

# 유도전동기의 속도 센서 없는 견실한 벡터 제어

## Robust Vector Control of an Induction Motor without Speed Sensor

朴太植\*, 金成奐\*, 金南正\*\*, 柳志潤\*\*\*, 朴貴泰\*\*\*  
(Tae-Sik Park, Seong-Hwan Kim, Nam-Jeung Kim,  
Ji-Yoon Yoo and Gwi-Tae Park)

### 요 약

본 논문의 목적은 유도 전동기의 속도 센서 없는 견실한 벡터 제어의 구현에 있다. 이를 위해 MRAS(Model Reference Adaptive System)를 사용하여 유도 전동기의 속도를 추정하였고, 파라미터 변동에 견실한 두 개의 회전자 자속 관측기를 설계하여 MRAS 속도 추정기에 기준 모델과 추정 모델로 사용하였다. MRAS에 근거를 둔 전체 제어 기법은 2.2kW 유도 전동기의 벡터 제어 드라이브를 사용하여 실현되었으며, 본 논문에서 제한한 속도 센서 없는 벡터 제어 기법이 기존의 속도 센서 없는 제어 기법에 비해 보다 안정하고 견실함을 증명하였다.

### Abstract

The purpose of this paper is to realize robust vector control of an induction motor without speed sensor. In order to do it, the speed of an induction motor is estimated using model reference adaptive system(MRAS) and two rotor flux observers which have robustness to the parameter variation are employed as the reference model and the adjustable model in MRAS speed estimator. The MRAS-based overall control scheme has been implemented on 2.2kW induction motor control system and it is verified that the proposed speed sensorless control scheme is more stable and robust than the conventional schemes. Key Words : MRAS(Model Reference Adaptive System), speed estimator, speed sensor, robustness, parameter variation

### I. 서 론

벡터 제어를 통한 유도 전동기의 고성능 운전을 위해서는 자속 정보뿐만 아니라 속도 정보 역시 필수적인 요소이다.

\* 高麗大學校 電氣工學科 博士課程  
(Dept. of Electrical Engineering, Korea Univ.)  
\*\* 大韓民國 特許廳 審査 4局 電氣科  
(Electrical Department of Exam. Bereau 4, Korea Industrial Property Office)  
\*\*\* 高麗大學校 電氣工學科 教授  
(Dept. of Electrical Engineering, Korea Univ.)  
接受日:1997年7月10日, 修正完了日:1997年10月16日

일반적으로 속도 정보를 얻기 위해서는 리졸버, 펄스 엔코더와 같은 센서를 이용한다. 그러나 이들 속도 센서들은 전동기와의 커플링이 어렵고, 설치 환경에 민감하여 신뢰성을 떨어뜨리며, 경제적인 면에서 가격이 올라가는 원인이 된다. 따라서 실제 여러 응용 분야에서 속도 센서를 사용하지 않고 제어를 수행하는 것이 유리할 수 있고, 고속 운전시 고주파의 엔코더 펄스 처리에 문제점이 있어 속도 센서 없는 벡터 제어에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

그 연구 내용을 보면 크게 두 가지 연구 방향으로 나눌 수 있다. 그 중 하나는 자속의 미분과 슬립식을

이용한 연산법<sup>[1]</sup>이고 다른 하나는 현대 제어 이론을 사용한 예로서 적응 제어를 통한 추정기<sup>[2,3,4]</sup> 그 주된 방식이다. 전자는 주로 초기에 사용되던 방식으로 여전히 그 구현이 용이해 실제적으로 많이 사용되고 있으나, 개루프로 연산이 수행되기 때문에 노이즈에 민감하고 슬립식 자체에 회전자 시정수 성분이 포함되어 그 변동이 직접적인 영향을 주기 때문에 파라미터의 보상이 필수적으로 요구되는 문제점이 있다. 이에 반해 적응 제어를 이용한 속도 추정기는 동특성을 고려하여 추정기를 설계할 수 있어 안정도 측면에서 매우 우수하고 속도 연산법에 비해 그 수렴 특성이 우수하다.<sup>[6]</sup> 그러나 이 방법 역시 속도 추정기에 있어서는 파라미터의 영향을 제거할 수 있으나, 속도 추정에 근간이 되는 자속 관측시 파라미터 변동에 대하여 직접적인 영향을 받는다.

본 연구는 파라미터 변동에 견실하며 신뢰성 있는 속도 센서 없는 백터 제어의 실현을 그 목적으로 한다. 이를 위해 구조가 간단하고 성능과 안정도가 우수한 MRAS 기법을 적용하여 보다 견실한 속도 추정을 가능하게 하였으며, 파라미터 변동에 견실한 두개의 자속 관측기를 기준 모델과 추정 모델로 사용해 그 변동에 대한 영향을 최소화시켰다. 더불어 DSP(TMS 320C31)를 사용한 2.2kW 모터 드라이브를 이용하여 원활한 속도 제어 성능을 실험을 통해 입증하였다.

## II. 유도 전동기의 상태 모델

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

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

여기서  $x = [i_s, \lambda_r]^T$

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

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

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

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

식 (1)에서 첨자  $r$ 은 회전자에,  $s$ 는 고정자에 관련된 성분임을 의미한다.  $\omega$ 는 속도를 의미하며  $r$ 은 회전자의 속도를 의미한다.  $M$ 은 상호 인덕턴스를 나타내며  $\sigma$ 는 과도 인덕턴스를 의미한다.

## III. MRAS를 이용한 속도 추정기

### A. MRAS를 이용한 속도 추정기의 설계

속도 추정을 위해 다음과 같이 유도 전동기의 전압식과 전류식을 근간으로 하는 자속 모델이 필요하며, 유도 전동기의 전압과 전류는 고정자측에서 측정되므로 모델을 고정자측으로 표현하였다.

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

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

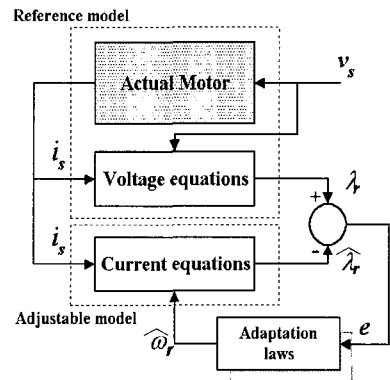


그림 1. 유도 전동기에 대한 MRAS를 이용한 속도 추정기

Fig. 1. Speed estimator of an induction motor using MRAS.

그림 1은 유도 전동기에 대한 MRAS를 이용한 속도 추정기의 블록도를 보여주고 있으며,  $\omega$ , 성분이 포함되어 있지 않은 전압 방정식을 이용한 모델 (2)를 기준 모델로,  $\omega$ , 성분이 포함되어 있는 전류 방정식을 이용한 모델 (3)을 추정 모델로 선정하여 적당한 적응 법칙을 설계하였으며  $\lambda_r$ 과  $\hat{\lambda}_r$ 은 실제와 추정된 회전자 자속의 벡터를 의미한다.

적응 법칙을 선정함에 있어서 시스템의 전체적인 안정도를 고려하여 추정된 값이 적당한 동특성을 가지고 실제 원하는 값으로 수렴하도록 한다. 여기서는 Hyperstability를 이용하여 적응 법칙을 유도하였다. 이 방법을 사용하면 MRAS를 이용한 속도 추정기에서 상태 오차 방정식의 안정도(Globally asymptotically stable)를 보장받을 수 있으나 이 방법은 수렴 과정에 동특성을 고려하지 않기 때문에 MRAS를 이용한 속도 추정기의 동특성을 고찰하기 위해서는 특정 동작점에 대해 시스템 방정식을 선형화 시켜야 한다. 일반적으로  $\omega_r$ 은 변수이고 모델은 선형 시변 시스템이나  $\omega_r$ 을 한 샘플링 구간 동안 상수로 간주할 수 있고 이점을 동작점으로 지정해 (3)으로부터 실제 자속과 추정 자속 사이의 상태 오차 방정식을 구하면 (4)가 된다. 여기서 추정 모델의 자속을  $\hat{\lambda}_{rq}$ ,  $\hat{\lambda}_{rd}$ 으로 표기했다.

$$p \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_{rq} \\ \hat{\lambda}_{rd} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) = p[\epsilon] = [A][\epsilon] - [W] \quad (4)$$

위에 상태 오차 방정식에 대해 Hyperstability를 보장하기 위해서는 오차 방정식의 개루프 전달 함수가 SPR(Strictly Positive Real)이어야 하며, Popov의 부등식을 만족시켜야 한다. 여기서 유도 전동기 오차 방정식의 개루프 전달 함수는 SPR(Strictly Positive Real)이 되며 Popov의 부등식을 만족시키기 위해 (5)와 같이 PI 형태의 속도 추정기를 임의의 선정할 수 있다.<sup>[6]</sup>

$$\hat{\omega}_r = \Phi_2([\epsilon]) + \int_0^t \Phi_1([\epsilon])d\tau \quad (5)$$

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

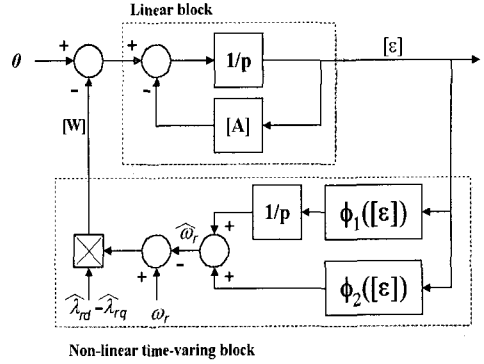


그림 2. 비선형 피드백 시스템으로 표현된 MRAS  
Fig. 2. MRAS represented as nonlinear feedback system.

Popov의 부등식은 (6)과 같고, (4)에서의  $[\epsilon]$ 과  $[W]$ 를 대입하고,  $\hat{\omega}_r$ 의 정의식을 사용하여 그를 만족시키는 해를 구하면 (7)과 같다.

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

$$\Phi_1 = K_2(e_q \hat{\lambda}_{rd} - e_d \hat{\lambda}_{rq}) = K_2(\lambda_{rq} \hat{\lambda}_{rd} - \lambda_{rd} \hat{\lambda}_{rq})$$

$$\Phi_2 = K_1(e_q \hat{\lambda}_{rd} - e_d \hat{\lambda}_{rq}) = K_1(\lambda_{rq} \hat{\lambda}_{rd} - \lambda_{rd} \hat{\lambda}_{rq})$$

여기서  $\gamma_0^2$ 은 양의 상수이며  $K_1$ 과  $K_2$ 는 적절한 임의의 이득을 나타낸다.

식 (2)에서의  $L_r/L_m$ 과 (3)에서의  $L_m/T_r$ 은 적응 법칙 내의 이득  $K_1$ 과  $K_2$ 에 포함됨을 알 수 있다. 따라서 적응 법칙에 대한 이 두 파라미터의 영향은 무시할 수 있으며 (5)를 통해 유도 전동기의 속도를 추정할 수 있다. 그러나 기본적으로 자속 추정시에 파라미터 변동에 대한 영향이 포함되므로 이에 대한 해결책이 필요하다.

## B. MRAS를 이용한 속도 추정기의 동특성

MRAS를 이용한 속도 추정기에서 추정 속도와 실제 속도는 시간에 따라 변화하기 때문에 MRAS를 이용한 속도 추정기의 동특성을 고찰하기 위해서는 특정 정상 상태에서의 소신호 상태 방정식이 필요하며 (3)을 사용

하여 유도할 수 있다. 여기서  $\omega_{ro}$ 는 특정 동작 주파수를 의미한다. 또한 고정자 전류와 동기된 회전축으로 상태 방정식을 변환하면 시변 부분이 직류가 되어 보다 효과적인 고려가 가능하다.

$$p \begin{bmatrix} \Delta\lambda_{rd} \\ \Delta\lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & (\omega_o - \omega_{ro}) \\ (\omega_{ro} - \omega_o) & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\lambda_{rd} \\ \Delta\lambda_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\lambda_{rqo} \\ \lambda_{rdo} \end{bmatrix} \Delta\omega, \quad (8)$$

$$p \begin{bmatrix} \Delta\lambda_{rd} \\ \Delta\lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & (\omega_o - \omega_{ro}) \\ (\omega_{ro} - \omega_o) & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\lambda_{rd} \\ \Delta\lambda_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_{rqo} \\ \hat{\lambda}_{rdo} \end{bmatrix} \Delta\omega, \quad (9)$$

위 방정식으로부터 오차 함수 e는 벡터의 내적의 형태를 가지며 이것을 다음과 같이 선형화 시킬 수 있다.

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

(10)으로부터  $\Delta\omega_r$ 의  $\Delta e$ 에 대한 전달 함수를 구할 수 있다.

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

여기서  $|\lambda_{rd}|^2 = \lambda_{rdo}^2 + \lambda_{rqo}^2$ 이다. 또한, 정상 상태이므로  $\lambda_{rqo} = \hat{\lambda}_{rqo}$ ,  $\lambda_{rdo} = \hat{\lambda}_{rdo}$ 라고 가정하였다. 따라서 그림 3과 같이 MRAS를 이용한 속도 추정기의 동특성에 대한 블록도를 나타낼 수 있으며, 이 때 페루프 극 궤적은 그림 4와 같다. 그림 4에서 MRAS를 이용한 속도 추정기가 안정함(Asymptotically stable)을 알 수 있다.

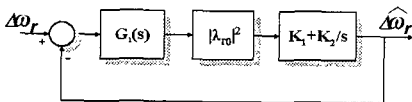


그림 3. MRAS를 이용한 속도 추정기의 동특성  
Fig. 3. Dynamics of the speed estimator using MRAS.

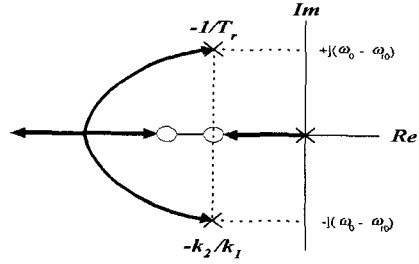


그림 4. 그림 3에 대한 극 궤적  
Fig. 4. Root locus of Fig. 3.

그러나 실제로 회전자 자속을 (2)로 추정할 때는 순수한 적분이 들어가기 때문에 어려움이 있다. 즉 적분의 초기 조건에 따라 그 특성이 달라지며, 또한 읍셀 성분으로 인해 적분이 발산하는 문제를 내포하고 있다. 따라서 본 논문에서는 주파수 보상 자속 관측기를 사용하여 순수한 적분기의 문제를 해결하고 이를 MRAS를 이용한 속도 추정기에 기준 모델로 사용하였다. 또한 추정 모델로서 최소 차원 관측기를 사용하여 안정도 및 수렴 특성이 우수한 자속 관측이 가능하게 하였으며, 두 관측기 모두 파라미터 변동에 견실하도록 설계하여 추정된 속도 역시 파라미터 변동에 견실성을 갖도록 하였다.

#### IV. 관측기의 설계

전압 모델을 통해 회전자 자속을 관측하여 기준 모델로 하고, 속도 성분이 포함된 최소 차원 관측기를 추정 모델로 하여 속도 추정을 실현할 수 있다. 자속의 관측에 있어서 정확성과 파라미터 변동에 대한 견실성을 그 주안점으로 하였다.

##### A. 주파수 보상 자속 관측기<sup>[1]</sup>

전술한 바와 같이 (2)를 통한 자속 관측은 순수한 적분기의 존재로 인한 문제와 파라미터 변동에 대한 문제를 내포하고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 (13)과 같이 두개의 지연 회로를 사용하여 그 문제점을 해결할 수 있다.<sup>[1]</sup>

여기서

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

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

여기서  $e^c$ 는 추정된 역기전력을 의미하며  $\Delta$ 는 파라미터의 변화량을 나타낸다. 그리고  $p$ 는 미분기이고  $T$ 는 지연회로의 이득을 나타낸다.

위의 자속 관측기를 파라미터 변동에 대한 영향을 고려하기 위해 주파수 영역에서 해석하면 다음과 같다.

$$\lambda_r^* = \lambda_r + F(\lambda_r - \lambda_r^*) + (T \Delta R_s - \Delta L_s) F i_s + \Delta L_s i_s \quad (15)$$

$$F = \frac{1}{1 + j\omega T} = \frac{1}{(1 + (\omega T)^2)^{1/2}} \cdot e^{-j\gamma} \quad (16)$$

이때 전동기 파라미터의 영향 중 저항 변화에 대한 것이 지배적이라면 (15)에서 파라미터 변동에 대해 가장 큰 영향을 주는 것은 세번째 성분이다. 따라서 세번째 성분을 다시 쓰면 (17)과 같이 표현되고 파라미터 변동에 대한 위상 변화를 최소로 하기 위해서는  $\gamma^* = \gamma_c$ 가 되어야 한다. 따라서 지연 회로의 이득  $T$ 를 회전자의 개루프 시정수와 같게 하여 파라미터 변동에 대한 지연을 최소화할 수 있다.

$$\begin{aligned} (T \Delta R_s - \Delta L_s) F i_s &= (T \Delta R_s - \Delta L_s) F i_{sd}^* \cdot e^{(j\gamma^* - \gamma_c)} \quad (17) \\ \gamma^* - \gamma_c &= \tan^{-1}(\omega_s T_r) - \tan^{-1}(\omega_s T) = 0 \\ \therefore T &= T_r \end{aligned}$$

### B. 최소 차원 자속 관측기<sup>[5]</sup>

(1)에 유도 전동기 상태 방정식을 이용하여 회전자 자속에 대한 최소 차원 관측기를 설계할 수 있다. 여기서 설계된 최소 차원 자속 관측기는 속도 성분을 포함하고 있어 속도 추정시 추정 모델로 사용하였다. 또한 감도 행렬(sensitivity matrix)을 도입하여 파라미터 변동에 대해 견실한 자속 관측기를 설계해 주었다. (1)로부터 자속에 대한 최소 차원 관측기를 설계하면 (18)이 된다.

$$\dot{\lambda}_r = (A_{22} - GA_{12}) \lambda_r + (A_{21} - GA_{11}) i_s - GB_1 v_s + G i_s \quad (18)$$

최소 차원 자속 관측기를 블록도로 나타내면 그림 5와 같다.

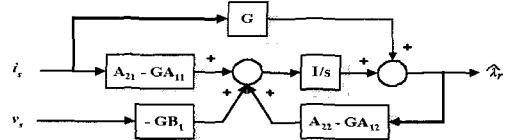


그림 5. 최소 차원 자속 관측기  
Fig. 5. Reduced order flux observer.

(1)과 (18)로부터 (19)와 같이 관측기 자속과 실제 자속 사이의 오차 상태 방정식이 유도된다.

$$\dot{e} = (A_{22} - GA_{12})e = -He \quad (19)$$

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

$$A_{ij}' = A_{ij} + \Delta A_{ij} \quad (20)$$

식 (20)을 대입하여 오차 방정식을 다시 쓰면 (21)이 된다.

여기서

$$\dot{e} = -He + S_1 \lambda_r + S_2 i_s \quad (21)$$

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

$S_1, S_2$ 는 위에서 알 수 있듯이 전동기의 파라미터들이 변할 때 생기는 성분들이 되며 이것을 감도 행렬(sensitivity matrix)로 정의할 수 있다. 따라서  $S_1, S_2$ 이 최소값이 되도록 관측기의 이득을 선정하면 파라미터 변동에 견실한 관측기가 된다.

### V. 실험 및 고찰

본 논문에서의 하드웨어 시스템은 유도 전동기의 속도, 위치 및 전류 제어를 행하기 위한 서보 드라이브로 고속 및 다량 연산에 있어서 최적의 프로세서인 DSP(TMS 320C31)를 하드웨어 시스템의 주연산 및 제

여기로 사용하였고, 이와 함께 전력 변환부의 고집적화를 통한 인버터의 신뢰성 향상을 실현하기 위해 IPM(Intelligent Power Module)을 이용하여 전력 변환부를 구성하였다. 더불어 전류 제어는 상태 궤환 전류 제어와 공간 벡터 변조 방식을 사용하여 전류와 샘플링 주파수는 8kHz로 행하였으며, 속도 제어기로 PI 제어를 사용하였다. 전체 하드웨어 시스템은 그림 6과 같으며 유도 전동기의 정격과 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 유도 전동기의 정격과 파라미터

Table 1. The ratings and parameters of induction motor.

Voltage	150 [V]	$R_s$	0.385 [ $\Omega$ ]
Frequency	50 [Hz]	$R_r$	0.342 [ $\Omega$ ]
		$L_s$	0.03257 [H]
Current	14 [A]	$L_r$	0.03245 [H]
		$L_m$	0.03132 [H]
		J	0.0088 [Kg m <sup>2</sup> ]

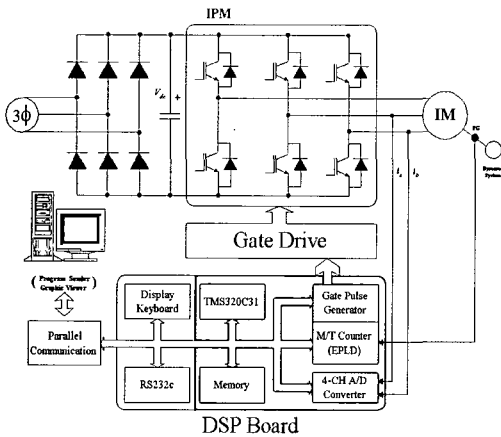
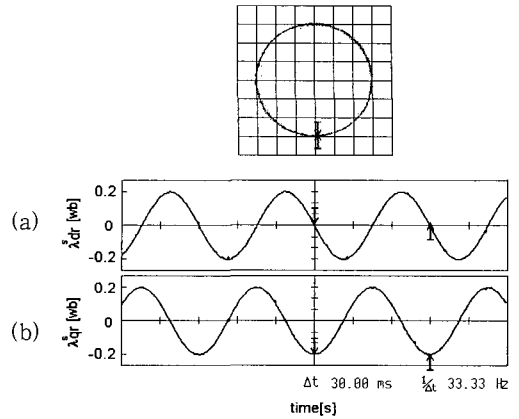


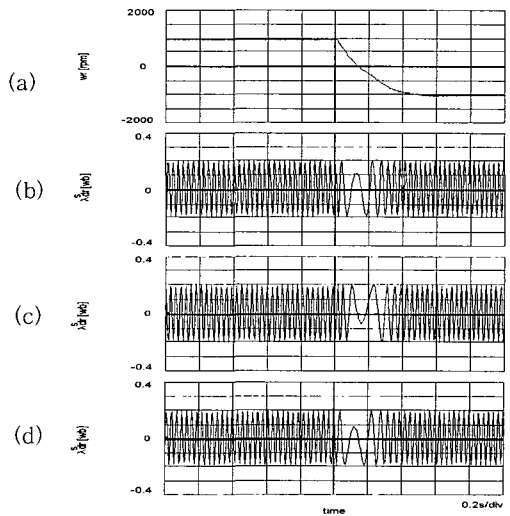
그림 6. 전체 하드웨어 시스템 구성도

Fig. 6. Total hardware system.

속도 추정에 기본이 되는 주파수 보상 자속 관측기와 최소 차원 자속 관측기에 의한 자속 관측을 그림 7과 그림 8에서 보여 주고 있다. 두 자속 관측은 모두 1000 rpm에서의 정상 상태 특성 및 1000 rpm에서 -1000 rpm으로의 속도 역전시 과도 상태를 보여 주고 있으며, 더불어 파라미터를 변동시켜



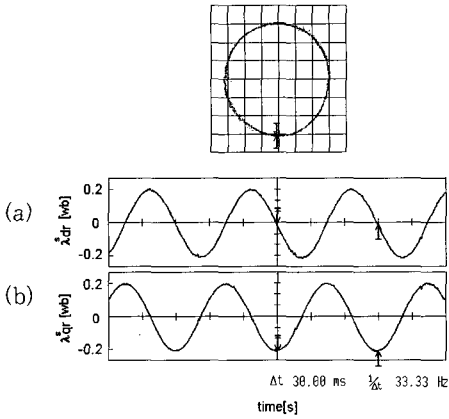
(A) 정상 상태에서의 자속 추정(1000rpm, 0.2[wb])  
 (a) d축 자속 (b) q축 자속  
 (A) Flux observing in steady state (1000rpm, 0.2[wb]).  
 (a) d-axis flux (b) q-axis flux



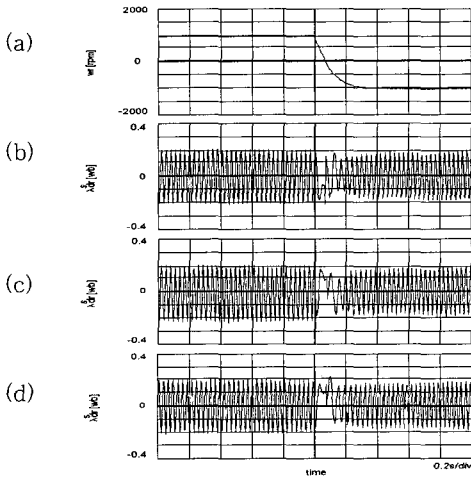
(B)  $R_s$  변화에 따른 과도 상태 특성  
 (a) 속도 ( $\pm 1000$ rpm) (b)  $0.5 R_{sn}$  (c)  $1.0 R_{sn}$  (d)  $1.5 R_s$   
 (B) Transient characteristics with  $R_s$  variation.  
 (a) Speed( $\pm 1000$ rpm) (b)  $0.5 R_{sn}$  (c)  $1.0 R_{sn}$  (d)  $1.5 R_{sn}$

그림 7. 주파수 보상 자속 관측기 이용한 자속 추정  
 Fig. 7. Frequency-compensated flux observer.

유도전동기의 속도 센서 없는 견실한 벡터 제어



(A) 정상 상태에서의 자속 추정(1000rpm, 0.2[wb])  
 (a) d축 자속 (b) q축 자속  
 (A) Flux observing in steady state (1000rpm, 0.2[wb]).  
 (a) d-axis flux (b) q-axis flux



(B)  $R_s$  변화에 따른 과도 상태 특성  
 (a) 속도 응답( $\pm 1000$ rpm) (b)  $0.5 R_m$  (c)  $1.0 R_m$  (d)  $1.5 R_m$   
 (B) Transient characteristics with  $R_s$  variation.  
 (a) Speed ( $\pm 1000$ rpm) (b)  $0.5 R_m$  (c)  $1.0 R_m$  (d)  $1.5 R_m$

그림 8. 최소 차원 자속 관측기를 사용한 자속 추정  
 Fig. 8. Minimum order flux observer.

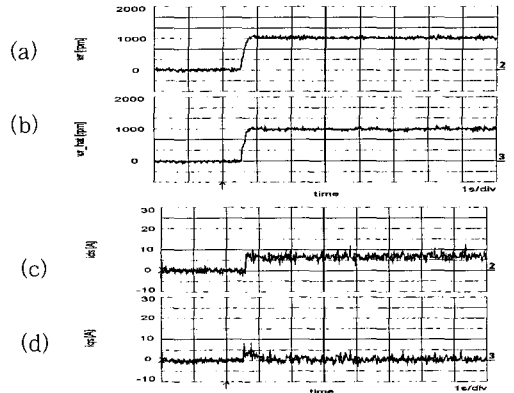


그림 9. 추정된 속도에 의한 속도 및 전류 제어 특성 (100 rpm)  
 (a) 실제 속도 (b) 추정 속도  
 (c) 자속 전류 (d) 토크 전류

Fig. 9. Speed and current characteristics with estimated speed (100 rpm).  
 (a) real speed (b) estimated speed  
 (c) flux current (d) torque current

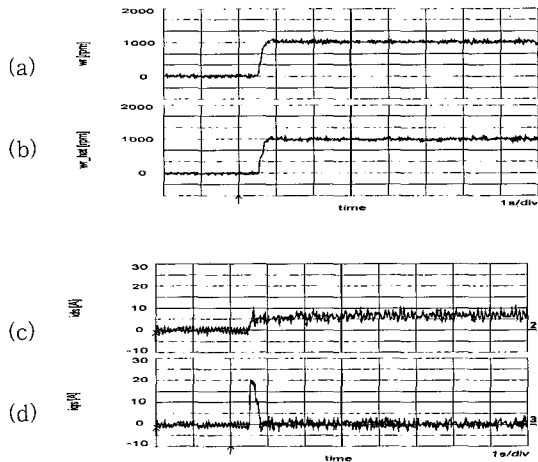


그림 10. 추정된 속도에 의한 속도 및 전류 제어 특성 (1000 rpm)  
 (a) 실제 속도 (b) 추정 속도  
 (c) 자속 전류 (d) 토크 전류

Fig. 10. Speed and current characteristics with estimated speed (1000 rpm).  
 (a) real speed (b) estimated speed  
 (c) flux current (d) torque current

자속 관측의 견실성을 시험하였다. 그림에서와 같이 속도의 역전시 자속 또한 반전됨을 알 수 있고 파라미터의 변동에도 매우 견실함을 알 수 있다. 견실한 자속 관측을 근거로 하여 제시된 그림 6 전체 하드웨어 시스템 구성도 속도 추정기의 성능을 고찰하기 위해 100 rpm(그림 9)과 1000 rpm(그림 10)에서 속도 센서리스 벡터 제어를 행하였다. 그림 9와 그림 10에서 보여 주듯이 추정 속도가 실제 속도에 원만하게 수렴하며 그 응답 특성 또한 견실하며 우수한 성능을 지님을 알 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문은 저속에서부터 고속에 이르는 파라미터 변동에 견실하며 신뢰성 있는 속도 센서 없는 벡터 제어의 실현을 목적으로 한다. 속도를 추정함에 있어서 MRAS를 이용한 속도 추정기를 설계하고 그 우수성과 실제 속도 제어에의 사용 가능성을 보였으며 견실한 속도 응답을 얻었다. 속도 추정에 근간이 되는 자속을 관측함에 있어서는 파라미터 변동에 견실한 두 개의 관측기를 설계하여 그 신뢰성을 증명하였다. 이와 같은 연구 결과로부터 속도 센서 없이 추정된 속도만으로 원만한 속도 제어가 가능함을 보였으며, 고성능 DSP(TMS320C31)를 이용한 2.2 kW 유도 전동기 구동 시스템에 적용하여 제안된 방식의 유용성을 입증하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] T. Ohtani and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder" IEEE-IAS. Mtg. Conf. Rec., pp.500-507, 1989
- [2] S. Nonaka and Y. Neba, "Current Regulated PWM-CSI Induction Motor Drive System Without a Speed Sensor," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 1, pp.116-125, 1994.
- [3] U. B. Manfred Depenbrock and G. Gierse, "Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine : A Basis for Speed Control Without Speed Measurement," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 28, No. 3, pp.581-588, 1992.
- [4] H. Tajima and Y. Hori, "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 29, No. 1, pp.175-180, 1993.
- [5] Y. Hori, T. Umeno, "Implementation of Robust Flux Observer Based Field Orientation Controller for induction Motor", IAS, '89, pp523-528
- [6] 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.

## 저 자 소 개



朴 太 植(學生會員)  
1994년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



金 成 奧(學生會員)  
1991년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 고려대 부설 정보통신연구소 연구원



유도전동기의 속도 센서 없는 건설한 백터 제어



金南正(準會員)  
1957년 4월 17일생. 1986년 서울산업대 전기공학과 졸업. 1989년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 대한민국 특허청 심사관.



朴貴泰(正會員)  
1947년 10월 25일생. 1975년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1975년 한국 에너지 연구소 연구원. 1978년 광운대 공대 전기공학과 조교수. 1984년~1985년 미국 일리노이대학 객원연구원. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수



柳志潤(正會員)  
1995년 2월 25일생. 1997년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다대학 전기공학과 졸업(공박). 1987년~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수.