

# 확장칼만필터 이론을 응용한 속도센서없는 유도전동기의 벡터제어

(Vector Control of sensorless induction motor using Extended Kalman Filter theory)

吳元錫\* · 任楠赫\*\* · 洪讚熙\*\*\*

(Won-Seok Oh · Nam-Hyuk Yim · Chan-Hee Hong)

## 요 약

본 연구에서는 Extended Kalman Filter(EKF)를 이용한 속도센서없는 유도전동기의 벡터제어의 구현을 제안하였다. 또한 회전자 저항의 변동을 보상할 수 있도록 회전자 저항도 추정한다. 이산화된 유도전동기의 모델을 통해 유도 전동기의 속도와 회전자 저항을 포함한 상태 변수를 정의하고 벡터 제어에 필요한 자속각을 추정하여 노이즈 환경에 놓인 시스템의 동작 특성을 안정되게 하였다.

EKF알고리즘의 연산을 위하여 DSP를 이용하고, 전류 제어 장치로 공간 전압벡터 변조 방식의 적용이 용이한 마이크로 컨트롤러를 채용하고, 인버터는 IPM(Intelligent Power Module)으로 실험장치를 구성하였다.

시뮬레이션과 실험을 통하여 속도 추정 특성과 회전자 저항 특성을 실험본 결과, 본 논문의 EKF 알고리즘이 속도 센서없는 유도전동기 벡터제어에 적합함을 입증할 수 있었다.

## Abstract

In field oriented control of Induction motors, speed sensor is required, which reduces the sturdiness of drive system and together with the expenditure of hardware for faultless transmission and processing of sensor signals it causes considerable expenses. These expensive sensors can be replaced by speed sensorless concept.

And for good control, the knowledge of the rotor flux component or the rotor resistance are needs. Thus, this paper is based on a Extended Kalman Filter(EKF) that estimates the state variables that are required for the control by only measuring the line voltages and currents of the machine. The rotor time constant and speed estimated by the EKF show satisfactory agreement with the real values, with the simulation approaches.

\* 正會員 : 유한전문대 전임강사

\*\* 正會員 : 대림전문대 전임강사

\*\*\* 正會員 : LG산전 중앙연구소 연구원

接受日字 : 1994年 10月18日

## 1. 서론

최근 산업계에서는 구조가 간단하고 유지 및 보수가 간편한 동력설비용 유도 전동기의 고성능 운전을 위한 벡터제어이론의 응용이 광범위해지고 있다. 벡터제어의 목적은 고정자 전류의 자속 성분과 토크 성분을 항상 서로 분리제어함으로써 직류전동기와 같은 특성을 얻고자 하는데 있으므로 분리를 위하여 전동기의 회전자 자속의 크기와 위치에 대한 정보가 필요하게 된다. 이 정보는 홀센서나 서칭 코일등의 부가적인 자속 센서를 통하여 얻을 수 있으나, 센서가 부착된 특수전동기가 필요하다는 단점 때문에 고정자 전류와 전압 및 기계적 속도를 측정하여 회전자 자속을 연산하는 간접 자속 측정 방식이 널리 이용된다. 회전속도를 얻는 방법으로 펄스 엔코더나 레졸버등의 속도센서가 필요하게 되는데 이러한 기계적인 센서의 사용은 센서신호 전송을 위한 하드웨어의 비용증가와 환경적 제약으로 인해 구동시스템의 성능을 저하시키게 된다. 따라서, 속도 센서를 사용하지 않고 전압, 전류등으로 부터 회전속도를 측정하는 속도 센서없는 벡터제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.<sup>1)~3)</sup> 이중 MRAS<sup>1)</sup>나 Observer<sup>2)</sup> 이론 등 현대제어이론을 적용한 연구도 제안되고 있다. 이 방법들은 우수한 추정성능 보이고 있으나, 전동기의 파라미터 변동에 민감하다는 점과 측정 노이즈의 영향을 받는다는 단점이 있으므로 파라미터 설정오차와 노이즈에 대한 보상방법이 필요하다.

그러므로, 좀더 선택적인 방법으로 Extended Kalman Filter(EKF)이론에 기초한 속도추정방법이 제안되었다.<sup>3)~5)</sup> 이 방법은 추정오차분산을 최소화하여 비선형시스템의 상태변수를 정확하게 추정하는 능력을 갖춘 순환형 최적필터의 성격을 가지므로 노이즈 환경에 놓인 시스템의 상태변수와 파라미터를 적절히 추정할 수 있게 된다.

본 연구에서는 속도센서없는 벡터제어의 성능 향상을 위하여 Extended Kalman Filter 이론에 기초한 방법을 제시한다. 고정자 전류와 회전자 자속을 상태변수로, 회전자 저항과 회전자 속도

를 추정 파라미터로 설정하였고 회전자 저항과 속도를 동시에 추정할 수 있는 시스템구조를 제안하였다. 측정치는 고정자 전압과 전류로 하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 본 연구의 타당성을 입증하였다.

## 2. 이산형 유도전동기 모델

유도전동기의 동태방정식은 고정자 기준축에서 식(2.1)과 같은 연속형상태공간 방정식으로 표현할 수 있다.<sup>3)</sup>

$$X = AX + BU \quad (2.1)$$

여기서

$$X = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T, \quad U = [v_{ds} \ v_{qs} \ 0 \ 0]^T$$

$$a_{11} = a_{22} = -\frac{1}{D} (R_s L_r + \frac{L_m^2}{L_r} R_r)$$

$$a_{13} = a_{24} = \frac{L_m}{D L_r} R_r$$

$$a_{14} = -a_{33} = \frac{L_m \omega_r}{D}$$

$$a_{31} = a_{42} = \frac{L_m}{L_r} R_r, \quad a_{12} = a_{21} = a_{32} = a_{41} = 0$$

$$a_{33} = a_{44} = -\frac{1}{L_r} R_r, \quad a_{43} = -a_{34} = \omega_r$$

$$B = \text{diag} \left[ \frac{L_r}{D} \ \frac{L_r}{D} \ 0 \ 0 \right], \quad D = L_s L_r - L_m^2$$

Extended Kalman Filter 이론은 상태공간에서 이산형 상태공간 방정식에 기초하므로 식(2.1)을 이산화하면 식(2.2)와 같다.

$$X(n+1) = F(n)X(n) + G(n)U(n) \quad (2.2)$$

여기서

$$F(n) = \exp(A(n)T)$$

$$G(n) = \int_0^T \exp(A(n)T) B \, dv$$

이고 T는 샘플링 시간이다. T가 매우 작다면,

$$F(n) \cong I + A(n)T, \quad G(n) \cong BT$$

$$X(n+1) = X(n) + T[A(n)X(n) + BU(n)]$$

$$(2.3)$$

으로 근사화가 가능하므로 회전자 저항과 전동기 속도를 추정하기 위하여 다음과 같은 모델을 도입한다.

$$\theta(n) = \begin{bmatrix} R_r(n+1) \\ \omega_r(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r(n) \\ \omega_r(n) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

이 모델은 회전자 저항과 전동기 속도가 추정

간격내에서는 변화하지 않는다는 가정에 기초한다. 그러므로, 새로운 상태벡터  $\xi(n)$ 을 식(2.5)로 정의할 수 있다.

$$\xi(n) = \begin{bmatrix} X(n) \\ \theta(n) \end{bmatrix} = [i_{ds}(n) \ i_{qs}(n) \ \phi_{dr}(n) \ \phi_{qr}(n) \ R_r(n) \ \omega_r(n)]^T \quad (2.5)$$

그러므로 식(2.3), 식(2.4)는 식(2.6)으로 표현된다.

$$\xi(n+1) = f[\xi(n) \ U(n) \ n] \quad \text{즉,}$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds}(n+1) \\ i_{qs}(n+1) \\ \phi_{dr}(n+1) \\ \phi_{qr}(n+1) \\ R_r(n+1) \\ \omega_r(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1[\xi(n) \ U(n) \ n] \\ f_2[\xi(n) \ U(n) \ n] \\ f_3[\xi(n) \ U(n) \ n] \\ f_4[\xi(n) \ U(n) \ n] \\ f_5[\xi(n) \ U(n) \ n] \\ f_6[\xi(n) \ U(n) \ n] \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

여기에서,

$$f_1 = [1 - \frac{1}{D} (R_s L_r + \frac{L_m^2}{L_r} R_r(n) T)] i_{ds}(n) + \frac{L_m}{DL_r} R_r(n) T \phi_{dr}(n) + \frac{L_m^2 \omega_r(n)}{D} T \phi_{qr}(n) + \frac{L_r}{D} T v_{ds}(n)$$

$$f_2 = [1 - \frac{1}{D} (R_s L_r + \frac{L_m^2}{L_r} R_r(n) T)] i_{qs}(n) + \frac{L_m}{DL_r} R_r(n) T \phi_{qr}(n) - \frac{L_m \omega_r(n)}{D} T \phi_{dr}(n) + \frac{L_r}{D} T v_{qs}(n)$$

$$f_3 = \frac{L_m}{L_r} R_r(n) T i_{ds}(n) + [1 - \frac{1}{L_r} R_r(n) T] \phi_{dr}(n) - \omega_r(n) T \phi_{qr}(n)$$

$$f_4 = \frac{L_m}{L_r} R_r(n) T i_{qs}(n) + \omega_r(n) T \phi_{dr}(n) + [1 - \frac{1}{L_r} R_r(n) T] \phi_{qr}(n)$$

$$f_5 = R_r(n)$$

$$f_6 = \omega_r(n)$$

이다.

### 3. Extended Kalman Filter 알고리즘

유도전동기는 정확한 모델로 표현하기 어렵기 때문에 모델링 오차가 필수적으로 생기게 된다. 또한, 온도에 의한 회전자 저항등 유도전동기 파라미터의 변동도 오차를 일으키므로 이러한 오차들을 노이즈로 설정하여 이산형 전동기 모델을

식(3.1)과 같이 나타낼 수 있다.<sup>4)</sup>

$$\xi(n+1) = f[\xi(n) \ U(n) \ n] + W(n) \quad (3.1)$$

여기서  $W(n)$ 은 시스템 노이즈로 무상관 백색 노이즈(uncorrelated white noise)이다. EKF 추정 알고리즘을 적용하기 위해서는 추정 상태벡터방정식이 필요하므로 식(3.2)를 정의한다.

$$Z(n) = H \cdot \xi(n) + V(n) \quad (3.2)$$

여기서  $Z(n)$ 은 샘플링 순간(n)에서의 전류와 자속의 측정된 성분을 나타내며  $V(n)$ 은 무상관 측정오차(uncorrelated measurement error)이고 백색노이즈(white noise)의 성격을 갖는다.

$i_{ds}, i_{qs}$ 는 측정된 전류  $i_a, i_b, i_c$ 의 3상-2상 변환에 의해 구해지고  $\phi_{dr}, \phi_{qr}$ 은 회전자 자속 관련식(3.3)과 식(3.4)을 이용하여 측정 전류와 전압  $v_s, v_r$ 의 정보를 통하여 얻어진다.

$$\phi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (\phi_{dqs} - \sigma L_{s,dqs}) \quad (3.3)$$

여기서  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

$$\phi_{dqs} = \int (v_{dqs} - R_s i_{dqs}) dt \quad (3.4)$$

그러므로, 행렬  $H$ 는 식(3.5)로 정의된다.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

식(3.1)로 표현된 전동기의 상태방정식에서 모델오차  $W(n)$ 항은 미지의 항이므로 (n+1)번째 샘플링 순간의 예측 상태벡터  $\xi_s(n+1)$ 은 식(3.6)과 같이 표현될 수 있다.

$$\xi_s(n+1) = f[\xi_s(n) \ U(n) \ n] \quad (3.6)$$

여기서,  $\xi_s(n)$ 은 전 샘플링 순간(n)에서의 추정항이 된다.

(n+1)순간의 추정항  $\xi_s(n+1)$ 은 예측항과 측정항 사이의 오차를 이용하여 식(3.7)과 같이 구할 수 있다.

$$\xi_s(n+1) = \xi_s(n+1) + K(n+1) [Z(n+1) - H \xi_s(n+1)] \quad (3.7)$$

여기서,  $K(n+1)$ 은 칼만 이득행렬이며 식(3.8)와 같다.

$$K(n+1) = P_r(n+1) H^T [H P_r(n+1) H^T + R]^{-1} \quad (3.8)$$

여기서,  $R$ 은 측정오차의 공분산 행렬이다. 추정오차의 공분산 행렬  $P_r(n+1)$ 은 식(3.9)

와 같다.

$$P_e(n+1)=[I-K(n+1)H]P_r(n+1) \quad (3.9)$$

식(3.8)과 식(3.9)를 구하기 위해서는 예측오차의 공분산행렬  $P_r(n+1)$ 의 정보가 필요하며 식(3.10)과 같이 표현된다.

$$P_r(n+1)=\phi(n)P_e(n)\phi^T(n)+Q \quad (3.10)$$

여기서,  $\phi(n)$ 은

$$\phi_s(n)=\left. \frac{\partial f[\xi(n)U(n) n]}{\partial f_i(n)} \right|_{\xi(n)=\xi_e(n)} \quad (3.11)$$

그리고  $Q$ 는 예측오차의 공분산 행렬이다.

그림 3.1에 EKF 알고리즘의 흐름도를 나타내었다.

본 연구의 EKF 알고리즘을 적용한 속도센서 없는 유도전동기 벡터제어시스템의 블럭선도를 그림 3.2에 나타내었다.

Vector rotator 블럭에서 출력된  $\theta_e$ 를 이용하여 고정자 기준축의 전압명령이 식(3.12)와 같이 계산된다. <sup>5)</sup>

$$\begin{aligned} V_{ds}^* &= v_{ds}^* \cos\theta_e - v_{qs}^* \sin\theta_e \\ V_{qs}^* &= v_{qs}^* \sin\theta_e + v_{ds}^* \cos\theta_e \end{aligned} \quad (3.12)$$

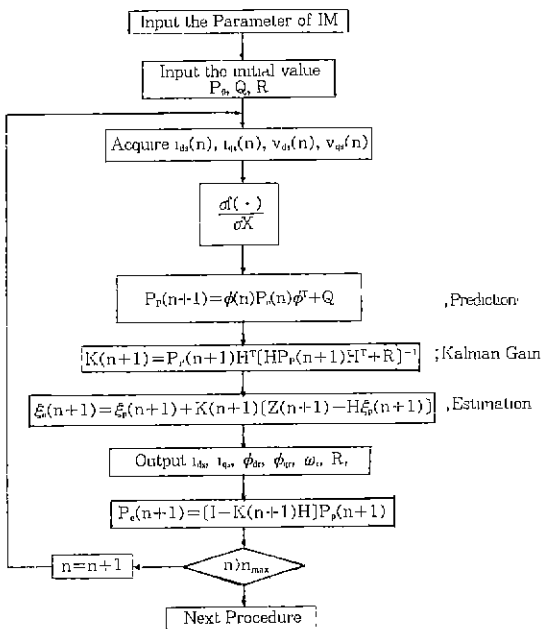


그림 3.1 Extended Kalman Filter의 흐름도  
Fig. 3.1 Flow chart of Extended Kalman Filter

$$\begin{aligned} \cos\theta_e &= \frac{\phi_{or}}{\phi_r}, \quad \sin\theta_e = \frac{\phi_{br}}{\phi_r} \\ \phi_r &= \sqrt{\phi_{or}^2 + \phi_{br}^2} \end{aligned}$$

이다.

Extended Kalman Filter 블럭의 입력은 전동기의 필터된 전압과 전류치이며 출력은 추정된 상태변수인 고정자 자속, 속도, 회전자 저항이다.

그림 3.2에서 SVM(Space Vector Modulation)은 공간전압벡터 변조 방식을 이용한 전류 제어기로 제어기에서 구해진 전류 지령치를 인버터 스위칭 동작으로 바꾸는 블럭이다.

#### 4. 공간 전압 벡터 변조

본 연구에서는 인버터의 스위칭 방법으로서, 공간전압벡터 변조방식을 채용하였다.

인버터에서 사용가능한 출력전압의 공간벡터,  $V_k$ 는 8개이며 식(4.1)과 같이 나타낼 수 있다. <sup>7)</sup>

$$V_k(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3} E_d e^{jk\omega t} \quad (4.1)$$

여기서  $k=S_a 2^0 + S_b 2^1 + S_c 2^2$ 이고  $E_d$ 는 인버터 DC링크전압이다.  $S_a, S_b, S_c$ 는 인버터 각상의 스위칭 함수로서 0과 1의 값을 갖으며  $S_a=1$ 일 때는 a상의 위의 암(arm)측에 있는 스위칭 소자가 도통하는 경우이고  $S_a=0$ 일 때는 아래의 암에 있는 소자가 도통되는 경우이다. b, c상도 마찬가지로 이므로 인버터 출력 전압의 공간 벡터는 8개가 된다. 그림 3.2에서 보는 바와 같이 전류 오차가 PI제어기를 거쳐 명령 전압 벡터  $V_s^*$ 가

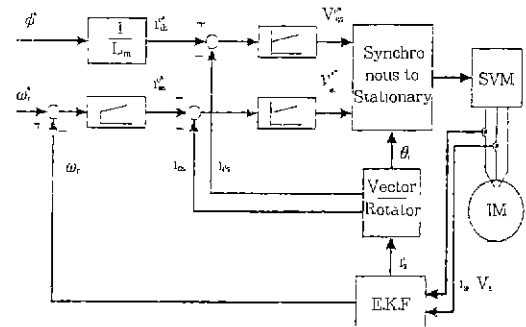


그림 3.2 제어시스템의 블럭선도  
Fig. 3.2 Block diagram of control system

되고 SVM(Space Vector Modulation)블럭에서 기준전압 벡터를 발생하게 되는데 그림 4.1과 같은 인접 공간 전압 벡터를 이용한다.

그림 4.1(a)의 V1과 V2는 식(4.1)에서 V1(1, 0, 0)일 때와 V2(0, 1, 0)일 때이며 공간적으로 표현한 것이다. V<sub>s</sub>는 명령전압벡터이므로 이 전압을 발생하기 위해서는 V1벡터 방향의 V<sub>A</sub> 벡터와 V2벡터 방향의 V<sub>B</sub>벡터가 그림 4.1(a)와 같이 발생되어야 함을 알 수 있다. 그림 4.1(b)는 각 인버터 상의 동작에 따른 공간벡터 발생방법을 표현한다. V<sub>s</sub>를 발생하기 위해 전압벡터의 발생순서가 ...V0 V1 V2 V7 V2 V1 V0...순으로 됨을 알 수 있다. 항상 V<sub>0</sub>에서 시작하고 V<sub>7</sub>에서 끝나게 하고 이를 역으로 반복하여 V<sub>0</sub>로 마무리한다. 따라서 어느 섹터에서든지 처음시작은 윗쪽 암 한상만 on되도록 스위칭하고 다음에는 섹터에 밀접한 전압벡터를 스위칭한다.

그림 4.1로 부터 식(4.2)를 얻을 수 있다.

$$V_s T_z = V_0 T_0 + V_1 T_A + V_2 T_B + V_7 T_7 \quad (4.2)$$

여기서, T<sub>z</sub> = T<sub>0</sub> + T<sub>A</sub> + T<sub>B</sub> + T<sub>7</sub>이며, T<sub>0</sub>, T<sub>A</sub>, T<sub>B</sub>, T<sub>7</sub>는 각각 인버터 출력벡터의 출력시간을 의미한다. 그러므로 지령벡터 V<sub>s</sub>가 주어지면 출력 가능벡터를 식(4.2)와 같이 이용하여 원하는 출력 벡터를 얻을 수 있다.

식(4.2)을 직교좌표상에 나타내면 다음식을 얻을 수 있다.

$$T_z \frac{2}{3} E_d a \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ \sin\gamma \end{bmatrix} = T_A \frac{2}{3} E_d \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_B \frac{2}{3} E_d \begin{bmatrix} \cos 60^\circ \\ \sin 60^\circ \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$a = \frac{|V_s|}{\frac{2}{3} E_d} \quad (4.4)$$

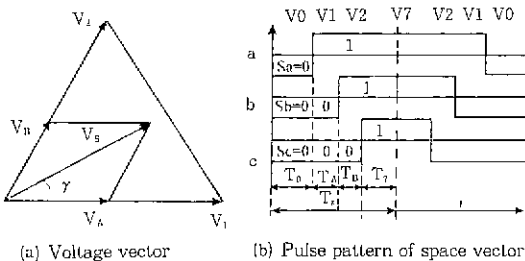


그림 4.1 공간 벡터도  
Fig. 4.1 Space vector diagram

그러므로,

$$T_A = T_{za} \frac{\sin(60^\circ - \gamma)}{\sin 60^\circ} \quad (4.5)$$

$$T_B = T_{za} \frac{\sin\gamma}{\sin 60^\circ} \quad (4.6)$$

$$T_0 + T_7 = T_z - (T_A + T_B) \quad (4.7)$$

따라서, 지령벡터에 인접하는 공간전압벡터 V<sub>A</sub>, V<sub>B</sub>를 각각 T<sub>A</sub>, T<sub>B</sub>만큼 출력하고 T<sub>0</sub>, T<sub>7</sub>의 zero 벡터를 출력하면 원하는 지령벡터 V<sub>s</sub>를 얻을 수 있다.

동기좌표계의 PI 전류 제어기에서 명령전압벡터 V<sub>s</sub>는 동기좌표계로 주어진 d축, q축 전류 기준치와 측정된 전류 i<sub>d</sub>, i<sub>q</sub>의 d축, q축으로 변환된 i<sub>ds</sub>, i<sub>qs</sub>의 차이를 PI 제어기를 통하여 동기좌표계상의 전압 기준치 v<sub>d</sub><sup>\*</sup>, v<sub>q</sub><sup>\*</sup>를 만들어 내어 구하게 된다.

또한 변조각 γ는 v<sub>d</sub><sup>\*</sup>, v<sub>q</sub><sup>\*</sup>의 tan<sup>-1</sup>[ $\frac{v_{q}^*}{v_{d}^*}$ ]값에 자속 각 θ<sub>s</sub>를 더하여 구한다.

### 5. 시뮬레이션 결과

제안된 EKF알고리즘의 타당성을 입증하기 위하여 표 1의 정격을 갖는 전동기를 대상으로 시뮬레이션을 수행하였다.

시뮬레이션은 두가지 형태로 수행하였다. 첫번째는 속도가변 특성을 알아보기 위하여 전동기를 영속도에서 기준속도로 또한 기준속도에서 영속도로 변동시키면서 속도와 자속, 회전자저항추정 특성을 분석하였고 두번째는 정상상태에서 부하 변동이 생겼을 때의 각각의 동작특성을 분석하였다. 또한 노이즈에 대한 영향을 검토하기 위하여 각각에 대하여 측정성분인 고정자 전압과 전류에 랜덤노이즈(Random noise)신호를 인가하였다. 그림 5.1은 속도가변 특성이다.

그림 5.1(c)는 실제속도와 추정속도 특성을 나타내고 있다. 실제속도와 약 3%의 오차를 보이며 양호하게 추정하고 있음을 알 수 있다. 그림

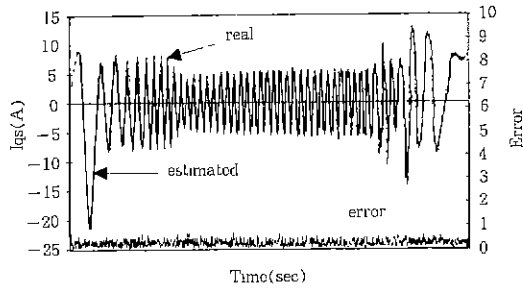
표 1 전동기의 파라미터

Table 1 Parameter of induction motor

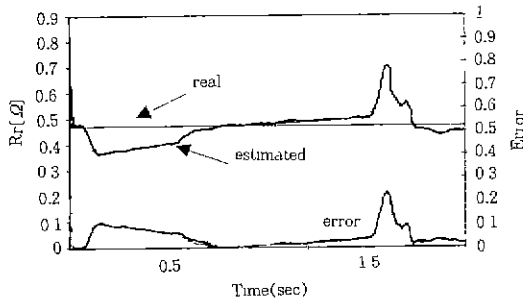
R <sub>s</sub>	0.0614Ω	R <sub>r</sub>	0.47Ω	L <sub>a</sub>	0.0614Ω	L <sub>r</sub>	0.0614Ω
L <sub>m</sub>	0.0586H	P	4극	J	0.02kgm <sup>2</sup>	출력	3.7kW

5.1(a)는 측정 고정자전류와 추정 고정자전류의 동작 특성을 보이고 있으며 랜덤노이즈에 강하고 실제 상태변수를 정확하게 추정하고 있음을 알 수 있다. 또한, 그림 5.1(b)는 회전자 저항의 추정 특성을 보여 주고 있다. 초기값 영역에서 실제 값 0.47로 정확히 추정하고 있다.

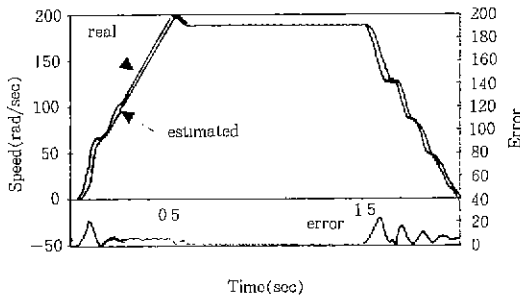
그림 5.2는 정상상태 동작특성을 보여주고 있으며 그림 5.2(c)의 경우는 속도 특성을 나타내



(a) 측정전류와 추정전류  
(a) real and estimated current



(b) 회전자 저항의 실제값과 추정치  
(b) real and estimated value of Rr

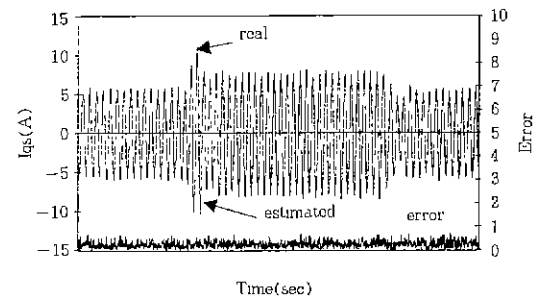


(c) 실제속도와 추정속도  
(c) real speed estimated speed

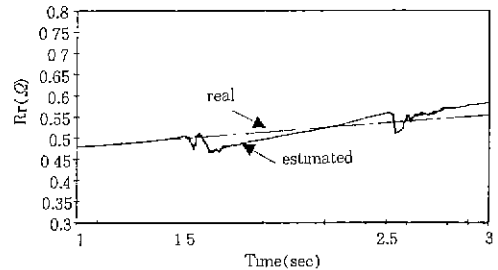
그림 5.1 EKF의 추정 특성 I (속도가변특성)  
Fig 5.1 Estimation characteristics I of EKF (Speed variation)

준다. 부하는 5(Nm)의 부하를 인가하였다. 약 3%의 오차를 보이며 부하변동에 적절히 대응하고 있음을 알 수 있다. 그림 5.2(a)는 전류의 특성을 나타낸다. 또한 그림 5.2(b)는 회전자 저항도 증가할 경우의 추정 특성을 보인다. 부하변동에 무관하게 노이즈 성분을 필터링하여 정확하게 실제 상태변수를 추정하고 있음을 알 수 있다.

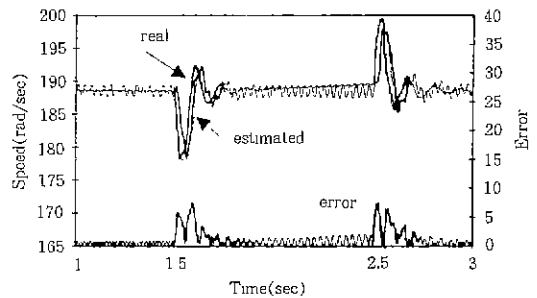
다음 그림 5.3은 위의 시뮬레이션에 쓰인 측정



(a) 측정전류와 추정전류  
(a) Real and estimated current



(b)회전자 저항의 실제값과 추정치  
(b) real and estimated value of Rr



(c) 실제속도와 추정속도  
(c) real speed and estimated speed

그림 5.2 EKF의 추정 특성 II (부하변동특성)  
Fig 5.2 Estimation Characteristics II of EKF (Load variation)

변수의 노이즈 성분이다.

### 6. 실험장치 구성 및 실험 결과

실험장치는 EKF알고리즘을 수행하고, 유도기 제어를 하여야 한다. 이를 위해 각각의 용도에 맞는 마이크로 콘트롤러와 DSP(Digital Signal Processor)가 사용되었다. 또한 인버터를 손쉽게 안정되게 구동하기 위하여 IPM(Intelligent Power Module)이 사용되었다. 그림 6.1은 전체 실험장치의 블록도이다.

사용된 두 개의 MPU중 입출력을 담당하는 i80C196MC(Intel사)는 근래에 제어용으로 많이

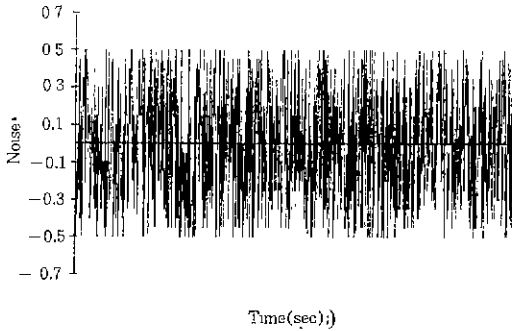


그림 5.3 시뮬레이션에 쓰인 노이즈  
Fig 5.3 Noise for simulation

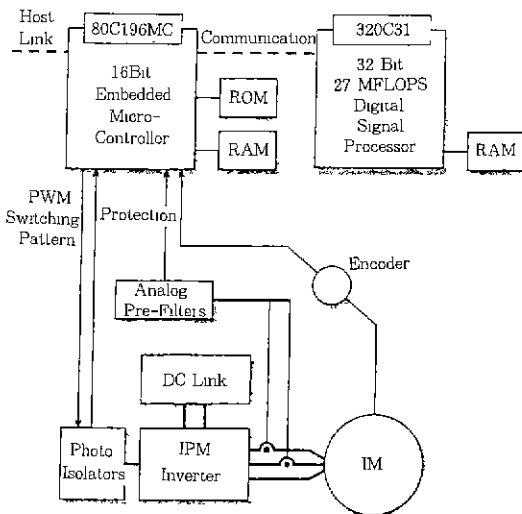


그림 6.1 실험 장치 구성도  
Fig. 6.1 Diagram of experiment system apparatus

사용되고 있는 MCS96시리즈중에 전동기 제어에 적합한 다양한 기능이 추가된 마이크로 콘트롤러

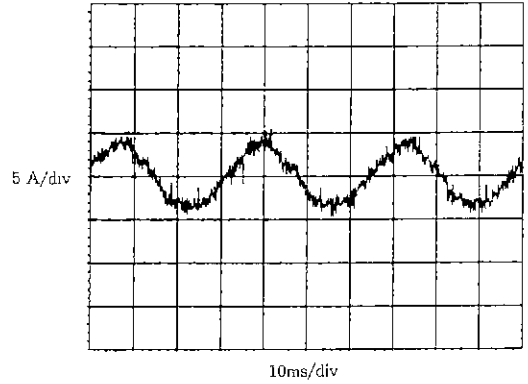


그림 6.2 상전류 실험파형  
Fig. 6.2 Measured waveform of phase current

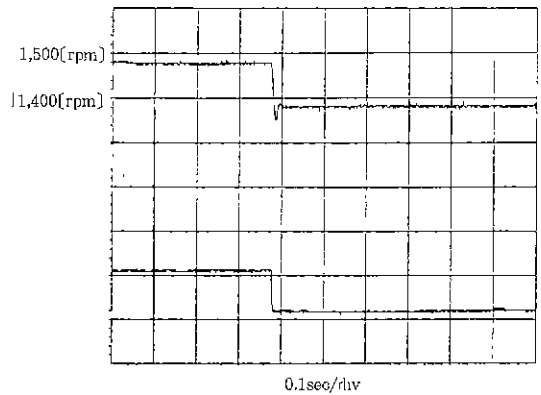


그림 6.3 속도 변화시 속도 추정 I (위, 실제속도, 아래, 추정속도)  
Fig 6.3 Waveforms I of real(up)and estimated (down) speed in speed variation

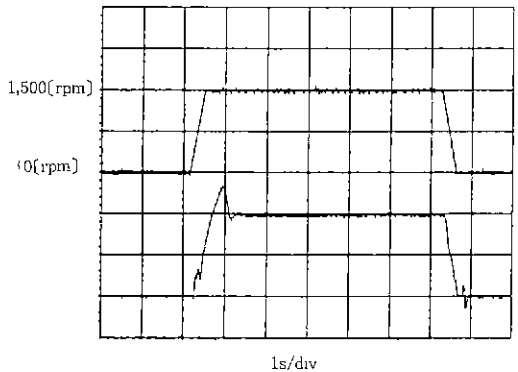


그림 6.4 속도 추정 II  
Fig 6.4 Waveform II of real(down) and estimated (up) speed

로 3상 유도기 제어에 필요한 3상 파형 발생기 (Waveform Generator)가 내장되어 있어 별도의 추가 하드웨어없이 데드 타임(dead time)과 보호 회로까지도 완벽하게 구현되어 있다. 또한 MPU로 사용된 DSP인 TMS320C31(Texas Instrument사)은 고속의 부동소숫점연산(최소 27MFLOPS)을 할 수 있는 능력이 있다. 본 실험에서는 80C196MC는 입출력을, TMS320C31은 벡터 제어기 및 EKF알고리즘을 수행하는데 사용되었다.

그림 6.2는 1,500(rpm)의 속도명령으로 실험된 정상상태에서 상전류 파형이다. 그림 6.3은 정상상태에서 100(rpm)감속하였을 때의 파형이며, 실제 속도를 잘 추정함을 보이고 있다. 그림의 위 파형은 실제속도이며 아래 파형은 추정 속도이다. 그림 6.4은 가감속 운전특성이며 위 파형은 추정 속도를, 아래의 파형은 실제 속도를 나타내고 있다.

## 7. 결 론

유도 전동기의 상태변수와 파라미터들의 추정 에 Extended Kalman Filter를 이용하여 속도 센서가 필요 없고 회전자 저항 변동을 보상할 수 있는 벡터제어 시스템을 제안하였다. 고정자 전압과 전류를 EKF의 입력값으로 사용하였고, 적절한 시뮬레이션을 수행한 결과 추정된 속도와 회전자 저항은 실제값과 거의 일치하여 EKF를 이용한 속도센서없는 벡터제어의 타당성을 입증할 수 있었다. 또한, 입력측에 포함될 수 있는 노이즈 성분을 적절히 제거할 수 있음을 보였다. 실제 구현한 시스템에는 실시간 연산을 위한 고령을 하여 구성하였으며 실험을 통하여 그 타당성을 보였다. 그러나, 추정 변수가 수렴하기 전의 과도 상태에서는 추정변수가 서로 영향을 미치므로 추정변수를 제어기에서 선별하여 사용하는 등의 개선이 필요하다.

### 참 고 문 헌

- 1) Tamai S, Sugimoto H, Hano M(1985), "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Ap-

plied Model Reference Adaptive System," Conf Rec IAS-85, pp 613~620

- 2) H Kubota, K. Matsuse, T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", Proc IEEE IAS Annual Meeting, Oct 1991, pp 380~384
- 3) Zai, L. C., Lipo T.A., "An Extended Kalman Filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives," Conf Rec IAS-87, pp 177~183
- 4) Ghenneberger, B.J.Brunsbach, Th.Klepsch, "Field-Oriented Control and Synchronous and Asynchronous Drives without Mechanical Sensors using a Kalman Filter," EPE91, pp 664~671
- 5) L Salvatore, et al., "Induction motor parameter estimation via EKF," EPE91, pp 543~549.
- 6) B K Bose, Power Electronic and AC Drives, Prentice-Hall, 1986
- 7) H.W Van Der Broeck, et al., "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," IEEE Trans IA, Vol 24, No.1, 1988, pp 142~150

## ◇ 著 者 紹 介 ◇



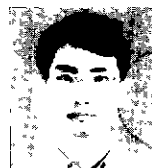
오 원 석(吳元錫)

1962년 2월 19일생. 1985년 한양대 공대전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 유한전문대 전기과 전임강사



임 남 혁(任楠赫)

1955년 3월 15일생. 1982년 명지대 전기과 졸업. 1984년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 대림전문대 제어계측과 전임강사



홍 찬 희(洪讚熙)

1968년 3월 24일생. 1991년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업. 현재 LG 산전 중앙연구소 연구원