

## 확장된 루엔버거 관측기를 이용한 유도전동기 회전자 자속 추정

曹錦培, 崔然玉, 鄭三用

### Rotor Flux Estimation of an Induction Motor using the Extended Luenberger Observer

Geum-Bae Cho, Youn-Ok Choi, Sam-Yong Jeong

#### 요 약

본 논문에서는 유도전동기 회전자 자속 기준제어를 위하여 비선형 관측기인 확장된 루엔버거 관측기 원리를 적용한 새로운 회전자 자속관측기를 제안하였다. 확장된 루엔버거 관측기는 확장된 칼만 필터와 유사하게 동특성 오차의 선형화 기법을 따르고 있으나 통계학적 속성의 노이즈 공분산을 고려하지 않는 결정론적 관측기로서 비선형 상태관측기 설계시 요구되는 좌표변환 및 선형화 과정에서 비선형 편미분 방정식의 직접적인 해를 필요로 하지 않아 구현이 비교적 용이하다. 제안된 회전자 자속관측기는 직교좌표의 고정자 전류, 회전자 자속, 속도 및 부하 토크로 구성된 6차 미분방정식으로부터 유도되었으며 축약된 형태의 이득행렬을 갖는다. 시뮬레이션 및 실험은 파라미터중 회전자 저항 값이 변동된 상황을 가정하여 수행하였으며, 시뮬레이션 결과 제안된 관측기를 이용한 자속 추정시 극점 재배치를 통하여 동특성 오차의 수렴성을 제어할 수 있으며, 부하 실험결과 제안된 관측기를 적용하는 경우에는 슬립적분형 간접벡터제어에 비해 보다 정확한 벡터제어가 가능함이 확인되었다.

#### ABSTRACT

In this paper, authors propose a new nonlinear rotor flux observer for rotor field oriented control of an induction motor which is designed based on the extended Luenberger Observer theory. Extended Luenberger Observer requires minimal solution of nonlinear partial differential equation on its coordinate transformation and linearization needed on a nonlinear observer design in general. The proposed rotor flux observer is derived from the 2 phase model of induction motor on the orthogonal coordination and it has the reduced gain matrix.

Simulation and experimentation were performed under the conventional indirect vector control and direct vector control with the proposed observer at different rotor resistance. Simulation results show that the convergence of the proposed observer is influenced by the chosen eigenvalues. Experimentation results on load operation show the direct vector control with the proposed observer is better than the indirect vector control to maintain the characteristics of the vector control.

**Key Words** : Induction motor, Rotor field oriented control, Rotor flux observer, Extended Luenberger Observer(ELO)

#### 1. 서 론

유도전동기의 벡터제어는 구현이 간단한 슬립적분형 간접벡터 제어가 널리 활용되고 있으나 이 방식은 파라미터의 변동에 민감하며 직접벡터 제어는 파라미터

변동에 덜 민감한 반면 구현이 복잡한 단점이 있다.

직접 벡터제어는 자속의 위치각을 결정하기 위한 방법으로 홀 센서나 자속 감지 코일을 이용하는 자속 추정 방식과 관측기를 이용하여 자속을 추정하는 방식으로 구분된다. 자속 추정 방식은 파라미터 변동에 영향

을 받지 않으나 센서의 설치가 어렵고 노이즈에 약하며 설치 비용이 증가하는 단점 등이 있어 최근에는 자속 추정 방식이 주로 연구, 적용되고 있다.

자속 추정 방식은 개루프 추정법, 선형 관측기법 및 비선형 관측기법 등으로 구분된다. 이중 유도전동기 전압 및 전류 등가모델을 이용하는 개루프 추정법은 구조가 간단한 반면 파라미터의 변동시 이에 대한 보상을 필요로 하며,<sup>[1,2]</sup> 칼만 필터나 루엔버거 관측기와 같이 선형 관측기법은 제한된 운전 조건에서는 적용가능하나 광역 속도 제어나 부하 변동이 큰 과도상태에서는 오차의 수렴성을 보증하기 어렵다.

따라서 최근에는 유도전동기 구동시스템에 확장된 칼만 필터,<sup>[4,5]</sup> 비선형 상태관측기,<sup>[6,7,8]</sup> 또는 이산형 확장된 루엔버거 관측기<sup>[9,10]</sup> 등과 같이 비선형 관측기의 적용이 증가하고 있는 추세이다.

대표적인 비선형 관측기로서 확장된 칼만 필터(EKF)는 유도전동기 구동시스템에 널리 적용되고 있으나, 동특성 오차 선형화에 시스템과 측정 노이즈의 통계학적 속성을 이용하고 있어 노이즈의 불확실성에 기인한 시스템 불능 또는 동특성 응답이 현저히 저하되는 바이어스 문제가 발생할 수 있다. 이에 반해 비선형 상태 관측기나 이산형 확장된 루엔버거 관측기 등 결정론적 속성에 기반한 관측기는 바이어스 문제로부터 자유스러우며 과도상태와 저속에서 목표치 추적능력이 우수한 것으로 보고되고 있다.<sup>[8,9]</sup> 다만 비선형 상태관측기의 경우 고유치 행렬의 구성이 명확하지 않으며, T. Du에 의해 제안된 이산형 확장된 루엔버거 관측기는 시변 선형 유도전동기 모델을 적용하고 있어 동특성 오차의 수렴성을 보장하기 위해서는 샘플링 시간을 충분히 짧게 해 주어야 한다.

본 논문에서는 유도전동기 자속 기준 제어를 위하여 M. Zeitz에 의해 소개된 확장된 루엔버거 관측기(ELO)<sup>[11]</sup>에 기반한 새로운 비선형 회전자 자속 관측기를 제안하였다. ELO는 예측된 상태 변수의 궤도를 따라 동특성 오차를 선형화하는 방식은 EKF와 유사하나 노이즈의 통계학적 속성을 배제하고 있으며, 시스템 모델링의 역가관측 행렬로부터 이득행렬을 쉽게 유도할 수 있다. 또한 일반적인 비선형 관측기 설계를 위한 비선형 변환 및 선형화에서 요구되는 비선형 편미분 방정식의 명시적인 해를 필요로 하지 않으므로 기존의 비선형 관측기에 비해 설계 및 구현이 용이하며, 시스템의 자코비안 행렬식의 고유치를 분석하여 오차의 동특성 응답을 보장하기 위한 극점을 결정할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 시뮬레이션 및 실험을 통하

여 제안된 관측기의 적용가능성을 검토하였다.

## 2. 유도전동기 구동시스템 모델링

### 2.1 유도전동기

벡터제어를 구현하기 위해서는 유도전동기를 d축 및 q축 성분으로 구성되는 2상 모델로 나타내는 것이 편리하다. 다음의 식 (1)은 정지좌표에서 고정자 전류, 회전자 자속 및 속도를 상태 변수로 하는 유도 전동기의 미분방정식이다.

$$\begin{aligned} p i_{ds} &= -a_1 i_{ds} + a_3 \phi_{dr} + a_4 \omega_r \phi_{qr} + b v_{ds} \\ p i_{qs} &= -a_1 i_{qs} - a_4 \omega_r \phi_{dr} + a_3 \phi_{qr} + b v_{qs} \\ p \phi_{dr} &= a_5 i_{ds} - a_7 \phi_{dr} - a_8 \omega_r \phi_{qr} \\ p \phi_{qr} &= a_5 i_{qs} + a_8 \omega_r \phi_{dr} - a_7 \phi_{qr} \\ p \omega_r &= a_9 (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) - a_{10} T_L \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,

$$\begin{aligned} a_1 &= \left( \frac{R_s M^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right), \quad a_3 = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2}, \quad a_4 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \\ a_5 &= \frac{R_r M}{L_r}, \quad a_7 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_8 = 1, \quad a_9 = \frac{3N^2 M}{2J L_r}, \\ a_{10} &= \frac{N}{J}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s} \end{aligned}$$

$R_s$  및  $R_r$ : 고정자 및 회전자 저항,

$L_s, L_r, M$ : 고정자, 회전자 및 상호 인덕턴스,

$\sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r)$ : 누설계수,  $N$ : 극 수,

$J$ : 회전자 관성,  $T_L$ : 부하 토크

### 2.2 회전자 자속기준제어

유도전동기의 회전자 자속기준 벡터제어는 회전자 자속을 d축에 일치시키고 회전자 자속의 위치각을 이용하여 고정자 전류를 d축 및 q축 성분 즉, 자속 및 토크 성분으로 재구성한 후 이들을 독립적으로 제어하는 방법이다. 회전자 자속기준 제어는 자속의 회전각을 구하는 방식에 따라 직접 벡터제어와 간접 벡터제어로 구분된다. 다음의 식 (2)와 (3)은 직접 벡터제어 및 간접 벡터제어에서 자속의 회전각을 구하는 방법을 나타낸 것이다.<sup>[12,3]</sup>

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\phi_{qr}}{\phi_{dr}} \right) \quad (2)$$

$$\theta = \int (\omega_r + \omega_s) dt \quad (3)$$

$$\text{여기서, } \omega_s = \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{\phi_{dr}^e} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e}$$

정지좌표에서 3상 전압 및 전류는 식 (4)에 의해 정지좌표의 d축 및 q축 성분으로 재구성되며,

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta+4\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta+2\pi/3) & \sin(\theta+4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

정지좌표에서의 d축 및 q축 전압, 전류 및 자속은 식 (5)에 의해 동기좌표 성분으로 변환된다.

$$\begin{bmatrix} f_q^e \\ f_d^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, 위첨자 e는 동기좌표 성분을 의미한다.

회전자 자속이 d축에 일치된 이상적인 자속 기준 제어시 동기좌표로 변환된 q축 회전자 자속은 영이 되며 d축 회전자 자속은 일정한 값으로 유지된다. 또한 d축 고정자 전류도 일정하게 유지되며 q축 고정자 전류는 토크의 요구량에 따라 가변적으로 제어된다.

다음의 식 (6)은 일반적으로 널리 사용되는 비간섭 PI 전류제어기에 의해 제어되는 d축 및 q축 고정자 전압을 나타낸 것이다.

$$v_{ds}^{e*} = K_p(i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) + K_i \int (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) + E_{ds}^e \quad (6)$$

$$v_{qs}^{e*} = K_p(i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) + K_i \int (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) + E_{qs}^e$$

식 (6)에서  $E_{ds}^e$  및  $E_{qs}^e$ 는 비간섭 전류 제어시 속오차를 향상시키기 위한 보상전압으로 식 (7)과 같다.

$$E_{ds}^e = -\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (7)$$

$$E_{qs}^e = \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_r \frac{M}{L_r} \phi_{dr}^e$$

또한, 전류제어를 위한 기준신호  $i_{ds}^{e*}$  및  $i_{qs}^{e*}$ 는 PI형 자속 및 속도 제어기에 의해 발생할 수 있다.

### 3. 확장된 루엔버거 관측기

유도전동기와 같은 다입력-다출력 비선형 계는 상태 방정식 모델을 이용하여 편리하게 해석할 수 있다.

일반적인 비선형 계의 가관측성 행렬과 확장된 루엔

버거 관측기 원리 및 ELO에 기반한 새로운 비선형 회전자 자속관측기의 유도 과정은 다음과 같다.

#### 3.1 비선형 시스템의 가관측성

다입력-다출력의 비선형 시스템이 식 (8)과 같은 상태방정식으로 표현된다고 가정하면

$$\dot{x} = f(x, u), \quad x(0) = x_0, \quad y = h(x, u) \quad (8)$$

여기서, 상태변수  $x$ 는  $n$  벡터, 입력변수  $u$ 는  $m$  벡터, 출력변수  $y$ 는  $q$  벡터이다.

식 (8)의 비선형 시스템에 대한 가관측성 행렬은 식 (9)와 같이 리이 도함수(Lie derivatives)를 이용하여 나타낼 수 있다. 이 때 식 (8)의  $f(x, u)$ 와  $h(x, u)$ 가 충분히 미분 가능하고, 식 (9)의 가관측성 행렬의 모든 행이 선형적으로 상호 독립되어 있고, 가관측성 행렬의 계수가 출력 변수에 해당하는 서브시스템의 가관측성 지수  $n_j$ 의 합과 같다( $\sum_j n_j = n$ )면 식 (8)의 비선형 시스템은 국소적으로 관측 가능하다.<sup>[11,12,13]</sup>

$$Q(x, u) = \begin{bmatrix} dh_1 \\ L_f(dh_1) \\ \vdots \\ L_f^{n_1-1}(dh_1) \\ \vdots \\ d(h_q) \\ L_f(dh_q) \\ \vdots \\ L_f^{n_q-1}(dh_q) \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서,  $L_f^i(dh_j)$ 는 다음과 같은 벡터장  $f$ 를 따르는 구배  $dh_j$ 의 리이 도함수이다.

$$L_f(dh_j) = \left( \frac{\partial(dh_j)}{\partial x} \right)^T f(x) + dh_j \frac{\partial f(x)}{\partial x},$$

$$L_f^{n_q}(dh_j) = L_f^{n_q-1} L_f^1(dh_j),$$

$$L_f^0(dh_j) = (dh_j)$$

#### 3.2 확장된 루엔버거 관측기

확장된 루엔버거 관측기는 예측된 상태 변수의 궤도를 따라 동특성 오차를 선형화하는 비선형 관측기로서 선형 루엔버거 관측기와 유사하게 식 (10)과 같이 시뮬레이션 부분과 오차 수정 부분으로 구성된다.<sup>[11]</sup>

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= f(\hat{x}, u) + G(\hat{x}, u) \cdot [y - h(\hat{x}, u)], \\ \hat{x}(0) &= \hat{x}_0 \end{aligned} \quad (10)$$

여기서,  $f(\hat{x}, u)$ 은 추정변수에 의해 재구성된 시물레이션 부분이고,  $G(\hat{x}, u) \cdot [y - h(\hat{x}, u)]$ 은 이득 행렬과 출력변수의 오차로 구성된 오차수정 부분이다.

$n \times q$ 의 이득 행렬  $G(\hat{x}, u)$ 는 식 (11)과 같은 비선형계의 좌표 변환식에 의해 재구성된 상태변수  $x^*$ 과 이의 추정값  $\hat{x}^*$ 에 의한 관측기 오차  $\tilde{x}^* = \hat{x}^* - x^*$ 의 동특성이 안정하도록 설계되어야 한다.

$$x = W(x^*, u), \quad x^* = W^{-1}(x, u) \quad (11)$$

선형화된 오차동특성 방정식의 특성근은 식 (12)와 같이 서브시스템의 특성근과 특성계수  $p_{jk}$ 로 구성되며

$$\prod_{j=1}^n \left\{ \lambda^n + p_{jn} \lambda^{n-1} + \dots + p_{j2} \lambda + p_{j1} \right\} = \prod_{k=1}^n (\lambda - \lambda^k) \quad (12)$$

ELO의 이득행렬은 식 (13)과 같이 구성된다.

$$G(\hat{x}^*, u^*) = \begin{Bmatrix} [p_{11} + p_{12} ad_f^0 + \dots + p_{1n}, ad_f^{n-1} + ad_f^n] \\ s_1(\hat{x}, u), \dots \\ [p_{n1} + p_{n2} ad_f^0 + \dots + p_{nm}, ad_f^{n-1} + ad_f^n] \\ s_q(\hat{x}, u) \cdot \left[ \frac{\partial \bar{h}^*}{\partial x_m^*} \right]^{-1} \end{Bmatrix} \quad (13)$$

여기서,  $ad_f s$ 는 다음과 같은 리이 브래킷(Lie Bracket) 연산자이다.

$$ad_f s = \frac{\partial s}{\partial x} f - \frac{\partial f}{\partial x} s$$

이득행렬에 포함된 스타팅 벡터  $s_q(\hat{x}, u)$ 는 식 (14)와 같다.

$$s_q(\hat{x}, u) = \frac{\partial \bar{h}_j^*}{\partial x_{n_j}^*}(\hat{x}, u) Q^{-1}(\hat{x}, u) e_{n_j} \quad (14)$$

여기서,  $e_{n_j}$ 은  $n \times 1$ 의 단위 벡터이다.

식 (14)에서 스타팅 벡터  $s_q(\hat{x}, u)$ 는 역가관측성 행렬  $Q^{-1}(\hat{x}, u)$ 과 출력의 편도함수  $\frac{\partial \bar{h}_j^*}{\partial x_{n_j}^*}(\hat{x}, u)$ 로 구성되어 있음을 알 수 있다.

따라서, 출력의 편도함수를 적절히 선정함으로써 이득행렬을 용이하게 결정할 수 있다.

### 3.3 비선형 회전자 자속관측기

앞서 소개한 ELO 원리에 근거하여 유도전동기 회전자 자속 추정을 위한 자속관측기는 다음과 같이 유도할 수 있다.

식 (1)로 표현되는 유도전동기 모델에 미지 변수로서 부하토크  $T_L$ 을 고려하면 식 (15)와 같이 6차의 비선형 모델이 구성된다. 식 (15)에서는 d축 및 q축 고정자 전류와 속도를 출력변수로 설정하였다.

$$\begin{aligned} x &= [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_r, T_L]^T \\ u &= [V_{ds}, V_{qs}]^T \\ y &= [i_{ds}, i_{qs}, \omega_r]^T \end{aligned} \quad (15)$$

식 (9)의 가관측성 행렬과 식 (15)의 모델식으로부터 가관측성 행렬은 식 (16)과 같이 구성할 수 있다.

$$Q(x, u) = \begin{Bmatrix} dh_1 \\ L_f(dh_1) \\ dh_2 \\ L_f(dh_2) \\ dh_3 \\ L_f(dh_3) \end{Bmatrix} \quad (16)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_3 & a_4 x_5 & a_4 x_4 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_4 x_5 & a_3 & -a_4 x_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -a_9 x_4 & a_9 x_3 & a_9 x_2 & -a_9 x_1 & 0 & -a_{10} \end{bmatrix}$$

식 (16)의 가관측성 행렬은 비특이(nonsingular) 행렬이며 모든 행이 선형적으로 독립이다. 따라서 식 (15)의 유도전동기 모델은 관측 가능하다. 다음의 식 (17)은 식 (16)에서 유도된 역 가관측성 행렬이다.

$$Q(x, u)^{-1} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & D & 0 & 0 & 0 \\ k_1 & k_2 & -k_3 x_5 & -k_4 x_5 & m_{35} & 0 \\ k_3 x_5 & k_4 x_5 & k_1 & k_2 & m_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D & 0 \\ m_{61} & m_{62} & m_{63} & m_{64} & m_{65} & m_{66} \end{bmatrix} \quad (17)$$

여기서,  $D = a_3^2 a_{10} + a_4^2 a_{10} x_5^2$ ,  $k_c$  : 상수,  $m_{yy}$  : 상수와 상태변수로 구성된 변수식

출력벡터의 편도함수를 식 (18)과 같이 선정하고,

$$\frac{\partial \bar{h}_1^*}{\partial x_2^*} = \frac{\partial \bar{h}_2^*}{\partial x_4^*} = \frac{\partial \bar{h}_3^*}{\partial x_6^*} = D \quad (18)$$

출력 변수에 해당하는 각 서브시스템의 스타팅 벡터로서 식 (17)의 역 가관측성 행렬의 2열, 4열 및 6열을 선정하면, 각 서브시스템의 이득 행렬  $g_1, g_2$  및  $g_3$ 은 식 (19)와 같다.

$$\begin{aligned} g_1 &= \frac{1}{D} \{p_{11} s_1 + p_{12} ad_f s_1 + ad_f^2 s_1\} \\ g_2 &= \frac{1}{D} \{p_{21} s_2 + p_{22} ad_f s_2 + ad_f^2 s_2\} \\ g_3 &= \frac{1}{D} \{p_{31} s_3 + p_{32} ad_f s_3 + ad_f^2 s_3\} \end{aligned} \quad (19)$$

여기서,  $p_{xx}$  : ELO 오차 동특성 방정식의 특성계수

$$s_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ D \\ k_2 \\ k_4 x_5 \\ 0 \\ m_{62} \end{bmatrix}, \quad s_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -k_4 x_5 \\ k_2 \\ 0 \\ m_{64} \end{bmatrix}, \quad s_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ m_{66} \end{bmatrix}$$

식 (19)에서 이득행렬의 특성계수( $p_{xx}$ )는 선형 루엔버거 관측기의 재배치 극점에 해당한다.

선형 시스템에서는 상태방정식의 고유치를 구하여 극점을 재배치 할 수 있으나 비선형 시스템에서는 일반적으로 상태방정식으로부터 고유치가 직접적으로 계산되지 않는다. ELO에서는 상호결합된 상태변수를 영으로 설정한 후 시스템의 자코비안 행렬식을 구하고 이의 고유치를 분석하여 극점을 재배치한다.

ELO의 이득행렬은 오차 동특성을 테일러 급수 전개에 의해 모델링 한 것으로 식 (19)의 경우 2차의 리이 연산자를 포함하고 있어 이를 전개하면 매우 복잡하며 연산시간이 길어져 실용적인 면에서 적용이 어렵다.

따라서 본 논문에서는 ELO의 오차 수렴성이 재배치 극점과 초기조건에 의해 좌우되는 점에 착안하여 재배치 극점을 포함하지 않으며 테일러 급수의 최고차 항에 해당하는 2차의 리이 연산자를 제거한 축약된 이득행렬을 제안한다. 식 (20)은 최고차 항을 제거한 이득행렬을 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned} g_1 &= \frac{1}{D} \{p_{11} s_1 + p_{12} ad_f s_1\} \\ g_2 &= \frac{1}{D} \{p_{21} s_2 + p_{22} ad_f s_2\} \\ g_3 &= \frac{1}{D} \{p_{31} s_3 + p_{32} ad_f s_3\} \end{aligned} \quad (20)$$

식 (1), (15) 및 (20)으로부터 유도전동기 회전자 자속 관측기는 식 (21)과 같이 구성된다.

$$\begin{aligned} \hat{x} &= f(\hat{x}, u) + G(\hat{y} - y) \\ &= A \hat{x} + Bu + \{g_1(\hat{y}_1 - y_1) + g_2(\hat{y}_2 - y_2) + g_3(\hat{y}_3 - y_3)\} \end{aligned} \quad (21)$$

### 4. 시뮬레이션

제안한 유도전동기 회전자 자속관측기의 추정 특성 검토를 위하여 그림 1와 같이 시스템을 모델링하였다.

표 1은 시스템의 파라미터 및 자속관측기의 특성계수를 나타낸 것이다.

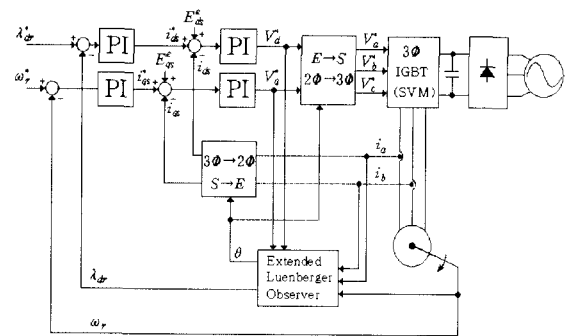


그림 1 유도전동기 구동시스템의 시뮬레이션 블록도  
Fig. 1 Simulation diagram of induction motor drive system

표 1 유도전동기 구동시스템 파라미터  
Table 1 Parameters of induction motor drive system

Parameters	
Motor	P =1.5[kW] V =220[V] Rr =1.1806[Ω] Rs =1.1712[Ω] J =0.007[kg.m <sup>2</sup> ] Ls =94.84[mH] Lr =94.84[mH] Lm =91.89[mH]
Controller	Speed Controller : Kp =1.050, Ki =31.500 Flux Controller : Kp =17.625, Ki =217.652 Current Controllers : Kp =8.712, Ki =3,420
Observer	Factor : p <sub>11</sub> =-10, p <sub>21</sub> =-10, p <sub>31</sub> =-1000 p <sub>12</sub> =-1, p <sub>22</sub> =-1, p <sub>32</sub> =-10,

유도전동기의 회전자 저항값은 부하 변화나 주변 환경의 영향에 의해 최대 약 50%~100%까지 변화한다.

따라서, 시뮬레이션은 전동기와 관측기의 회전자 저항 값이 불일치된 조건에서 수행하였다.

#### 4.1 제안된 관측기의 수렴성

제안된 관측기의 리이 연산항과 재배치 극점이 관측기의 수렴성에 미치는 영향을 검토하기 위하여 식

(19)의 이득행렬을 이용하여 관측기를 구성하고 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 2는  $\pm 500[\text{rpm}]$ 으로 정역제어 할 때의 오차 동특성을 나타낸 것이다.

case 1은 0차 리이 연산자 항의 극점을 -1로 설정하고 기타 항을 모두 0으로 설정한 경우이며, case 2는 1차 리이 연산자 항의 극점을 -1로 설정하고 기타 항을 모두 0으로 설정한 경우이다. case 1과 case 2는 모두 오차의 크기는 최대 3% 미만이고 0으로 수렴시간은 약 0.8~0.9초 이다.

case 3는 최고차 항인 2차의 리이 연산자항 만을 적용한 경우로 오차의 크기는 최대 약 28%이고 0으로 수렴하는데 약 0.48초가 소요된다.

case 4는 제안한 바와 같이 최고차 항을 제거하고 재배치 극점을  $p_{11} = p_{21} = -10$ ,  $p_{31} = -100$ ,  $p_{12} = p_{22} = p_{32} = -1$ 로 설정하였을 때의 동특성 오차를 나타낸 것으로 오차는 최대 15%이고 영으로 수렴하는데 약 0.45초가 소요되고 있다.

이러한 결과는 제안한 바와 같이 이득행렬의 최고차 항을 제거하여도 재배치 극점을 적절히 선정하므로써 관측기의 수렴성이 보증됨을 보여준다.

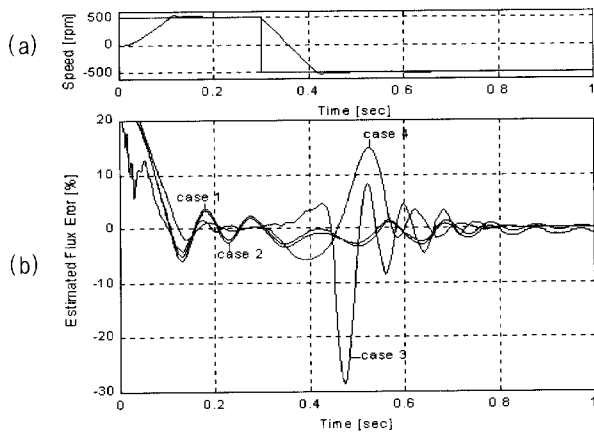


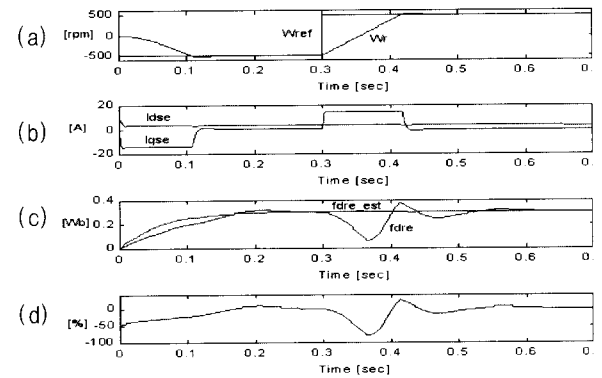
그림 2 제안된 관측기의 오차 동특성  
Fig. 2 Error dynamics of the proposed observer

#### 4.2 회전자 저항 변동

그림 3은 제안된 관측기의 회전자 저항 값을 표 1에 나타낸 기준값의 50%로 설정하고  $\pm 500[\text{rpm}]$ 으로 정역제어 결과로 추정자속의 오차는 최대 75%이며 정상상태 편차는  $\pm 0.25\%$ 이다.

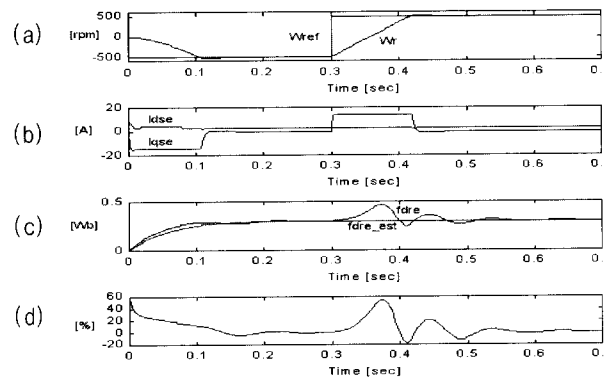
그림 4는 회전자 저항을 기준값의 150%로 설정하고

$\pm 500[\text{rpm}]$ 으로 유도전동기를 정역제어한 결과로 오차는 최대 55%이고 정상상태 편차는 0.20%이다.



(a) Reference and rotor speed (b) d and q axis currents (c) Real and estimated rotor flux (d) Estimated flux error

그림 3 정역제어시 회전자 자속 추정( $R_r=50\%$ ,  $\pm 500\text{rpm}$ )  
Fig. 3 Rotor flux estimation in forward and reverse operation( $R_r=50\%$ ,  $\pm 500\text{rpm}$ )



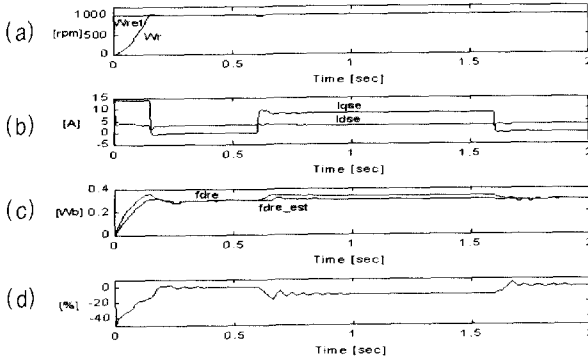
(a) Reference and rotor speed (b) d and q axis currents (c) Real and estimated rotor flux (d) Estimated flux error

그림 4 정역제어시 회전자 자속 추정( $R_r=150\%$ ,  $\pm 500\text{rpm}$ )  
Fig. 4 Rotor flux estimation in forward and reverse operation ( $R_r=150\%$ ,  $\pm 500\text{rpm}$ )

#### 4.3 부하토크 변동

관측기의 회전자 저항값을 기준값의 50% 및 150%로 설정하고,  $1000[\text{rpm}]$ 으로 정속 운전중 8[Nm]의 부하토크를 스텝 인가하였을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 5와 6에 나타내었다. 그림 5는 회전자 저항을 50%로 설정한 경우로 부하 인가시 추정자속의 오차는 최대

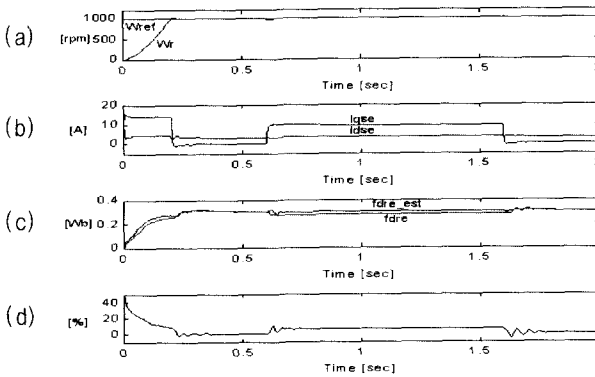
12% 이고 정상상태 오차는 7%이다. 그림 6은 회전자 저항을 150%설정한 경우로 추정 자속의 최대 오차는 약 10%이고 정상상태 오차는 약 5%이다.



(a) Reference and rotor speed  
(b) d and q axis currents  
(c) Real and estimated rotor flux  
(d) Estimated flux error

그림 5 부하가변시 회전자 자속 추정 (TL=8Nm, Rr=50%, 1000rpm)

Fig. 5 Rotor flux estimation with load (TL=8 Nm, Rr=50%, 1000rpm)



(a) Reference and rotor speed  
(b) d and q axis currents  
(c) Real and estimated rotor flux  
(d) Estimated flux error

그림 6 부하가변시 회전자 자속 추정 (TL=8Nm, Rr=150%, 1000rpm)

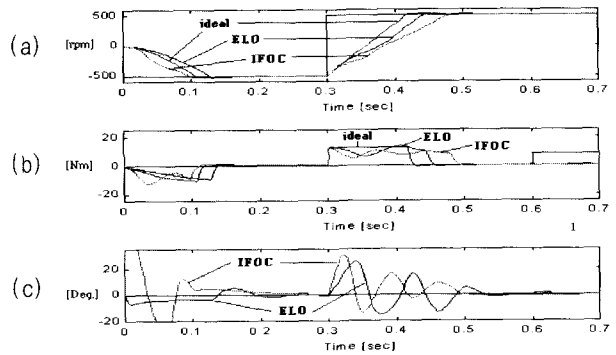
Fig. 6 Rotor flux estimation with load (TL=8 Nm, Rr=150%, 1000rpm)

4.4 제안된 관측기의 특성 비교

제어기의 회전자 저항을 150%로 설정하였을 경우의 이상적인 벡터 제어(ideal), 제안된 관측기를 적용한 직

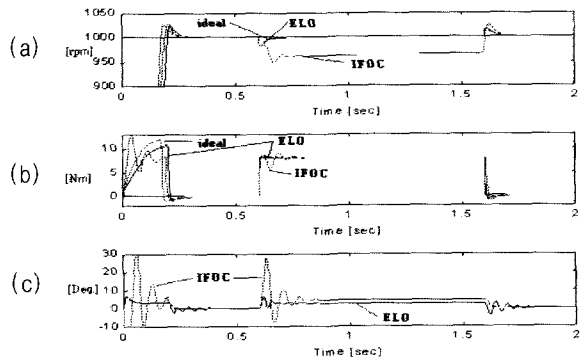
접벡터 제어(ELO) 및 슬립적분형 간접벡터제어(IFOC)의 과도응답 특성을 그림 7과 8에 나타내었다.

그림 7은 무부하 정역제어 응답특성으로 (a)와 (b)는 속도 및 토크 응답이고, (c)는 진동기 자속각으로부터 추정 자속각의 변위 각을 나타낸 것이다. 제안된 관측기와 슬립적분형의 경우 모두 과도상태의 소멸과 함께 추정 자속각 오차가 영으로 수렴하고 있다.



(a) Reference and rotor speed  
(b) Load and Elec. Torques  
(c) Deviation of the estimated theta from d-axis

그림 7 회전자 저항변화시 특성비교(Rr=150%, ± 500rpm)  
Fig. 7 Comparison of the dynamic characteristics (Rr=150%, ± 500rpm)



(a) Reference and rotor speed  
(b) Load and Elec. Torques  
(c) Deviation of the estimated theta from d-axis

그림 8 부하 가변시 동특성 비교 (TL=8 Nm, Rr=150%, 1000rpm)

Fig. 8 Comparison of the dynamic characteristics under load (TL=8 Nm, Rr=150%, 1000rpm)

그림 8은 1000[rpm]으로 정속운전중 8[Nm]의 부하를 스텝 인가하였을 때의 동특성 특성으로 (a)와 (b)로

부터 제안된 관측기는 이상적인 벡터제어시 응답특성을 적절히 추종하는 반면, 슬립적분형은 감속현상과 전동기 토크가 진동 후 안정됨을 보인다. 그림 (c)는 추정 자속각의 변위 각을 나타낸 것으로 제안된 관측기의 변위 각이 슬립적분형의 비해 감소하였다.

### 5. 실험

그림 9는 실험에 사용된 유도전동기 구동시스템의 구성도이다. M-G 세트는 1.5[kW]의 농형 유도전동기와 직류발전기로 구성하였으며, 인버터는 50[A]의 IGBT 모듈로 제작하였다. 제어기는 60[MHz]의 TMS320C31 프로세서를 탑재한 DSP 보드를 사용하였으며 샘플링 시간은 100[μs]로 설정하였다. 자속 센서는 취부하지 않았다.

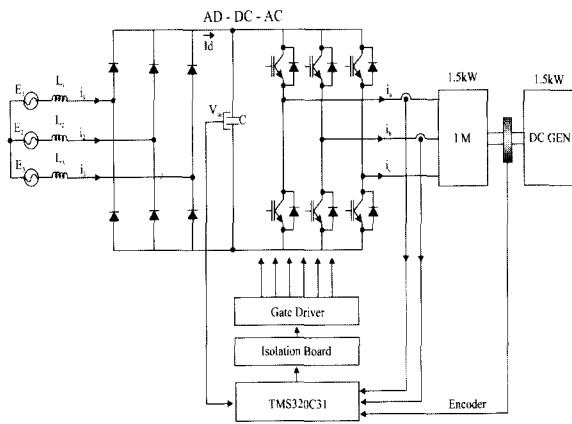


그림 9 유도전동기 구동시스템 구성도  
Fig. 9 Configuration of IM drive system

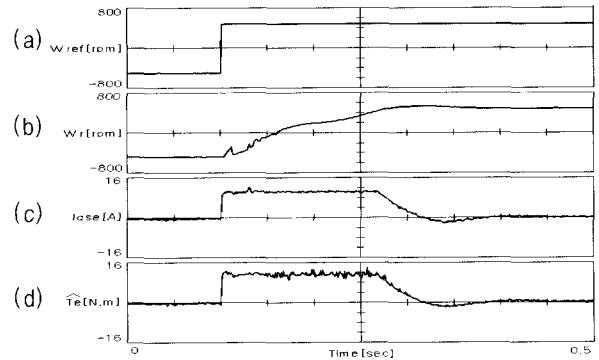
#### 5.1 회전자 저항 가변 실험

제어기 및 관측기의 회전자 저항 값을 기준 값의 150%로 설정하고 슬립적분형 간접벡터제어 및 제안된 관측기를 적용한 직접벡터제어에 의해 ±500[rpm]으로 정역 제어한 실험결과를 각각 그림 10 및 11에 나타내었다. 실험에서 전동기 토크는  $\phi_{dr}^e = 0$ 인 조건을 가정하여  $\hat{T}_e = a_g i_{qs}^e \phi_{dr}^e$ 에 의해 추정하였다.

그림 10의 슬립적분형 간접벡터의 경우 q축 전류 및 추정 토크는 각각 약 10[A] 및 11[Nm]으로 일정 하게 유지되었다.

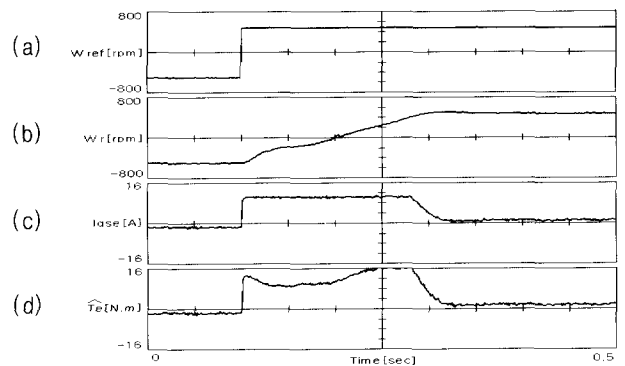
그림 11의 제안된 관측기를 적용한 직접벡터의 경우 q축 전류는 약 10[A]로 유지된 반면 추정 토크는 가속

기간의 초기 13[Nm]로 상승하였다가 8[Nm]까지 감소 후 다시 최대 18[Nm]까지 상승하고 있다. 이러한 현상은 추정 자속과 실제 자속의 위상차가 급격히 증가하였다가 과도상태가 소멸되면서 추정 자속의 오차가 영으로 수렴하는 것에 기인한다.



(a) Reference speed (b) Rotor speed  
(c) q axis current (d) Estimated torque

그림 10 간접벡터제어시 동특성 응답(Rr=150%, ± 500rpm)  
Fig. 10 Dynamic characteristics response under the indirect vector control (Rr=150%, ± 500rpm)



(a) Reference speed (b) Rotor speed  
(c) q axis current (d) Estimated torque

그림 11 제안된 관측기에 의한 동특성 응답 (Rr=150%, ± 500rpm)

Fig.11 Dynamic characteristics response with the proposed observer (Rr=150%, ± 500rpm)

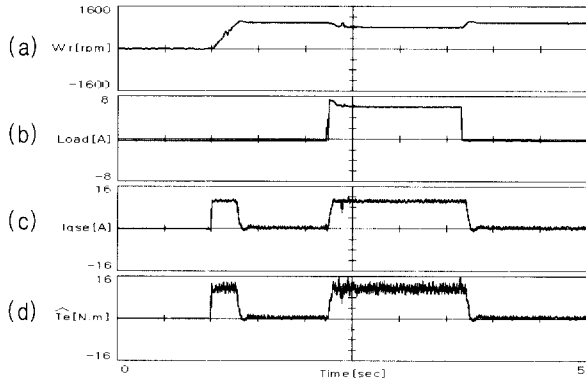
#### 5.2 부하 가변 실험

슬립적분형 간접벡터 제어와 제안된 관측기에 의한 직접벡터 제어하에서의 회전자 저항을 기준값의 150%



로 설정하고 1000[rpm]으로 정속 운전중에 실시한 부하실험 결과를 각각 그림 12 및 13에 나타내었다.

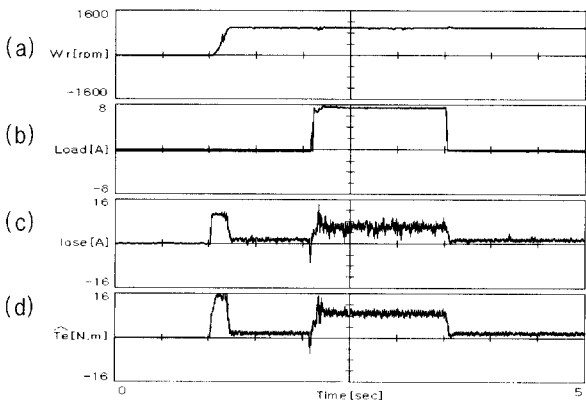
부하는 정격 1.5[kW], 180[V], 1750[rpm]의 직류발전기와 저항 부하로 구성하였다.



(a) Rotor speed (b) DC load current  
(c) q axis current (d) Estimated torque

그림 12 슬립적분형 벡터제어에 의한 부하실험 (Rr=150%, 1000rpm)

Fig. 12 Load test under the indirect vector control (Rr=150%, 1000rpm)



(a) Rotor speed (b) DC load current  
(c) d axis current (d) Estimated torque

그림 13 제안된 관측기를 적용한 부하실험 (Rr=150%, 1000rpm)

Fig. 13 Load test with the proposed observer (Rr=150%, 1000rpm)

그림 12의 슬립적분형 간접벡터 제어의 경우 전동기 속도는 약 820[rpm]으로 감속되었으며, q축 전류는 약

10[A]로 유지되었다.  $\phi_{qr}^e = 0$ 인 조건을 가정하여 추정된 토크  $\hat{T}_e$ 는 12[Nm]로 일정하게 유지되고 있으며,  $\hat{T}_e$  및 속도로부터 추정된 전동기 소비 전력과 부하의 소비 전력은 각각 약 1030[W] 및 490[W]로 근사적인 시스템 효율은 약 47.6% 이다.

그림 13의 제안된 관측기에 의한 직접벡터 제어의 경우 동일한 부하 조건에서 전동기 속도는 기준 값을 추종하고 있으며, q축 전류 및 추정 토크  $\hat{T}_e$ 는 각각 약 6[A] 및 8.5[Nm]으로 일정하게 유지되고 있다.

추정 토크 및 속도로부터 환산된 전동기 소비 전력과 부하의 소비 전력은 각각 약 890[W] 및 730[W]로 근사적인 시스템 효율은 약 82% 이다.

### 6. 결 론

본 논문에서는 유도전동기 자속기준제어를 위하여 비선형 관측기의 일종인 확장된 루엔버거 관측기 원리를 적용한 새로운 회전자 자속관측기를 제안하였다.

제안된 관측기는 동특성 오차의 선형화 기법을 적용한 결정론적 관측기로서 이의 오차 수정항은 최고차 미분항을 제거한 축약된 이득행렬과 재배치 극점으로 구성하였다.

전동기의 파라미터중 회전자 저항값이 일치하지 않는 조건을 가정한 시뮬레이션 결과 제안된 관측기를 이용한 자속 추정시 극점 재배치를 통하여 동특성 오차의 수렴성을 제어할 수 있으며, 동일 조건에서의 실험결과 제안된 관측기를 적용하는 경우에는 기존의 슬립적분형 간접벡터제어에 비해 보다 정확한 토크 제어가 가능하고 부하 운전시 운전 효율이 향상됨을 확인하였다.

이 논문은 1999년 조선대학교의 학술연구비 지원을 받아 연구되었음.

### 참 고 문 헌

[1] B. K. Bose, "Power electronics and AC drives", Prentice-Hall, 1988.  
 [2] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector control and dynamics of AC drives", Clarendon Press, 1996.  
 [3] H. S. Mok, "Vector control of an induction motor ", Tutorial of KIPE, 1998.

- [4] L. C. Zai and T. A. Lipo, "An extended Kalman filter approach to rotor time constants measurement in PWM induction motor drives", IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec., pp. 177~183, 1987.
- [5] G. A. Gapolino and B. Du, "Extended Kalman observer for induction machine rotor currents", Proc. of EPE Conf. Vol. 3, pp. 3.672~3.677, 1991.
- [6] M. Dalla Mora, C. Manes and F. Parasiliti, "A field oriented induction motor drives with a nonlinear state observer", System, Man, and Cybernetics, Vol. 5, pp. 71~77, 1996.
- [7] C. Manes, F. Parasiliti and M. Tursini, "DSP based field-oriented control of induction motor with a nonlinear state observer", IEEE PESC'96 Vol. 2, pp. 1254~1259, 1996.
- [8] C. Manes, F. Parasiliti and M. Tursini, "A Comparative study of rotor flux estimation in induction motors with a nonlinear observer and the extended Kalman filter", IECON'94, 20th Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Vol. 3, pp. 2149~2154, 1994.
- [9] T. Du and M. A. Brdys, "Implementation of extended Luenberger observers for joint state and parameter estimation of PWM induction motor drive", Proceeding of EPE, Vol. 1, pp. 439~444, 1993.
- [10] T. Du, P. Vas and F. Stronach, "Design and application of extended Luenberger observer for joint state and parameter estimation in high performance AC drives", IEE Proceeding of Electric Power Application Vol. 142, no 2, March, pp. 71~78, 1995.
- [11] M. Zeitz, "Extended Luenberger observer for nonlinear multivariable systems", International Journal of Control, Vol. 47, No. 6, pp. 1823~1836, 1988.
- [12] H. Nijmeijer and A. van der Schaft, "Nonlinear dynamical control systems", Springer, 1995.
- [13] A. Isidori, "Nonlinear control systems", Springer, 1989.
- [14] V. R. Stefanovic and S. N. Vukosavic, "Space-vector PWM voltage control with optimized switching strategy", IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meeting, Vol. 1, 1025~1033, 1992.

저 자 소 개



**조금배(曹錦培)**

1954년 1월 18일생. 1980년 조선대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 졸업(석사). 1995년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1986년 6월~1987년 2월 미국 Univ. of Oklahoma 객원연구원. 1998년 1월~1999년 2월 미국 Oregon State Univ. 교환 방문교수. 현재 조선대학교 전기제어계측공학부 교수. 당 학회 재무이사.



**최연옥(崔然玉)**

1969년 11월 8일생. 1995년 조선대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 현재 동 대학원 박사과정.



**정삼용(鄭三用)**

1965년 4월 13일생. 1992년 방송통신대 영어과 졸업. 1995년 조선대 산업대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 한국전력공사 근무.