

## 적용 퍼지 궤환선형화기법을 이용한 유도전동기의 제어

### Control of induction motors using adaptive fuzzy feedback linearization techniques

°류지수, 김정중, 박태건, 이기상

단국대학교 전기공학과(Tel: 709-2572; Fax: 795-8771; E-mail: jsryu@ns.dankook.ac.kr)

**Abstracts** In this paper, a new nonlinear feedback linearization control scheme for induction motors is developed. The control scheme employs a fuzzy nonlinear identification scheme based on fuzzy basis function expansion to adaptively compensate the parameter variations, i.e. rotor resistance, mutual and self inductance etc. An important feature of the proposed control scheme is to incorporate the sliding mode controller into the scheme to speed up convergence rate. Simulation tests show the robust behavior of the proposed controller in the presence of the parameter uncertainties of the machine.

**Keywords** adaptive fuzzy feedback linearization, induction motors, sliding mode controller

#### 1. 서 론

유도 전동기는 무정류자 구조를 지님으로써 종래의 직류 전동기에 비해 유지, 보수가 간단하고 정류한계가 없어 고압화 고속화가 비교적 용이하다. 또한, 회전자 구조가 견고하여 내환경성이 뛰어나기 때문에 산업계에 널리 응용되어 왔다. 그러나 유도기는 다변수 비선형 결합시스템이기 때문에 고도의 제어기술이 요구된다. 현재 유도기제어의 가장 일반적인 방법은 벡터제어로 70년대 초반에 Hasse와 Blaschke에 의해 처음 제시되어 아직도 다양한 방법으로 연구가 진행되고 있다. 이 제어기법은 자속의 크기가 일정할 때 변수들이 상호분리되는 특성을 이용한 것으로 약계자 영역에서 동작시, 또한 최대효율제어시 자속이 가변하므로 과도상태 응답이 나빠지는 단점이 있다.[2] 따라서 최근에 비선형 계통 제어 이론의 하나인 궤환선형화에 근거한 제어방법에 관한 연구가 진행되고 있으며 벡터제어는 이 궤환선형화 제어의 특수한 경우로 해석될 수 있다.[2][3] 그러나 이 방법은 정확한 수학적 모델과 정확한 파라미터값에 의존하는데, 보통의 유도전동기는 열에 의해 회전자저항이  $\pm 50\%$  변화하는 불확실성과 시변성이 매우 큰 구조적인 특성을 가지므로 이를 극복하기 위하여 Marino 등에 의해 적용 입출력 선형화 기법이 연구되었다.[1][3] 본 논문에서는 기존의 적용퍼지제어 궤환선형화기법을 MIMO(Multi Input Multi Output)시스템에 적용할 수 있도록 확장하고 이 제어기법을 유도전동기 제어에 적용 한다.

#### 2. 유도 전동기의 입출력 궤환 선형화 제어

유도전동기는 상태공간에서 다음 식(1)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{M}{JL_r} (\lambda_a i_b - \lambda_b i_a) - \frac{T_L}{J} \\ \frac{d\lambda_a}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \lambda_a - \frac{p}{2} \omega \lambda_b + \frac{R_r}{L_r} M i_a \\ \frac{d\lambda_b}{dt} &= \frac{p}{2} \omega \lambda_a - \frac{R_r}{L_r} \lambda_b + \frac{R_r}{L_r} M i_b \\ \frac{di_a}{dt} &= \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_a + \frac{p}{2} \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \lambda_b - \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} i_a + \frac{1}{\sigma L_s} u_a \\ \frac{di_b}{dt} &= -\frac{p}{2} \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \lambda_a + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_b - \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} i_b + \frac{1}{\sigma L_s} u_b \end{aligned}$$

(1)

여기서  $p$ : 극수,  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$

위 식(1)에서  $\alpha = R_r/L_r$ ,  $\beta = M/\sigma L_s L_r$ ,  $\gamma = (M^2 R_r/\sigma L_s L_r^2) + (R_s/\sigma L_s)$ ,  $\mu = 3/2 \cdot p/2 \cdot M/JL_r$ 라 할때 다음 식(2)와 같이 표현될 수 있다.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (2)$$

여기서  $x = [\omega \lambda_a \lambda_b i_a i_b]^T$ ;  $u = [u_a u_b]^T$

$$f(x) = \begin{bmatrix} \mu(x_2 x_5 - x_3 x_4) - \frac{T_L}{J} \\ -\alpha x_2 - \frac{p}{2} x_1 x_3 + \alpha M x_4 \\ \frac{p}{2} x_1 x_2 - \alpha x_3 + \alpha M x_5 \\ \alpha \beta x_2 + \frac{p}{2} \beta x_1 x_3 - \gamma x_4 \\ -\frac{p}{2} \beta x_1 x_2 + \alpha \beta x_3 - \gamma x_5 \end{bmatrix}$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}^T$$

유도전동기의 제어 목적은 자속의 크기를 일정하게 유지하고, 기준속도 추종을 하도록 하는것이다. 출력 벡터를 식(3)과 같이 선정하고

$$\begin{aligned} h_1(x) &= \omega \\ h_2(x) &= \lambda_a^2 + \lambda_b^2 \\ h_3(x) &= \arctan \frac{\lambda_b}{\lambda_a} \end{aligned} \quad (3)$$

식(4)의 좌표변환

$$\begin{aligned} z_1 &= h_1(x) \\ z_2 &= L \# h_1(x) \\ z_3 &= h_2(x) \\ z_4 &= L \# h_2(x) \\ z_5 &= \arctan \frac{\lambda_b}{\lambda_a} \end{aligned} \quad (4)$$

을 적용하면 다음식이 얻어진다.

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= z_2 \\
\dot{z}_2 &= L_f^2 h_1(x) + L_{g_a} L_f h_1(x) u_a + L_{g_b} L_f h_1(x) u_b \\
\dot{z}_3 &= z_4 \\
\dot{z}_4 &= L_f^2 h_2(x) + L_{g_a} L_f h_2(x) u_a + L_{g_b} L_f h_2(x) u_b \\
\dot{z}_5 &= L_f h_3(x)
\end{aligned} \quad (5)$$

위 식에서

$$\dot{z}_5 - \frac{b}{2} \omega = \omega_{sl} = \frac{R_r M}{L_r} \frac{\lambda_a i_b - \lambda_b i_a}{\lambda_a^2 + \lambda_b^2} \quad (6)$$

이므로 이식은 제어계 설계시 생략될 수 있다. 식(5)로부터

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서  $D = \begin{bmatrix} L_{g_a} L_f h_1(x) & L_{g_b} L_f h_1(x) \\ L_{g_a} L_f h_2(x) & L_{g_b} L_f h_2(x) \end{bmatrix}$

이며, 이로부터 입출력 변환 선형화 입력

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} = D^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} -L_f^2 h_1(x) \\ -L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} \right\} \quad (8)$$

을 얻을 수 있다. 식(8)을 식(7)에 대입 하면 z-좌표계에서

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= z_2 \\
\dot{z}_2 &= v_a \\
\dot{z}_3 &= z_4 \\
\dot{z}_4 &= v_b
\end{aligned} \quad (9)$$

가 된다. 제어 목적인 기준신호 추종을 위한 새로운 입력  $v_a$ 와  $v_b$ 는

$$\begin{aligned}
v_a &= -k_{a1}(z_1 - \omega_{ref}(t)) - k_{a2}(z_2 - \dot{\omega}_{ref}(t)) + \ddot{\omega}_{ref}(t) \\
v_b &= -k_{b1}(z_3 - |\lambda| \int_{ref}^2) - k_{b2}(z_4 - |\lambda| \int_{ref}^2) + |\lambda| \int_{ref}^2
\end{aligned} \quad (10)$$

와 같고, 여기서  $k_{a1}$ ,  $k_{a2}$ ,  $k_{b1}$ ,  $k_{b2}$ 는 제어이득이다. 이 새로운 입력에 대하여 유도 동동기는 자속과 속도 동태 방정식이 완전히 상호분리 된다.

### 3. 적응퍼지 변환 선형화 제어

본 장에서는 SISO계통에 대한 적응 퍼지 입출력 선형화 기법을 MIMO계통으로 확장하고 강인성 향상을 위한 슬라이딩 모드 형태의 제어기를 제안하고자 한다. 식(11)과 같은 p 입력 p 출력의 정방 MIMO시스템을 고려하자.

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
&\vdots \\
\dot{x}_{(\rho_1-1)} &= x_{\rho_1} \\
\dot{x}_{\rho_1} &= f_1(x) + g_{11}(x) u_1 + \dots + g_{1p}(x) u_p \\
\dot{x}_{(\rho_1+1)} &= x_{(\rho_1+2)} \\
&\vdots \\
\dot{x}_n &= f_p(x) + g_{p1}(x) u_1 + \dots + g_{pp}(x) u_p \\
y_1 &= x_1 \\
y_2 &= x_{(\rho_1+1)} \\
&\vdots \\
y_p &= x_{(n-\rho_p+1)}
\end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $n = \rho_1 + \dots + \rho_p$ 이고  $x \in R^n$ 는 이용가능하고 가정한다.  $y_1, \dots, y_p$ 를 입력이 나타날 때 까지 각각  $\rho_1, \dots, \rho_p$  미분하면 식(11)은 다음 형태로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
y_1^{\rho_1} &= f_1(x) + g_{11}(x) u_1 + \dots + g_{1p}(x) u_p \\
&\vdots \\
y_2^{\rho_2} &= f_p(x) + g_{p1}(x) u_1 + \dots + g_{pp}(x) u_p
\end{aligned} \quad (12)$$

여기서

$$G(x) = \begin{bmatrix} g_{11}(x) & \dots & g_{1p}(x) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{p1}(x) & \dots & g_{pp}(x) \end{bmatrix} \quad (13)$$

를 정의 하면

$$\begin{bmatrix} y_1^{\rho_1} \\ \vdots \\ y_p^{\rho_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ \vdots \\ f_p(x) \end{bmatrix} + G(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} \quad (14)$$

가 되며,  $f_1(x), \dots, f_p(x)$ 는 알 수 없고  $G(x)$ 는 알고 있으며 역행렬이 존재한다고 가정한다. 제어목적은 출력벡터  $y = [y_1, \dots, y_p]^T$ 가 원하는 기준신호벡터  $y_m = [y_{m1}, \dots, y_{mp}]^T$ 를 추종하게 하는 것이다. 오차벡터  $e = y - y_m$ 을 정의 하였을 때  $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ 되게 하는 제어규칙은 식(15)와 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} = G(x)^{-1} \begin{bmatrix} -f_1(x) - u_{1l}(t) \\ \vdots \\ -f_p(x) - u_{pl}(t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$f(x)$ 가 알려진다면 식(15)와 같이 구성된 제어규칙은 오차가 영으로 되도록 하지만,  $f(x)$ 가 알려져 있지 않다고 가정했기 때문에 이 제어규칙은 수정될 필요가 있다.[5]

#### 3.1 퍼지규칙함수 확장

퍼지규칙베이스는 다음과 같이 IF - THEN형태의 M개의 언어규칙으로 구성된다고 가정하자.

$R_l : \text{IF } x_1 \text{ is } F_{1l} \text{ and } x_2 \text{ is } F_{2l} \dots \text{ and } x_n \text{ is } F_{nl}$

THEN  $\hat{f}(c|x) = c^T \xi(x)$

여기서  $F_{il}$ 는 l번째 퍼지규칙에서 퍼지변수  $x_i$ 의 언어값이고,

$c = [c_1, \dots, c_M]^T$ 는 파라미터 벡터이고  $\xi = [\xi_1, \dots, \xi_M]^T$ 는 퍼지규칙함수 벡터로 이는 다음과 같이 정의된다.[8]

$$\xi_i(x) = \frac{\prod_{j=1}^n \mu_{F_{jl}}(x_j)}{\sum_{l=1}^M \prod_{j=1}^n \mu_{F_{jl}}(x_j)} \quad (16)$$

이때 비선형 함수의 추정치는 다음과 같이 가중평균 비퍼지화식으로부터 구한다.

$$\begin{aligned}
\hat{f}(c|x) &= \frac{\sum_{l=1}^M c_l \left( \prod_{i=1}^n \mu_{F_{il}}(x_i) \right)}{\sum_{l=1}^M \left( \prod_{i=1}^n \mu_{F_{il}}(x_i) \right)} \\
&= \sum_{l=1}^M c_l \xi_l(x) \\
&= c^T \xi(x)
\end{aligned} \quad (17)$$

#### 3.2 제어기 구조

알려지지 않은  $f(x)$ 를 위 3.1절의 퍼지시스템으로 추정할 경우 식(15)의 제어규칙은 다음과 같이 수정 된다.

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} = G^{-1} \begin{bmatrix} -\hat{f}_1(c|x) - u_{1l}(t) \\ \vdots \\ -\hat{f}_p(c|x) - u_{pl}(t) \end{bmatrix} \quad (18)$$

그러나 위와 같은 방법으로  $f(x)$ 를 추정 할 경우 추정오차를 피할 수는 없다. 그러므로 다음 식(19)와 같이 error metric를 정의 하자[4][6]. 단, 여기서부터 표기의 단순화를 위하여 정방 MIMO 시스템의 부분 시스템은 SISO시스템을 고려한후 이에 다음 부분시스템들의 입력이 추가된것로 생각 할 수 있으므로 SISO시스템으로 전개한후 이를 MIMO시스템으로 확장을 한다.

$$s(t) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{(\rho-1)} e(t) \quad (19)$$

여기서  $\lambda > 0$ 이고,  $\Lambda^T = [\lambda^{(\rho-1)}, (\rho-1)\lambda^{(\rho-2)}, \dots, 1]$ 을 이용하여  $s(t) = \Lambda^T e(t)$ 와 같이 쓸 수 있다. 이때  $s(t) = 0$ 인 조건을 유지하도록 제어규칙을 적용함으로써 기준신호 추종제어를 할

수 있다. 제어규칙을  $u(t) = g_1(-k_{ds}(t) - u_{if}(t) - u_{adp}(t))$ 와 같이 적용하면 error metric의 도함수는 식(20)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= -y_m^{(\rho)}(t) + \Lambda_v^T e(t) + f(x) + gu(t) \\ &= -k_{ds}(t) + f(x) - u_{adp}(t) \end{aligned} \quad (20)$$

여기서  $u_{if}(t) = -y_m^{(\rho)}(t) + \Lambda_v^T e(t)$ ,  $\Lambda_v^T = [0, \lambda^{(\rho-1)}, \dots, (\rho-1)\lambda]$ 이다.

식(20)에서  $u_{adp}(t)$ 를 퍼지시스템으로 추정한다고 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= -k_{ds}(t) + f(x) - \hat{c}^T \xi(x) \\ &= -k_{ds}(t) + \tilde{c}^T \xi(x) + d(t) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서  $\tilde{c}(t) = c^* - \hat{c}$ 이고  $|d(t)| \leq \epsilon$ 이다.

외란이 유계이면 시스템이 안정화 될 수 있으나, 적응퍼지시스템의 초기 학습단계에서는 근사화 성능이 떨어지기 때문에 추종오차는 비교적 크게 되며, 또한 알려지지 않은 외란도 퍼지시스템의 근사화 성능을 감퇴 시키게 한다. 적응 제어기의 안정도는 외란이 균일유계일 때만 보장될 수 있으므로 전체 제어기중에서 적응제어기는  $|\hat{f}| \leq D$ , 여기서  $D$ 는 설계자에 의해서 정해지는  $\hat{f}$ 의 한계값, 이면 투입하지 않고, 슬라이딩 모드 제어기에 의해  $\hat{f}$ 가 다시 이 영역안으로 돌아 갈때까지 유지한다. 그리고 이와 유사하게 슬라이딩 모드 제어기는 퍼지제어기가 좋은 근사화 성능을 보일때는 투입하지 않는다. 이와 같은 개념에 근거한 전체 제어기 구조는 그림 1와 같다. 이때 제어규칙은 다음 식(22)와 같다.

$u(t) = g^{-1}(-k_{ds}(t) - u_{if}(t) - (1-m(t))u_{adp}(t) - m(t)u_{si}(t))$  (22)  
위 제어규칙중  $u_{if}(t)$ 는 선형회환성분이고,  $u_{adp}(t)$ 는 적응제어 성분으로 다음 식(23)과 같다.

$$\begin{aligned} u_{adp}(t) &= \hat{f}(\hat{c} | x) + \hat{\epsilon}_d \text{sgn}(s) \\ &= \sum_{i=1}^M \hat{c}_i \xi_i + \hat{\epsilon}_d \text{sgn}(s) \end{aligned} \quad (23)$$

$$\hat{c}_i = -\gamma_1(1-m(t))s(t)\xi_i \quad (24)$$

$$\hat{\epsilon}_d = \gamma_2(1-m(t))|s(t)| \quad (25)$$

여기서  $\gamma_1, \gamma_2$ 는 파라미터 갱신률 이다. 그리고 슬라이딩 모드 제어 성분은

$$u_{si}(t) = k_{si}(t) \text{sgn}(s(t)) \quad (26)$$

이며,  $k_{si}$ 은  $k_{si}(t) > D$ 를 만족하는 슬라이딩 모드 제어기의 이득 이다.  $m(t)$ 는 슬라이딩 모드제어기와 적응제어기중에 하나를 선택하는 역할을 한다.

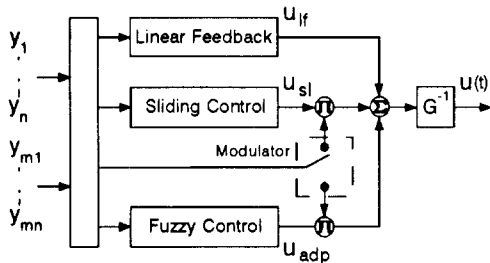


그림 1. 전체 제어시스템의 구조

### 3.3 안정도의 해석

error metric에 대한 미분계수는

$$\dot{s}(t) = -y_m^{(\rho)}(t) + \Lambda_v^T e(t) + \hat{f}(c^* | x) + gu(t) + d(t) \quad (27)$$

가 되며 외란  $d(t) = \hat{f}(\hat{c} | x) - \hat{f}(c^* | x)$ 는  $|d(t)| \leq \epsilon$ 를 만족한다. 제어규칙 (22)를 위식에 대입하면

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= -y_m^{(\rho)} + \Lambda_v^T e(t) + \hat{f}(c^* | x) \\ &\quad - k_{ds}(t) - (1-m(t))\hat{f}(\hat{c} | x) - (1-m(t))\hat{\epsilon}_d \text{sgn}(s) \\ &\quad - m(t)k_{si}(t) \text{sgn}(s) + d(t) \\ &= -k_{ds}(t) + (1-m(t)) \sum_{i=1}^M \tilde{c}_i \xi_i - (1-m(t))\hat{\epsilon}_d \text{sgn}(s) \\ &\quad + m(t)(-k_{si}(t) \text{sgn}(s(t)) - \hat{f}(\hat{c} | x)) \\ &\quad + (1-m(t))d(t) \end{aligned} \quad (28)$$

이다. 여기서  $\hat{f}(c | x) = \hat{f}(c^* | x) - \hat{f}(\hat{c} | x) = \sum_{i=1}^M \tilde{c}_i \xi_i$

Lyapunov 함수를 다음 식(29)과 같이 선정하자.

$$V(t) = \frac{1}{2} \left( s(t)^2 + \frac{1}{\gamma_1} \sum_{i=1}^M \tilde{c}_i^2 + \frac{1}{\gamma_2} (\hat{\epsilon}_d - \epsilon)^2 \right) \quad (29)$$

식 (29)를 미분하면

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= s(t)\dot{s}(t) + \frac{1}{\gamma_1} \sum_{i=1}^M \tilde{c}_i (\dot{\tilde{c}}_i) + \frac{1}{\gamma_2} (\hat{\epsilon}_d - \epsilon) (\dot{\hat{\epsilon}}_d) \\ &= -k_{ds}^2(t) + (1-m(t))s(t) \sum_{i=1}^M \tilde{c}_i \xi_i - (1-m(t))\hat{\epsilon}_d |s(t)| \\ &\quad + m(t)s(t)(-k_{si}(t) \text{sgn}(s(t)) - f(x(t))) + (1-m(t))s(t)d(t) \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_1} \sum_{i=1}^M \tilde{c}_i (\dot{\tilde{c}}_i) + \frac{1}{\gamma_2} (\hat{\epsilon}_d - \epsilon) (\dot{\hat{\epsilon}}_d) \\ &\leq -k_{ds}^2(t) < 0 \end{aligned} \quad (30)$$

이다. 그러므로 이상에서 시스템의 모든 신호는 유계이다.

## 4. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에 사용한 3상 유도전동기 사양은 표1 과 같다.

표 1. 3상 유도전동기의 사양

정격전압	220 [V]	$R_r$	0.255 [ $\Omega$ ]
정격전류	28.68 [A]	$R_s$	0.150 [ $\Omega$ ]
정격속도	183 [rad/sec]	$L_s$	0.035 [H]
정격토크	39.58 [Nm]	$L_r$	0.035 [H]
극수	4	J	0.22 [kgm <sup>2</sup> ]
		B	0

퍼지제어기에서 언어적 규칙은 사용하지 않았으며, 퍼지기저 함수는 속도쪽 부분시스템에  $\mu_{F_v} = \exp[-\left(\frac{y_i - \hat{f}}{55}\right)^2]$ ;  $i=1, 2, l=1, \dots, 11$ ;  $j=-300, -240, \dots, 240, 300$ 으로 자속쪽 부분시스템에  $\mu_{F_\psi} = \exp[-\left(\frac{y_i - \hat{f}}{2.5}\right)^2]$ ;  $i=3, 4, l=1, \dots, 11$ ;  $j=-10, -8, \dots, 8, 10$ 으로 선정하였다. 이때 사용한 제어기 파라미터는 표 2와 같다.

표 2. 제어기 파라미터

	$\gamma_1$	$\gamma_2$	$\lambda$	$k_d$	$k_{si}$
속도쪽 부분 시스템	1	1	650	650	100
자속쪽 부분 시스템	0.1	0.01	2500	2500	2

제어기 구성시 필요한 오차의 미분항은 0.1Hz에 절점 주파수를 가지는 2차 저역통과필터로부터 얻었으며, 또한 자속은 관측기[7]로 추정하였다. 그리고 시뮬레이션 조건은 기준신호를 1Hz에 절점 주파수를 가지는 1차 저역통과필터로부터 얻었고, 파라미터의 변화에 대한 강인성을 시험하기 위하여 회전자저항을 20Hz의 sine과 형태로  $\pm 50\%$  변화시키면서 수행하였으며 2초

이후에 50%의 부하를 투입하였고 약계자운전시 자속은  $k/\omega_{ref}$  규칙에 의해 변화시켰다.

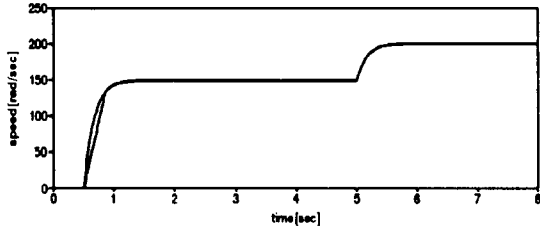


그림 2. 제안한 방법의 경우 속도

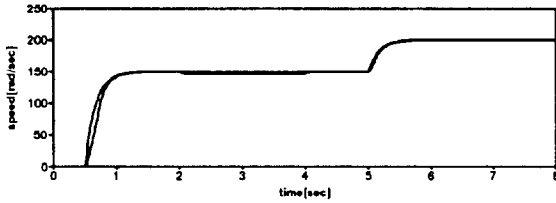


그림 3. conventional 기법의 경우 속도

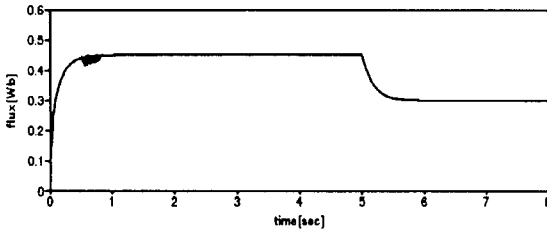


그림 4. 제안한 방법의 경우 자속

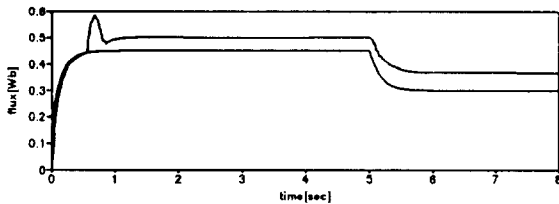


그림 5. conventional 기법의 경우 자속

위 시뮬레이션 결과 제안한 적응 제어를 이용한 제어기가 저항값이 변하는 경우 및 자속이 변하는 경우에도 우수한 속도의 과도응답 특성을 가지며 자속의 기준값 추종 성능도 우수함을 보여주고 있다.

## 5. 결론

본 논문에서는 유도전동기의 제어를 위하여 MIMO계통에 대한 적응피지 제어를 제안하고 파라미터 변동과 외란에 대한 강인성을 개선하기 위하여 슬라이딩 모드 제어 개념을 도입하였다. 제안한 제어기법은 자속과 속도가 동시에 가변되는 경우에도 이들 변수의 상호분리가 잘됨으로 인하여 과도응답 특성과 기준값 추종성능이 우수하다.

## 6. 부록

$$L^2_j h_1 = -\mu\beta\frac{d}{2}\omega(\lambda_a^2 + \lambda_b^2) - \mu(\alpha + \gamma)(\lambda_a i_b - \lambda_b i_a) - \mu\frac{d}{2}\omega(\lambda_a i_a + \lambda_b i_b)$$

$$L^2_j h_2 = (4\alpha^2 + 2\alpha^2\beta M)(\lambda_a^2 + \lambda_b^2) + 2\alpha M\frac{d}{2}\omega(\lambda_a i_b - \lambda_b i_a) - (6\alpha^2 M + 2\alpha\gamma M)(\lambda_a i_a + \lambda_b i_b) + 2\alpha^2 M^2(i_a^2 + i_b^2)$$

$$L_{ga} L_j h_1 = -\frac{\mu}{\sigma L_s} \lambda_b$$

$$L_{ga} L_j h_2 = \frac{2\alpha M}{\sigma L_s} \lambda_a$$

$$L_{gb} L_j h_1 = \frac{\mu}{\sigma L_s} \lambda_a$$

$$L_{gb} L_j h_2 = \frac{2\alpha M}{\sigma L_s} \lambda_b$$

## 참고문헌

- [1] C. Cecati, G. Guidi, F. Marinelli, and G. Ciccarella, "An adaptive non-linear control algorithm for induction motors," *IECON*, 1996
- [2] A. D. Luca, G. Ulivi, "Full linearization of induction motors via nonlinear state-feedback," *Proc. CDC*, 1987[2] R.
- [3] Marino, S. Peresada, and P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors," *IEEE Trans. Auto. Cont.*, vol. 38, no. 2, 1993
- [4] C-K Lin, S-D Wang, "Adaptive fuzzy control of bank-to-turn missiles," *IECON*, 1996
- [5] C.C Liu, F-C Chen, "Adaptive control of non-linear continuous-time systems using neural networks - general relative degree and MIMO cases," *Int. J. Cont.*, vol. 58, no. 2, 1993
- [6] C-Y Su, Y. Stepanenko, "Adaptive control of a class of nonlinear systems with fuzzy logic," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 2, no. 4, 1994
- [7] G. C. Verghese, S. R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 35, no. 1, 1988
- [8] L-X Wang, *Adaptive fuzzy systems and control*, Prentice Hall, 1994