

신경회로망을 이용한 불확실성을 갖는 유도전동기의 적응 백스테핑 속도제어기 설계

論 文

55D-11-2

Design of an Adaptive Backstepping Speed Controller for Induction Motors with Uncertainties using Neural Networks

李 殷 昱[†] · 鄭 基 澈^{*} · 李 承 學^{**}

(Eun-Wook Lee · Kee-Chull Chung · Seung-Hak Lee)

Abstract - Based on a field-oriented model of induction motor, an adaptive backstepping control approach using neural networks is proposed in this paper for the speed control of induction motors with uncertainties at a minimum of information. Neural networks are used to approximate most of uncertainties which are derived from unknown motor parameters, load torque disturbances and unknown nonlinearities and an adaptive backstepping controller is used to derive adaptive law of neural networks and control input directly. The controller is implemented by the hardware using DSP and the effectiveness of the proposed approach is verified by carrying out the experiment.

Key Words : adaptive backstepping control, vector control, neural network, induction motor, DSP

1. 서 론

유도전동기는 신뢰성이 높을 뿐만 아니라 견고하여 보수할 필요가 거의 없으며, 가격도 상대적으로 저렴하기 때문에 산업적으로 가장 많이 응용되고 있는 전동기이다. 그러나 여러 상태변수들이 복잡하게 결합되어 있는 다변수의 비선형 시스템이고 회전자의 전기적 변수들을 측정하기가 곤란할 뿐만 아니라 동작조건에 따라 전동기 파라미터들이 변할 수 있어 제어하기가 매우 어렵다. 따라서 유도전동기는 비선형 제어기법을 연구하기 위한 제어대상으로 많이 이용되고 있다.

산업현장에서 유도전동기를 제어하기 위해 가장 널리 사용되고 있는 벡터제어(field-oriented control) 기법[1]은 회전기기의 물리적인 변수들을 자속을 따라 회전하는 좌표계의 제어변수들로 변환함으로써 속도와 자속을 근사적으로 분리시켜 독립적으로 제어할 수 있는 방법이다. 벡터 제어기법은 벡터변환하는 방법에 따라 직접 및 간접 제어방식으로 나눌 수 있다. 직접벡터 제어는 회전자에 센서를 부착하여 자속을 직접 측정하거나 자속관측기를 이용하여 자속을 추정한다. 다음 이를 이용하여 벡터변환을 수행하고, 간접벡터 제어는 자속을 구할 필요없이 슬립속도를 사용하여 회전자계 속도를 구한 다음 이를 이용하여 벡터변환을 수행한다. 직접 및 간접 벡터 제어기법 모두 회전자저항 즉, 회전자 시정수를 정확히 알지 못하면 자속을 제어하기 어려우므로 제어기의 성능 및 효율이 저하될 수 있다.

유도전동기의 전기 및 기계적 특성을 모두 포함하는 등가 2상의 5차모델에 기초하여 미지의 회전자저항과 부하토크를 추정하는 비선형 적응 제어기로서, 비선형 상태기환을 통해

속도와 자속을 완전히 분리시킬 수 있는 입출력 선형화(input-output linearization) 제어기법[2]과 외란 및 전동기 파라미터의 변동에 강인한 특성을 갖는 슬라이딩모드(sliding mode) 제어기법[3]이 사용되었다. 그러나 이들 제어기는 자속을 포함하여 모든 상태들에 대한 정보를 알고 있어야 한다.

유도전동기의 전력효율을 향상시키기 위해서는 자속제어가 필요하므로 측정이 매우 어려운 자속을 추정하기 위해 자속관측기(flux observer) 설계에 대한 많은 연구가 진행되어 왔다. 자속관측기는 유도전동기에 대한 많은 정보를 필요로 하고 회전자저항의 변동에 민감하여 정확한 자속의 추정이 어려울 수 있다. 고정자전압과 고정자전류 등 기지의 양들만으로 구성되고 미지의 전동기 파라미터인 회전자저항을 사용하지 않는 자속관측기를 갖는 슬라이딩모드 제어기[4]가 제안되었지만 이들은 개루프(open-loop) 자속관측기로서 전동기 파라미터가 정확하지 않으면 정확한 자속추정을 달성할 수 없다.

최근 비선형 적응제어 분야에서 새로이 적용되고 있는 백스테핑(backstepping) 제어기법[5]의 기본개념은 가상제어입력을 사용하여 복잡한 비선형제어의 설계문제를 단순화된 문제들로 체계적으로 분해하고 여러 설계단계들로 나눠, 각 단계에서는 더 쉬운 단일 입출력 설계문제를 다루고 다음 설계단계에 대한 기준을 제공함으로써 제어기를 반복적으로 설계하는 것이다. 백스테핑 제어의 중요한 특징은 적응제어 기법과 쉽게 결합되어 아주 간단하게 시스템 파라미터의 불확실성을 보상할 수 있다는 것이다. 유도전동기의 미지의 회전자저항, 관성모멘트, 부하토크를 보상하는 벡터 제어기법이 결합된 적응 백스테핑 제어기[6]가 제시되었지만 개루프 자속관측기를 사용하였고 기준속도 및 기준자속에 대한 2차 미분이 요구되었다.

최근에 신경회로망을 이용한 적응 제어기법[7][8]은 신경회로망의 원래 우수한 근사성과 파라미터 적응척이 Lyapunov 이론에 의해서 유도되므로 전체 페루프 시스템의

[†] 교신저자, 正會員 : 忠淸大學 電氣電子學部 副教授, 工博

^{*} 正會員 : 大德大學 마이크로로봇科 副教授, 工博

^{**} 正會員 : 大德大學 電氣科 教授, 工博

接受日字 : 2006年 7月 18日

最終完了 : 2006年 10月 10日

안정도가 보장되기 때문에 미지의 비선형 함수를 갖는 비선형 시스템을 제어하기에 아주 효과적인 것으로 알려졌다. 백스테핑 제어에 새로운 학습 알고리즘을 갖는 신경회로망을 도입하여 전동기 파라미터의 변동에 강인한 제어기[9]를 제안하였지만 자속의 측정이 필요할 뿐만 아니라 많은 수의 상태들을 입력으로 하는 2개의 복잡한 신경회로망을 사용하여 실제적인 구현이 어렵다.

본 논문에서는 불확실성을 갖는 유도전동기에 대해 최소한의 정보만으로도 정밀한 속도제어가 가능하도록 문제가 되는 미지의 비선형성 및 전동기 파라미터, 부하토크 외란 등에 기인하는 대부분의 유도전동기 불확실성을 추정하는 RBF 신경회로망에 대한 적응칙과 이로부터 직접 제어입력을 구하는 적응 백스테핑 제어기를 제안한다. DSP를 사용하여 제어기 하드웨어를 구현하고 기존의 벡터 PI제어기와 비교실험을 수행함으로써 제안된 제어기의 우수성을 입증하고자 한다.

2. 신경회로망을 이용한 적응 백스테핑 속도제어기 설계

2.1 유도전동기 모델

자기회로가 선형이며 상호인덕턴스가 서로 같다고 가정하고 유도전동기의 전기 및 기계적 특성을 모두 고려하면, 고정된 고정자 기준좌표계에 대한 5차 비선형 모델식[2]은 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \mu(\psi_a i_b - \psi_b i_a) - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega \\ \frac{d\psi_a}{dt} &= -\alpha\psi_a - n_p\omega\psi_b + \alpha M i_a \\ \frac{d\psi_b}{dt} &= n_p\omega\psi_a - \alpha\psi_b + \alpha M i_b \\ \frac{di_a}{dt} &= \alpha\beta\psi_a + n_p\beta\omega\psi_b - \gamma i_a + \frac{1}{\sigma}u_a \\ \frac{di_b}{dt} &= -n_p\beta\omega\psi_a + \alpha\beta\psi_b - \gamma i_b + \frac{1}{\sigma}u_b \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, ω, i, ψ, u 는 유도전동기의 회전속도, 전류, 자속, 고정자 전압을 나타내고, 계수는 $\sigma = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$, $\mu = \frac{n_p M}{J L_r}$, $\alpha = \frac{R_r}{L_r}$, $\beta = \frac{M}{\sigma L_r}$, $\gamma = \left(\frac{M^2 R_r + L_s^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}\right)$ 이다. 모터상수 n_p 는 극쌍(pole pair)의 수이고, R_s, R_r 는 저항, L_s, L_r 는 자기 인덕턴스, M 는 상호 인덕턴스, J 는 회전자의 관성모멘트, T_L 는 부하토크, B 는 마찰계수를 나타낸다.

$$\begin{aligned} \psi_d &= \sqrt{\psi_a^2 + \psi_b^2}, \quad \psi_q = 0 \\ i_d &= \frac{\psi_a i_a + \psi_b i_b}{\psi_d}, \quad i_q = \frac{\psi_a i_b - \psi_b i_a}{\psi_d} \\ \rho &= \tan^{-1}\left(\frac{\psi_b}{\psi_a}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

유도전동기 모델식 (1)은 여러 상태들이 복잡하게 결합된 비선형 시스템이므로 이 모델에 기초하여 유도전동기를 직접 제어하는 것은 매우 어렵다. 따라서 상태변환을 통하여 시스템을 단순화시킬 필요가 있다. 이러한 목적을 위해 고정

된 고정자 기준좌표계(a, b)로부터 자속벡터(ψ_a, ψ_b)를 따라 회전하는 계자 기준좌표계(d, q)로의 상태변환을 수행하는 벡터(field-oriented) 제어기법이 널리 사용되고 있다. 식 (2)와 같이 상태변환을 정의하면 식 (1)은 다음과 같은 field-oriented 모델식으로 변환된다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \mu\psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega \\ \frac{di_q}{dt} &= -\gamma i_q - n_p\beta\omega\psi_d - n_p\omega i_d - \alpha M \frac{i_q i_d}{\psi_d} + \frac{1}{\sigma}u_q \\ \frac{d\psi_d}{dt} &= -\alpha\psi_d - \alpha M i_d \\ \frac{di_d}{dt} &= -\gamma i_d + \alpha\beta\psi_d + n_p\omega i_q + \alpha M \frac{i_d^2}{\psi_d} + \frac{1}{\sigma}u_d \\ \frac{d\rho}{dt} &= n_p\omega + \alpha M \frac{i_q}{\psi_d} \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)의 field-oriented 모델식을 구조적으로 살펴보면 유도전동기 시스템은 두개의 2차 하부시스템으로 분리됨을 알 수 있다. 첫 번째는 고정자전압 u_q 가 제어입력이며 회전속도 ω (또는 토크)를 발생시키는 고정자전류의 q 축성분 i_q 로 구성되고, 두 번째는 고정자전압 u_d 가 제어입력이며 회전자 자속 ψ_d 를 발생시키는 고정자전류의 d 축성분 i_d 로 구성된다.

유도전동기의 속도와 자속을 동시에 제어하기 위해서는 각각 별도의 제어기가 필요하게 되어 신경회로망의 수가 증가하므로 계산량이 많아져서 제어기의 구현이 어렵다. 본 논문의 제어목적은 속도제어이고 자속을 발생시키는 d 축전류 시스템은 전기회로로 구성되어 응답이 매우 빠를 뿐만 아니라 기계적인 특성을 갖는 부하변동에 거의 영향을 받지 않으므로 PI 전류제어기로도 충분한 성능이 보장될 수 있다. 따라서 신경회로망의 수를 줄여 실시간 제어가 가능하도록 속도제어에 대해서만 신경회로망을 이용한 백스테핑 제어기를 사용하고 d 축전류에 대해서는 그림 2에서 보는 것처럼 현재 산업현장에서 가장 많이 사용되고 있는 기존의 간접벡터 PI 전류제어기[1][2]를 사용하였다.

간접벡터 제어기법은 먼저 슬립속도 w_s 를 식 (3)으로부터 다음과 같이 구한다.

$$w_s = \alpha M \frac{i_q}{\psi_d} = \alpha \frac{i_{qref}}{i_{dref}} \quad (4)$$

여기서, 유도전동기의 전류시스템은 전기회로로 구성되어 전류제어기의 응답이 매우 빠르므로 잡음이나 리플 등을 포함하는 실제 전류 (i_d, i_q)보다는 기준전류 (i_{dref}, i_{qref})를 사용하는 것이 더욱 안정적이다. 고정자 좌표계와 field oriented 좌표계 사이의 상태변환을 수행하기 위한 회전자계 속도 w_e 는 회전자 전기속도 w_r 과 슬립속도로부터 다음과 같이 구해진다.

$$w_e = \frac{d\rho}{dt} = w_r + w_s \quad (5)$$

d 축전류 PI제어기는 다음과 같다.

$$u_d = k_{dp}(i_d - i_{dref}) + k_{di} \int_0^t (i_d - i_{dref}) dt \quad (6)$$

2.2 RBF 신경회로망[7]

본 논문에서는 미지의 함수를 근사하는 성능이 우수하기 때문에 비선형 함수를 모델링하기 위하여 많이 사용되고 있는 그림 1과 같은 구조를 갖는 RBF(radial basis function) 신경회로망을 사용하였다.

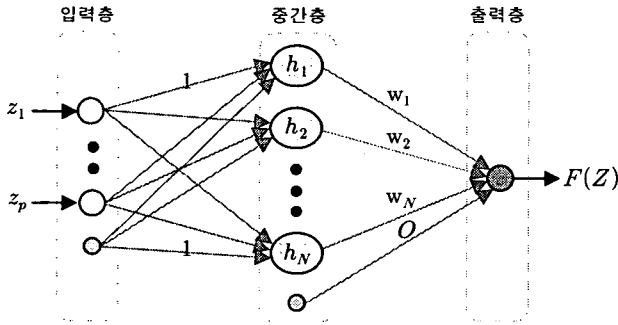


그림 1 RBF 신경회로망의 구조

그림 1에서 미지의 연속함수 $F(Z)$ 를 근사하기 위한 RBF 신경회로망의 입출력 관계는 다음과 같다.

$$F(Z) = W^T H(Z) \tag{7}$$

여기서, p 는 입력의 개수, N 은 중간층의 노드 수이고, $Z = [z_1, z_2, \dots, z_p, 1]^T$ 는 입력벡터, $W = [w_1, w_2, \dots, w_N, 0]^T$ 는 중간층과 출력층 사이의 연결강도 벡터이다.

중간층의 출력벡터 $H(Z) = [h_1(Z), h_2(Z), \dots, h_N(Z), 1]^T$ 에서 i 번째 노드의 비선형 활성화 함수 $h_i(Z)$ 는 다음과 같은 형태를 갖는 가우스 함수로 선택한다.

$$h_i(Z) = \exp\left(-\frac{[Z - c_i]^T [Z - c_i]}{\eta_i^2}\right) \tag{8}$$

여기서, c_i 는 가우스 함수의 중심이고, η_i 는 가우스 함수의 폭이다.

2.3 적응 백스테핑 속도제어기

여러가지 불확실성 하에서도 유도전동기가 기준속도를 정확히 추종할 수 있도록 불확실성을 보상하기 위한 적응 백스테핑 속도제어기를 다음과 같이 설계한다. 먼저, field oriented 모델식 (3)의 속도와 관련된 처음 두식에서 유도전동기의 미지의 전동기 파라미터, 부하토크 외란, 미지의 비선형성 등을 포함하는 미지의 비선형 함수를 식 (9)와 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} f_1(w) &= -\frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}w \\ f_2(w, i_q, \psi_d, i_d) &= -\gamma i_q - n_p \beta w \psi_d - n_p w i_d - \alpha M \frac{i_d i_q}{\psi_d} \\ g_1(\psi_d) &= \mu \psi_d \\ g_2 &= \frac{1}{\sigma} \end{aligned} \tag{9}$$

비선형 함수를 사용하여 식 (3)을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{w} &= f_1(w) + g_1(\psi_d) i_q \\ \dot{i}_q &= f_2(w, i_q, \psi_d, i_d) + g_2 u_q \end{aligned} \tag{10}$$

여기서, smooth 함수 $g_i(\cdot)$ 에 대해 다음과 같이 가정한다.

가정 1: $g_i(\cdot)$ 는 양수이고 $g_{i1} \geq g_i(\cdot) \geq g_{i0}$ 이 되도록 하는 상수 $g_{i1} \geq g_{i0} > 0$ 가 존재한다.

가정 2: $|g_i(\cdot)| \leq g_{id}$ 가 되도록 하는 상수 $g_{id} > 0$ 가 존재한다.

[단계 1] 속도제어

속도 추종오차를 다음과 같이 정의하면

$$e_1 = \omega - \omega_{ref} \tag{11}$$

그 도함수는 다음과 같다.

$$\dot{e}_1 = f_1(w) + g_1(\psi_d) i_q - \dot{\omega}_r \tag{12}$$

가상 제어입력을 $\alpha_1^* = i_q$ 로 선택하고 Lyapunov 함수 후보를

$$V_{z1} = \frac{1}{2} e_1^2 \tag{13}$$

와 같이 선택하면 Lyapunov 함수 V_{z1} 의 도함수는 다음과 같이 계산된다.

$$\dot{V}_{z1} = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1(w) + g_1(\psi_d) \alpha_1^* - \dot{\omega}_r] \tag{14}$$

$\dot{V}_{z1} = -k_1 g_1 e_1^2 \leq 0$ 이 되도록 하는 원하는 안정화함수를 다음과 같이 선택한다.

$$\alpha_1^* = -k_1 e_1 - \frac{1}{g_1(\psi_d)} [f_1(w) - \dot{\omega}_r] \tag{15}$$

여기서, k_1 은 양의 제어이득이다. 식 (15)의 α_1^* 에서 미지의 항에 해당하는 새로운 함수를 다음과 같이 정의한다.

$$F_1(Z_1) = \frac{1}{g_1(\psi_d)} [f_1(w) - \dot{\omega}_r] \tag{16}$$

불확실성 F_1 을 근사하기 위해 첫 번째 신경회로망 RBFN1을 사용하면 원하는 안정화함수 α_1^* 는 다음과 같다.

$$\alpha_1^* = -k_1 e_1 - W_1^{*T} H_1(Z_1) - \epsilon_1 \tag{17}$$

여기서, W_1^* 는 신경회로망의 이상적인 연결강도이고, ϵ_1 는 근사오차이다.

가정 3: 상수 $|\epsilon_1| \leq \epsilon_1^*, \epsilon_1^* > 0$ 가 되도록 하는 W_1^* 가 존재한다.

미지의 함수 F_1 의 요소중 자속 ψ_d 는 미지의 값이므로 자속을 발생시키는 d축전류 i_d 를 대신 사용하여 신경회로망 RBFN1의 입력 $Z_1 = [w, i_d, \dot{w}_r]^T$ 로 정의한다. 신경회로망 연결강도의 추정값을 사용한 가상 제어입력은 다음과 같다.

$$\alpha_1 = -k_1 e_1 - \hat{W}_1^T H_1(Z_1) \tag{18}$$

새로운 오차변수 $e_2 = i_q - \alpha_1$ 을 도입하면 식 (12)의 페루프 형태는 다음과 같다.

$$\dot{e}_1 = g_1 [e_2 - k_1 e_1 - \bar{W}_1^T H_1(Z_1) + \epsilon_1] \quad (19)$$

여기서, $\bar{W}_1 = \hat{W}_1 - W_1^*$ 는 연결강도의 추정오차이다. 연결강도에 대한 적응칙을 얻기 위해 다음과 같은 새로운 Lyapunov 함수를 고려하면

$$V_1 = \frac{1}{2g_1} e_1^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \bar{W}_1^T \bar{W}_1 \quad (20)$$

V_1 의 도함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \frac{e_1 \dot{e}_1}{g_1} - \frac{\dot{g}_1 e_1^2}{2g_1^2} + \frac{\bar{W}_1^T \dot{\bar{W}}_1}{\gamma_1} \\ &= e_1 e_2 + e_1 \epsilon_1 - (k_1 + \frac{\dot{g}_1}{2g_1^2}) e_1^2 + \bar{W}_1^T [\frac{1}{\gamma_1} \dot{\bar{W}}_1 - H_1(Z_1) e_1] \end{aligned} \quad (21)$$

식 (21)로부터 다음과 같은 첫 번째 신경회로망 RBFN1의 연결강도에 대한 적응칙을 얻을 수 있다.

$$\dot{\bar{W}}_1 = \gamma_1 [H_1(Z_1) e_1 - \sigma_1 \bar{W}_1] \quad (22)$$

여기서, γ_1 은 양의 적응이득이고 σ_1 은 양의 작은 상수이다. σ -수정항 $\sigma_1 \bar{W}_1$ 은 신경회로망의 근사오차 ϵ_1 의 존재 하에서 강인성을 보장하기 위해 도입하였다. 이 수정항이 없다면 신경회로망 연결강도의 추정치는 매우 큰 값으로 표류할 수 있다. $k_1 = k_{10} + k_{11}$, $k_{10}, k_{11} > 0$ 으로 하면 식 (21)은

$$\dot{V}_1 = e_1 e_2 - (k_{10} + \frac{\dot{g}_1}{2g_1^2}) e_1^2 - k_{11} e_1^2 + e_1 \epsilon_1 - \sigma_1 \bar{W}_1^T \bar{W}_1 \quad (23)$$

이 되고

$$\begin{aligned} -\sigma_1 \bar{W}_1^T \bar{W}_1 &\leq -\frac{\sigma_1 \|\bar{W}_1\|^2}{2} + \frac{\sigma_1 \|W_1^*\|^2}{2} \\ -k_{11} e_1^2 + e_1 \epsilon_1 &\leq \frac{\epsilon_1^2}{4k_{11}} \leq \frac{\epsilon_1^{*2}}{4k_{11}} \end{aligned} \quad (24)$$

$-(k_{10} + \frac{\dot{g}_1}{2g_1^2}) e_1^2 \leq -(k_{10} + \frac{\dot{g}_{1d}}{2g_1^2}) e_1^2$ 이므로 $k_{10}^* = k_{10} - \frac{\dot{g}_{1d}}{2g_{10}^2} > 0$ 가 되도록 k_{10} 를 선택하면, 다음의 부등식을 얻을 수 있다.

$$\dot{V}_1 < e_1 e_2 - k_{10}^* e_1^2 - \frac{\sigma_1 \|\bar{W}_1\|^2}{2} + \frac{\sigma_1 \|W_1^*\|^2}{2} + \frac{\epsilon_1^{*2}}{4k_{11}} \quad (25)$$

여기서, 결합항 $e_1 e_2$ 는 다음 설계단계에서 소거될 것이다.

[단계 2] q축 전류제어

$$e_2 = i_q - \alpha_1 \quad (26)$$

오차변수 e_2 의 도함수는 다음과 같다.

$$\dot{e}_2 = f_2(w, i_q, \psi_d, i_d) + g_2 u_q - \dot{\alpha}_1 \quad (27)$$

식 (27)로부터 전체 시스템을 안정화시키기 위한 원하는

제어입력은 다음과 같다.

$$u_q^* = -e_1 - k_2 e_2 - \frac{1}{g_2} [f_2(w, i_q, \psi_d, i_d) - \dot{\alpha}_1] \quad (28)$$

여기서, k_2 은 양의 제어이득이다. 식 (18)에서 α_1 은 w, ω_r, \hat{W}_1 의 함수이므로 $\dot{\alpha}_1$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_1 &= \frac{\partial \alpha_1}{\partial w} \dot{w} + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \omega_r} \dot{\omega}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{W}_1} \dot{\hat{W}}_1 \\ &= \frac{\partial \alpha_1}{\partial w} [f_1(w) + g_1(\psi_d) i_q] + \phi_3 \end{aligned} \quad (29)$$

여기서 $\dot{\alpha}_1$ 는 미지의 비선형 함수이므로 그중 기지의 값에 해당하는 중간변수 $\phi_3 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial \omega_r} \dot{\omega}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{W}_1} \gamma_1 H_1(Z_1) e_1$ 을 도입하였다. 식 (28)의 u_q^* 에서 미지의 항에 해당하는 새로운 함수를 다음과 같이 정의한다.

$$F_2(Z_2) = \frac{1}{g_2} [f_2(w, i_q, \psi_d, i_d) - \dot{\alpha}_1] \quad (30)$$

불확실성 F_2 을 근사하기 위해 다른 신경회로망을 사용하면 원하는 제어입력은 다음과 같다.

$$u_q^* = -e_1 - k_2 e_2 - W_2^* H_2(Z_2) - \epsilon_2 \quad (31)$$

여기서, Z_1 의 경우와 마찬가지로 ψ_d 대신에 i_d 를 사용하여 신경회로망 RBFN2의 입력은 $Z_2 = [w, i_q, i_d, (\partial \alpha_1 / \partial w), \phi_3]^T$ 로 정의한다. 추정치를 사용한 실제 제어입력은 결국 다음 식과 같다.

$$u_q = -e_1 - k_2 e_2 - \hat{W}_2^T H_2(Z_2) \quad (32)$$

식 (32)의 제어입력을 사용한 페루프 오차방정식은 다음과 같다.

$$\dot{e}_2 = g_2 (-e_1 - k_2 e_2 - \bar{W}_2^T H_2(Z_2) + \epsilon_2) \quad (33)$$

연결강도에 대한 적응칙을 얻기 위해 다음과 같이 Lyapunov 함수를 확장하면

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2g_2} e_2^2 + \frac{1}{2\gamma_2} \bar{W}_2^T \bar{W}_2 \quad (34)$$

두 번째 신경회로망 RBFN2의 연결강도에 대한 적응칙은 다음과 같이 주어진다.

$$\dot{\bar{W}}_2 = \gamma_2 [H_2(Z_2) e_2 - \sigma_2 \bar{W}_2] \quad (35)$$

여기서, γ_2 는 양의 적응이득이고 σ_2 은 양의 작은 상수이다. $k_2 = k_{20} + k_{21}$, $k_{20}, k_{21} > 0$ 으로 하고 설계단계 1과 같은 방법을 사용하면 V_2 의 도함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &< -k_{10}^* e_1^2 - k_{20}^* e_2^2 - \frac{\sigma_1 \|\bar{W}_1\|^2}{2} - \frac{\sigma_2 \|\bar{W}_2\|^2}{2} \\ &\quad + \frac{\sigma_1 \|W_1^*\|^2}{2} + \frac{\sigma_2 \|W_2^*\|^2}{2} + \frac{\epsilon_1^{*2}}{4k_{11}} + \frac{\epsilon_2^{*2}}{4k_{21}} \end{aligned} \quad (36)$$

여기서, $k_{20}^* = k_{20} - \frac{g_{2d}}{2g_{20}} > 0$ 가 되도록 k_{20} 을 선택한다.

$$\delta = \frac{\sigma_1 \|W_1^*\|^2}{2} + \frac{\sigma_2 \|W_2^*\|^2}{2} + \frac{\epsilon_1^2}{4k_{11}} + \frac{\epsilon_2^2}{4k_{21}}$$

$k_{i0}^* \geq \frac{\lambda}{2g_{i0}}$, $\lambda > 0$ 가 되도록 k_{i0} 와 $\sigma_i \geq \frac{\lambda}{\gamma_i}$ 가 되도록 σ_i, γ_i 를 선택하면 다음의 부등식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &< -k_{10}^* e_1^2 - k_{20}^* e_2^2 - \frac{\sigma_1 \|\bar{W}_1\|^2}{2} - \frac{\sigma_2 \|\bar{W}_2\|^2}{2} + \delta \\ &\leq -\frac{\lambda}{2g_{10}} e_1^2 - \frac{\lambda}{2g_{20}} e_2^2 - \frac{\lambda}{2\gamma_1} \bar{W}_1^T \bar{W}_1 - \frac{\lambda}{2\gamma_2} \bar{W}_2^T \bar{W}_2 + \delta \\ &\leq -\lambda \left[\frac{1}{2g_{10}} e_1^2 + \frac{1}{2g_{20}} e_2^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \bar{W}_1^T \bar{W}_1 + \frac{1}{2\gamma_2} \bar{W}_2^T \bar{W}_2 \right] + \delta \\ &\leq -\lambda V_2 + \delta \end{aligned} \quad (37)$$

식 (37)을 풀면 다음을 얻을 수 있다.

$$0 \leq V_2(t) \leq \frac{\delta}{\lambda} + [V_2(0) - \frac{\delta}{\lambda}] e^{-\lambda t} \quad (38)$$

식 (38)은 $V_2(t)$ 가 결국 δ/λ 로 bounded됨을 의미한다. 따라서 $k_i = k_{i0} + k_{i1}$ 를 충분히 크게 선택하면 페루프 시스템의 모든 신호 $e_1, e_2, \bar{W}_1, \bar{W}_2$ 는 uniformly ultimately bounded된다. 즉, k_{i0} 를 증가시키면 λ 가 커지고 k_{i1} 을 증가시키면 δ 가 작아져서 δ/λ 를 작게 만들 수 있으므로 추종오차 e_1, e_2 는 작아진다.

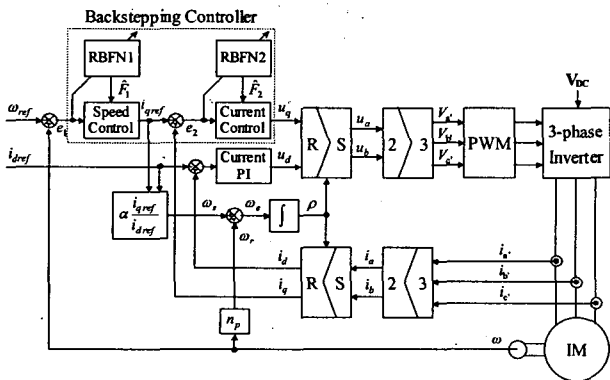


그림 2 전체 제어시스템의 구성

3. 제어기 구현 및 실험

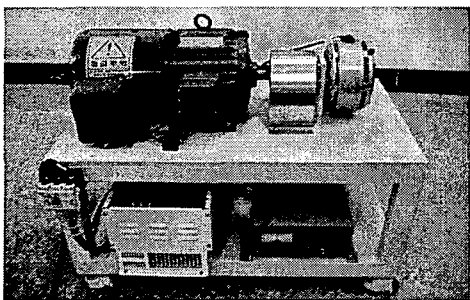


그림 3 실험장치

DSP(digital signal processor)를 사용하여 제어기 하드웨어를 구현하고 제안한 제어기의 성능을 검증하기 위해 실험을 수행하였다. 실험장치는 그림 3과 같이 크게 유도전동기와 제어기, 그리고 순간적으로 일정 크기의 부하를 인가하기 위한 파워더 브레이크모터로 구성된다. 유도전동기는 속도검출용 로터리 엔코더가 부착된 LG-OTIS사의 3상 농형 백터전동기를 사용하였는데 그 사양은 표 1과 같다.

표 1 유도전동기 사양

정격출력	2.2 [kW], 3 [HP]	연속정격토크	14.1 [Nm]
정격회전속도	1750 [rpm]	최대회전속도	3600 [rpm]
전압	220 [V], 60 [Hz]	전류	8.5 / 5 [A]
극수	4 극	로터리엔코더	1024 [P/R]

3.1 제어기 하드웨어 설계

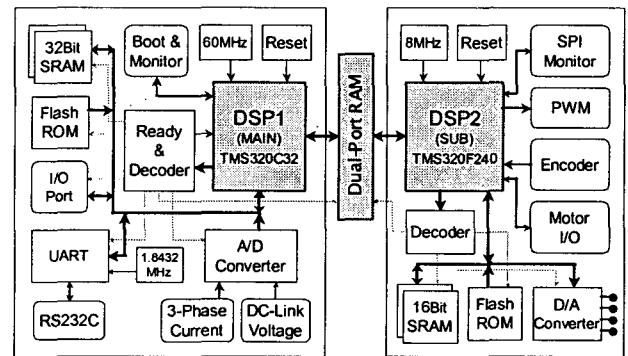


그림 4 제어기 하드웨어 구성도

제어기 하드웨어는 그림 4에서 보는 바와 같이 DSP부, 메모리부, dual-port RAM 통신부, 속도검출부, PWM 제어부, D/A 변환부, RS232 직렬통신부, 전동기 구동부, 전류 및 전압 검출부 등으로 구성된다.

제어기는 많은 연산을 필요로 하고 유도전동기를 구동하기 위해서는 PWM 발생회로 및 속도 검출회로가 필요하므로 이를 구현하기 위해 32비트로 부동소수점 연산이 가능하며 연산속도가 매우 빠르므로 제어 알고리즘을 수행하는 주 DSP인 TMS320C32와 PWM 발생회로와 속도 검출회로 등의 다양한 기능을 내장하고 있지만 고정소수점 방식으로 연산속도가 느린 16비트의 보조 DSP인 TMS320F240을 상호 보완하여 병렬로 동작시키고 Dual-Port RAM을 사용하여 두 DSP간에 제어 데이터들을 실시간 통신할 수 있도록 구성하였다.

유도전동기의 회전속도를 검출하기 위해 로터리 엔코더를 사용하고 속도검출 정밀도를 향상시키기 위하여 엔코더펄스의 주파수를 4배배 하였다. 엔코더에 의해 전동기의 회전속도를 검출하는 방법으로는 오차가 가장 작은 M/T 방법을 사용하였다. 출력전압의 크기와 주파수를 제어하기 위한 출력전압 제어방식으로는 정현파 PWM기법을 사용하였다.

유도전동기의 고정자전류를 검출하기 위해서는 Hall-CT를 사용하여 전류신호를 전압신호로 변환한 다음 14비트 A/D 변환기를 통해 DSP에서 전류를 계산하고, 전류 측정시 발생하는 잡음을 제거하기 위해 하드웨어 및 소프트웨어 저역통과필터를 별도로 설계하였다. 제어기에서 계산하거나 측

정한 전압, 전류, 속도 등과 같은 중요한 데이터들은 분석을 위해 RS232C 직렬통신방식을 사용하여 PC로 전송하거나 12비트 D/A 변환기를 사용하면 전압신호로 변환하여 오실로스코프를 통해 실시간으로 관찰할 수 있다.

3.2 실험 및 결과

구현된 제어기를 사용하여 기존의 벡터 PI제어기[2]와 제안한 신경회로망을 이용한 적응 백스테핑 제어기의 성능을 비교하기 위하여 5초 동안 실험을 수행하였다. 기준속도는 0에서 시작하여 0.2초에서 1200[rpm]으로, 3초에서는 정격속도 이상인 1800[rpm]까지 증가시키고, d축 기준전류는 처음부터 3[A]로 시작하여 3초에서 기준속도가 정격이상인 1800[rpm]으로 증가됨에 따라 약계자 제어에 의해 2[A]로 감소시켰다. 부하토크 외란은 2초에서 유도전동기의 정격토크 14.1[Nm]의 약 40[%]에 해당하는 5.2[Nm]정도의 토크를 파워더 브레이크 모터에 직류전원을 투입하여 순간적으로 인가하였다. 회전자 시정수를 제외한 모든 전동기 파라미터들은 모르는 것으로 하였고, 제어주기는 속도제어 1[ms], 전류제어 200[us]로 하였다. 벡터 PI제어기의 설계상수는 $k_{sp}=0.2$, $k_{dp}=k_{gp}=10$, $k_{si}=0.2$, $k_{di}=k_{qi}=100$ 으로, 적응 백스테핑 제어기의 설계상수는 $\gamma_1=10$, $\gamma_2=20$, $k_1=1$, $k_2=4$, $\sigma_1=\sigma_2=0.001$, $k_{dp}=10$, $k_{di}=100$ 으로 설정하였다.

실험결과를 확인하기 위해 제어동작이 완료된 후에 오프라인으로 RS232 직렬통신을 이용하여 PC의 하이퍼터미널 프로그램에서 각종 제어데이터를 수신하여 분석하거나 D/A 변환기로 출력된 제어데이터의 실시간 파형을 오실로스코프 로 측정하였다.

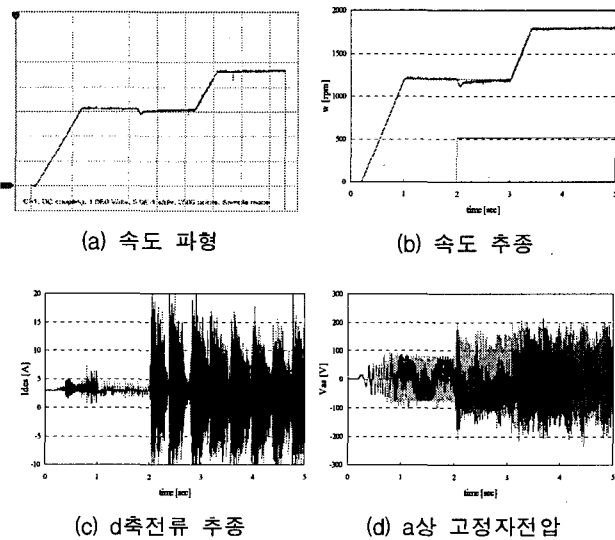


그림 5 벡터 PI제어기의 실험결과

그림 5는 기존의 벡터 PI제어기의 실험결과이고, 그림 6은 제안한 신경회로망을 이용한 적응 백스테핑 제어기의 실험결과를 보여준다. 각각의 그림 (a)는 오실로스코프를 사용하여 실시간으로 측정된 속도파형을 보여준다. 그림 (b)는 속도추종 결과로 아래 계단 형태의 그림은 100배로 확대한 부하토크 외란을 나타낸다. 벡터 PI제어기의 경우에는 기준

속도가 변화될 때 약간의 추종오차가 존재하고 부하가 인가되었을 때 제어이득이 고정되어 있으므로 갑작스런 부하의 변동에 적절하게 대응할 수 없어 매우 큰 추종오차가 발생하였다. 본 제어기의 경우에는 신경회로망을 사용하여 부하토크 외란을 포함한 불확실성을 빠르게 추정하므로 부하가 인가되는 순간에 약간의 추종오차를 제외하고는 추종오차가 매우 적음을 알 수 있다. 그림 (c)는 d축전류 추종결과로 두 경우 모두 같은 제어이득을 갖는 PI 전류제어기를 사용하였으므로 무부하의 경우 거의 비슷한 결과를 보여주고 있지만 부하가 인가된 경우에 벡터 PI제어기는 매우 큰 진동이 발생하였지만 본 제어기는 진동이 작고 기준전류를 비교적 잘 추종하는 결과를 보이고 있다. 그림 (d)는 a상 고정자전압으로 속도변화에 따라 전압의 주파수와 크기가 서서히 변화되고 있음을 보여준다. 3초 이후에 속도를 정격속도 이상으로 증가시켰지만 약계자 제어에 의해 반대로 d축전류를 감소시켰으므로 두 경우 모두 전압의 크기는 별로 증가되지 않고 주파수가 크게 증가되었다. 무부하의 경우는 전압의 크기가 거의 비슷하지만 부하가 인가된 경우에는 본 제어기가 고정자 입력전압이 더 작으므로 전력효율이 향상됨을 알 수 있다. 그림 6의 (e), (f)는 제안한 제어기의 신경회로망 RBFN1과 RBFN2에 의한 불확실성 \hat{F}_1 , \hat{F}_2 의 적응과정으로 기계적 불확실성을 포함하는 \hat{F}_1 의 경우는 기준속도가 변화되거나 부하토크 외란이 인가되는 순간에 더욱 크게 변동됨을 알 수 있다. 이상의 실험결과에서 보는 바와 같이 제안한 제어기가 속도추종 성능이 매우 우수하고 부하변동에 강인하며 전력효율이 우수함을 알 수 있다.

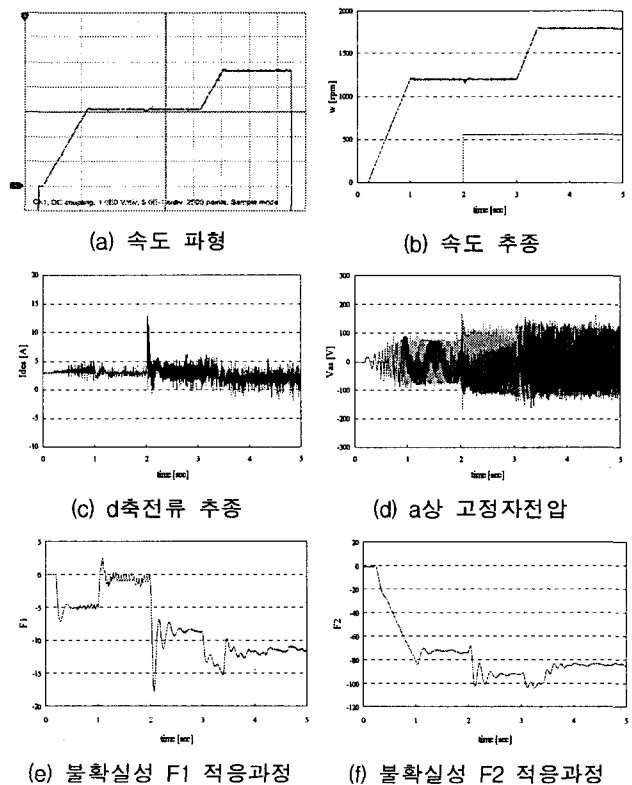


그림 6 신경회로망을 이용한 적응 백스테핑 제어기의 실험 결과

4. 결 론

본 논문에서는 매우 비선형적이고 여러가지 불확실성을 갖는 유도전동기에 대해 최소한의 정보만으로도 정밀하게 속도를 제어하기 위하여 신경회로망을 이용한 적응 백스테핑 제어를 제안하였다.

속도제어 시 문제가 되는 미지의 전동기 파라미터, 부하 토크 외란, 미지의 비선형성 등에 기인하는 대부분의 불확실성을 RBF 신경회로망을 이용하여 추정함으로써 속도추종 성능 및 전력효율이 우수하고 전동기 파라미터 및 부하 변동에 강인한 특성을 보여주었다. 또한, 적응 백스테핑 제어기에 의해 신경회로망의 적응치를 유도하고 이로부터 직접 제어입력을 구함으로써 적응제어기가 단순화되고 백스테핑 제어기의 특이성 문제를 완전히 해결할 수 있었다. 제어기 설계를 위해 단지 회전자 시정수의 전동기 파라미터만 알면 되므로 유도전동기에 대해 필요한 정보를 최소화 하였다.

DSP를 사용하여 제어기 하드웨어를 구현하고 실험한 결과 제안한 제어기의 성능이 우수함을 확인하였지만 전류의 경우는 잡음성 진동이 발생하고 DC-링크 전압이 동작조건에 따라 변화되는 문제가 발생하였다. 따라서 전류 측정시에 발생하는 잡음의 영향을 최소화하기 위한 새로운 필터 설계 및 개선된 PWM 제어방법에 대한 연구가 계속되어야 할 것으로 사료된다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원(R-2003-0-285) 주관으로 수행된 과제임

참 고 문 헌

- [1] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, 1986.
- [2] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi, "Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motor", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 38, pp. 208-221, 1993.
- [3] C. M. Kwan, "Robust adaptive Control of Induction Motors", *Int. J. Control*, vol. 67, pp. 539-552, 1997
- [4] R. Soto and K. S. Yeung, "Sliding-mode control of an induction motor without flux measurement" *Proceedings of 27th Annual Meeting of IEEE Industry Applications Society*, 1992
- [5] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design*, John Willy & Sons, 1995
- [6] H. Tan and J. Chang, "Field Orientation and Adaptive Backstepping for Induction Motor Control", *IEEE*, pp. 2357-2363, 1999.

- [7] S. S. Ge, T. H. Lee and C. J. Harris, *Adaptive Neural Network Control of Robotic Manipulators*, World Scientific, 1998.
- [8] S. S. Ge and C. Wang, "Direct Adaptive NN Control of a Class of Nonlinear Systems", *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 13, pp. 214-221, 2002.
- [9] C. M. Kwan and F. L. Lewis, "Robust Backstepping Control of Induction Motors Using Neural Networks", *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 11, pp. 1178-1187, 2000

저 자 소 개



이 은 옥 (李 殷 昱)

1965년생. 1987년 한양대학교 전기공학과 학사. 1989년 동대학원 전기공학과 석사. 2005년 동대학원 전기공학과 박사. 1989~1998년 LG산전연구소 책임연구원. 1998년~현재 충청대학 전기전자학부 부교수.
Tel : 043-230-2354, Fax : 043-230-2279
E-mail : ewlee@ok.ac.kr



정 기 철 (鄭 基 澈)

1962년생. 1988년 한양대학교 전기공학과 학사. 1990년 동대학원 전기공학과 석사. 2000년 동대학원 전기공학과 박사. 1990~1993년 LG산전연구소 주임연구원. 1993~현재 대덕대학 마이크로로봇과 부교수.
Tel : 042-866-0375, Fax : 042-866-0339
E-mail : kchung@mail.ddc.ac.kr



이 승 학 (李 承 學)

1954년생. 1979년 숭실대학교 전기공학과 학사. 1982년 동대학원 전기공학과 석사. 2004년 건국대학교 대학원 전기공학과 박사. 1974~1998년 한전전력연구원 선임연구원. 1999~현재 대덕대학 전기과 교수.
Tel : 042-866-0373, Fax : 042-866-0339
E-mail : leeshak@ddc.ac.kr