

# 타여자직류기의 속도제어를 위한 강인 적응 백스테핑 제어기 설계

論 文

54P-2-4

## Design of Robust Adaptive Backstepping Controller for Speed Control of Separately Excited DC Motor

玄根浩<sup>†</sup>·孫仁煥<sup>\*</sup>

(Keun-Ho Hyun · In-Hwan Son)

**Abstract** - In this paper, a robust adaptive backstepping controller is proposed for the speed control of separately excited DC motor with uncertainties and disturbances. Armature and field resistance, damping coefficient and load torque are considered as uncertainties and noise generated at applying load torque to motor is also considered. It shows that the backstepping algorithm can be used to solve the problems of nonlinear system very well and robust controller can be designed without the variation of adaptive law. Simulation and experiment results are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed controller.

**Key Words** : Separately Excited DC Motor, Speed Control, Adaptive Backstepping, Uncertainties, Disturbances

### 1. 서 론

직류기는 현재에도 넓은 범위에서의 원활한 속도조절이 필요한 경우 선택되는 유효한 전동기로서 특히 타여자직류기(SEDCM : Separately Excited DC Motor)는 전기자 및 계자전압의 조정으로 다양한 속도를 얻을 수 있고 특성상 저속에서도 높은 기동토크를 발생시킬 수 있다는 장점이 있다. 그러나, 타여자직류기는 회전속도와 계자전류, 전기자전류와 계자전류와의 커플링 등으로 비선형적인 특성을 포함한다. 따라서, 비선형모델을 선형화하여 적용했던 전통적인 field-orientation 방법[1]으로는 로봇이나 정밀기계 등 속도 변화에 따른 높은 성능을 요구하는 시스템에는 충분하지 않다. 근래에는 이러한 비선형 특성을 고려하여 슬라이딩모드(VSC : Variable Structure Control)[2], 입출력 피드백선형화[3] 등 여러 가지의 비선형 제어기법이 적용되었다. 그러나, 슬라이딩모드기법은 제어입력의 흔들림(chattering)현상이 발생하고, 피드백선형화기법은 파라미터의 불확실성 및 외란에 약한 단점 등이 지적되어 왔다.

최근에는 적응 백스테핑 제어기법[4][5]이 개발되어 불확실성이 존재하는 비선형시스템의 제어에 많이 적용되고 있으며 가장적인 제어변수를 활용하여 각 단계별로 Lyapunov 함수를 설정하면서 최종의 제어입력 및 적응치를 결정하는 제어방식이다. 산업 현장의 실제 시스템에 있어서는 외란이나 비모형화 특성 및 잡음의 영향을 많이 받는다. 정확하게

알고 있는 모델을 기본으로 설계된 적응 시스템이라도 매우 작은 외란에 불안정하게 될 수 있다. 지난 몇 십년간 외란을 갖는 선형시스템에 대한 강인한 적응제어기를 설계하는 다양한 기법들이 제시되었으나 최근에 설계되고 있는 비선형 시스템의 적응제어 알고리즘은 선형시스템의 적응제어 알고리즘과는 설계구조에 있어서 완전히 다르다. 또한 시변 외란이나 비모형화 특성을 가지는 비선형 시스템 문제에 있어서 강인 제어와 적응제어가 결합된 많은 제어 기법들이 제안되고 있다[6].

본 논문에서는 불확실성 및 외란을 갖는 타여자직류기의 속도제어를 위한 강인한 적응백스테핑 제어기를 설계하고자 한다. 제어기 설계에서 고려된 불확실성은 전기자 및 계자 저항, 제동계수, 부하토크였으며 부하토크 인가 시 발생할 수 있는 잡음도 고려하였다. 백스테핑 개념에 의하여 불확실한 부분을 선형적으로 분리한 오차방정식을 정의하고 이를 근간으로 적응 백스테핑 기법을 활용하여 단계별 오차변수 및 가상 제어입력과 적절한 Lyapunov함수의 설정으로 적응칙과 최종 제어입력을 유도한다. 모의실험과 실제 실험을 수행하여 제시된 제어기의 타당성을 확인하고자 한다.

### 2. 본 론

#### 2.1 타여자직류기의 개요

직류기는 아직까지도 넓은 범위에서의 원활한 속도조절이 필요한 경우 선택되는 유효한 전동기로서 특히, 타여자직류기는 전기자 및 계자전압의 조정으로 다양한 속도를 얻을 수 있고, 특성상 저속에서도 높은 기동토크를 낼 수 있는 장점을 갖고 있다. 타여자직류기는 고정자권선을 구성하는 계자(field)회로와 회전자권선을 구성하는 전기자(armature)회로가 독립적인 전압원에 의해 구동된다. 계자에서 형성되는

<sup>†</sup> 교신저자, 正會員 : 新星大學 디지털電氣系列 助教授 · 工博  
E-mail : hyunkh@shinsung.ac.kr

<sup>\*</sup> 正會員 : 新星大學 디지털電氣系列 助教授 · 工博  
接受日字 : 2005年 2月 23日  
最終完了 : 2005年 5月 10日

자속  $\Phi_f$ 가 포화되지 않고 계자전류  $i_f$ 와 선형적인 비례관계 즉,  $\Phi_f = L_f i_f$ 라면 타여자직류기의 동특성 방정식은 다음과 같이 표현된다.[7]

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_a &= \frac{1}{L_a} (u_a - E - R_a i_a) \\ \frac{d}{dt} i_f &= \frac{1}{L_f} (u_f - R_f i_f) \\ \frac{d}{dt} \omega &= \frac{1}{J} (T_e - B\omega - T_L) \\ E &= K i_f \omega, \quad T_e = K i_f i_a \end{aligned} \tag{2.1}$$

여기서,  $i_a$ 와  $i_f$ 는 각각 전기자 및 계자전류,  $\omega$ 는 회전속도,  $u_a$ 와  $u_f$ 는 각각 전기자 및 계자전압,  $R_a$ 와  $R_f$ 는 각각 전기자 및 계자저항,  $L_a$ 와  $L_f$ 는 각각 전기자 및 계자인덕턴스,  $J$ 는 관성,  $B$ 는 제동계수,  $E$ 와  $T_e$ 는 각각 전동기에 유기되는 기전력과 전기토크,  $T_L$ 은 부하토크,  $K$ 는 전동기상수를 나타낸다.

식(2.1)로부터 타여자직류기는 회전속도와 계자전류, 계자전류와 전기자전류 간의 커플링으로 인한 비선형성이 존재함을 알 수 있다. 또한, 저항 및 마찰계수 등은 전동기 작동중의 발열에 의해 값이 변할 수도 있으며 부하토크도 값이 변동될 수 있다. 따라서, 부하토크에 포함된 외란 뿐만 아니라 비선형성 및 불확실성을 고려한 고성능의 속도 제어가 요구된다.

### 2.2 적응 백스테핑 제어기 설계

타여자직류기의 수학적 모델링에서 불확실한 부분을 분리하여 입출력 선형화를 수행하고 적응 백스테핑 과정을 거쳐 파라미터에 대한 적응칙과 제어입력을 구하고자 한다. 제어기 설계의 목적은 전동기의 실제 회전속도  $\omega$ 가 명령 회전속도  $\omega_{ref}$ 를 추종(tracking)하는데 있으며 여기서  $\omega_{ref}$ 는 원하는 응답특성을 갖는 기준모델(reference model)의 출력 신호이다. 또한, 제어기를 포함한 시스템 내의 모든 신호가 유계(bounded)이어야 한다.

적응백스테핑은 미지의 파라미터를 갖는 비선형시스템을 대상으로 각 단계별로 체계적으로 적응칙과 제어입력을 유도하는 방식이다. 저항  $R_a$ ,  $R_f$ , 제동계수  $B$ , 부하토크  $T_L$ 은 미지의 상수파라미터로 가정한 다음 식(2.1)을 불확실성 및 외란을 구분하는 다음과 같은 형태의 동특성 방정식으로 재구성하였다.

$$\frac{d}{dt} x = \bar{f}(x) + \Delta f(x) + g_1(x) u_a + g_2(x) u_f \tag{2.2}$$

여기서,  $x = [i_a \ i_f \ \omega]^T$ ,  $g_1 = [\frac{1}{L_a} \ 0 \ 0]^T$ ,  $g_2 = [0 \ \frac{1}{L_f} \ 0]^T$  이며 모두 알고 있는 값으로 가정하

였다. 또한,

$$\begin{aligned} \bar{f}(x) &= \begin{bmatrix} -\frac{K}{L_a} i_f \omega - \frac{R_{anom}}{L_a} i_a \\ -\frac{R_{fnom}}{L_f} i_f \\ \frac{K}{J} i_f i_a - \frac{B_{nom}}{J} \omega - \frac{T_{Lnom}}{J} \end{bmatrix}, \\ \Delta f(x) &= \begin{bmatrix} -\frac{\Delta R_a}{L_a} i_a \\ -\frac{\Delta R_f}{L_f} i_f \\ -\frac{\Delta B}{J} \omega - \frac{\Delta T_L}{J} + \delta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

이며  $\delta$ 는 시스템의 상태 중 회전속도에 가해지는 유한한 값을 갖는 외란이다. 전기자 및 계자전류에도 측정오차와 같은 외란이 존재하지만 본 논문에서는 회전속도에 대한 외란만을 고려하기로 한다.  $R_{anom}$ ,  $R_{fnom}$ ,  $B_{nom}$ ,  $T_{Lnom}$ 은 각각  $R_a$ ,  $R_f$ ,  $B$ ,  $T_L$ 의 공칭값(nominal value)을 나타내며 미지의 값을 각각  $\Delta R_a = R_a - R_{anom}$ ,  $\Delta R_f = R_f - R_{fnom}$ ,  $\Delta B = B - B_{nom}$ ,  $\Delta T_L = T_L - T_{Lnom}$ 로 표현한다. 제어기 설계의 첫 번째 단계로 다음과 같은 새로운 변수를 정의한다.

$$z_1 = h_1(x) = \omega, \quad z_2 = L_f^{-1} h_1(x), \quad z_3 = h_2(x) = i_f \tag{2.3}$$

새로운 변수의 도함수를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_2 \\ L_f^2 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \theta_1 \phi_1 \\ \theta_2 \phi_2 \\ \theta_3 \phi_3 \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

여기서, 미지파라미터와 함수벡터들은 다음과 같이 구성된다.

$$\begin{aligned} \theta_1 \phi_1 &= [\theta_{11}][\phi_{11} \ \phi_{12} \ \phi_{13}]^T \\ &= \left[ \frac{\Delta B}{J} \right] \left[ \frac{T}{J} \omega \quad -1 \quad 1 \right]^T \\ \theta_2 \phi_2 &= [\theta_{21}][\phi_{21} \ \phi_{22} \ \phi_{23}]^T \\ &= \left[ \frac{K}{J} \left( \frac{\Delta R_a}{L_a} + \frac{\Delta R_f}{L_f} \right) \right] \left[ \frac{B}{J} i_a \ \omega \quad 1 \right]^T \\ \theta_3 \phi_3 &= [\theta_3][\phi_3] = \left[ \frac{\Delta R_f}{L_f} \right] [-i_f] \end{aligned} \tag{2.5}$$

즉, 식(2.4)에서 시스템의 불확실성 및 속도오차에 대한 외란은 미지의 상수 파라미터  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$ 에 의해 반영되며 여기서  $\theta_1$ 과  $\theta_2$ 는 각각 3차 벡터이고  $\theta_3$ 는 스칼라이다. 식(2.4)에서 Lie 도함수는 각각 다음과 같다.

$$L^2 \bar{h}_1 = \frac{K i_f}{J L_a} (-K i_f \omega - R_{anom} i_a) + \frac{K i_a}{J L_f} (-R_{fnom} i_f) - \frac{B_{nom}}{J^2} (K i_f i_a - B_{nom} \omega - T_{Lnom})$$

$$L \bar{h}_2 = \frac{1}{L_f} (-R_{fnom} i_f)$$

(2.6)

또한, 식(2.4)에서 정의된 새로운 제어입력은 원래의 제어입력과 다음의 관계를 갖는다.

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{g1} L \bar{h}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_f \end{bmatrix}$$

(2.7)

식(2.7)에서 Lie 도함수는 각각 다음과 같다.

$$L_{g1} L \bar{h}_1 = \frac{K i_f}{J L_a}, \quad L_{g2} L \bar{h}_1 = \frac{K i_a}{J L_f}, \quad L_{g2} h_2 = \frac{1}{L_f}$$

(2.8)

이제, 식(2.4)의 시스템에 대하여 우리가 원하는 출력 특성을 갖는 기준모델을 다음과 같이 제시한다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z_{m1} \\ z_{m2} \\ z_{m3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_{m1} & -k_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & -k_{m3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{m1} \\ z_{m2} \\ z_{m3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_{m1} & 0 \\ 0 & k_{m3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{ref} \\ i_{fref} \end{bmatrix}$$

(2.9)

여기서, 모델파라미터  $k_{m1}$ ,  $k_{m2}$  및  $k_{m3}$ 는 설계자가 원하는 응답특성 혹은 실제 시스템을 고려하여 결정하면 된다. 기준모델의 입력은 명령 회전속도  $\omega_{ref}$ 와 명령 계자전류  $i_{fref}$ 이다. 본 논문에서는 실제 계자전류  $i_f$ 는 일정한 값으로 유지시키고 전기자전류  $i_a$ 로 제어입력을 결정토록 하는 방법을 사용하고자 한다. 식(2.9)와 같은 기준모델을 사용함으로써 시스템의 성능을 쉽게 평가할 수 있으며 추종문제는 이제 조정(regulation)문제로 보다 간략화되었다. 식(2.4)와 식(2.9)에 대한 오차변수를 다음과 같이 정의한다.

$$e = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T = [z_1 - z_{m1} \ z_2 - z_{m2} \ z_3 - z_{m3}]^T$$

(2.10)

또한, 식(2.7)에서 정의된 제어입력도 다시 다음과 같이 변환한다.

$$\bar{U} = \begin{bmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_a + \frac{k_{m1} z_{m1} + k_{m2} z_{m2} - k_{m1} \omega_{ref}}{u_f + k_{m3} z_{m3} - k_{m3} i_{dref}} \end{bmatrix}$$

(2.11)

따라서, 식(2.10)의 오차변수에 대한 미분방정식은 다음과 같이 간략하게 표현된다.

$$\frac{d}{dt} e = \bar{A}(x) e + \Delta A(x) e + B(x) \bar{U}$$

$$\bar{A}(x) = \begin{bmatrix} e_2 \\ L^2 \bar{h}_1 \\ L \bar{h}_2 \end{bmatrix}, \quad \Delta A(x) = \begin{bmatrix} \theta_1 \phi_1 \\ \theta_2 \phi_2 \\ \theta_3 \phi_3 \end{bmatrix}, \quad B(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(2.12)

불확실한 파라미터의 오차는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\bar{\theta}_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1, \quad \bar{\theta}_2 = \theta_2 - \hat{\theta}_2, \quad \bar{\theta}_3 = \theta_3 - \hat{\theta}_3$$

(2.13)

여기서,  $\hat{\theta}_1$ ,  $\hat{\theta}_2$ ,  $\hat{\theta}_3$ 는 각각  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$ 의 추정값이고,  $\bar{\theta}_1$ ,  $\bar{\theta}_2$ ,  $\bar{\theta}_3$ 는 추정오차이다.

제어기 설계의 두 번째 단계로 백스테핑 제어방법을 이용하여 식(2.12)의  $e_2$ 를 새로운 제어입력으로 가정하자.  $\theta_1$ 이 알고 있는 값이라면 Lyapunov함수를  $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$ 로 정의할 경우  $e_2$ 를 대신하는 가상적인 제어입력은  $\alpha' = -k_1 e_1 - \theta_1 \phi_1$ 이 될 것이다. 그러나,  $\theta_1$ 을 실질적으로는 알지 못하므로 추정값을 사용하여 가상 제어입력을 다음과 같이 설정한다.

$$\alpha = -k_1 e_1 - \hat{\theta}_1 \phi_1$$

(2.14)

이제, 가상 제어입력을 고려하여 식(2.10)의 오차변수를 다음과 같이 새로운 오차변수로 변환한다.

$$\bar{e}_1 = e_1, \quad \bar{e}_2 = e_2 - \alpha, \quad \bar{e}_3 = e_3$$

(2.15)

식(2.15)에 대한 미분방정식은 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \bar{e}_1 &= \bar{e}_2 + \alpha + \theta_1 \phi_1 = -k_1 \bar{e}_1 + \bar{e}_2 + \bar{\theta}_1 \phi_1 \\ \frac{d}{dt} \bar{e}_2 &= \frac{d}{dt} e_2 - \frac{d}{dt} \alpha \\ &= L^2 \bar{h}_1 + \theta_2 \phi_2 + \bar{u}_f + k_1 \frac{d}{dt} \bar{e}_1 + \phi_1 \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_1 \frac{d}{dt} \phi_1 \\ \frac{d}{dt} \bar{e}_3 &= L \bar{h}_2 + \theta_3 \phi_3 + \bar{u}_d \end{aligned}$$

(2.16)

이제, 제어기 설계의 마지막 단계로 적절한 Lyapunov함수를 설정하고 이를 통하여 적응칙과 비선형 제어입력을 구한다

다. Lyapunov함수는 식(2.16)의 오차변수와 식(2.13)의 파라미터오차를 기준으로 다음과 같이 정의한다.

$$V = \frac{1}{2} \bar{e}_1^2 + \frac{1}{2} \bar{e}_2^2 + \frac{1}{2} \bar{e}_3^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \bar{\theta}_1 \bar{\theta}_1^T + \frac{1}{2\gamma_2} \bar{\theta}_2 \bar{\theta}_2^T + \frac{1}{2\gamma_3} \bar{\theta}_3 \bar{\theta}_3^T \quad (2.17)$$

여기서,  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ 는 각각 적응이득을 나타내며 식(2.17)을 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V &= \bar{e}_1 \frac{d}{dt} \bar{e}_1 + \bar{e}_2 \frac{d}{dt} \bar{e}_2 + \bar{e}_3 \frac{d}{dt} \bar{e}_3 \\ &+ \frac{1}{\gamma_1} \bar{\theta}_1 \frac{d}{dt} \bar{\theta}_1^T + \frac{1}{\gamma_2} \bar{\theta}_2 \frac{d}{dt} \bar{\theta}_2^T + \frac{1}{\gamma_3} \bar{\theta}_3 \frac{d}{dt} \bar{\theta}_3^T \\ &= -k_1 \bar{e}_1^2 + \bar{\theta}_1 [\bar{e}_1 \phi_1 + k_1 \bar{e}_2 \phi_1 + \frac{1}{\gamma_1} \frac{d}{dt} \bar{\theta}_1^T] \\ &+ \bar{\theta}_2 [\bar{e}_2 \phi_2 + \frac{1}{\gamma_2} \frac{d}{dt} \bar{\theta}_2^T] + \bar{\theta}_3 [\bar{e}_3 \phi_3 + \frac{1}{\gamma_3} \frac{d}{dt} \bar{\theta}_3^T] \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} &+ \bar{e}_2 [ \bar{e}_1 + L_f^2 h_1 + \hat{\theta}_2 \phi_2 + \tilde{u}_a - k_1 \bar{e}_1 + k_1 \bar{e}_2 + \phi_1 \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_1 \frac{d}{dt} \phi_1 \\ &+ \bar{e}_3 [ L_f h_2 + \hat{\theta}_3 \phi_3 \end{aligned}$$

식(2.18)에서  $\frac{d}{dt} V \leq 0$ 으로 하고 오차변수 모두를 "0"으로 수렴시키기 위하여 다섯 번째 항에는  $+k_2 \bar{e}_2^2$ 을, 여섯 번째 항에는  $+k_3 \bar{e}_3^2$ 을 추가시킨 후 제어칙(control law)과 적응칙(adaptive law)을 다음과 같이 유도한다.

$$\begin{aligned} \tilde{u}_a &= -k_2 \bar{e}_2 - \bar{e}_1 - L_f^2 h_1 - \hat{\theta}_2 \phi_2 + k_1 \bar{e}_1 - k_1 \bar{e}_2 \\ &- \phi_1 \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_1 \frac{d}{dt} \phi_1 - \hat{\theta}_{13} \text{sat}(\bar{e}_1) \\ \tilde{u}_f &= -k_3 \bar{e}_3 - L_f h_2 - \hat{\theta}_3 \phi_3 \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 = \gamma_1 (\bar{e}_1 + k_1 \bar{e}_2) \phi_1^T, \quad \frac{d}{dt} \hat{\theta}_2 = \gamma_2 \bar{e}_2 \phi_2^T, \quad \frac{d}{dt} \hat{\theta}_3 = \gamma_3 \bar{e}_3 \phi_3^T \quad (2.20)$$

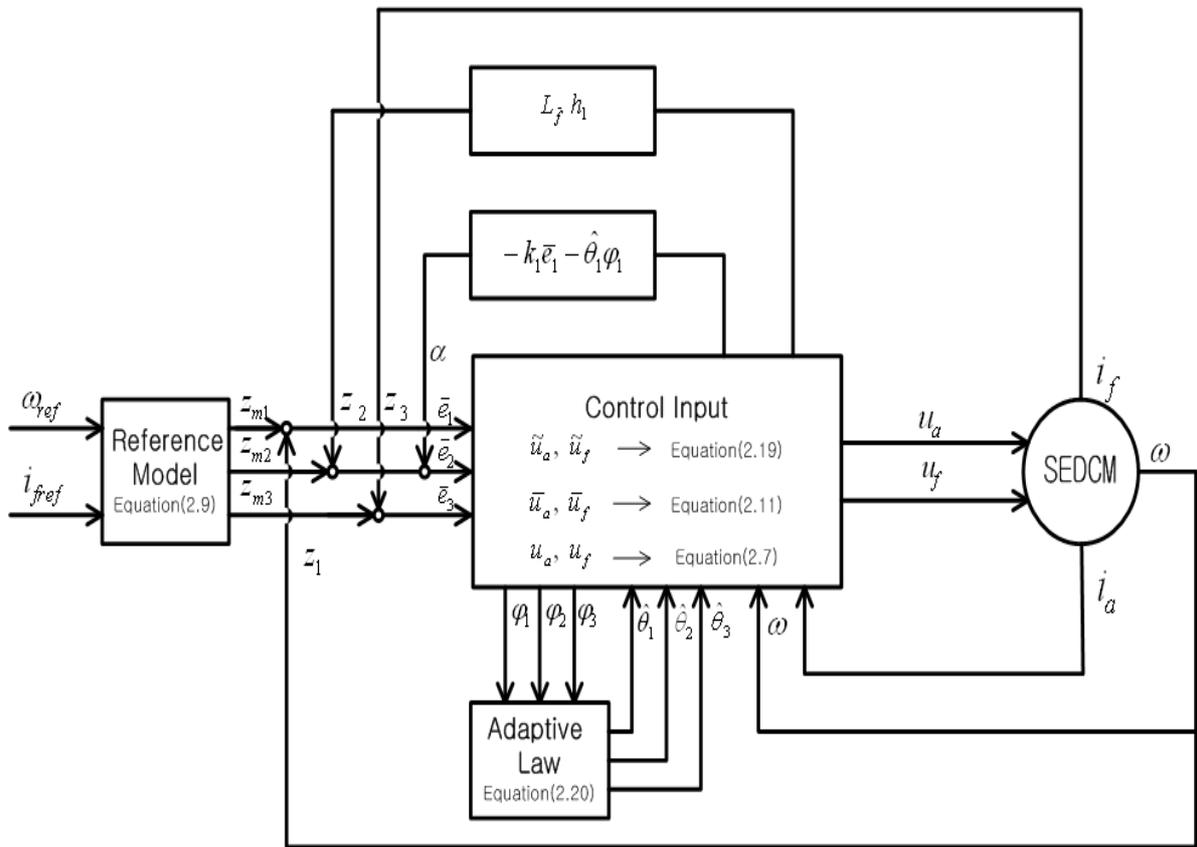


그림 1 제시된 제어시스템의 전체 구성도

Fig. 1 Block diagram of proposed control system

여기서, 제어칙 중  $\overline{u}_a$ 의 마지막 항은 외란의 영향을 최소로 하기 위하여 추가하였다. 따라서, Lyapunov함수의 미분값은 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V &= -k_1 \overline{e}_1^2 - k_2 \overline{e}_2^2 - k_3 \overline{e}_3^2 + \kappa_0 \|\delta\|^2 \\ &= -\overline{e}^T K_L \overline{e} + \kappa_0 \|\delta\|^2 \quad (2.21) \end{aligned}$$

여기서,  $K_L = \text{diag}[k_1 \ k_2 \ k_3]$ 이고  $k_1, k_2, k_3$ 는 각각 제어이득(control gain)이며  $\kappa_0$ 는 임의의 양의 상수이다. 식(2.21)에 따라 회전속도에 포함된 외란이 주어진 범위 내에서 유한하다면 오차변수  $\overline{e}_1, \overline{e}_2, \overline{e}_3$ 는 Barbalat 보조정리 및 LaSalle 이론[8]에 의거하여 유한한 범위 내로 수렴하며 시스템 내의 모든 신호는 유계이다. 따라서, 식(2.19)의 제어입력과 식(2.20)의 적응칙을 적용하면 미지 파라미터의 불확실성과 부하토크의 변동 및 회전속도 외란에도 불구하고 회전속도  $\omega$ 와 계자전류  $i_f$ 는 각각 명령신호인  $\omega_{ref}$ 와  $i_{fref}$ 를 유한한 범위 내에서 추종할 것이다. 그림 1은 타여자직류기에 대하여 입출력 선형화를 수행하고 명령속도를 추종하도록 적응 백스테핑 제어기를 설계한 전체 구성도를 나타낸다.

**2.3 실험 및 결과 고찰**

제안된 제어시스템의 타당성을 입증하기 위해 실험을 수행하였으며 실험 수행 전에 컴퓨터 모의실험(computer simulation)을 C언어 프로그램을 활용하여 먼저 실시하였다. 타여자직류기의 전동기 파라미터는 표 1과 같이 설정하였으며 각종 설계 파라미터는 다음과 같이 설정하였다. 여기서, 기준모델 파라미터는 오버슈트가 없고 상승시간을 최대로 하기 위하여 설정하였고, 적응 및 제어이득 파라미터는 회전속도에 대한 정상상태오차를 최소로 하기 위하여 조정된 값이다.

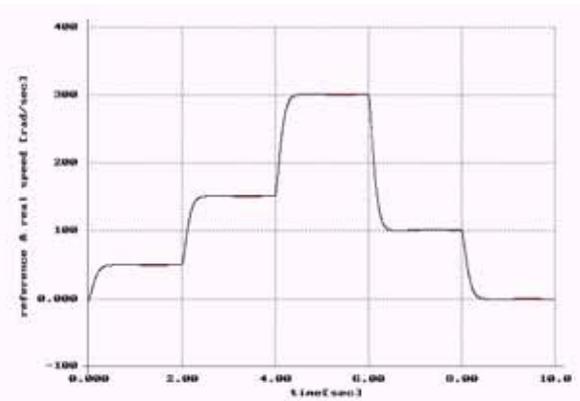
기준모델	파라미터	:
$k_{m1} = 160, \quad k_{m2} = 23, \quad k_{m3} = 50$		
적응이득	파라미터	:
$\gamma_1 = 0.001, \quad \gamma_2 = 0.001, \quad \gamma_3 = 0.01$		
제어이득 파라미터	$k_1 = 100, \quad k_2 = 200, \quad k_3 = 200$	

명령속도  $\omega_{ref}$ 는 0~2[sec] 사이에서는 50[rad/sec], 2~4[sec] 사이에서는 150[rad/sec], 4~6[sec] 사이에서는 300[rad/sec], 6~8[sec] 사이에서는 100[rad/sec], 8~10[sec] 사이에서는 0[rad/sec]을 각각 주었고, 부하토크  $T_L$ 은 20[Nm]을 가하였으며, 계자 명령전류  $i_{fref}$ 는 4[A]로 하였다. 모의실험은 불확실성이 있는 경우와 없는 경우로 분류

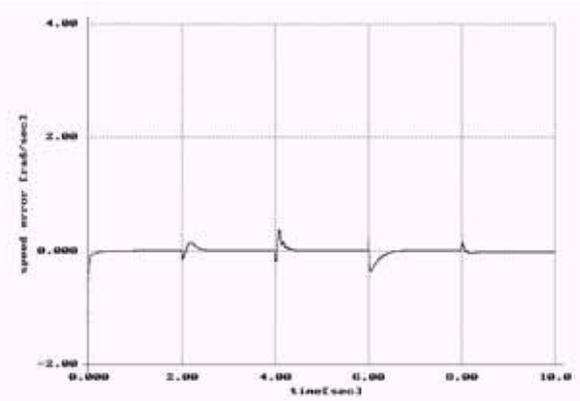
표 1 타여자직류기의 전동기 파라미터 설정값

Table 1 Motor parameter value of SEDCM

명칭(기호)	설정값[단위]
정격출력(P)	6[kW]
정격속도( $\omega$ )	300[rad/sec]
정격토크( $T_e$ )	30[Nm]
전동기상수(K)	0.3[Nm/A <sup>2</sup> ]
전기자저항( $R_a$ )	1.2[Ω]
계자저항( $R_f$ )	30[Ω]
전기자인덕턴스( $L_a$ )	0.01[H]
계자인덕턴스( $L_f$ )	60[H]
제동계수(B)	0.011[kg · m <sup>2</sup> /sec]
관성계수(J)	0.208[kg · m <sup>2</sup> ]



(a) 회전속도 - 기준속도( $z_{m1}$ ) 및 실제속도( $\omega$ )

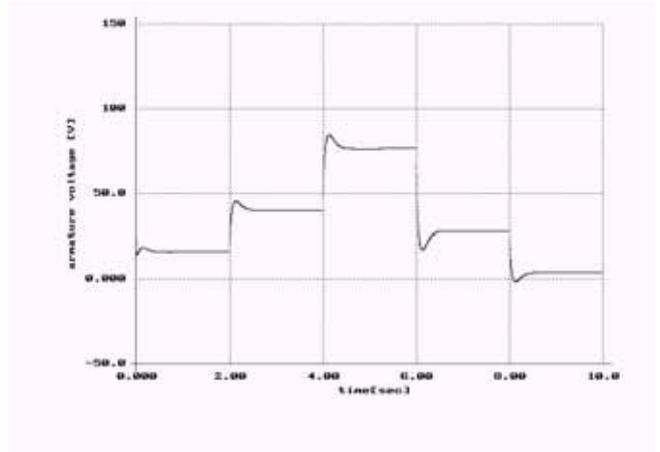


(b) 속도오차  $e_1 = \omega - z_{m1}$

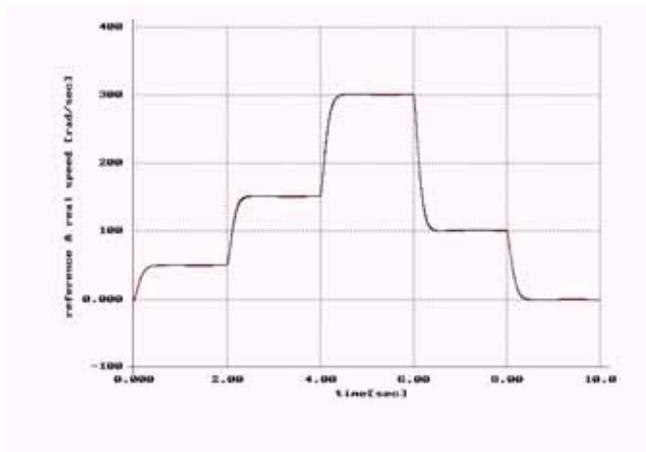
하여 수행하였다. 즉, 불확실성이 없는 경우는

$\Delta R_a = \Delta R_f = \Delta B = \Delta T_L = 0$ 으로 하였고 불확실성이 있다고 가정 한 경우에는  $\Delta R_a = 0.25R_{anom}$ ,  $\Delta R_f = 0.25R_{fnom}$  및  $\Delta B = 0.25B_{nom}$ ,  $\Delta T_L = 0.25T_{Lnom} + \delta$ 로 하였다. 여기서, 부하토크 외란  $\delta(t) = 5 \sin 100t + 3 \cos 200t$ 는 전동기를 실제 구동하는 경우에 부하에 발생할 수 있는 잡음을 고주파 형태의 신호로 간략히 표현한 것이다.

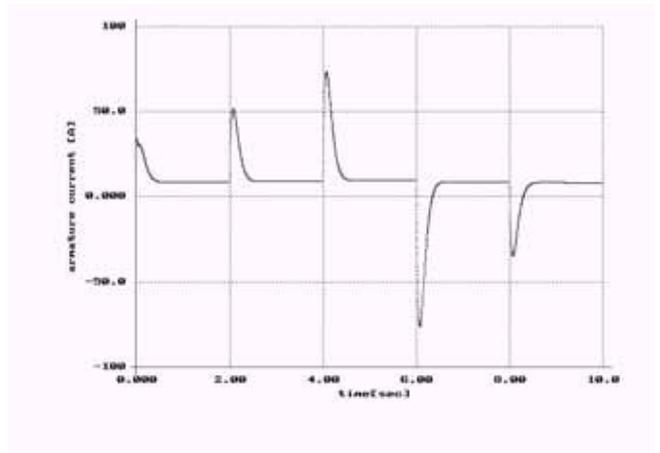
불확실성 및 외란이 없는 경우에는 그림 2 및 그림 2(b)와 같이 식(2.9)의 기준모델을  $\pm 1[\text{rad/sec}]$  이내로 추종하였다. 불확실성 및 외란이 있는 경우에는 그림 3(a) 및 그림 3(b)와 같이 회전속도 오차가  $\pm 4[\text{rad/sec}]$  범위로 확대되고 진동현상이 발생하지만 그림 3(e)와 같이 적응칙에 의하여 파라미터의 변화에 적응하면서 명령속도를 추종하고 있다. 반면, 불확실성 및 외란이 없는 경우에는 그림 2(e)와 같이 파라미터 적응과정이 간단하다. 제어입력 중에서 전기자전압  $u_a$ 는 불확실성 및 외란이 없는 경우 그림 2(c)



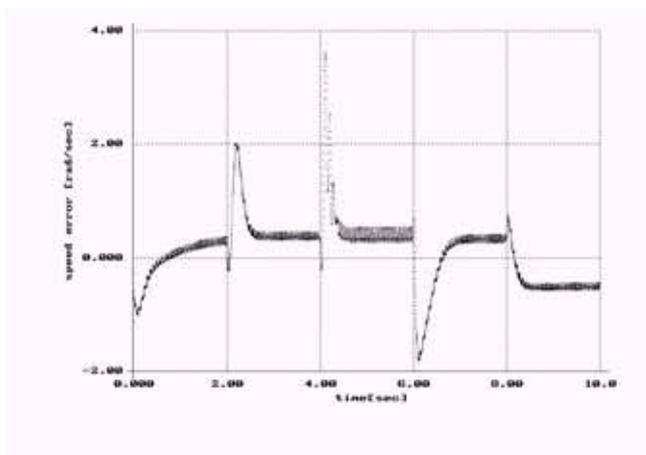
(c) 전기자전압  $u_a$



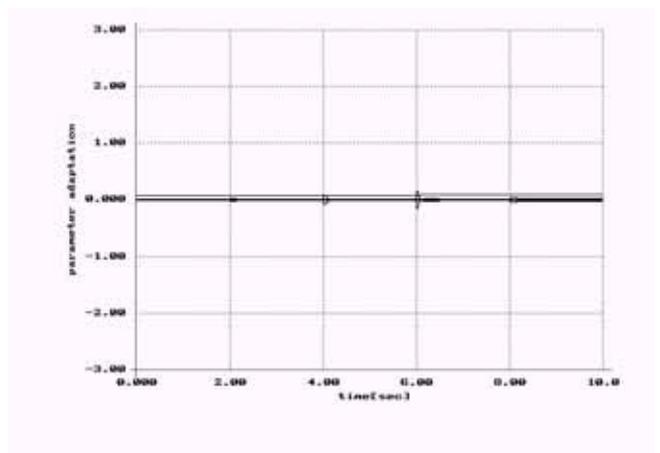
(a) 회전속도 - 기준속도 ( $z_{m1}$ ) 및 실제속도 ( $\omega$ )



(d) 전기자전류  $i_a$



(b) 속도오차  $e_1 = \omega - z_{m1}$

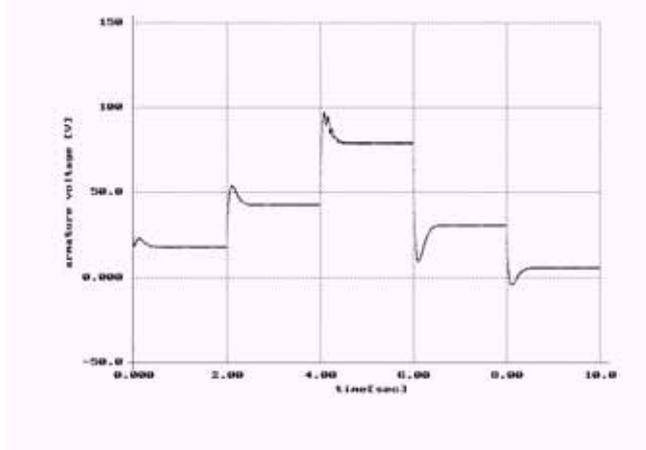


(e) 파라미터 적응과정 -

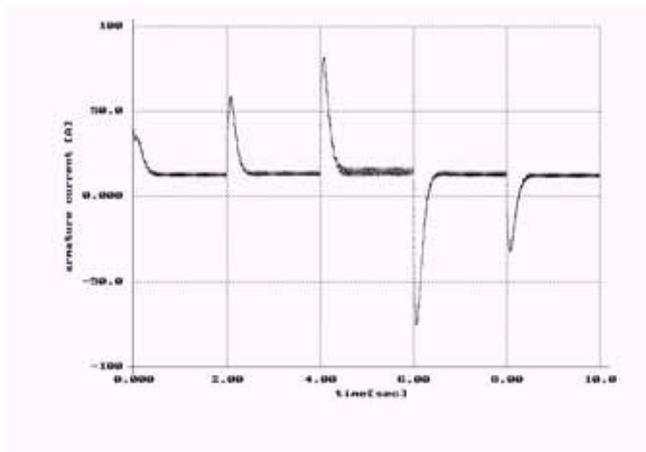
$$\Theta_{11}, \Theta_{12}, \Theta_{23}, \Theta_{21}, \Theta_{22}, \Theta_{23}, \Theta_3$$

그림 2 모의실험 결과 - 불확실성 및 외란이 없는 경우  
Fig. 2 Results of computer simulation without uncertainties and disturbances

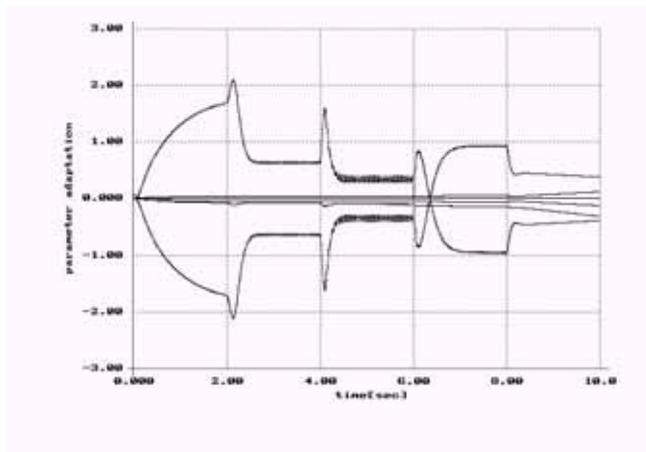
Fig. 3 Results of computer simulation with uncertainties and disturbances



(c) 전기자전압  $u_a$



(d) 전기자전류  $i_a$

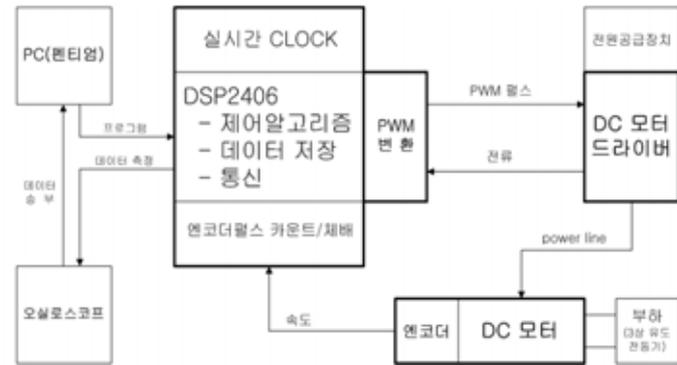


(e) 파라미터 적응과정 -  $\theta_{11}, \theta_{12}, \theta_{23}, \theta_{21}, \theta_{22}, \theta_{23}, \theta_3$

와 같이 원활한 모양을 갖지만 불확실성 및 잡음이 포함되면 그림 3(c)와 같이 약 10% 정도 값이 크고 진동현상이 발생하였다. 그러나, 계자전압  $u_f$ 는 불확실성 및 외란과 관계없이 약 120[V] 정도를 유지하며 이는 본 논문에서 제시된 제어기가 계자전류  $i_f$ 를 일정하게 유지시키면서 속도를 제어하기 때문이다. 전기자전류  $i_a$ 의 경우에도 그림 2(d)와 같이 불확실성 및 외란이 없는 경우에 비하여 그림 3(d)와 같이 불확실성 및 외란이 포함된 경우 약 10% 정도 값이 커지고 진동현상도 발생하였다.

이상의 모의실험 결과 불확실성 및 외란이 포함되지 않은 경우 회전속도는 원활하게 명령속도를 추종함을 확인하였으며 불확실성 및 외란이 포함될 경우 속도오차, 전기자전압, 전기자전류 값이 커지고 진동현상이 발생하지만 파라미터의 적응과정으로 이를 극복하고 대체적으로 명령속도를 추종할 수 있는 것으로 확인되었다. 또한, 계자전류를 일정하게 유지토록 하여 불확실성 및 외란에도 불구하고 계자의 전압 및 전류는 불확실성 및 외란에 전혀 영향을 받지 않도록 하였다.

모의실험 결과를 기반으로 실험을 수행하였으며 실험 중 본 논문에서 제시한 제어알고리즘의 우수성을 확인하기 위하여 고전적인 PID제어도 비교, 적용하여 보았다. 실험은 그림 4와 같이 TI사의 DSP2406 원칩프로세서를 기반으로



(a) 실험 구성도



(c) 타여자직류기



(d) DSP 제어보드

그림 3 모의실험 결과 - 불확실성 및 외란이 있는 경우

그림 4 실험의 전체 구성도

Fig. 4 Overall sets for experiments

한 컨트롤러 보드에 PC로 C언어에 의한 제어알고리즘을 입력 기준으로 제어입력이 계산되어 PWM 변환된 모터구동신호는 방향 설정을 위한 드라이브 회로를 거쳐 DC모터를 구동시킨다. 엔코더의 속도신호는 다시 컨트롤러 보드의 카운터회로에 제공된 후 정밀도를 위해 4배로 확대되어 입력된다.

본 실험에서 사용된 원칩 DSP는 TMS320LF2406이며 16비트 고정 소수점(fixed-point)방식으로 40MHz 클럭에서 동작한다. PID제어기를 적용한 경우 비례, 적분 및 미분이득은  $K_p=12$ ,  $K_I=30$ ,  $K_D=3.5$ 로 설정하였으며 이는 오버슈트를 없애고 상승시간을 최소로 하면서 정상상태오차를 줄여주기 위하여 조정된 값이다. 또한, 전동기 파라미터 변동에 의한 영향을 확인하기 위하여 5~5.5[sec] 사이에 저항, 제동계수 및 부하토크 값을 각각 20[%] 변동시켜 보았다.

그림 5 및 그림 6은 각각 적응 백스테핑 제어기와 PID 제어기의 회전속도 결과이다. 측정 오차 및 잡음을 감안하더라도 PID제어기에서는 설계파라미터를 적절한 값으로 설정하였음에도 불구하고 정상상태 오차 및 진동현상이 발생되었다. 반면, 적응 백스테핑 제어기의 경우 식(2.9)의 기준모델을 충실하게 추종하여 정상상태 오차 및 진동현상도 PID 제어기에 비하여 작고 전동기 파라미터 변화에 대한 영향도 작다.

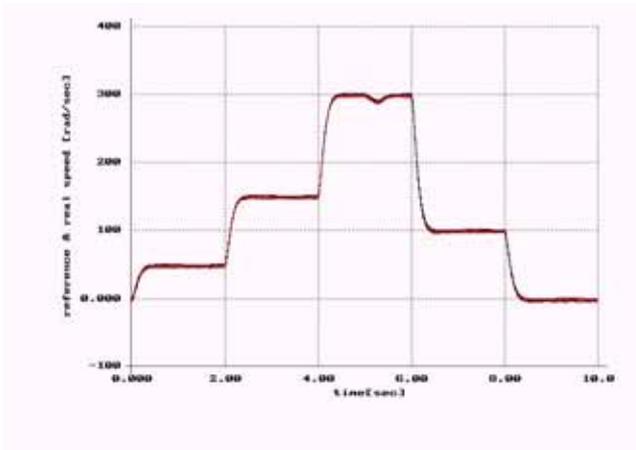


그림 5 적응 백스테핑 제어기의 속도제어 결과

Fig. 5 Result of speed control by adaptive backstepping controller

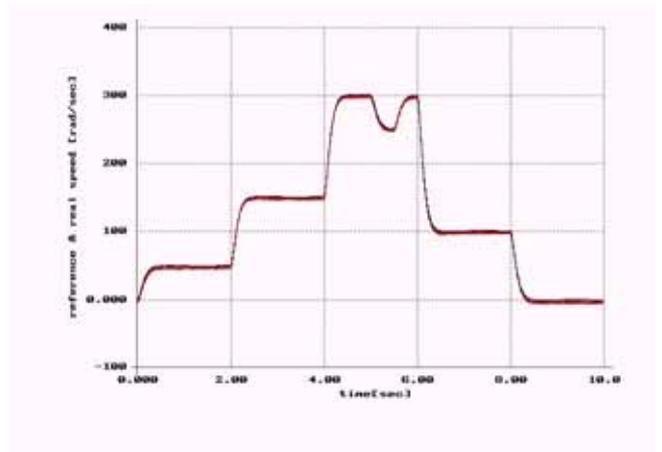


그림 6 PID제어기의 속도제어 결과

Fig. 6 Result of speed control by PID controller

### 3. 결 론

본 연구에서는 불확실성 및 외란이 포함된 비선형 시스템에 대한 적응 백스테핑 제어기의 설계 방법을 제시하고 타여자직류기를 대상으로 적용 가능성을 보여주었다. 타여자직류기의 경우 동특성방정식에서 전류와 회전속도 간의 비선형항을 포함하고 있고 전동기 파라미터의 불확실성 및 부하토크의 변동, 구동 중의 잡음 발생 등의 어려움이 있으므로 입력력 선형화 및 적응 백스테핑 제어방법이 효과가 있을 것으로 판단하여 적용하게 되었다. 제어기 설계에서 고려된 불확실성은 전기자 및 계자저항, 제동계수, 부하토크였으며 부하토크 인가 시 발생할 수 있는 잡음도 고려하였다. 백스테핑 개념에 의하여 불확실한 부분을 선형적으로 분리한 오차방정식을 정의하였으며 이를 근간으로 적응 백스테핑 기법을 활용하여 단계별 오차변수 및 가상 제어입력과 적절한 Lyapunov함수의 설정으로 적응칙과 최종 제어입력을 유도하였다. 모의실험과 실제 실험을 수행하여 제시된 제어기의 타당성을 확인하였으며 그 결과 다른 형태의 비선형 시스템에도 본 연구 결과를 적용할 수 있다는 가능성을 보여 주었다.

### 참 고 문 헌

- [1] P.Pillay, R.Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.35, No.4, pp.537~541, 1988
- [2] J.Y.Hung, W.Gao, "Variable structure control : a survey", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.40, No.1, pp.2~22, 1993
- [3] A.Isidori, "Nonlinear control systems", Springer-Verlag, 3rd Edition, 1995
- [4] M.Krstic, I.Kanellakopoulos and P.V.Kokotovic, "Nonlinear Adaptive Control Design", Jon Wiley & Sons, 1995
- [5] R.Sepulchre, M.Jankovic and P.V.Kokotovic, "Constructive Nonlinear Control", Springer-Verlag, 1997

- [6] A.J.Koshkouei, A.S.I.Zinober, "Adaptive Backstepping Control of Nonlinear Systems with Unmatched Uncertainty", Proceedings of the IEEE on Decision and Control, pp.4765~4770, Dec 2000
- [7] M.Bodson, J.Chiasson, "Differential-geometric methods for control of electric motors", International Journal on Robust Nonlinear Control, Vol.8, pp.923~954, 1998
- [8] J.-J.E.Slotine, W.Li, "Applied Nonlinear Control", Prentice Hall, 1991
- [9] M.Zribi, A.Al-Zamel, "Field Weakening Nonlinear Control of a Separately Excited DC Motor", Proceedings of IEEE, pp.487~491, 2004
- [10] Z.Z.Liu, F.L.Luo, M.H.Rashid, "Speed Nonlinear Control of DC Motor Drive with Field Weakening", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.39, No.2, March/April 2003

---

## 저 자 소 개



현근호 (玄根浩)

1965년 6월 13일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1989년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 신성대학 디지털전기계열 조교수.

Tel : 041-350-1232, Fax : 041-350-1125

E-mail : hyunkh@shinsung.ac.kr



손인환 (孫仁煥)

1968년 2월 11일생. 1991년 광운대학교 전기공학과 졸업. 1993년 광운대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 광운대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 신성대학 디지털전기계열 조교수.

Tel : 041-350-1234, Fax : 041-350-1125

E-mail : ihson@shinsung.ac.kr