

속도관측기를 활용한 타여자직류전동기의 적응 백스테핑 제어기 설계

論文
52D-7-2

Adaptive Backstepping Controller Design for a Separately Excited DC Motor Using Speed Observer

玄根浩* · 梁海元**
(Keun-Ho Hyun · Hai-Won Yang)

Abstract - A nonlinear speed controller for a separately excited DC motor (SEDCM) based on a newly developed adaptive backstepping approach is presented. To compensate parameter uncertainties and load torque disturbance, a nonlinear adaptive backstepping control law and adaptive law are derived systematically step by step through virtual control input and suitable Lyapunov function. Also, speed observer without using costly speed sensor is presented. Simulation results show that the proposed controller can observe real speed and track the reference speed signal generated by a reference model.

Key Words : SEDCM, adaptive backstepping, speed observer, Lyapunov function, parameter uncertainties

1. 서론

직류기는 아직까지도 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 낼 수 있는 장점을 갖고 있다. 그러나, SEDCM은 회전속도와 계자전류, 전기자전류와 계자전류와의 커플링 등으로 비선형적인 특성이 매우 크다. 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 feedback linearization [3] 등 여러 가지의 비선형 제어기법이 적용되었다. 그러나, VSC기법은 제어입력의 흔들림(chattering)현상이 발생하고, feedback linearization기법은 파라미터의 불확실성 및 외란에 약한 단점 등이 지적되어 왔다. 최근에는 적응 백스테핑 제어기법 [4]이 개발되어 불확실성이 존재하는 비선형시스템의 제어에 많이 적용되고 있으며 가상적인 제어변수(virtual control variable)를 활용하여 각 단계별로 리아프노프함수(Lyapunov function)를 설정하면서 최종의 제어입력 및 적응칙(adaptive law)을 결정하는 제어방식으로서 본 연구에서도 이 방식으로 SEDCM에 대한 적응 백

스테핑 제어기를 구현하고자 한다.

한편, 현재까지 SEDCM 속도제어는 기본적으로 전류와 회전속도를 측정하여 이를 제어입력에 포함하는 방식이 대부분이었으나 속도를 측정하고자 하면 기계적인 속도센서가 필요하며 이에 따른 구동시스템과의 결선 등으로 비용이 추가되므로 속도센서가 필요 없는 제어기의 설계가 요구되고 있다. 본 연구에서는 이에 따라 속도관측기를 구성하고자 하며 한정된 범위의 불확실성 및 잡음에도 견딜 수 있는 관측기를 설계하였다. 또한, 지금까지의 다른 연구에서는 대부분 기준모델의 입력을 회전속도와 유기기전력으로 설정하였으나 본 연구에서는 회전속도 관측기의 설계를 위하여 회전속도와 계자전류를 기준모델의 입력으로 설정하였다. 본 연구에서 제안한 속도관측기와 적응 백스테핑 제어기의 타당성은 모의실험으로 확인하였다.

2. 적응 백스테핑 제어기의 설계

SEDCM의 수학적 모델링에서 불확실한 부분을 분리하여 백스테핑 과정을 거쳐 파라미터에 대한 적응칙과 제어입력을 구한다. 또한, 회전속도에 대한 관측기를 구성하여 속도 측정이 불필요한 제어기를 설계하며 모의실험으로 타당성을 입증하기로 한다.

2.1 SEDCM의 모델링과 제어의 목적

SEDCM은 고정자권선을 구성하는 계자(field)회로와 회전자권선을 구성하는 전기자(armature)회로가 독립적인 전압원에 의해 구동된다. 계자에서 형성되는 자속 Φ_f 가 포화되지 않고 계자전류 i_f 와 선형적인 비례관계 즉, $\Phi_f = L_f i_f$ 라면 SEDCM의 동특성 방정식은 다음과 같이 표현된다[5].

* 正 會 員 : 新 星 大 學 電 氣 科 助 教 授

** 正 會 員 : 漢 陽 大 學 校 電 子 計 算 機 工 學 部 教 授 · 工 博
接 受 日 字 : 2002年 8月 20日
最 終 完 了 : 2003年 6月 2日

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

$$E = Ki_f \omega, \quad T_e = Ki_a \dot{i}_a, \quad K = kL_f$$

여기서, i_a 와 i_f 는 각각 전기자 및 계자전류, ω 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 전동기 상수를 나타낸다. 식(1)로부터 SEDCM은 회전속도와 계자전류, 계자전류와 전기자전류 간의 커플링으로 인한 비선형성이 높음을 알 수 있다. 또한, 저항 및 마찰계수 등은 전동기 작동 중의 발열에 의해 값이 변할 수도 있으며 부하토크도 값이 변동될 수 있다. 따라서, 부하토크에 포함된 외란 뿐만 아니라 비선형성 및 불확실성을 고려한 고성능의 속도 제어기가 요구된다.

제어기 설계의 목적은 전동기 회전속도 ω 가 명령 회전속도 ω_{ref} 를 설정된 기준모델에 따라 추종(tracking)하고, 제어기를 포함한 시스템 내의 모든 신호가 유계(bounded)인 것이다.

2.2 적응 백스테핑 제어기의 설계

적응백스테핑은 미지의 파라미터를 갖는 비선형시스템을 대상으로 각 단계별로 체계적으로 적응칙과 제어입력을 유도하는 방식이며 저항 R_a, R_f , 제동계수 B , 부하토크 T_L 은 미지의 상수 파라미터로 가정하여 식(1)을 불확실성을 구분하는 다음과 같은 형태의 동특성 방정식으로 재구성하였다.

$$\dot{x} = \bar{f}(x) + \Delta f(x) + g_1(x)u_a + g_2(x)u_f \quad (2)$$

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

$$\bar{f}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{K}{L_a} i_f \omega - \frac{R_{anom}}{L_a} i_a \\ -\frac{R_{fnom}}{L_f} i_f \\ \frac{K}{J} i_f i_a - \frac{B_{nom}}{J} \omega - \frac{T_{Lnom}}{J} \end{bmatrix}$$

$$\Delta f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{\Delta R_a}{L_a} i_a \\ -\frac{\Delta R_f}{L_f} i_f \\ -\frac{\Delta B}{J} \omega - \frac{\Delta T_L}{J} \end{bmatrix}$$

이다. 또한, R_{anom}, R_{fnom} 과 B_{nom}, T_{Lnom} 은 각각 R_a, R_f, B, T_L 의 공칭값(nominal

value)을 나타내며 불확실한 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.

$$z_1 = h_1(x) = \omega, \quad z_2 = L_f^{-1} h_1(x), \quad z_3 = h_2(x) = i_f \quad (3)$$

새로운 변수의 도함수를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_2 \\ L_f^{-2} h_1 \\ L_f^{-1} h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \theta_1 \phi_1 \\ \theta_2 \phi_2 \\ \theta_3 \phi_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \theta_1 \phi_1 &= [\theta_{11} \ \theta_{12}] [\phi_{11} \ \phi_{12}]^T \\ &= \left[\frac{\Delta B}{J} \quad \frac{\Delta T_L}{J} \right] [-\omega \quad -1]^T \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \theta_2 \phi_2 &= [\theta_{21} \ \theta_{22} \ \theta_{23}] [\phi_{21} \ \phi_{22} \ \phi_{23}]^T \\ &= \left[\frac{K}{J} \left(\frac{\Delta R_a}{L_a} + \frac{\Delta R_f}{L_f} \right) \quad \frac{B_{nom}}{J^2} \Delta B \quad \frac{B_{nom}}{J^2} \Delta T_L \right] \\ &\quad [i_f \dot{i}_a \ \omega \ 1]^T \end{aligned}$$

$$\theta_3 \phi_3 = [\theta_3] [\phi_3] = \left[\frac{\Delta R_f}{L_f} \right] [-i_f] \quad (4)$$

즉, 식(4)에서 시스템의 불확실성은 미지의 상수 파라미터 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 에 의해 반영되며 여기서 θ_1 과 θ_2 는 각각 2차 및 3차 벡터이고 θ_3 는 스칼라이다. 식(4)에서 Lie 도함수는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L_f^{-2} h_1 &= \frac{Ki_f}{JL_a} (-Ki_f \omega - R_{anom} i_a) + \frac{Ki_a}{JL_f} (-R_{fnom} i_f) \\ &\quad - \frac{B_{nom}}{J^2} (Ki_f \dot{i}_a - B_{nom} \omega - T_{Lnom}) \end{aligned} \quad (5)$$

$$L_f^{-1} h_2 = \frac{1}{L_f} (-R_{fnom} i_f)$$

또한, 식(4)에서 정의된 새로운 제어입력은 원래의 제어입력과 다음의 관계를 갖는다.

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f^{-1} h_1 & L_{g2} L_f^{-1} h_1 \\ 0 & L_{g2} h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_f \end{bmatrix} \quad (6)$$

식(6)에서 Lie 도함수는 각각 다음과 같다.

$$L_{g1} L_f^{-1} h_1 = \frac{Ki_f}{JL_a}, \quad L_{g2} L_f^{-1} h_1 = \frac{Ki_a}{JL_f}, \quad L_{g2} h_2 = \frac{1}{L_f} \quad (7)$$

이제, 식(4)의 시스템에 대하여 우리가 원하는 출력 특성을 갖는 기준모델을 다음과 같이 제시한다.

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_{m1} \\ \dot{z}_{m2} \\ \dot{z}_{m3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_{m1} & -k_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & -k_{m3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{m1} \\ z_{m2} \\ z_{m3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_{m1} & 0 \\ 0 & k_{m3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{ref} \\ i_{fref} \end{bmatrix} \quad (8)$$

기준모델의 입력은 회전속도 ω_{ref} 와 i_{fref} 이며 다음 절에서 제안될 속도관측기의 안정적인 동작을 위하여 계자전류 i_f 는 일정한 값으로 유지시키고 i_a 즉, 전기자전류로 제어 입력을 결정토록 하는 방법을 사용하고자 한다. 식(8)과 같은 기준모델을 사용함으로써 시스템의 성능을 쉽게 평가할 수 있으며 추종(tracking)문제는 이제 조정(regulation)문제로 보다 간략화되었다. 식(4)와 식(8)에 대한 오차변수를 다음과 같이 정의한다.

$$e = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T = [z_1 - z_{m1} \ z_2 - z_{m2} \ z_3 - z_{m3}]^T \quad (9)$$

또한, 식(6)에서 정의된 제어입력도 다시 다음과 같이 변환한다.

$$\tilde{U} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_a \\ \tilde{u}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_a + k_{m1}z_{m1} + k_{m2}z_{m2} - k_{m1}\omega_{ref} \\ \bar{u}_f + k_{m3}z_{m3} - k_{m3}i_{dref} \end{bmatrix} \quad (10)$$

따라서, 식(9)의 오차변수에 대한 미분방정식은 다음과 같이 간략하게 표현된다.

$$\dot{e} = \bar{A}(x) + \Delta A(x) + B(x) \tilde{U}$$

$$\bar{A}(x) = \begin{bmatrix} e_2 \\ L_f^{-2} h_1 \\ L_f h_2 \end{bmatrix}, \quad \Delta A(x) = \begin{bmatrix} \theta_1 \phi_1 \\ \theta_2 \phi_2 \\ \theta_3 \phi_3 \end{bmatrix}, \quad B(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

불확실한 파라미터의 오차는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1, \quad \tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \hat{\theta}_2, \quad \tilde{\theta}_3 = \theta_3 - \hat{\theta}_3 \quad (12)$$

여기서, $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \hat{\theta}_3$ 는 각각 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 의 추정값이고, $\tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2, \tilde{\theta}_3$ 는 추정오차이다. 제어기 설계의 두 번째 단계로 백스테핑 제어방법을 이용하여 식(11)의 e_2 를 새로운 제어입력으로 가정하자. θ_1 이 알고 있는 값이라면 리아프노프함수를 $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$ 로 정의할 경우 e_2 를 대신하는 가상적인 제어입력은 $a' = -k_1 e_1 - \theta_1 \phi_1$ 이 될 것이다. 그러나, θ_1 을 실질적으로는 알지 못하므로 추정값을 사용하여 가상 제어입력을 다음과 같이 설정한다.

$$a = -k_1 e_1 - \hat{\theta}_1 \phi_1 \quad (13)$$

이제, 가상 제어입력을 고려하여 식(9)의 오차변수를 다음과 같이 새로운 오차변수로 변환한다.

$$\bar{e}_1 = e_1, \quad \bar{e}_2 = e_2 - a, \quad \bar{e}_3 = e_3 \quad (14)$$

식(14)에 대한 미분방정식은 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \dot{\bar{e}}_1 &= \bar{e}_2 + a + \theta_1 \phi_1 = -k_1 \bar{e}_1 + \bar{e}_2 + \tilde{\theta}_1 \phi_1 \\ \dot{\bar{e}}_2 &= \dot{e}_2 - \dot{a} = L_f^2 h_1 + \theta_2 \phi_2 + \tilde{u}_a + k_1 \bar{e}_1 + \hat{\theta}_1 \phi_1 + \hat{\theta}_1 \dot{\phi}_1 \\ \dot{\bar{e}}_3 &= L_f h_2 + \theta_3 \phi_3 + \tilde{u}_f \end{aligned} \quad (15)$$

이제, 제어기 설계의 마지막 단계로 적절한 리아프노프함수를 설정하고 이를 통하여 적응칙과 비선형 제어입력을 구한다. 리아프노프함수는 식(15)의 오차변수와 식(12)의 파라미터오차를 기준으로 다음과 같이 정의한다.

$$V = \frac{1}{2} \bar{e}_1^2 + \frac{1}{2} \bar{e}_2^2 + \frac{1}{2} \bar{e}_3^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_1 \tilde{\theta}_1^T + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_2 \tilde{\theta}_2^T + \frac{1}{2\gamma_3} \tilde{\theta}_3 \tilde{\theta}_3^T \quad (16)$$

여기서, $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ 는 각각 적응이득(adaptation gain)을 나타내며 식(16)을 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \bar{e}_1 \dot{\bar{e}}_1 + \bar{e}_2 \dot{\bar{e}}_2 + \bar{e}_3 \dot{\bar{e}}_3 \\ &+ \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_1 \dot{\tilde{\theta}}_1^T + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_2 \dot{\tilde{\theta}}_2^T + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_3 \dot{\tilde{\theta}}_3^T \\ &= -k_1 \bar{e}_1^2 + \tilde{\theta}_1 [\bar{e}_1 \phi_1 + k_1 \bar{e}_2 \phi_1 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_1^T] \\ &+ \tilde{\theta}_2 [\bar{e}_2 \phi_2 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_2^T] + \tilde{\theta}_3 [\bar{e}_3 \phi_3 + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_3^T] \\ &+ \bar{e}_2 [\bar{e}_1 + L_f^2 h_1 + \hat{\theta}_2 \phi_2 + \tilde{u}_a \\ &- k_1^2 \bar{e}_1 + k_1 \bar{e}_2 + \hat{\theta}_1 \phi_1 + \hat{\theta}_1 \dot{\phi}_1] \\ &+ \bar{e}_3 [L_f h_2 + \hat{\theta}_3 \phi_3 + \tilde{u}_f] \end{aligned} \quad (17)$$

식(17)에서 $\dot{V} \leq 0$ 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 제어입력과 적응칙을 다음과 같이 유도한다.

$$\tilde{u}_a = -k_2 \bar{e}_2 - \bar{e}_1 - L_f^2 h_1 - \hat{\theta}_2 \phi_2 + k_1^2 \bar{e}_1 - k_1 \bar{e}_2 - \hat{\theta}_1 \phi_1 - \hat{\theta}_1 \dot{\phi}_1 \quad (18)$$

$$\tilde{u}_f = -k_3 \bar{e}_3 - L_f h_2 - \hat{\theta}_3 \phi_3$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_1 &= \gamma_1 (\bar{e}_1 + k_1 \bar{e}_2) \phi_1^T \\ \dot{\hat{\theta}}_2 &= \gamma_2 \bar{e}_2 \phi_2^T \\ \dot{\hat{\theta}}_3 &= \gamma_3 \bar{e}_3 \phi_3 \end{aligned} \quad (19)$$

따라서, 리아프노프함수의 미분은 다음과 같이 정리된다.

$$\dot{V} = -k_1 \bar{e}_1^2 - k_2 \bar{e}_2^2 - k_3 \bar{e}_3^2 = -\bar{e}^T K_L \bar{e} \leq 0 \quad (20)$$

여기서, $K_L = \text{diag} [k_1 \ k_2 \ k_3]$ 이며 k_1, k_2, k_3 는 각각 제어이득(control gain)이다. 식(20)에 따라 오차변수 $\bar{e}_1, \bar{e}_2, \bar{e}_3$ 는 Barbalá's lemma [6]에 의거 모두 "0"으로 수렴하며 시스템 내의 모든 신호는 유계이다. 따라서, 식(18)의 제어입력과 식(19)의 적응칙을 적용하면 미지 파라미터의 불확실성과 부하토크의 변동에도 불구하고 회전속도 ω 와 계자전류 i_f 는 각각 명령신호인 ω_{ref} 와 i_{fref} 를 추종할 것이다.

2.3 속도관측기(speed observer)의 구성

SEDCM에 대한 식(1)의 모델링에서 전기자 및 계자전류 i_a 와 i_f 는 알고 있다고 가정하고 i_a 와 회전속도 ω 에 대한 동특성 방정식을 이용하여 다음과 같이 속도관측기를 구성한다. 물론, 저항 R_a, R_f , 계동계수 B 및 부하토크 T_L 의 정확한 값은 알지 못하므로 각각 공칭값($R_{nom}, B_{nom}, T_{Lnom}$)을 사용한다.

$$\begin{aligned} \xi &= [\xi_1 \ \xi_2]^T = [i_a \ \omega]^T \\ \dot{\xi}_1 &= -\frac{R_{anom}}{L_a} \xi_1 - \frac{K_{if}}{L_a} \xi_2 + \frac{1}{L_a} u_a + l_1 (i_a - \xi_1) \\ \dot{\xi}_2 &= \frac{K_{if}}{J} \xi_1 - \frac{B_{nom}}{J} \xi_2 - \frac{T_{Lnom}}{J} + l_2 (i_a - \xi_1) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서, l_1, l_2 는 각각 관측이득(observation gain)이며 식(1)의 동특성 방정식에서 불확실성이 없다고 가정 ($R_a = R_{anom}, B = B_{nom}, T_L = T_{Lnom}$)하고 식(21)과의 차이, 즉 관측오차에 대한 동특성 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} &= [\dot{\zeta}_1 \ \dot{\zeta}_2]^T = [\dot{\xi}_1 - \dot{i}_a \ \dot{\xi}_2 - \dot{\omega}]^T \\ \dot{\zeta} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{anom}}{L_a} - l_1 & -\frac{K_{if}}{L_a} \\ \frac{K_{if}}{J} - l_2 & -\frac{B_{nom}}{J} \end{bmatrix} \zeta \end{aligned} \quad (22)$$

식(22)에서 관측오차 방정식이 "0"으로 수렴(주어진 행렬이 negative definite)하려면 다음의 조건을 만족하는 관측이득값을 사용해야 한다.

$$\left(\frac{R_{anom}}{L_a} + l_1\right) \frac{B_{nom}}{J} < \frac{K_{if}}{L_a} \left(l_2 - \frac{K_{if}}{J}\right) \quad (23)$$

단, 식(23)에서 $i_f \neq 0$ 이어야 관측이득 값이 결정된다. 그러나, 계자전류 명령값 i_{fref} 를 적정한 값으로 설정하면 i_f 도 이를 빠른 시간 내에 추종하므로 $i_f = 0$ 이 되는 경우는

없다. 이제 우리는 속도센서가 없는 제어기를 구성할 수 있으며 전류(i_a, i_f)만을 측정하고 관측된 회전속도 $\hat{\xi}_2 = \hat{\omega}$ 를 이용해서 식(3)의 오차변수($z_1 = h_1(x) = \hat{\omega}$)로부터 시작하여 식(18)의 제어입력, 식(19)의 적응칙까지 제어시스템을 설계하면 된다. 또한, 불확실성 및 잡음이 없다는 가정 하에 관측기를 구성하였으므로 한정된 범위 이상의 불확실성 및 잡음이 포함된다면 제어 목적(전체 시스템의 안정성 및 회전속도 추종)을 달성할 수 없으며 식(20)의 리아프노프 도함수는 다음과 같이 정의된다.

$$\dot{V} = -\bar{e}^T K_L \bar{e} + \epsilon \|\Delta\| \quad (24)$$

여기서, ϵ 는 양의 상수이며 Δ 는 불확실성 및 잡음의 크기를 표현한다. 본 연구에서 제안한 제어시스템의 전체적인 구성은 그림 1과 같다.

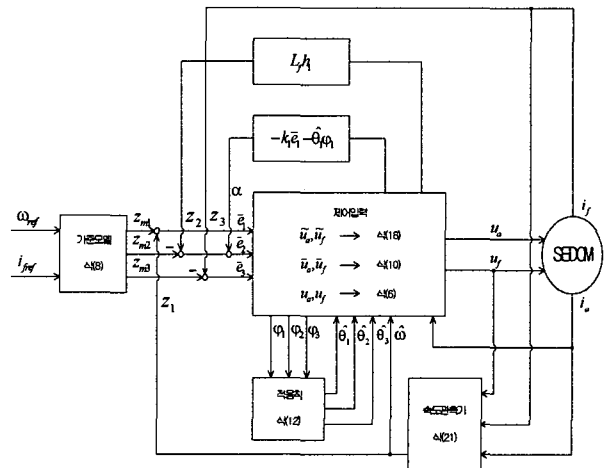


그림 1 제안된 제어시스템의 전체 구성도
Fig. 1 Block diagram of proposed control system

3. 모의실험 결과 및 고찰

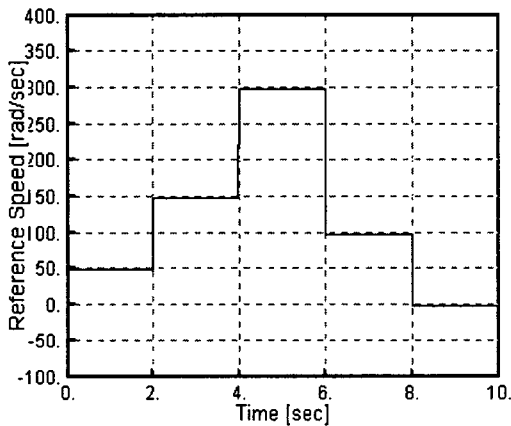
제안된 제어시스템의 타당성을 입증하기 위해 모의실험을 실시하였으며 SEDCM의 전동기 파라미터는 표 1과 같이 설정하였다. 또한, 각종 설계 파라미터는 다음과 같이 설정하였다.

$$\begin{aligned} \text{기준모델상수} : k_{m1} &= 160, k_{m2} = 23, k_{m3} = 50 \\ \text{적용이득} : \gamma_1 &= 0.00001, \gamma_2 = 0.001, \gamma_3 = 0.01 \\ \text{제어이득} : k_1 &= 100, k_2 = 200, k_3 = 200 \end{aligned} \quad (23)$$

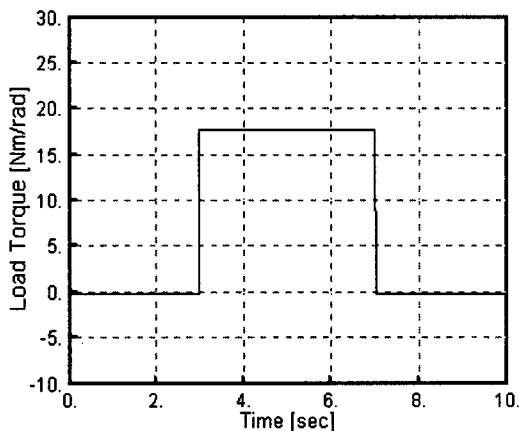
관측이득의 경우 $l_1 = 1$ 으로 하였으며 l_2 는 식(22)의 조건에 따라 설정하였다. 명령속도 ω_{ref} 와 부하토크 T_L 은 그림 2(a) 및 그림 2(b)와 같이 시간대별로 변화를 주었다. 또한, 계자 명령전류 i_{fref} 는 "4[A]"로 하였다. 모의실험은 네 가지의 경우로 분류하여 실시하였다.

표 1 SEDCM의 전동기 파라미터 설정값
Table 1 Motor Parameter Value of SEDCM

명칭(기호)	설정값[단위]
정규출력(P)	3.7[kW]
전동기상수(K)	0.3[N·m/A ²]
전기자저항(R _a)	1.2[Ω]
계자저항(R _f)	60[Ω]
전기자인덕턴스(L _a)	0.01[H]
계자인덕턴스(L _f)	60[H]
제동계수(B)	0.011[kg·m ² /sec]
관성(J)	0.208[kg·m ²]



(a) reference speed (ω_{ref})



(b) Load Torque (T_L)

그림 2 명령속도 (ω_{ref})와 부하토크(T_L)
Fig. 2 reference speed (ω_{ref}) and load torque (T_L)

CASE I : 관측기는 없고, 불확실성이 전혀 없는 즉,
ΔR_a=ΔR_f=ΔB=ΔT_L=0 의 경우

CASE II : 관측기는 없고, 불확실성은
ΔR_a=0.25R_{anom} , ΔR_f=0.25R_{fnom} ,
ΔB=0.25B_{nom} , ΔT_L=0.25T_{Lnom}+δ(t)
의 경우

CASE III : 관측기를 사용하고, 불확실성이 전혀 없는 즉,
ΔR_a=ΔR_f=ΔB=ΔT_L=0 의 경우

CASE IV : 관측기를 사용하고, 불확실성은
ΔR_a=0.25R_{anom} , ΔR_f=0.25R_{fnom} ,
ΔB=0.25B_{nom} , ΔT_L=0.25T_{Lnom}+δ(t)
의 경우

여기서, δ(t) 는 전동기를 구동하는 경우에 발생할 수 있는 잡음을 표현한다.

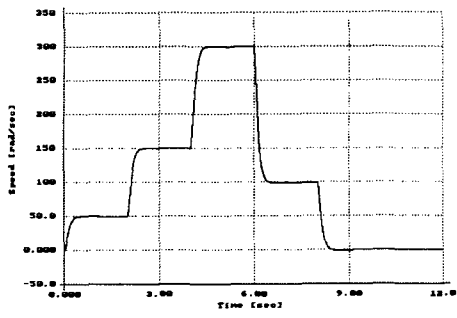
CASE I 의 경우 그림 3(a)와 같이 불확실성 및 잡음이 없으므로 식(8)의 기준모델을 정확히 추종하며 부하토크 인가 및 제거 시에 임펄스 형태의 속도가 감지된다. 속도오차는 그림 3(b)와 같이 명령속도 변경 시마다 임펄스 형태가 발생하지만 이는 기준모델 추종으로 인한 것이므로 큰 문제는 없다. 제어입력(전압)은 그림 3(c) 및 그림 3(d)와 같이 계자전압 u_f는 일정한 값을 유지하고 전기자전압 u_a는 회전속도 변경 및 부하토크 인가 시 값이 변동한다.

CASE II 의 경우 불확실성 및 잡음이 포함되어 그림 4(a) 및 그림 4(b)와 같이 회전속도 및 오차에 미소한 진동이 발생하지만 명령속도를 추종하고 있다. 전류의 경우 그림 4(c) 및 그림 4(d)와 같이 계자전류 i_f는 명령값인 i_{fref}값을 곧바로 추종하여 유지하고 전기자전류 i_a는 회전속도 변경 및 잡음으로 값이 변동한다.

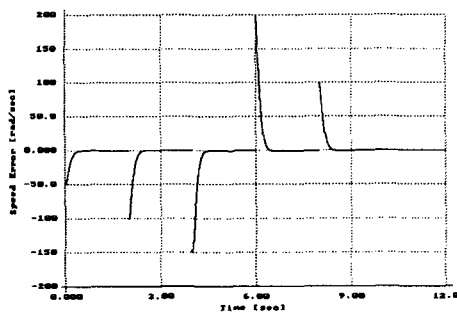
CASE III 의 경우 그림 5와 같이 불확실성 및 잡음이 없으므로 회전속도 관측오차가 거의 없어 실제 회전속도도 명령속도를 정확하게 추종하고 있다.

CASE IV 의 경우 그림 6(a) 및 그림 6(b)와 같이 불확실성의 포함으로 부하토크 인가 시에 제한된 범위내에서 관측오차가 발생하고, 잡음으로 인한 진동도 발생하지만 정상상태에서는 명령속도를 추종한다. 그림 6(c)는 식(4)에서 정의된 적응 파라미터 값들의 형태이며 $\hat{\theta}_{11}$ 의 경우 회전속도 변경 및 부하토크 인가 시에 값이 변동하고, $\hat{\theta}_{11}$ 과 $\hat{\theta}_{22}$ 는 서로 상하 대칭의 형태이다. 나머지 다른 파라미터들은 "0" 값 근처의 작은 값을 유지하고 있다.

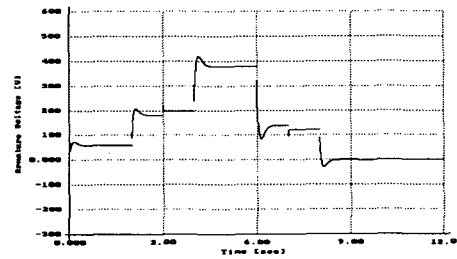
모의실험 결과 본 연구에서 제안한 관측기는 한정된 범위의 불확실성 및 잡음의 영향에도 불구하고 회전속도를 관측하여 제어 목적을 달성하는데 기여한 것으로 입증되었다.



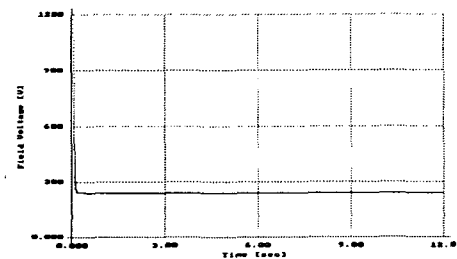
(a) speed : ω



(b) speed error : $\omega - \omega_{ref}$

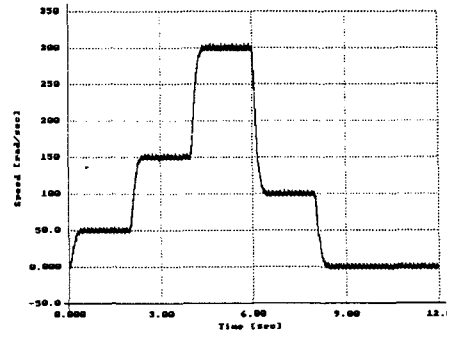


(c) armature voltage : u_a

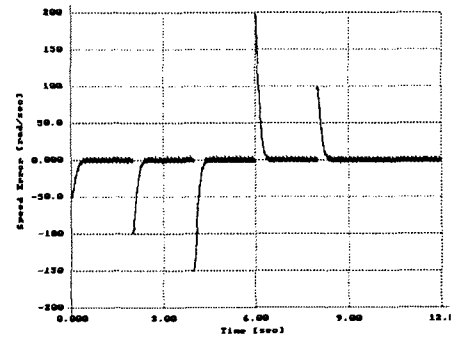


(d) field voltage : u_f

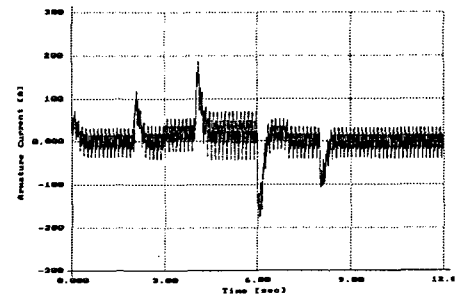
그림 3 CASE I 모의실험 결과
Fig. 3 simulation results of CASE I



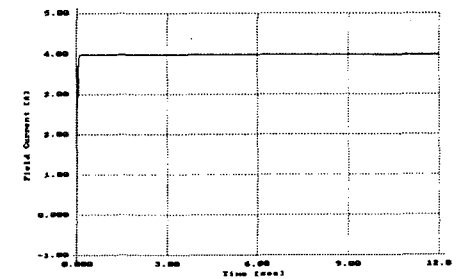
(a) speed : ω



(b) speed error : $\omega - \omega_{ref}$

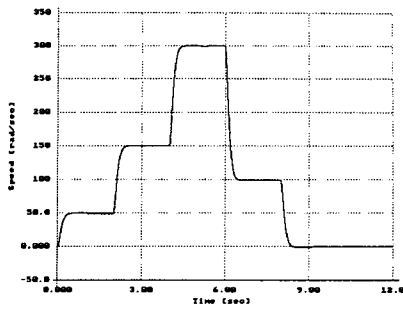


(c) armature current : i_a

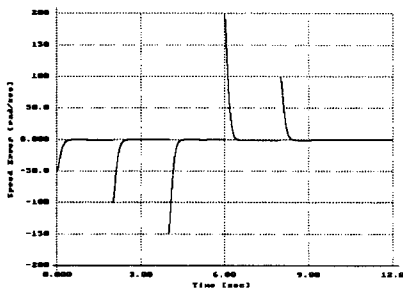


(d) Field Current : i_f

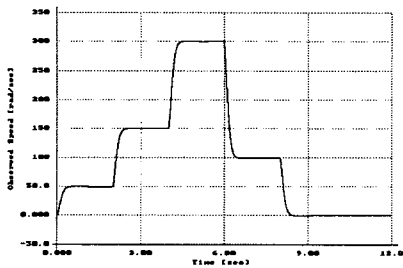
그림 4 CASE II 모의실험 결과
Fig. 4 simulation results of CASE II



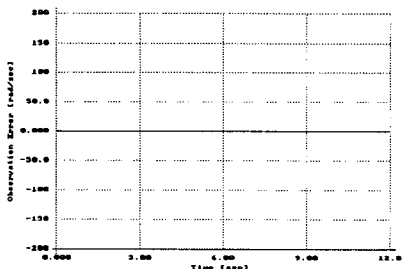
(a) speed : ω



(b) speed error : $\omega - \omega_{ref}$

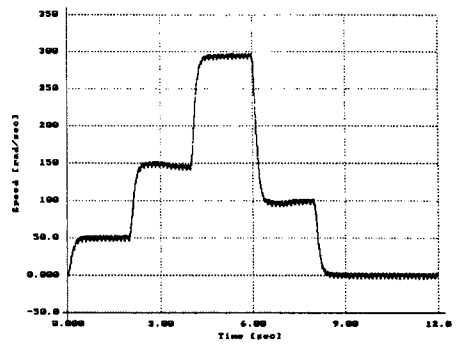


(c) observed speed : $\hat{\omega}$

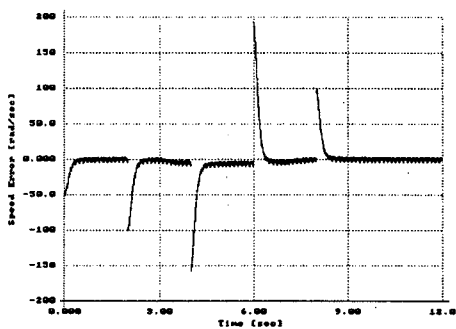


(d) observation error : $\omega - \hat{\omega}$

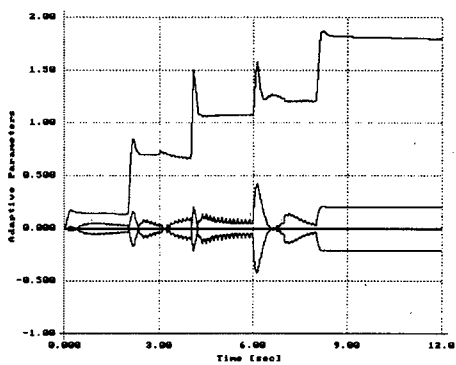
그림 5 CASE III 모의실험 결과
Fig. 5 simulation results of CASE III



(a) speed : ω



(b) speed error : $\omega - \omega_{ref}$



(c) adaptive parameters : $\hat{\theta}_{11}, \hat{\theta}_{12}, \hat{\theta}_{21}, \hat{\theta}_{22}, \hat{\theta}_{23}, \hat{\theta}_3$

그림 6 CASE IV 모의실험 결과
Fig. 6 simulation results of CASE IV

4. 결 론

본 연구에서는 파라미터의 불확실성과 부하토크에 의한 외란이 포함된 타여자직류기(SEDGM)의 속도제어를 적응백스테핑기법과 속도관측기를 이용하여 구현하였다. 제어기 설계에서 고려된 불확실성은 전기자 및 계자저항, 제동계수, 부하토크였으며 부하토크 인가 시 발생할 수 있는 잠음도 고려하였다. 불확실한 부분을 선형적으로 분리한 오차방정식을 정의하였으며 이를 근간으로 적응백스테핑기법을 활용

하여 단계별 가상 제어입력과 적절한 리아프노프함수의 설정으로 적응칙과 최종 제어입력을 유도하였다.

본 연구에서는 속도의 측정을 필요로 하지 않도록 속도관측기를 구성하였으며 지금까지의 다른 연구에서는 대부분 기준모델의 입력을 회전속도(ω)와 유기기전력($E=Ki\omega$)으로 설정하였으나 본 연구에서는 관측기 설계를 위하여 회전속도와 계자전류(i_f)를 기준모델의 입력으로 설정하였다. 제안된 제어기의 타당성은 모의실험으로 입증하였으며 한정된 불확실성 및 잡음이 있는 상태에서 관측기를 포함한 제어기를 사용하면 회전속도를 관측하여 명령속도를 정확히 추정함을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] P. Pillay, R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.35, No.4, pp.537-541, 1988
- [2] J. Y. Hung, W. Gao, "Variable structure control : a survey", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.40, No.1, pp.2-22, 1993
- [3] A. Isidori, "Nonlinear control systems", Springer-Verlag, 3rd Edn., 1995
- [4] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic, "Nonlinear and adaptive control design", John Wiley & sons, 1995
- [5] M. Bodson, J. Chiasson, "Differential-geometric methods for control of electric motors", Int. J. Robust Nonlinear Control, Vol.8, pp.923-954, 1998
- [6] J. Slotine, W. Li, "Applied nonlinear control", Prentice_Hall, 1991
- [7] Z. Liu, F. Luo, "Nonlinear multi-input multi-output control of DC motor in field weakening region", International Conference on Electric Machines and Drives, pp.688-690, 1999
- [8] J. Zhou, Y. Wang, R. Zhou, "Adaptive backstepping control of separately excited DC motor with uncertainties", International Conference on Power System Technology, Vol.1, pp.91-96, 2000
- [9] J. Zhou, Y. Wang, "Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor", IEE Proc.-Electr. Power Appl. Vol.149, No.2, pp.165-172, 2002
- [10] 현근호, 황영호, 김홍필, 양해원, "타여자직류기(SEDM)의 복합속도제어", 대한전기학회 하계학술대회, Vol.D(제어계측), pp.2138-2139, 2002

저 자 소개



현근호 (玄根浩)

1965년 6월 13일생, 1987년 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1989년 동대학원 석사. 1990~1996년 국방과학연구소 연구원. 1996~현재 신성대학 전기과 조교수.

Tel : 041-350-1232 Fax : 041-350-1125,
E-mail : hyunkh@shinsung.ac.kr



양해원 (梁海元)

1950년 3월 20일생, 1971년 서울대 공대전기공학과 졸업. 1973년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1982년 일본 Kyoto대학 전기공학과 졸업(박사). 1986~현재 한양대 전자컴퓨터공학부 교수. 1993년 미국 Yale대학 방문교수.

Tel : 031-400-5162, Fax:031-406-7769
E-mail : hwyang@email.hanyang.ac.kr