

PID제어기와 신경회로망 제어기를 이용한 유도전동기의 속도제어에 관한 연구

조현섭^{1*}

¹청운대학교 디지털방송공학과

A Study on the Speed Control of Induction Motor using a PID Controller and Neural Network Controller

Hyun-Seob Cho^{1*}

¹Dept. of Digital Broadcast Engineering, Chungwoon University

요 약 산업 자동화의 고정밀도에 따라 직류서보 전동기는 강인제어가 요구되고 있다. 하지만 PID 제어기를 갖는 전동기 제어 시스템이 부하 외란의 영향을 받게되면 제어 시스템의 강인제어는 어렵게 된다. 이에 대한 보완적인 한 방법으로 본 논문에서는 전동기 제어시스템을 위한 PID-신경망 복합형 제어기법을 제시하였다. 신경망 제어기의 출력은 부하 외란 인가시에 발생하는 오차와 오차 변화율에 의해서 결정된다. 신경망 제어기를 이용한 직류서보 전동기의 강인제어는 시뮬레이션에 의하여 확인하였다.

Abstract Robust control for DC servo motor is needed according to the highest precision of industrial automation. However, when a motor control system with PID controller has an effect of load disturbance, it is very difficult to guarantee the robustness of control system. As a compensation method solving this problem, in this paper, PID-neural network hybrid control method for motor control system is presented. The output of neural network controller is determined by error and rate of error change occurring in load disturbance. The robust control of DC servo motor using neural network controller is demonstrated by computer simulation.

Key Words : DC servo motor, Neural network, PID

1. 서론

PID제어는 구조가 간단하고 구현하기 쉬우며, 빠른 응답특성을 가지고 있어 여러 분야에서 많이 사용되고 있지만 시스템의 파라미터가 변하면 각각의 이득들 또한 변화에 따라 적절히 조정되어야 한다는 문제점과 부하변동과 같은 외부 환경이 변하는 경우 만족할 만한 제어 성능을 얻기 힘들다. 이러한 문제점으로 인하여 시스템의 변화를 학습하고 적응능력이 우수한 신경회로망 제어기가 필요하게 되었다[1]. 본 논문에서는 PID제어기와 신경회로망을 이용하여 직류 서보전동기의 속도제어 시스템을 구현하고자 한다. PID제어기는 초기의 제어를 담당하며 신경회로망의 초기 학습을 담당한다. 또한, 신경회로

망은 비선형 매핑능력과 학습능력이 탁월하기 때문에 제어기로 많이 사용되며 특히 전향경로 신경망은 구조가 매우 간단하기 때문에 본 논문에서는 이를 이용하여 직류 서보전동기의 속도제어 시스템에 사용하였다. 신경회로망의 입력으로는 모터의 기준속도, 엔코더를 이용하여 측정된 모터의 실제 속도와 제어입력 전류를 이용하였고, 온라인 상태로 학습되도록 하였다. 본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 보이기 위해 기존에 널리 사용되었던 PID제어기와 비교평가를 하였으며 시뮬레이션과 실험결과로부터 초기 운전 상태에서는 PID제어기가 주로 제어를 담당하지만 시간이 지남에 따라 신경회로망이 학습되어 신경회로망이 주 제어기가 됨을 확인하였다. 아울러, 제안된 제어기가 PID 제어기보다 우수하고 특히 부하변동과 같은 외란에 강인함을 알 수 있었으며, 정상상

*교신저자 : 조현섭(chohs@chungwoon.ac.kr)

접수일 09년 05월 15일

수정일 09년 07월 07일

게재확정일 09년 08월 19일

태 오차가 현저히 감소하여 정밀한 속도제어가 가능함을 확인하였다.

2. 본론

2.1 PID-관리 제어기

다음과 같은 동적 시스템(dynamic system)이 주어졌다고 가정하자.

$$\dot{x}^{(n)} = f(x) + gu \quad (1)$$

여기서, x 는 시스템 출력이고, u 는 제어 입력이다.

$x = [x \dot{x} \dots x^{(n-1)}]^T$ 는 상태 벡터이고, 함수

$f(x)$; $[|f(x)| \leq f^u(x)]$ 와 제어이득 g ; $[0 < g_L \leq g]$ 는 부하의 변화에 따라 변화된다. 우리는 $|f(x)|$ 의 위쪽 경계(upper bound) $f^u(x)$ 와 g 의 아래쪽 경계(lower bound) g_L 은 알 수 있다고 가정한다. PID 제어기가 이미 설계되어 있다고 가정하면 $u = u_{PID}$ 이다. 부하 변화나 외란 인가시에 PID 제어기를 갖고 궤환 시스템은 일정시간 동안 과도응답 특성을 나타낸다. 따라서, 추적 오차(tracking error)가 발생하게 되고, x_d 가 원하는 궤적이라면 오차 벡터(vector)는 다음 식(2)와 같다.

$$x_e = x - x_d \quad (2)$$

이때 페루프 시스템의 제어 입력은 다음과 같은 벡터 형태로 쓸 수 있다.

$$u^* = (1/g)[-f(x) + x_d^{(n)}(t) - k^T x_e] \quad (3)$$

이득 $k = [k_n, \dots, k_1]^T$ 는 다항식 $h(s) = S^{(n)} + k_1 S^{(n-1)} + \dots + k_n$ 이 Hurwitz인 경우로 선택된다[7].

제어의 목적은 페루프 시스템의 안정성이 허용되고, 허용 오차 e 가 설계자에 의해 주어진 구속 오차 상수

$$M_x \text{와}의 \text{관계가} \text{다음} \text{식}을 \text{만족} \text{시키} \text{기} \text{위해} \text{서} \text{다.} \\ |e(t)| \leq M_x \quad \forall t > 0 \quad (4)$$

x_e 가 M_x 의 경계에 도달할 때 제어 법칙은 다음과 같다.

$$u = u_{PID} + u_s \quad (5)$$

식(5)를 식(1)에 대입하면 다음과 같다.

$$\dot{x}^{(n)} = f(x) + g(u_{PID} + u_s) \quad (6)$$

식(6)의 양변을 gu^* 로 빼면 오차방정식은 다음과 같다.

$$\dot{x}_e^{(n)} = -k^T x_e + g(u_{PID} + u_s - u^*) \quad (7)$$

식(7)은 식(8)과 같은 벡터 형태로 쓸 수 있다.

$$\dot{x}_e = \Lambda x_e + b(u_{PID} + u_s - u^*) \quad (8)$$

여기서,

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & \dots & -k_1 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ g \end{bmatrix}$$

$|e| \leq M_x$ 의 조건을 만족하는 관리 제어기 u_s 를 설계하기 위하여 Lyapunov 함수 V 를 다음과 같이 정의한다[8].

$$V(x_e) = 0.5 x_e^T P x_e \quad (9)$$

여기서, P 는 양의 대칭 행렬이고, 다음 Lyapunov 방정식을 만족한다.

$$\Lambda^T P + P \Lambda = -Q \quad (10)$$

대칭 행렬인 Q ($Q > 0$)는 설계자에 의해 선택된다. $V(x_e)$ 를 미분하면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} V'(x_e) &= -0.5 x_e^T Q x_e + x_e^T P b \cdot (u_{PID} + u_s - u^*) \\ &\leq -0.5 x_e^T Q x_e + |x_e^T P b| (|u_{PID}| + |u^*|) \\ &\quad + x_e^T P b u_s \end{aligned} \quad (11)$$

$V'(x_e) \leq 0$ 조건을 만족시키기 위해서 u_s 를 다음과 같이 선택한다.

$$\begin{aligned} u_s &= -I \operatorname{sgn}(x_e^T P b) \cdot \\ &[|u_{PID}| + (1/g_L)(f^u + |x_d^{(n)}| + |k^T x_e|)] \end{aligned} \quad (12)$$

식(12)를 식(11)에 대입하면 $V'(x_e) \leq 0$ 이 되는 것을 알 수 있다. 여기서 I 는 다음과 같은 기능을 수행한다.

$$\begin{aligned} I &= 1 & \text{if } |x_e| \geq M_x \\ I &= 0 & \text{if } |x_e| < M_x \end{aligned}$$

2.2 신경망-관리 제어기

관리 제어는 sgn 함수에 바탕을 두고 +1 또는 -1를 스위칭하는 제어입력을 이용한다. 하지만, 이러한 경우 채터링을 유발되게 된다.

따라서, 본 논문에서는 시스템의 오차와 오차 미분값

을 신경회로망의 입력으로 하고 그에 따른 신경회로망의 출력 O 가 관리 제어와 결합하여 제어입력 u 를 연속적으로 근사화 시키도록 하였다. 본 논문에서 사용된 신경회로망의 구조는 그림 1과 같이 3층의 전향 신경회로망을 사용하였다. 그림 1에서 입력

$x = [x_1 \ x_2]^T = [e \ \dot{e}]^T$ 로써 요구궤적과 전동기 출력사이의 오차와 오차 미분값을 의미한다. 이러한 오차와 오차 미분값을 입력으로 사용함으로써 은닉층의 출력 y 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

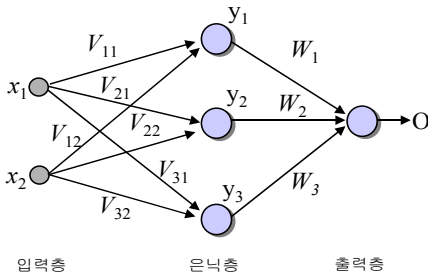
$$y = [y_1 \ y_2 \ y_3] = [f(net_1) \ f(net_2) \ f(net_3)] \quad (13)$$

여기서, net 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$net_i = \sum_{j=1}^2 V_{ij}x_j \ ; \ i = 1, 2, 3 \quad (14)$$

식 (14)에서 V_{ij} 는 입력층과 은닉층의 연결가중치이고 활성화 함수의 $f(\cdot)$ 는 다음과 같다.

$$f(net_i) = 2 / \{1 + \exp(-net_i)\} - 1 \quad (15)$$



[그림 1] 신경망의 구조

신경회로망의 실제 출력 O 는 다음 식으로 쓸 수 있다.

$$O = f\left(\sum_{i=1}^3 W_i y_i\right) \quad (16)$$

식 (16)에서 활성화 함수 $f(\cdot)$ 는 식 (15)와 같다. 그리고 W_i 는 은닉층과 출력층의 연결가중치이다. 이상과 같은 방식으로 출력값이 결정되면 원하는 출력값 d 와 실제 출력값 O 사이의 오차 함수를 다음과 같이 사용한다.

$$E = 0.5(d - O)^2 \quad (17)$$

이때, 오차 함수를 최소화하도록 뉴런사이에 서로 연결되어 있는 가중치들을 조정해야 하는데 오차 역전파 학습 규칙을 사용하여 다음과 같이 조절된다[9].

$$W(t+1) = W(t) - \eta \{ \partial E(t) / \partial W(t) \} \quad (18)$$

여기서, η 는 학습상수로써 신경망의 연결가중치의 속도를 결정한다.

식 (18)에 의해 연결가중치를 조절하는 신경망의 학습이 완료되면, 신경망은 식 (16)에 의해 연속적인 출력값을 시스템의 특성에 따라 여러 가지 다른 형태로 나타낼 수 있다.

따라서, 신경망의 출력은 관리제어와 결합하여 다음과 같은 제어입력을 출력한다.

$$u = u_{PID} - O \cdot I \cdot [|u_{PID}| + (1/g_L)(f'' + |x_d^{(n)}| + |k^T x_e|)] \quad (19)$$

여기서, O 는 신경망의 출력이고 식 (16)과 같다.

식 (19)와 같이 신경망에 의해 근사화 된 제어입력을 부하변화와 외란이 존재하는 전동기 제어 시스템에서 사용함으로써 외란의 영향을 줄일 수 있으며 관리 제어의 채터링을 해결할 수 있고 추적오차를 줄이는 효과를 얻을 수 있다.

2.3 시뮬레이션 및 결과고찰

다음과 같이 기술되는 전기자 제어용 직류 서보 전동기의 미분 방정식을 고려하자.

$$JL_a \ddot{x} + (R_a J + L_a B) \dot{x} + (R_a B + K_b K_t) x = K_t u \quad (20)$$

여기서, x 는 시스템의 출력을 나타내고, u 는 제어입력이다. 그리고 시뮬레이션을 위해 사용된 직류 서보 전동기의 매개변수는 다음과 같다.

전기자 인덕턴스 : $L_a = 0.89 [mH]$

관성모멘트 :

$$J = 3.4 \times 10^{-1} [Kgf \cdot cm \cdot sec^2]$$

토크 상수 : $K_t = 2.27 [Kgf \cdot cm / A]$

마찰 계수 : $B = 0.75 [Kgf \cdot cm]$

유기전압 상수 : $K_b = 23.33 [V / Krpm]$

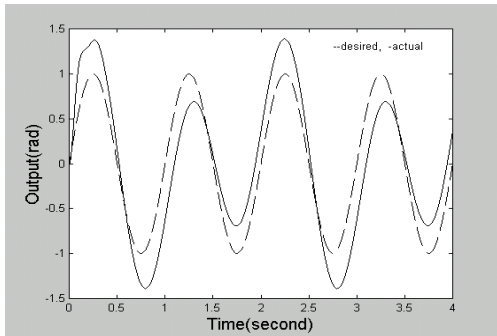
전기자 저항 : $R_a = 1.2 [\Omega]$

위와 같은 직류 서보 전동기 제어를 위한 PID 제어기의 매개변수는 Ziegler-Nichols의 계단 응답법에 의하여 다음과 같이 결정하였다.

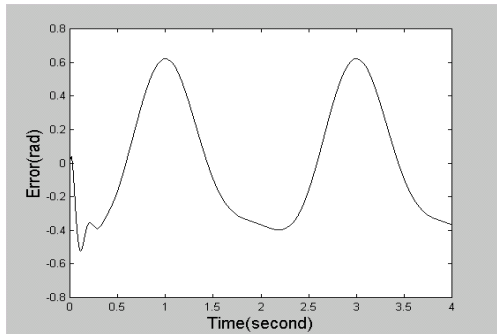
$$K_p = 0.003, \quad K_I = 31.92, \quad K_D = 0.000013$$

시뮬레이션은 DC 서보 전동기에 요구되는 궤적이 정현파 형태의 입력일 때, PID 제어기에 부하가 변하고 외란이 있는 경우, 그리고 PID-관리제어기 만을 사용하여 부하가 변할 때 요구되는 궤적이 정현파 형태이고 외란

이 존재하는 경우와 신경망-관리제어기에 부하가 변하고 외란이 있는 경우를 나누어서 각각의 경우를 살펴본다. 요구궤적은 정현파 형태 $\sin(2\pi t)$ rad으로 주었고, 전동기 입력에 덧붙여 외란으로는 함수 $5\sin(\pi t)$ 를 사용하였다. 위와 같은 조건에서 시뮬레이션을 수행한 응답을 그림 2~4에 각각 나타내었다. 시뮬레이션 결과 나타난 응답을 비교하면 PID-관리 제어기는 부하변화나 외란이 없을 때 그리고 부하변화나 외란이 있을 때 오차는 PID 제어기에 비해 훨씬 줄게 되었다. 하지만채터링이 발생하는 문제점이 생겼다. 신경망-관리 제어기에서는 PID 제어기보다 오차가 훨씬 줄어들게 되었고 PID-관리 제어의 문제점인 채터링을 줄어들게 하였다. 따라서 신경망을 갖는 제어기가 부하변화나 외란이 있을 때 확실히 강인하고 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

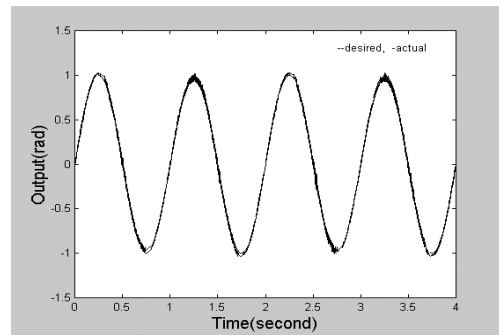


(a) 응답곡선

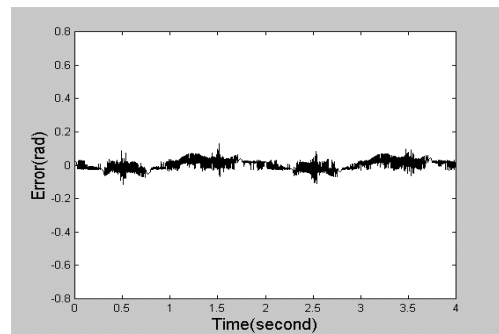


(b) 오차곡선

[그림 2] PID-제어기에 부하가 변했을 때 요구궤적이 정현파이고 정현파 외란이 존재하는 경우의 응답과 오차곡선

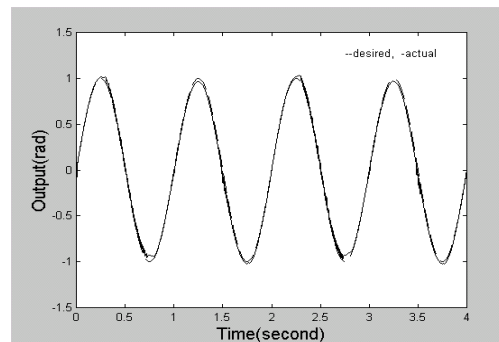


(a) 응답곡선

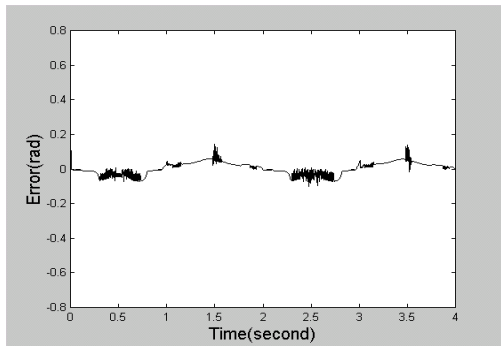


(b) 오차곡선

[그림 3] PID-관리 제어기에 부하가 변할 때 요구궤적이 정현파이고 정현파 외란이 존재하는 경우의 응답과 오차곡선



(a) 응답곡선



(b) 오차곡선

[그림 4] 신경망-관리 제어기에 부하가 변했을 때 요구궤적이 정현파이고 정현파 외란이 존재하는 경우의 응답과 오차곡선

3. 결론

본 논문에서는 부하변화나 외란이 존재하는 직류 서보전동기의 PID 제어 시스템에서 부하변화나 외란에 의한 시스템 불확실성의 영향을 최소화하기 위해 안정성 문제에서 보다 우수한 신경망-관리 제어기법을 제안하였다. 신경망-관리 제어에서 PID 제어기는 구속 오차 이내에서 제어를 수행함으로써 주 제어 작용을 하게 된다. 발생 오차가 구속 오차 경계에 도달하게 되면 관리 제어기가 제어를 수행하게 된다. 안정성 문제에서 보다 우수한 신경망-관리 제어기를 PID 제어 시스템에 도입함으로써, PID 제어 시스템은 부하변화나 외란이 존재할 때 제어기 매개변수를 조절하지 않고 강인한 제어를 수행할 수 있게 된다. 그리고 신경망-관리 제어에서 신경망은 제어 시스템의 오차와 오차 변화율을 입력으로하여 관리 제어기의 출력을 연속적으로 조절함으로써 신경망-관리 제어기와 결합하여 채터링을 감소시킨다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 제안된 방법은 직류 전동기 제어시스템에서 부하변화나 외란이 존재할 때 PID 제어기보다 확실히 강인하고 우수한 성능을 보여주었다.

참고문헌

[1] K. J. Aström and T. Hägglund, "Automatic Tuning of PID controllers," Instrument society of America, 1995.
 [2] K. J. Aström and T. Hägglund, "Automatic Tuning of simple regulators with specifications on phase and

amplitude margins," Automatica, 1996.

[3] T. W. Kraus and T. J. Myron, "Self-tuning PID controller uses pattern recognition approach," Control Engineering, pp. 106-111, June, 1997.
 [4] Z.-Y. Zhao, M. Tomizuka and S.Isaka, "Fuzzy gain scheduling of PID controllers," IEEE Trans. System, Man & Cygneretics, Vol. 23, No. 5, pp. 1392-1398, 1998.
 [5] 박알서, 오훈, "직류 서보 전동기의 강인성을 위한 전문가 관리제어," 한국조명·전기설비학회논문지, 제9권, 제6호, 12월 1995.
 [6] T.Yamamoto, M. Kaneda and T. Oki, "A self-tuning PID controller fused artificial neural networks," Proceedings of IFAC 13th Triennial World congress, pp. 127-132, 2002.
 [7] L .X. Wang, "A Course in Fuzzy systems and control," Prentice-Hall, 2004.
 [8] J. K. Slotine and W. Li, "Applied Nonlinear ontrol," Prentice-Hall, 2006.
 [9] F. C. Chen, "Back-propagation neural network for nonlinear self-tuning adaptive control," IEEE control systems Magazine, pp.44-48, 4월, 2007.

조 현 섭(Hyun-Seob Cho)

[종신회원]



- 1990년 2월 : 원광대학교 공과대학 전기공학과 (학사)
- 1992년 2월 : 원광대학교 공과대학 전기공학과(석사)
- 1996년 2월 : 원광대학교 공과대학 전기공학과(박사)
- 1996년 1월 ~ 1997년 6월 : Department of Electrical and

Computer Engineering, University of California Irvine(UC I) 연구원

- 1998년 1월 ~ 현재 : 한국전력기술협회 고급감리원 (전력감리)
- 1998년 10월 ~ 현재 : 중소기업청 기술경쟁력 평가위원
- 1997년 3월 ~ 현재 : 청운대학교 디지털방송공학과 부교수

<관심분야>

전기공학, 공장자동화, 응용전자