

Optimal Gain Estimation of PID Controller Using Neural Networks

朴省昱[†] · 孫峻赫^{*} · 徐輔焯^{**}

(Seong-Wook Park · Jun-Hyug Son · Bo-Hyeok Seo)

Abstract –Recently, neural network techniques are widely used in adaptive and learning control schemes for production systems. However, in general it takes up a lot of time to learn in the case applied in control system. Furthermore, the physical meaning of neural networks constructed as a result is not obvious. And in practice since it is difficult for the PID gains suitably, lots of researches have been reported with respect of turning schemes of PID gains. A neural network-based PID control scheme is proposed, which extracts skills of human experts as PID gains. This controller is designed by using three-layered neural networks. The effectiveness of the proposed neural network-based PID control scheme is investigated through an application for a production control system. This control method can enable a plant to operate smoothly and obviously as the plant condition varies with any unexpected accidents.

Key Words : Neural network, PID gain turning, PID control, learning method

1. 서 론

최근의 산업 현장에서 사용되는 여러 생산 장비와 생산 환경을 조절하는 보조 장비들을 제어하는데 PID제어기가 많이 사용되고 있다. PID제어기는 사용이 편리하며, 비교적 우수한 성능을 가지고 있어 생산 장비의 제어에 용이하다. 이런 산업 현장에서의 PID제어기에 신경망을 적용함으로써 기존에 사용하던 PID제어기에 쉽게 신경망 제어기를 추가할 수 있어 산업 현장에서의 사용에 거부감이 없고, 기존 PID제어기의 구조를 수정 없이 제어기 설계가 가능하다[1]. 일반적인 제어 기법은 시스템을 수학적으로 모형화하고 특정 동작점에서 선형화된 선형 모형으로부터 제어기를 설계한다. 선형 시불변 시스템에 대해서는 안정성을 위한 필요충분조건들이 지난 세기동안 연구되어져 왔으며, 그런 시스템을 위한 확실한 디자인 방법들이 개발되었다. 그러나 제어대상이 고차의 미분방정식으로 표현되는데 따른 복잡성과 제어대상 모형화의 부정확성, 특히 제어대상의 비선형성으로 인해 시스템의 안정성을 판별하기 어려울 뿐만 아니라 최적화된 디자인 알고리즘을 찾을 수가 없어서 결국 만족할 만한 제어 성능을 나타내기에는 어려움이 있다. 이러한 어려움을 극복하고자 신경망을 이용하여 PID 이득을 학습한 후 제어 기법에 의해 시스템을 제어 하는 변수로 사용하였다. 이러한 신경망 제어기는 제어대상의 출력이 원하는 값에 가까워지도록 학습

하는 과정이 필요하고 일반적으로 제어대상 출력오차의 제곱합을 목적 함수로 하여 역전파 법을 이용하여 오차를 줄이는 방향으로 학습이 이루어진다. 여기서 학습이란, 시스템의 목적에 맞도록 신경망의 유닛 간의 결합하중을 조절하는 것이다. 그러나, 현실에 존재하는 일반적인 제어대상은 물리적 특성에 의해 처리할 수 있는 입·출력 값의 크기가 제한되어있기 마련이다. 만약 제어하고자 하는 제어대상의 입력이 어떤 범위 안의 값으로 제한될 때 문제점을 가지게 된다[2][3].

이 논문에서 제안한 제어기는 시스템의 제어 사양에 부합되는 최적의 이득값을 추정함으로써 전체 시스템의 성능을 향상시킨다. 그리고, 실제 시스템에서 제어 사양에 부합되는 이득값 추정을 사례 연구와 실험 결과로 검증한다.

2. PID(Proportional-Integral-Differentiation) 제어기

PID제어기는 PD제어기의 시스템의 감쇄비를 증가시키지만 정상상태 응답을 개선하는 데에는 효과가 없다는 점과 PI제어기의 감쇄비도 증가시키고 동시에 정상상태 오차도 개선시키지만 상승시간이 느려지는 등 과도응답에는 불리하다는 점을 개선한 제어기이다. 따라서 정상상태 응답과 과도상태 응답을 모두 개선하려면 PI제어기와 PD제어기의 장점들을 조합하는 방법으로 고려한 비례(Proportional), 적분(Integral), 미분(Differentiation) 제어의 세 부분을 병렬로 조합하여 구성하는 제어기이다. 식 (1)은 PID제어기의 전달함수를 나타낸다.

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_d s + \frac{K_i}{s} \quad (1)$$

여기서, K_p 는 비례계수, K_d 는 미분계수, K_i 는 적분계수이다. 제어신호를 시간영역으로 나타내면 식 (2)과 같고, 그림 1의 블록선도는 플랜트에 비례적분미분 제어기를 연결해서 구성

[†] 교신저자, 正會員 : 龜尾 1 大學 電氣科 副教授 · 工博
E-mail : swpark@kumi.ac.kr

^{**} 正會員 : 慶北大 工科學 電氣工學科 博士課程

^{***} 正會員 : 慶北大 工科學 電氣電子工學科 教授 · 工博
接受日字 : 2004年 8月 6日

最終完了 : 2004年 8月 26日

한 Feedback 제어시스템이다.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \frac{d}{dt} e(t) + K_d \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2)$$

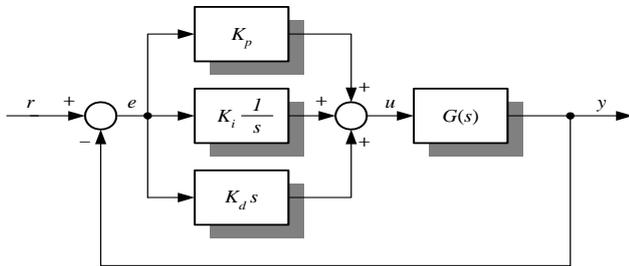


그림 1 PID제어기에 의한 feedback 제어시스템
Fig. 1 Feedback control system for proportional integral differential controller

또한 비례적분 제어는 실제 목표값에 가깝게 하는 제어는 완벽하게 할 수 있으나, 일정한 시간(시정수)이 필요하며, 정수가 크면 외란이 있을 때의 응답 성능이 나빠진다. 즉, 외란에 대하여 신속하게 반응할 수 없고, 즉시 원래의 목표값으로 돌아갈 수 없다는 것이므로 미분 동작이 필요하다. 이것은 급격히 일어나는 외란에 대한 편차를 보고, 전회 편차와의 차가 큰 경우에는 조작량을 많이 하여 신속하게 반응하도록 한다. 이 전회와의 편차에 대한 변화차를 보는 것이 미분에 해당한다. 미분동작을 추가한 PID 제어 경우의 제어 특성을 그림 2에 나타내었다.

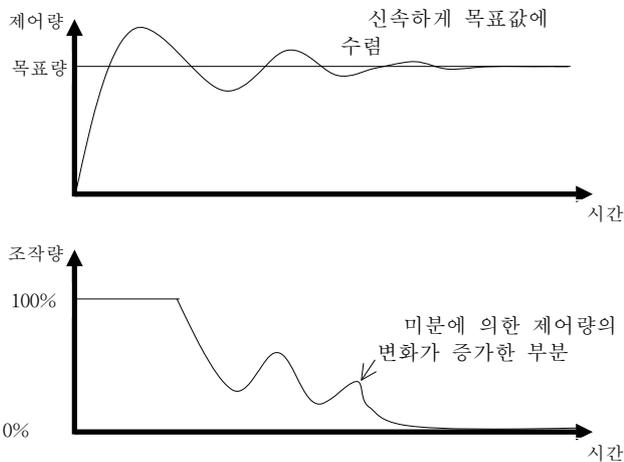


그림 2 비례적분미분제어의 특성 곡선
Fig. 2 Characteristic curve of proportional integral proportional controller

2.1 PID 제어기의 이득값 설정

PID 제어 방식에 있어서 각 항에 붙는 이득 K_p , K_i , K_d 를 최적값으로 구하는 방법은 몇 가지 있지만, 어떤 방법이 나 난해하다. 그리고 소형의 마이크로컴퓨터로 실현하기 위해서는 이득값 tuning이 필요하므로 이 이득값을 cut and try로 실제 제어한 결과에서 최적한 값을 구하고, 그 값을 설정하도록 한다. 이 tuning 방법에는 스텝 응답법과 한계감도법 등이 있다. 또한 프로세스 제어 분야에서는 이

turning을 자동적으로 실행하는 Auto-tuning 기능을 갖는 자동제어 유닛도 있다. 이것은 제어 결과를 학습하고, 그 결과로부터 항상 최적한 이득값을 찾은 후 다음 제어 사이클에 반영하는 기능으로 되어있다. 그림 3은 스텝 응답법에 의한 이득값을 찾는 방법이다.

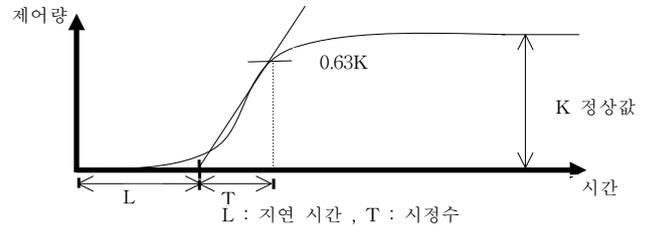


그림 3 스텝 응답법에 의한 이득값 설정 곡선
Fig. 3 Gain setting curve for step response method

표 1 각 이득값 설정 방법

Table 1 Each gain setting method

이득 제어기 종류	K_p	K_i	K_d
P 제어	$0.3 \sim 0.7T/KL$	-	-
PI 제어	$0.35 \sim 0.6T/KL$	$0.3 \sim 0.6/KL$	-
PID 제어	$0.6 \sim 0.95T/KL$	$0.6 \sim 0.7/KL$	$0.3 \sim 0.45T/K$

이득값의 범위가 있지만, 이 크기에 의한 차이는 특성의 차이로 나타나며, 그림 4와 같다. 이때 이득값이 큰 경우 미분, 적분에 의한 효과가 빨리 나타나므로 그림에서 점선의 특성을 가지며 침두치(overshoot)가 크다. 반면 이득값이 작은 경우 실선의 특성을 가진다.

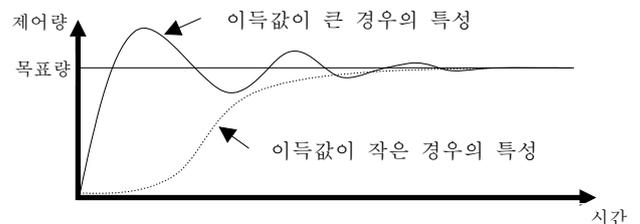


그림 4 이득값 크기에 대한 특성 곡선
Fig. 4 Characteristic curve for gain

그리고 PID제어기의 계수들을 결정하는 방법에는 여러 가지가 있다. 이 방법들은 모델이 주어지지 않은 경우에 적용하는 무모델 조정법과 모델이 주어진 경우에 적용하는 모델 기반 조정법 등 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 여기서 무모델 PID 계수조정법은 제어대상 시스템의 모델을 모르는 경우에 적용하는 것으로서 응답으로부터 직접 PID제어기 계수를 결정하는 방법을 말한다. 반면에 모델기반 PID 계수조정법은 제어대상 플랜트의 모델이 미리 어떤 특정한 방법에 의해서 지정된 형태로 주어지는 경우에 이 모델을 기초로 PID 제어기 계수를 결정하는 방법을 말한다. 무모델 PID 계수조정법들 중에서 일반적으로 잘 알려진 방법은 지글러-니콜스(Ziegler-Nichols) 조정법(1942년)을 이용한 조정법(1988년)이 있다.

2.2 지글러-니콜스 PID 계수조정법

이 계수조정법은 1942년에 지글러(Ziegler)와 니콜스(Nichols)이 제어대상 플랜트가 나타내는 과도응답의 형태로 부터 PID제어기의 계수들을 정하는 방법을 제안하였다. 지글러-니콜스 계수조정법의 장점은 실제의 제어대상 시스템에서 몇 가지 사전실험을 하고, 이 실험 결과로부터 PID계수를 간단한 공식에 의해 결정할 수 있다는 것이다. 이 방법에서 사용하는 PID제어기의 전달함수는 식 (3)과 같다.

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3)$$

여기서 K_p 는 비례계수, T_i 는 적분시간, T_d 는 미분시간이다. 이 계수조정법에는 두 가지가 있는데, 두 가지의 방법에서 구해지는 계수들을 쓰면 시스템의 계단응답에서 최대초과가 약 25% 정도로 나타난다. 이 계수조정법들은 모두 많은 경험과 실험에 의해 얻어진 방법들로서 이 방법으로 PID제어기를 설계할 경우 대체로 무난한 성능을 보이기는 하지만 최적의 성능을 보장하는 방법은 아니기 때문에 설계 뒤에는 반드시 성능검증을 해야 하며 필요에 따라 정밀한 계수 조정 작업을 추가로 수행해야 한다.

2.2.1 첫째 방법

이 방법은 계단응답곡선을 이용하는 것으로서, 먼저 주어진 플랜트에 단위계단 입력을 넣은 후에 그 출력응답을 구하고, 이 단위계단응답 곡선으로부터 어떤 특성계수를 구하여 이 계수로부터 PID계수를 선정한다. 이 방법은 대상 플랜트에 적분기가 포함되어 있지 않고 주극점이 복소근이 아닌 안정한 시스템에만 적용할 수 있다. 이 조건이 만족되는 시스템에서의 계단응답 곡선의 모양은 일반적으로 그림 5와 같은 S자 형태가 되지만 계단응답이 S자형이 아닌 경우에는 이 방법을 사용할 수 없다. S자 모양의 응답곡선의 특성은 그림 5에서와 같이 지연시간(delay time) L , 시정수 T , 직류 이득 K 의 세 가지 계수로써 나타낸다. 여기서 지연시간과 시정수는 S자 모양의 응답곡선의 변곡점에서 접선을 그은 다음, 그 접선이 시간 축과 만나는 점과 직선 $y(t) = K$ 와 만나는 점으로부터 각각 구한다.

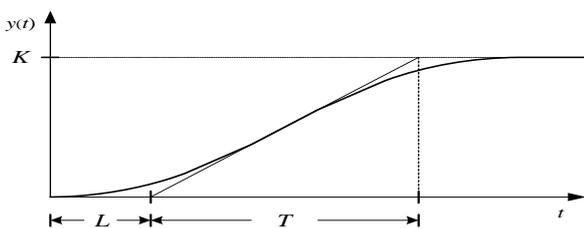


그림 5 S자 형태의 계단응답 특성 곡선
Fig. 5 Characteristic curve for step response of S form

이와 같이 찾은 특성계수 K, L, T 를 사용해 플랜트의 전달함수를 식 (4)과 같이 시간 지연의 1차 시스템으로 근사화할 수 있다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = K \frac{e^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (4)$$

이 모델은 지글러-니콜스 조정법의 첫째 방법은 이 근사

모델 식 (4)에 근거하여 PID제어기의 계수를 선정하는 것으로서, 이 방법에서 제시하는 PID계수 K_p, T_i, T_d 의 값은 표 2와 같다. 이 표에 따라 계수를 정하면 PID제어기의 전달함수는 식 (5)과 같다.

$$\begin{aligned} C(s) &= K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \\ &= \frac{1.2T}{KL} \left(1 + \frac{1}{2Ls} + 0.5Ls \right) \\ &= \frac{0.6T}{K} \frac{(s + 1/L)^2}{s} \end{aligned} \quad (5)$$

이 경우에 PID제어기는 원점에 한 개의 극점과 $s = -1/L$ 에 이중영점을 갖는다. 표 2에 따라 계수를 정한 PID제어기를 적용하였을 때, 만일 최대초과가 크게 나오는 경우에는 L 값을 더 크게 하여 PID계수를 조정하면 초과를 적절히 줄일 수 있다. 이것은 L 이 커질수록 제어기의 이중영점이 허수축에 가까워지면서 폐로극점을 허수축에 가까워지게 만들기 때문이다. 하지만 이렇게 하면 상승시간이 느려지게 된다.

표 2 지글러-니콜스 계수조정법(첫째 방법)
Table 2 Ziegler-Nichols coefficient turning method (first method)

이득 제어기 종류	K_p	T_i	T_d
P	T/KL	∞	0
PI	$0.9T/KL$	$L/0.3$	0
PID	$1.2T/KL$	$2L$	$0.5L$

이 방법은 시스템에 계단입력을 넣고 출력곡선을 얻은 다음 이 곡선의 특성계수로부터 PID계수를 구할 수 있는 아주 간단한 조정법이다. 그러나 이 방법은 1차 주극점으로 근사화할 수 있는 안정한 플랜트에만 적용할 수 있기 때문에 적용범위가 매우 제한되는 단점이 있다.

2.2.2 둘째 방법

이 방법은 대상시스템이 원점에 극점을 갖거나 불안정한 경우에도 적용할 수 있는 방법이다. 우선 식 (3)의 PID제어기 계수 가운데 $T_i = \infty, T_d = 0$ 으로 놓고 주어진 플랜트에 비례제어기만을 적용하여 비례계수 K_p 값을 0에서부터 증가시키면서 출력에 진동이 나타나는 임계이득(critical gain) K_{cr} 에까지 이르게 한다. 이 임계이득 K_{cr} 은 출력이 그림 6과 같이 지속진동(sustained oscillation)이 나타날 때의 비례계수 값으로 정의된다. 만약 K_p 의 값을 증가시켜도 이러한 진동을 보이지 않는 경우에는 이 방법을 사용할 수 없다. 이때에 기준입력 r 은 상수값을 갖도록 하는데 보통 $r(t) = 0$ 으로 한다. 임계이득 K_{cr} 을 찾으면 그림 6에서 보는 바와 같이, 이에 대응하는 지속진동의 임계주기 P_{cr} 을 구할 수 있다. 지글러-니콜스 조정법의 둘째 방법에서는 이 값들을 이용하여 표 3과 같이 PID제어기의 계수값을 선정한다. 이 표와 같이 계수를 정하면 제어기의 전달함수는 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned}
 C(s) &= K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \\
 &= 0.6 K_{cr} \left(1 + \frac{1}{0.5 P_{cr} s} + 0.125 P_{cr} s \right) \quad (6) \\
 &= 0.075 K_{cr} P_{cr} \frac{(s + 4/P_{cr})^2}{s}
 \end{aligned}$$

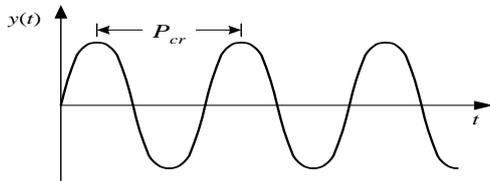


그림 6 지속진동의 응답 곡선
 Fig. 6 Response curve of sustained oscillation

따라서 PID제어기는 원점에 한 개의 극점과 $s = -\frac{4}{P_{cr}}$ 에 두 개의 영점을 갖는다. 표 3에 따라 계수를 정한 PID제어기를 적용하였을 때, 초과가 크게 나오는 경우에는 임계주기 P_{cr} 값을 더 크게 하여 PID계수를 조정하면 극점이 허수축에 가까워지면서 상승시간을 느리게 하는 대신에 초과를 적절히 줄일 수 있다.

표 3 지글러-니콜스 계수조정법 (둘째 방법)
 Table 3 Ziegler-Nichols coefficient turning method (second method)

이득 제어기 종류	K_p	T_i	T_d
P	$0.5 K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45 K_{cr}$	$P_{cr}/1.2$	0
PID	$0.6 K_{cr}$	$0.5 P_{cr}$	$0.125 P_{cr}$

2.3 극 배치를 이용한 방법

주어진 시스템의 극점 위치는 그 시스템의 특성과 직결되는 밀접한 관련을 갖고 있다. 이 극점의 위치와 시스템 성능과의 관계를 고려하여 시스템 함수의 극점들의 위치를 적절히 지정하고 이 위치에 극점이 놓이도록 제어기를 설계함으로써 원하는 성능을 기대하는 제어기 설계방식이다. 만약 시스템이 낮은 차수의 전달함수의 형태로 표현되면 완전한 극 배치 설계방식이 적용될 수 있다. 식 (7)과 같이 표현되는 2차 플랜트가 있다.

$$G(s) = \frac{K}{(1 + s T_1)(1 + s T_2)} \quad (7)$$

이 모델은 세 개의 계수를 가지고 있으며, PID제어기를 이용하여 시스템에 세 개의 극점을 임의의 자리로 위치시킬 수 있다. PID제어기의 전달함수를 식 (8)로 표현할 수 있다.

$$C(s) = \frac{K_p (1 + s T_i + s^2 T_i T_d)}{s T_i} \quad (8)$$

따라서, PID제어기가 삽입된 시스템의 특성방정식은 식 (9)와 같다.

$$s^3 + s^2 \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} + \frac{K_p K T_d}{T_1 T_2} \right) + s \left(\frac{1}{T_1 T_2} + \frac{K_p K}{T_1 T_2} \right) + \frac{K_p K}{T_1 T_1 T_2} = 0 \quad (9)$$

여기서 원하는 위치에 극점을 갖는 특성방정식이 식 (10)과 같은 3차의 시스템으로 표현된다면,

$$(s + \alpha \omega)(s^2 + 2\zeta \omega s + \omega^2) = 0 \quad (10)$$

위의 두 특성방정식의 계수를 비교하여, PID계수 값을 식 (11)과 같이 결정한다.

$$\begin{aligned}
 K_p &= \frac{T_1 T_2 \omega^2 (1 + 2\zeta \alpha) - 1}{K} \\
 T_i &= \frac{T_1 T_2 \omega^2 (1 + 2\zeta \alpha) - 1}{T_1 T_2 \alpha \omega^3} \\
 T_d &= \frac{T_1 T_2 \omega (\alpha + 2\zeta) - T_1 - T_2}{T_1 T_2 \omega^2 (1 + 2\zeta \alpha) - 1}
 \end{aligned} \quad (11)$$

2.4 극-영점 상쇄를 이용한 방법

플랜트의 복소극점이 s 평면상의 허수축에 매우 가까이 있는 경우에 이 플랜트를 제어하기란 쉽지 않다. 그러나 플랜트에 존재하는 이 복소극점을 시스템에서 상쇄한다면 이러한 어려움을 극복할 수 있다. 이러한 방법 중 하나가 제어기의 영점을 플랜트의 극점과 상쇄되도록 설정하고, 제어기의 극점들은 원하는 위치에 적절히 설정하는 방법이다. 이와 같이 설계하는 제어기 기법을 극-영점상쇄(pole-zero cancellation)라 한다. 극-영점 상쇄를 이용한 PID제어기 설계법은 PID제어기가 가지고 있는 두 개의 영점을 이용하여 플랜트의 불안속스러운 주극점을 2개까지 없애면서 시스템을 제어하도록 PID계수를 결정하는 방법으로서 PID제어기 동조에 많이 쓰이는 방법 중 하나다. 이 방식은 간단하고 설정치 변화에 대해 좋은 반응을 나타내기 때문에 많이 쓰이고 있지만, 부하 외란에 대해 때때로 좋지 않은 반응을 보이기도 한다. 극-영점 상쇄법은 시간지연이 있는 시스템에도 적용할 수 있는 방법이다. 만약 대상시스템이 식 (12)과 같은 1차 시간지연 모델로 표현된다면,

$$G(s) = K \frac{e^{-sL}}{1 + sT} \quad (12)$$

이 모델에 극-영점 상쇄기법을 적용하면 식 (13)와 같은 PI제어기 식을 얻는다.

$$\begin{aligned}
 K_p &= \frac{\pi T}{2 A_m K L} \\
 T_i &= T
 \end{aligned} \quad (13)$$

여기서, A_m 을 미리 지정하는 이득값이다.

이 방식으로 설계된 제어시스템에서 위상 ϕ_m 는 이득 A_m 으로부터 식 (14)과 같이 표현된다.

$$\phi_m = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{A_m} \right) \quad (14)$$

이 방식은 2차 시간지연 모델에 대해서도 적용될 수 있는데, 1차 및 2차 모델에 적용된 이 방식들은 시스템에 상당한 시간지연이 존재해도 잘 동작한다. 극-영점 상쇄법의 적용이 가능하다면 식 (12)과 같은 시간지연 1차 모델을 기본으로 한 IMC(Internal Model Control)를 기본으로 한 동조공식들이 이용될 수 있다. IMC는 제어기 설계기법 중 하나로서 플랜트를 모형화 한 다음 이 플랜트 모델을 제어기 구조 내에 하나의 블럭으로 플랜트와 병렬로 삽입하고, 필터와 제어기를 플랜트와 직렬로 연결하는 구조를 가지고 있다. 이 제어기법은 open-loop 제어의 장점과 close-loop 제어의 장점을 모두

갖출 수 있도록 하기 위해서 제안되었으며, 제어기는 최적 시스템 반응의 성질을 갖도록 설계되며, 필터는 건설성을 제공하기 위해서 사용된다. 이와 같이 설계된 IMC를 PID제어기의 구조로 바꾸면 PID계수를 동조할 수 있다. 제어기의 이득은 원하는 close-loop 시정수와 같은 λ 값의 변화에 따라 활발하거나 또는 변화가 적은 제어입력을 만들도록 선택할 수 있다. 표 4는 이런 방식으로 결정된 PI, PID제어기 계수들의 값들을 요약한 것이다. 이 표에서 λ 는 필터에 포함된 계수로서 IMC를 통한 제어기 설계방식에서 쓰이는 설계변수이다.

표 4 IMC 기반 PID제어기의 동조공식

Table 4 Tuner equation of PID controller based IMC

이득 제어기 종류	K_p	T_i	T_d	제안된 λ
PID	$\frac{1}{K} \frac{2T+L}{2\lambda}$	$T+L/2$	$\frac{TL}{2T+L}$	$\lambda \geq 0.2T$ $\lambda \geq 1.7L$
PI	$\frac{1}{K} \frac{2T+L}{2\lambda+L}$	$T+L/2$	0	$\lambda \geq 0.2T$ $\lambda \geq 0.25L$

3. 신경망 PID제어기

이 논문에서 제시하는 제어기는 기존의 PID제어기의 구조에 신경망 제어기를 Feedforward controller로 사용하는 구조를 제안하였다. 이와 유사한 제어기로서 Kawato등이 제안한 제어기 구조가 있으나 제안된 구조에서는 플랜트의 역을 학습하는 형태가 아니고, 플랜트의 정방향 동력학을 학습한 후, 그 신경망의 역을 구하여 제어하는 것이다. PID제어 알고리즘은 신경망의 학습오차를 보완해주는 역할을 하고, 신경망 PID제어기는 PID제어기의 성능을 학습에 의하여 꾸준히 향상시키는 역할을 한다[4-5].

3.1 신경망 PID제어기의 전체 구조

전체 시스템의 구조는 그림 7과 같이 신경망을 기반으로 한 신경망 PID제어기와 산업 현장에서 사용되는 시스템으로 구성되며, 신경망 PID제어기는 신경망 부분과 PID제어기 부분으로 구성된다.

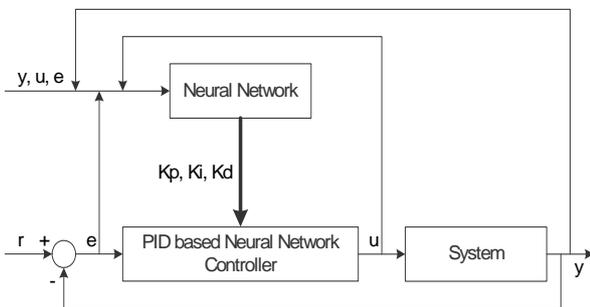


그림 7 PID제어기의 전체 구조도

Fig. 7 Structure of PID controller

여기서 u 는 제어입력, y 는 시스템 출력, r 은 기준신호 그리고 e 는 오차신호이다.

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (15)$$

ρ : 기준신호가 동작할 때 방향 지시 signal

$$\rho(k) = \begin{cases} \eta & (\Delta r(k) > 0) \\ \rho(t-1) & (\Delta r(k) = 0) \\ -\eta & (\Delta r(k) < 0) \end{cases} \quad (16)$$

η : positive constant : $\Delta = 1 - z^{-1}$

$$\Delta u(k) = K_p \left\{ \Delta + \frac{T_s}{K_i} + \Delta^2 \frac{K_d}{T_s} \right\} e(k) \quad (17)$$

여기서 K_p 는 비례이득, K_i 는 적분이득, K_d 는 미분이득, T_s 는 sampling time이며 연산에 의해 이득값은 신경망에서 출력이 된다[6].

3.2 신경망 구조

정규화 된 데이터가 신경망을 통과하게 되면, 그 데이터는 숫자로 바뀌게 된다. 이는 수많은 데이터를 일일이 저장하거나 데이터 전체를 가지고 비교하는 것이 아니라, 그 데이터를 나타내는 숫자 다시 말해, 신경망으로 패턴을 분석한 값으로써 데이터를 비교하게 하는 것이다[7]. 정규화 된 데이터를 숫자로 바꾸기 위해서는 어떤 기준에 의해서 신경망을 통과시켜야 일관된 패턴분석이 가능할 것이다. 그래서 우선 패턴 분석에 필요한 기준 패턴을 만들어서 그 패턴을 기준으로 신경망을 학습시킨다. 본 논문에서 학습에 이용된 알고리즘은 널리 알려진 역전파 법[8-10]을 사용하였으며 그림 8의 3층 신경망 역전파 법으로 학습시켰다.

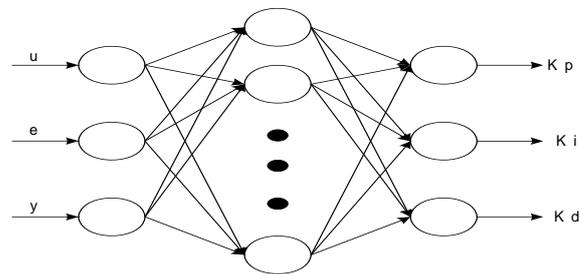


그림 8 신경망의 구조

Fig. 8 Structure of neural networks

여기서 정규화 된 데이터를 위한 평가함수 E

$$E = \frac{1}{2} e^2(k+1) \quad (18)$$

이며, 신경망 출력은 각각 K_p, K_i, K_d 로 결정된다. W_{kj} 는 출력층 연결계수를 W_{ji} 는 중간층 연결계수를 나타낸다.

$$\Delta W_{kj}(k+1) = -\eta \frac{\partial E}{\partial W_{kj}} + \alpha \Delta W_{kj}(k) \quad (19)$$

$$\Delta W_{ji}(k+1) = -\eta \frac{\partial E}{\partial W_{ji}} + \alpha \Delta W_{ji}(k) \quad (20)$$

표 5 신경망 층 구조

Table 5 Construction of neural network layers

종류	층 수	값
입력층	3	y, u, e
은닉층	11	—
출력층	3	K_p, K_i, K_d

4. 사례 연구와 실험 결과

이 논문에서 설계한 신경망 PID제어기를 검증하기 위해 주어진 시스템의 특성 방정식의 제어 사양 최적의 PID 이득값을 추정된 결과 값을 Mat.Lab v6.5를 통해 검증한다.

4.1 실험 시스템 1

실험 시스템 1에 주어진 시스템의 특성 방정식이 차수가 4차이고 지연(delay)이 -0.2로 가정하여 실험한다. 그리고 이 시스템의 제어 사양은 첨두치(overshoot)를 30%이하, setting time까지의 (sum of square error + square control input)를 최소화하는 것을 목적으로 실험한다. 신경망 PID제어기에서 추정된 PID 이득값과 첨두치, sum of square error + square control input을 기존 PID 이득값을 비교한 실험 결과가 표 6과 같고, 그림 9, 10은 각 제어기의 첨두치와 제어 입력의 파형이다.

표 6 신경망 PID 제어기와 기존 PID제어기의 비교
Table 6 Comparison of neural networks PID controller and general PID controller

제어기 이득, 첨두치, 목적함수	신경망	지글러-니콜스법에 의한 PID 이득
PID 이득	$K_p=7.69$ $K_d=0.6$ $K_i=100000$	$K_p=8.37$ $K_d=0.83$ $K_i=1300000$
첨두치(overshoot)	0.0023	0.2856
오차제곱면적(ISE)과 제어입력의 제곱(IE)	0.0482	0.0876

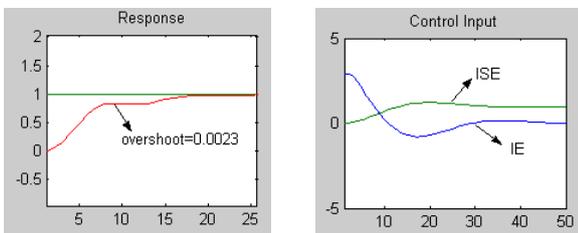


그림 9. 신경회로망 PID제어기의 overshoot와 control input
Fig. 9 Overshoot control input of neural networks PID controller

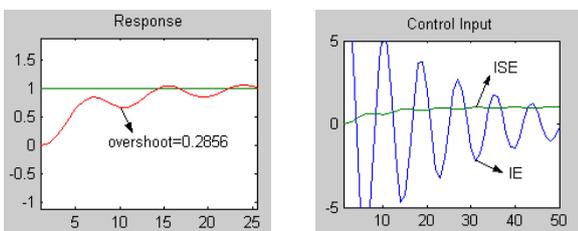


그림 10 기존 제어기의 overshoot와 control input
Fig. 10 Overshoot and control input of general PID controller

4.2 실험 시스템 2

실험 시스템 2에 주어진 시스템의 특성 방정식이 차수가 6차이고 지연(delay)이 -0.5로 가정하여 실험한다. 그리고 이 시스템의 제어 사양은 첨두치(overshoot)를 22%이하, setting time까지의 (sum of square error + square control input)를 최소화하는 것을 목적으로 실험한다. 신경망 PID제어기에서 추정된 PID 이득값과 첨두치, sum of square error + square control input을 기존 PID 이득값을 비교한 실험 결과가 표 7과 같고, 그림 11, 12은 각 제어기의 첨두치와 제어 입력의 파형이다.

표 7 신경망 PID 제어기와 기존 PID제어기의 비교
Table 7 Comparison of neural networks PID controller and general PID controller

제어기 이득, 첨두치, 목적함수	신경망	지글러-니콜스법에 의한 PID 이득
PID 이득	$K_p=8.13$ $K_d=1.34$ $K_i=178483$	$K_p=10.45$ $K_d=2.45$ $K_i=239875$
첨두치(overshoot)	0.1803	8.4701
오차제곱면적(IE)과 제어입력의 제곱(IE)	0.1573	0.4813

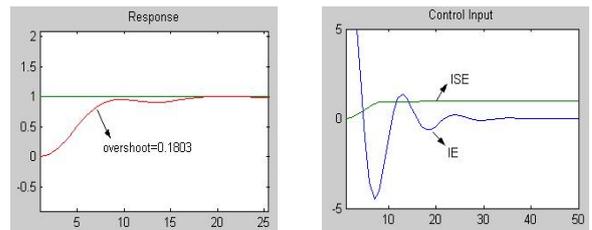


그림 11 신경회로망 PID제어기의 overshoot와 control input
Fig. 11 overshoot and control input of neural networks PID controller

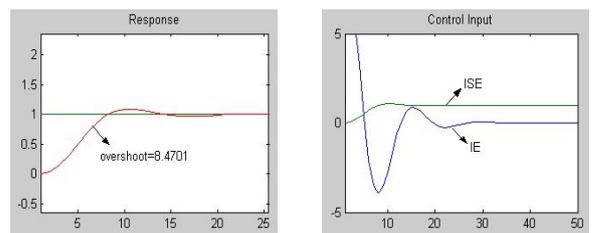


그림 12 기존 제어기의 overshoot와 control input
Fig. 12 Overshoot and control input of general PID controller

4.3 로봇 시스템 적용

로봇 시스템에 적용한 시스템 구조는 그림 13과 같다. SW3이 평면 좌표계의 기준 (0,0)이 된다. 고정점은 3개로 SW0, LF0, SW3의 중심에 있는 점이다. SW각은 앞뒤 회전 움직임을 제어하고 LF각은 아래-위로 로봇 팔을 움직인다. 로봇이 팔은 SW7로 물건을 집어 원하는 곳으로 이동하며 그 움직임을 통해 작업이 수행되어 공정이 진행된다[11].

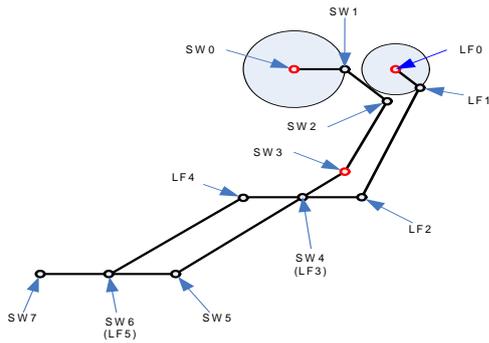


그림 13 스윙 모터와 리프트 모터를 가진 로봇
Fig. 13 Swing motor and linear motor robot

모터의 회전에 따라 SW와 LF의 위치가 변하여 로봇의 제어 위치인 SW7(LF5)가 정해진다. 로봇의 위치(x,y)는 기준 축 (0,0)에서 x,y값까지 움직일 수 있는데, x의 값은 -107cm-212cm, y는 0 - -200cm까지 움직일 수 있다. 표8은 SW와 LF의 길이를 나타낸다.

표 8 로봇의 각 SW 및 LF 길이
Table 8 SW and LF length of robot

구간	0-1	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7
SW길이(mm)	195	265	265	1000	950	250	800
LF길이(mm)	150	1100	180	250	950	-	-

표 8의 값에 따라 로봇 팔의 위치는 부채꼴로 움직이고 SW7의 위치는 다른 축 길이에 위치에 따라 결정되므로 불가피하게 원하는 위치에 도달할 수 없는 경우도 있다. SW3 좌표는 (0,0)이고 SW0 좌표는 (-270,165) LF0은 (-190,220)로 초기에 정해져있고 고정된 점이다. 사례연구로 SW각을 1에서 360변화하면서 LF각을 0로 고정시켜 나온 로봇의 SW7 위치를 추정한다. 그림 14로부터 알수 있듯이 로봇의 팔의 움직임을 잘 추정하였고 사용한 PID 이득은 $K_p=7.42$ $K_d=3.24$ $K_i=7642$ 이었다.

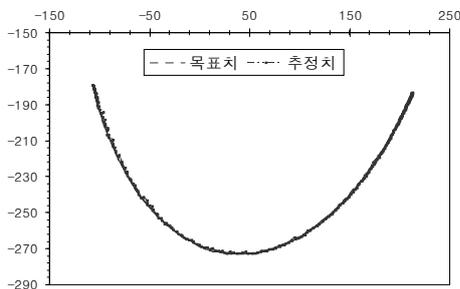


그림 14 로봇 위치의 추정
Fig. 14 Robot position estimation

5. 결론

신경망 PID제어기와 기존 PID제어기의 비교에서 볼 수

있듯이 두 제어기 모두 제어 사양에 부합하는 이득값을 찾았으나, 신경망 PID제어기가 기존의 제어기보다 시스템의 제어 사양에 최적으로 부합되는 이득값이 추정됐음을 확인했다. 신경망 PID알고리즘은 신경망의 학습오차를 보완해주는 역할을 하고, 신경망 PID제어기는 PID제어기의 성능을 학습에 의하여 꾸준히 향상시키는 역할을 한다. 이런 신경망 PID제어기에서 추정된 최적의 이득값을 사례연구를 통해 실험한 결과, 기존 PID 제어기보다 시스템의 제어 사양에 부합되는 최적의 이득값이 추정됨을 확인했다. 이것은 PID제어기를 사용하는 실제 산업 현장에서 시스템을 제어할 때 제어 사양에 부합하는 최적의 이득값 추정은 전체 시스템의 성능을 향상뿐만 아니라 시스템의 안전성에서도 향상이 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] Takagi, S.-I., Oki, T., Yamamoto, T., Kaneda, M., "A Skill-Based PID Controller Using Artificial Neural Networks", IEEE International Conference on Volume 5, pp. 4454-4459, 1997.
- [2] 손준혁, 박성욱, 서보혁, 이상철 "신경망을 이용한 직류 스텝모터의 속도제어", 대한전기학회 논문지, Vol. 53D, No. 4, pp. 212-220, 2004.
- [3] 김동희, 이시일, 김성식, 유동완, 서보혁, "신경망을 이용한 입력 제한 플랜트의 제어", 대한전기학회 하계학술대회, pp. 2693-2695, 2000.
- [4] Jeong-Woo Lee, "Inversion Control of Nonlinear Systems with Neural Network Modelling", IEE Proceeding D(Control System and Application) 9 vol, pp 481-488, 1997.
- [5] Omatu, S., Iwasa, T., Yoshioka, M., "Skill-Based PID Control by Using Neural Networks", IEEE International Conference on Volume 2, pp. 1972-1977, 1998.
- [6] Jacek M. Jurada, "Introduction to Artificial Neural Systems", PWS, pp. 163-206, 1992.
- [7] 이진하, 박성욱, 서보혁, "분류패턴과 신경망을 이용한 시스템의 고장진단", 대한전기학회 논문지, Vol. 49D, No. 12, pp. 643-650, 2000.
- [8] Jacek M. Jurada, "Introduction to Artificial Neural Systems", PWS, pp 163-206, 1992.
- [9] Kumpati S. Narendra, Kannan Parthasarathy, "Identification and Control of Dynamical systems Using Neural Networks", IEEE trans. on Neural Networks, Vol. 1, No. 1, pp 4-27, 1990.
- [10] Simon Haykin, "Network: A Comprehensive Foundation", Prentice-Hall International, 1990.
- [11] 박성욱, 정광욱, 서보혁, "2개의 모터축에 연결된 로봇의 팔 위치 제어", 대한전기학회 하계학술대회, pp. 2403-2405, 2004.

저 자 소 개



박성욱 (朴省昱)

1964년 11월 16일생. 1987년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1989년 경북대 대학원 졸업(석사). 1996년 경북대 대학원 졸업(박사). 1992년~현재 구미1대학 컴퓨터응용전기전공 부교수.

Tel : 054-440-1203

Fax : 054-440-1209

E-mail : swpark@kumi.ac.kr



손준혁 (孫峻赫)

1978년 3월 29일생. 2001년 9월~2003년 8월 경북대학교 공과대학 전자전기공학부 정보기술인력양성사업단 참여. 2003년~현재 경북대학교 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : 053-940-8604(8804)

Fax : 053-950-5505

E-mail : d7101194@palgong.knu.ac.kr



서보혁 (徐輔赫)

1952년 3월 11일생. 1987년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 경북대학교 공대 전자전기공학부 교수.

Tel : 053-940-5504

Fax : 053-950-5505

E-mail : bhsuh@knu.ac.kr