

DC 전동기를 위한 PID 학습제어기

A PID Learning Controller for DC Motors

백 승 민, 국 태 용

(Seung-Min Baek and Tae-Yong Kuc)

Abstract : With only the classical PID controller applied to control of a DC motor, good (target) performance characteristic of the controller can be obtained if all the model parameters of DC motor and operating conditions such as external load torque, disturbance, etc. are known exactly. However, in case when some of system parameters or operating conditions are uncertain or unknown, the fixed PID controller does not guarantee good performance, which is assumed with precisely known system parameters and operating conditions. In view of this and the robustness enhancement of DC motor control system, we propose a PID learning controller which consists of a set of learning rules for PID gain tuning and learning of an auxiliary input. The proposed PID learning controller is shown to drive the state of uncertain DC motor system with unknown system parameters and external load torque to the desired one world wide asymptotically. Computer simulation and experimental results are given to demonstrate the effectiveness of the proposed PID learning controller, thereby showing its superiority to the conventional fixed PID controller.

Keywords : learning control, PID tuning, DC motor

I. 서론

자동제어 이론의 역사와 견줄만큼 오랜 기간 사용되어온 PID제어기는 현재에도 자동생산 공정이나 단위제어시스템에 가장 많이 쓰이는 제어기의 하나이다. PID 제어기는 각 파라미터가 잘 알려진 플랜트에 대해서는 원하는 응답을 얻도록 정확한 설계가 가능하고 안정적으로 동작하지만 실제 플랜트의 모델과 정확한 파라미터 값들을 찾기는 쉽지 않다. 따라서 1942년 J. G. Ziegler와 N. B. Nichols[1][2]가 PID 튜닝을 시작한 이래로 이에 대한 많은 연구가 진행되어 왔다. Ziegler-Nichols 방법과 같은 개루프 튜닝 방법은 반복적인 실험을 통하여 PID 이득을 구해야 하는데 실제의 플랜트에서 반복 실험을 통해 정확한 값을 산출하기는 지극히 힘들다. 따라서 80년대부터 relay feedback 등 폐루프 방식에 기초한 모델링과 PID 튜닝기법들이 본격적으로 연구되고 발표되었는데 이들은 크게 대상시스템의 천이응답특성을 이용하는 튜닝기법[3], 변형된 Ziegler-Nichols 방법에 의한 튜닝기법[4][5], 정상상태 또는 주파수응답특성에 의존하는 모델링과 튜닝기법[6][7], 모델파라미터추정에 의한 모델링과 튜닝기법[8], 자기동조나 자기적응제어방식에 의한 튜닝기법[3][9][10] 등으로 나눌 수 있다. 또한 더욱 최근에는 인공지능, 신경망, 퍼지, 진화알고리즘 등 소위 soft computing 기법을 도입하려는 연구들이 진행되어 왔다[11][12][13][14]. 이는 기존의 연구결과였던 자동튜닝(Auto-tuning) 기능을 지닌 PID 제어기에 적응능력 및 학습능력을 부여하여 대상 시스템 모델이나 파라미터의 불확실성 및 부하등 외란의 변화에도 적절히 대처하고 PID 제어기의 강인성을 증대시키려는 지능제어기법의 응용연구라 할 수 있다[15].

본 논문에서도 파라미터 및 외란을 알 수 없는 환경 하에서 동작하는 DC 모터의 제어기로 PID 튜닝 제어기와 학습제어기의 혼합형태를 갖는 제어기를 제안한다. 이 제어기는 자기적응 PID 이득의 튜닝과 외란 및 모터시스템의 역

동역학모델의 학습을 위한 간단한 학습규칙들로 이루어져 있으므로 위의 soft computing 기법 또는 단순메모리참조방식, 연관사상메모리 등을 이용하여 손쉽게 구현할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 제 2장에서 DC 모터의 학습제어기 설계가 용이하도록 시스템 모델을 재구성하고 두 종류의 입력과 학습규칙을 가진 학습제어기를 제안한다. 제 3장에서는 제안된 자기적응 PID 학습제어기의 안정성 및 수렴성, PID 파라미터의 적응특성 등에 대하여 기술한다. 또한 제 4장에서 모의실험 및 실험을 통하여 미지의 부하와 파라미터변동 등 여러 조건에서 제안한 제어기의 수렴성, 강인성 등의 동작특성을 기존의 PID 제어기와 비교, 분석한다. 끝으로 결론부에서는 본 논문의 연구결과에 이어서 추후 연구방향을 기술한다.

II. DC 모터 모델과 PID 학습제어기

다음과 같이 기술되는 PM DC 모터의 모델을 고려하자.

$$L \dot{i}_a + R i_a + K_b \theta = v_a$$

$$J \ddot{\theta} + B \dot{\theta} + K_c \theta + T_l = K_a i_a = T_a \tag{1}$$

여기서 입출력변수와 상태변수, 전기적·기계적 파라미터는 다음과 같이 정의된다.

- | | |
|--------------------|--------------------|
| v_a : 입력전압 | i_a : 전기자전류 |
| θ : 회전각 | T_a : 출력토크 |
| T_l : 미지의 부하토크 | L : 미지의 전기자 인덕턴스 |
| R : 미지의 전기자저항 | K_a : 미지의 토크상수 |
| K_b : 미지의 역기전력상수 | K_c : 미지의 탄성계수 |
| J : 미지의 모터관성 | B : 미지의 마찰계수 |

이러한 DC 모터에 대하여, 본 논문에서 해결하고자 하는 문제는 미지의 파라미터와 외란토크를 갖는 DC 모터 시스템이 목표위치계적 θ_d 를 추종하는 강인한 PID 학습 제어기를 구성하는 것이다. 이를 위하여 우선, 잊식에서 전기적인 시상수가 기계적인 시상수보다 충분히 작다고 가정 ($L \approx 0$)¹⁾하고 (1)을 다시 쓰면 다음과 같다.

접수일자 : 1997. 2. 22., 수정완료 : 1997. 9. 30.

백승민, 국태용 : 성균관대학교 전자공학과

※ 본 논문은 성균관대학교의 1996년도 성균학술연구비에 의하여 연구되었습니다.

주1) 가정을 만족하지 않는 경우 또는 전류제한 등을 이용하여 위 가정을 충족시킬 수 없는 경우의 적용결과는 정리 2를 참조.

$$\ddot{\theta} + \frac{1}{J}(B + \frac{K_a K_b}{R})\dot{\theta} + \frac{K_c}{J}\theta + \frac{1}{J}T_I = \frac{K_a}{JR}v_a \quad (2)$$

이제 $a = \frac{1}{J}(B + \frac{K_a K_b}{R})$, $b = \frac{K_c}{J}$, $f = \frac{1}{J}T_I$,
 $d = \frac{K_a}{JR}$ 으로 치환하고 (2)을 정리하면 다음 식을 얻는다.

$$\ddot{\theta} + a\dot{\theta} + b\theta + f = dv_a \quad (3)$$

학습제어입력과 PID 제어기로 구성되는 전압 v_a 를 다음과 같이 정의하자.

$$v_a = v_{fb} + v_l \quad (4)$$

여기서 $e = \theta_d - \theta$, $v_{fb} = K_P e + K_I \int e + K_D \dot{e}$ 이고 v_l 은 아래에서 정의될 학습입력이다.

입력(4)을 사용하여 (3)을 다시 정리하면 다음의 식을 얻는다.

$$\ddot{e} + (dK_D + a)\dot{e} + (dK_P + b)e + dK_I \int e = V_d - dv_l \quad (5)$$

여기서 V_d 는 다음과 같이 정의된다.

$$V_d = \ddot{\theta}_d + a\dot{\theta}_d + b\theta_d + f$$

위의 (5)에서 $a_0 = dK_D + a$, $b_0 = dK_P + b$, $c_0 = dK_I$ 를 정의하고 치환하면 (6)을 얻는다.

$$\ddot{e} + a_0\dot{e} + b_0e + c_0 \int e = V_d - dv_l \quad (6)$$

이제 오차시스템 (6)의 제차방정식이 안정한 목표응답특성을 갖도록 하는 계수 $\{a_0^*, b_0^*, c_0^*\}$ 및 PID 이득 $\{K_P^*, K_I^*, K_D^*\}$ 가 다음을 만족한다고 가정하자²⁾. $\{a_0^* = dK_D^* + a$, $b_0^* = dK_P^* + b$, $c_0^* = dK_I^*\}$. 그러면 (6)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\ddot{e} + a_0^*\dot{e} + b_0^*e + c_0^* \int e = (a_0^* - a_0)\dot{e} + (b_0^* - b_0)e + (c_0^* - c_0) \int e + V_d - dv_l \quad (7)$$

이를 다시 정리하면 아래와 같다.

$$\ddot{e} + a_0^*\dot{e} + b_0^*e + c_0^* \int e = d\tilde{K}_D\dot{e} + d\tilde{K}_P e + d\tilde{K}_I \int e + d\tilde{v}_l \quad (8)$$

여기서 $\tilde{K}_D = K_D^* - K_D$, $\tilde{K}_P = K_P^* - K_P$, $\tilde{K}_I = K_I^* - K_I$, $\tilde{v}_l = v_d - v_l$ 이고 $v_d = \frac{1}{d}V_d$ ³⁾이다.

이제 PID 학습제어기의 구현과 안정성 검증을 용이하게 하기 위하여 (8)을 상태공간표현으로 나타내면 다음과 같다.

$$\dot{x} = Ax + dBx^T\tilde{K} + dB\tilde{v}_l \quad (9)$$

$$y = Cx$$

여기서 $x = \begin{bmatrix} \int e \\ e \\ \dot{e} \end{bmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -c_0^* & -b_0^* & -a_0^* \end{bmatrix}$,

$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $C = [h_0 \ h_1 \ h_2]$, $\tilde{K} = \begin{bmatrix} \tilde{K}_I \\ \tilde{K}_P \\ \tilde{K}_D \end{bmatrix}$ 이다. 행렬 A

가 Hurwitz이므로 출력벡터 C 는 시스템 $\{A, B, C\}$ 가

주2) 새로 정의된 시스템 파라미터 $\{a, b, d\}$ 가 미지지만 d 가 양수이므로 주어진 $\{a_0^*, b_0^*, c_0^*\}$ 와 $\{a, b, d\}$ 에 대하여 이 정합조건을 만족하는 $\{K_P^*, K_I^*, K_D^*\}$ 는 항상 유일하게 존재한다.

주3) v_d 는 주어진 목표궤적의 구현과 외란을 보상하기 위한 미지의 역동역학 입력으로 학습입력 v_l 의 학습목표가 된다.

SPR(strictly positive real)조건을 만족하도록 정의한다. 즉, 시스템 $\{A, B, C\}$ 는 다음 식을 만족한다[16].

$$A^T P + PA = -Q$$

$$C = B^T P$$

여기서 P, Q 는 양의 대칭행렬이다.

이제 PID 이득과 보조제어입력 v_l 의 학습규칙을 다음과 같이 정의한다.

$$K(t) = pr[K(t-T)] + \Lambda_1 xy(t) \quad (10)$$

$$v_l(t) = pr[v_l(t-T)] + \Lambda_2 y(t)$$

여기서 $pr[\cdot]$ 은 projection 이고 학습이득 Λ_1, Λ_2 는 각각 대각원소를 지닌 양의 한정 행렬과 상수이다.

위에 제안한 제어기의 구조를 그림1에서 블록선도로 나타내었다.

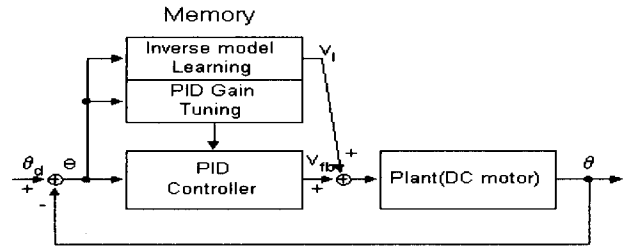


그림 1. PID 학습제어기의 블록선도.
 Fig. 1. Block diagram of PID learning controller.

그림1에서 알 수 있듯이 제안된 학습제어기는 목적궤적 추종과 외란보상을 포함한 모터 동역학을 구현하는데 필요한 피드포워드 역동역학입력 v_d 를 학습하기 위한 학습규칙과 목표응답특성 $\{a_0^*, b_0^*, c_0^*\}$ 를 달성하는 PID이득 $\{K_P^*, K_I^*, K_D^*\}$ 를 학습하기 위한 PID 튜닝규칙으로 구성되어 있다. 그림의 제어기 구성에서 목표궤적과 미지의 외란이 없는 경우, 즉, $\theta_d = 0$, $f = 0$ ($T_I = 0$)에는 $v_d = 0$ 이므로 PID 튜닝규칙만을 도입하고 학습입력 v_l 은 제어입력에서 소거될 수 있다. 그러나 만약 $\theta_d \neq 0$ 이거나 $T_I \neq 0$ 이면 목표궤적추종 또는 외란보상을 위하여 학습입력 v_l 이 필요함을 알 수 있다. 또한 위의 PID 학습제어규칙들은 계산이 매우 간단하여 비교적 값싼 프로세서로 구현이 가능하고 학습결과와 일반화 등을 위하여 lookup table등 단순한 메모리 대신 여러 가지 soft computing 기법에 주어진 학습규칙을 손쉽게 적용할 수 있으리라 예상된다.

다음장에서 제안된 PID 학습제어기의 안정성, 수렴성 등 동적특성과 PID이득 및 학습입력의 수렴조건 등에 대하여 기술하기로 한다.

III. PID 학습제어기의 안정성

제안한 PID 학습제어기의 안정성 및 오차신호의 수렴성을 증명하기 위하여 우선 (9)의 오차시스템의 Lyapunov 함수를 다음과 같이 정의한다.

$$V(t) = x^T P x + \int_{t-T}^t d[\tilde{K}^T(\tau)\Lambda_1^{-1}\tilde{K}(\tau) + \tilde{v}_l^T(\tau)\Lambda_2^{-1}\tilde{v}_l(\tau)]d\tau \quad (11)$$

여기서 T 는 학습신호갱신주기이다. (11)을 (9)에 대하여 미분하면 SPR조건으로부터 다음을 얻는다.

$$\dot{V} = -x^T Q x + d[2y^T(x^T\tilde{K}(t) + \tilde{v}_l) + \tilde{K}^T(t)\Lambda_1\tilde{K}(t) + \tilde{v}_l^T(t)\Lambda_2\tilde{v}_l(t) - \tilde{K}^T(t-T)\Lambda_1\tilde{K}(t-T) - \tilde{v}_l^T(t-T)\Lambda_2\tilde{v}_l(t-T)] \quad (12)$$

충분히 빠른 학습신호갱신주기 T 에 의하여 $v_d(t) - v_d(t-T) = 0$ 으로 가정하고⁴⁾, (12)에 (10)의 학습제어규칙을 적용하여 풀어보면 그 결과는 다음과 같다.

$$\dot{V} = -x^T Qx - d [y^T(t) A_2 y(t) + [xy(t)]^T A_1 [xy(t)]] \quad (13)$$

(13)은 A_1 이 대각원소를 지닌 양의 한정 행렬이고 A_2 가 양수이므로 0보다 작거나 같게 된다. 따라서 모든 학습신호 및 오차신호 x , \dot{x} 가 유계이고 $x \in L_2$ 이다. 즉, Babalat's lemma[16]에 의하여 오차벡터 x 는 점근적으로 수렴한다. 다음의 정리는 위의 결과를 요약한 것이다.

정리 1 : 학습제어칙 (10)을 적용한 미지의 오차시스템 (9)의 신호들은 다음과 같이 유한하다. 또한 궤적오차 x 는 광역적으로 수렴한다.

- i) $\bar{K}_I, \bar{K}_P, \bar{K}_D, \bar{v}_i \in L_2 \cap L_\infty$
- ii) $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$

정리1은 각 학습신호들이 유계이고 PID 오차 x 가 광역적이고 점근적으로 수렴함을 나타낸다. 궤적오차신호가 수렴하므로 학습규칙 (10)에서 PID이득과 학습입력 v_i 도 일정한 상수로 수렴하게 된다. 그러나 이들 학습규칙이 PID이득의 목표값 $\{K_P^*, K_I^*, K_D^*\}$ 와 학습제어입력의 목표값 v_d 로 각각 수렴하기 위해서는 적응제어 이론에서와 같이 시스템 궤적이 다음과 같이 정의되는 이산시간 PE(persistence of excitation)조건을 만족해야 한다.

정의(PE) : 신호 x 가 이산시간 PE일 필요충분조건은 다음과 같다. $t \geq t_1$ 을 만족하는 모든시간 t 에 대하여 다음식을 만족하는 양수 α_1, α_2 와 정수 N 이 존재한다.

$$\alpha_1 I \leq \sum_{k=1}^N x(t+kt)x^T(t+kt) \leq \alpha_2 I$$

여기서 I 는 단위행렬이다.

추가정리 1 : x 가 PE조건을 만족하면 PID 파라미터들은 다음과 같이 수렴한다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \bar{K}(t) = 0$$

또한 학습신호 v_i 의 수렴조건은 다음과 같다.

추가정리 2 : 목표입력 v_d 가 다음조건을 만족할 경우 $\bar{v}_d \in L_\infty$ ⁵⁾ 학습제어입력은 수렴한다. 즉, $\lim_{t \rightarrow \infty} \bar{v}_i = 0$.

위 추가정리1은 [17][18]의 방법과 유사한 방법으로 증명할 수 있다. 또한 추가정리2의 증명은 주어진 조건을 이용하여 먼저 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{x} = 0$ 임을 보임으로써 오차시스템에서 $\lim_{t \rightarrow \infty} \bar{v}_i = 0$ 을 얻을 수 있다.

정리1의 결과는 전기적 시상수가 기계적 시상수보다 충분히 빠른 경우의 PID 학습제어시스템의 안정성을 보여주는데 만약 전기적 시상수를 무시하기 어려운 경우는 정리1의 결과, 즉, 광역적 수렴성을 보장할 수 없다. 이러한 경우의 응답특성을 알아보기 위하여 저차화되지 않은 본 시스템 (1)에 대한 오차방정식의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

주4) v_d 의 정의에서 알 수 있듯이 목표궤적과 외란이 일정한 경우(즉, θ_d 와 T_i 이 상수인 경우)와 모터의 운동이 반복주기 운동이고 신호갱신주기를 동기시킬 경우(즉, $\theta_d(t) = \theta_d(t-T)$, $T_i(t) = T_i(t-T)$)에는 $v_d(t) = v_d(t-T)$ 를 만족하므로 주어진 가정이 불필요하다.

주5) 주어진 조건은 $\theta_d^{(3)}$ 과 \dot{T}_i 이 유한함을 의미한다.

$$[(sL+R)(Js^2+Bs+K_c) + (K_D+K_b)s + K_P + \frac{1}{s}K_I]\bar{\theta}(s) = (sL+R)\bar{v}(s) \quad (14)$$

여기서 $\bar{\theta}(s) = \theta_d(s) - \theta(s)$, $\bar{v}(s) = v_d - \bar{v}(s)$, $v_d(s) = [(Js^2+Bs+K_c)\theta_d(s) + T_i(s)] + \frac{s}{sL+R}\theta_d(s)$, $\bar{v}(s) = \frac{1}{sL+R}v_i(s)$ 이고 $\theta_d(s)$ 는 목표응답출력의 전달함수이다. 위의 오차시스템은 저차화된 시스템 (9)와는 달리 PID 제어기의 자유도만으로는 임의의 목표응답특성을 위한 특성방정식의 계수를 지정할 수 없고, 다만 유한입출력안정성만을 보장할 수 있음을 보여준다. 즉, 유한한 크기의 양수인 PID 이득에 대하여 학습규칙에 의하여 v_i 의 크기가 유한하고 \bar{v}_i 가 유한하면 유한한 모든 시간동안 $\bar{\theta}$ 도 유한하다고 할 수 있다.

다음의 정리는 이를 요약한 것이다.

정리 2 : 유한한 명령궤적 $\{\theta_d, \dot{\theta}_d, \ddot{\theta}_d\}$ 와 유한한 외란 T_i 에 대하여 유한한 양수의 PID 이득과 유한한 크기의 학습입력을 가지는 임의의 학습규칙에 의해 유한한 모든 시간동안 오차시스템 (14)는 유한입출력안정성을 가진다.

정리2는 학습규칙 (10)에서 투영연산자 $(pr[\cdot])$ 가 양의 유한한 PID 이득과 유한한 크기의 학습입력을 보장하도록 설계되어야함을 의미한다.

IV. 모의실험 및 실험

이 장에서는 제안한 학습제어기의 성능을 일반적인 PID 제어기와 비교, 분석하기 위하여 모의실험 및 실험을 행한다.

표 1. 모의실험에 사용된 DC 모터의 파라미터.

Table 1. Parameters of DC motor which is used in simulation.

전기자 인덕턴스	$L = 1.3 \times 10^{-2}$ H
모터관성	$J = 4.9 \times 10^{-3}$ Kg · m ²
토크상수	$K_a = 4.77 \times 10^{-1}$ N · m/A
탄성계수	$K_c = 0$ N · m/rad
전기자 저항	$R = 1.2 \times 10^2$ Ω
마찰계수	$B = 3.35 \times 10^{-1}$ N/m/sec
역기전력상수	$K_b = 4.77 \times 10^{-1}$ V/rad/sec

먼저 모의 실험에 사용한 플랜트인 DC 모터의 각 파라미터는 표1과 같다. 또한 모터의 입력전압의 제한조건은 $|v_a| \leq 80$ 으로 가정한다.

일반적인 PID 제어기의 설계에서 PID 이득값은 표1의 DC 모터 모델 파라미터를 안다고 가정하고 특성방정식이 $(s+1)^2(s+100)=0$ 을 만족하도록 $K_I = 12.3270$, $K_P = 24.7774$, $K_D = 3.6689$ 로 정했다.

(10)의 형태를 가지는 PID 학습제어기에서 PID 이득들의 제한조건을 $0 \leq K_I \leq 15$, $1 \leq K_P \leq 100$, $0 \leq K_D \leq 10$ 로 두고 PID 이득들의 초기값을 모두 '0'로 하였으며, 학습이득은

$$A_1 = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad A_2 = 10 \text{이다. 출력벡터 } C \text{의 세항}$$

h_0, h_1, h_2 는 SPR조건에서 $h_0 = 5.0 \times 10^{-3}$, $h_1 = 7.5 \times 10^{-3}$, $h_2 = 4.975 \times 10^{-3}$ 과 같이 구해진다.

모의실험은 DC 모터에 부하가 없을 때와 변동하는 부하가 있을 때, 요구된 궤적이 계단형태일 때와 정현파 형태의 입력일 때로 나누어서 기존의 PID 제어기와 PID 학습제어기를 비교해 보았다. 변동하는 부하의 모델은 오프셋과 변화성분이 있는 $1.0 + \sin(2\pi t)$ 로 하였다. 아래의 모의실험 결과는 모든 경우에서 기존의 PID제어기는 모터 파라미터를 아는 경우의 설계와 응답이고 PID 학습제어기는 미지의 모터 파라미터와 부하토크라는 조건하의 응답이다.

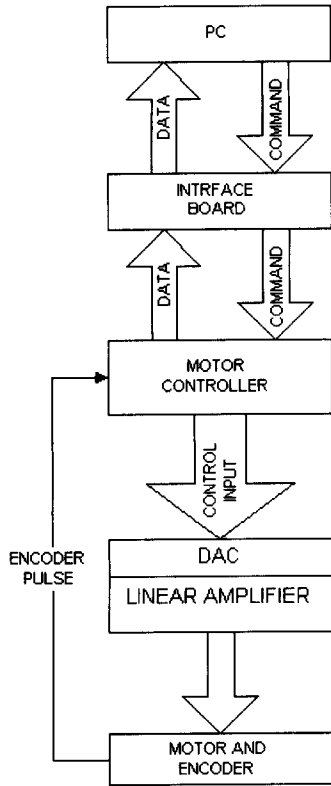


그림 2. 실험장치의 블록선도.
Fig. 2. Block diagram of experimental device.

또한 제안된 PID 학습제어기의 실현가능성을 입증하기 위한 실험을 여러 조건에서 수행하였는데 실험장치의 전체 구성도는 그림2와 같다. 그림2에서 실험장치는 크게 주컴퓨터, 인터페이스 보드, 모터 제어기, 모터 구동기의 네부분으로 나뉘는데 먼저 주컴퓨터는 인터페이스 보드로부터 모터 제어기가 넘겨준 인코더 펄스 입력을 받아 Feedback 입력으로 사용하여 학습제어입력을 구한 후 출력한다.

인터페이스 보드는 FIFO 메모리를 통하여 주컴퓨터와 모터 제어기 사이의 입출력신호의 흐름을 조절하는 통로역할을 한다.

모터 제어기로는 인텔사의 80C196KC를 사용하였는데 모터 제어기는 주컴퓨터가 연산한 제어입력값을 인터페이스 보드로부터 읽어와서 모터 구동기에 출력하고, 인코더 입력을 Up-down counting하여 인터페이스 보드로 출력한다.

모터 구동기로는 안정적인 출력특성을 가진 선형증폭기를 사용하였으며, 선형증폭기는 입력된 모터 제어기의 8bit 출력을 8bit Latch와 DAC, OP-AMP를 거쳐 -12V에서 +12V의 사이의 신호로 바꾸어 모터를 구동한다. 또한 모터 구동기는 하드웨어적인 PID로서 뱅뱅제어형태로 구성된 내부전류제어루프를 가지며 입력신호의 크기에 따라 모터의 토크를 조절한다.

실험에 사용된 모터는 40W급의 DC모터이고 모터전원으

로는 ±24V를 공급한다. 모터축에는 600Pulse/Revolution의 분해능을 가진 인코더가 연결되어 있으며 12.5 : 1의 감속기어를 거쳐 외부부하 구동축에 연결된다. 즉, 감속기어를 거친 축이 한바퀴를 회전할 때 12.5×600 Pulse가 인코더로부터 출력된다. 실제 실험에서는 기어 축에 관성부하로 지름이 11cm 이고 무게가 100g인 바퀴를 달았으며, 기준궤적은 이 바퀴가 회전하는 값을 radian으로 나타내었다.

입력전압 v_a 는 8bit DAC를 사용했기 때문에 -127에서 +127 사이로 스케일링(Scaling)하였고 샘플링 주기는 1ms로 하였으며 각 샘플링 주기마다 인코더의 입력 값을 radian값으로 스케일을 맞춘 후에, 제어기에서 계산하여 모터 구동 입력을 넘겨준다.

모의실험과는 달리 일반적인 PID 제어기의 실험에서 PID이득 값은 반복적인 실험을 통하여 $K_I = 10.0$, $K_P = 30.0$, $K_D = 2.5$ 로 정하였다.

(10)의 형태를 가지는 PID 학습규칙에서 PID 이득들의 제한조건을 $0 \leq K_I \leq 50$, $0 \leq K_P \leq 100$, $0 \leq K_D \leq 10$ 로 두고, PID 이득들의 초기값은 모두 '0'로 하였으며, 학습이득은

$$A_1 = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, A_2 = 10 \text{이다. 출력벡터 } C \text{의 세 항}$$

h_0, h_1, h_2 도 모의실험에서와 같이 $h_0 = 5.0 \times 10^{-3}$, $h_1 = 7.5 \times 10^{-3}$, $h_2 = 4.975 \times 10^{-3}$ 로 두었다.

실험도 모의실험과 유사하게 DC 모터에 외란이 없을 때와 변동하는 외란이 있을 때, 요구된 궤적이 계단형태일 때와 정현파 형태의 입력일 때로 나누어서 각각의 경우에 기존의 PID 제어기와 PID 학습제어기의 성능을 비교해 보았다. 요구궤적은 계단형태일 때 1 rad, 정현파 형태일 때 $\sin(\frac{\pi}{2} t)$ rad으로 주었고, 모터입력에 더해지는 외란으로 함수 $10 \sin(\pi t)$ 를 사용하였다. 정현파 외란의 구현은 모터 구동기의 전압입력에 외란이 첨가되는 모델을 가정하고 구현한 것이다.

위와 같은 조건에서 모의실험과 실험을 수행한 응답을 그림3-그림10과 그림11-그림18에 각각 나타내었다.

그림에 나타난 응답을 비교하면 모의실험과 실험결과 모두 부하가 없을 때는 기존 PID제어기와 PID 학습제어기가 큰 차이를 보이지는 않지만 PID 학습제어기의 응답이 정상 상태에 빠르게 수렴하는 것을 알 수 있다. 그리고 부하의 변동이 있을 때나 외란이 있을 때는 PID 학습제어기가 확실히 강인하고 우수한 성능을 보인다.

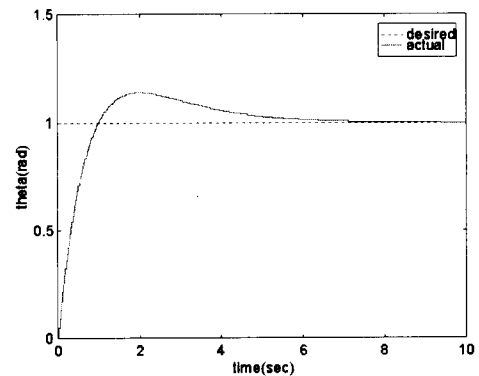


그림 3. 기존 PID 제어기에 요구궤적이 계단형태이고 부하가 없는 경우의 응답 (모의실험 결과).
Fig. 3. Response of the classical PID controller to a unit step input without load torque (simulation result).

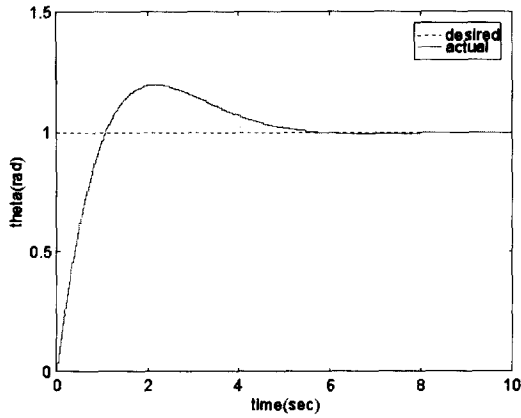


그림 4. PID 학습제어기에 요구궤적이 계단형태이고 부하가 없는 경우의 응답 (모의실험 결과).
 Fig. 4. Response of the PID learning controller to a unit step input without load torque (simulation result).

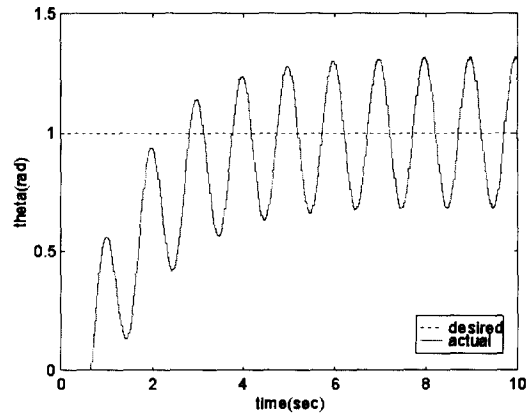


그림 7. 기존 PID 제어기에 요구궤적이 계단형태이고 정현파 부하토크가 있는 경우의 응답 (모의실험 결과).
 Fig. 7. Response of the classical PID controller to a unit step input with sinusoidal load torque variation (simulation result).

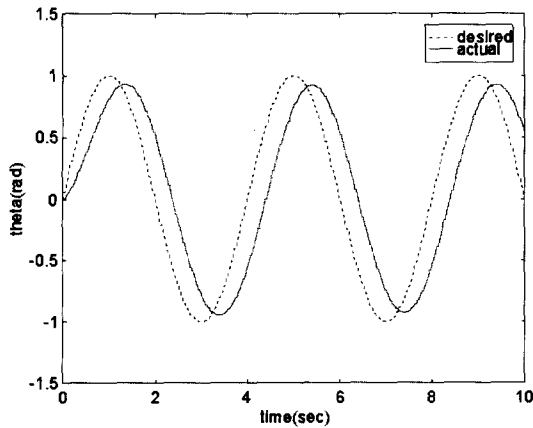


그림 5. 기존 PID 제어기에 요구궤적이 정현파이고 부하가 없는 경우의 응답 (모의실험 결과).
 Fig. 5. Response of the classical PID controller to a sinusoidal input without load torque (simulation result).

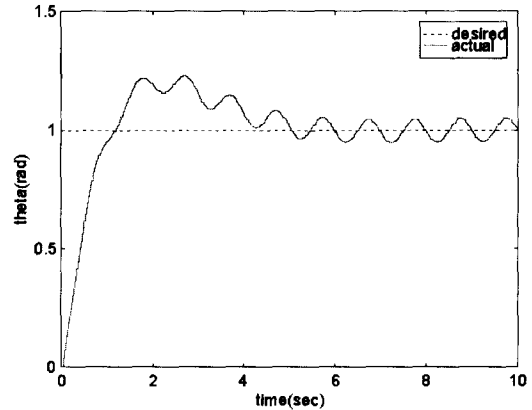


그림 8. PID 학습제어기에 요구궤적이 계단 형태이고 정현파 부하토크가 있는 경우의 응답 (모의실험 결과).
 Fig. 8. Response of the PID learning controller to a unit step input with sinusoidal load torque variation (simulation result).

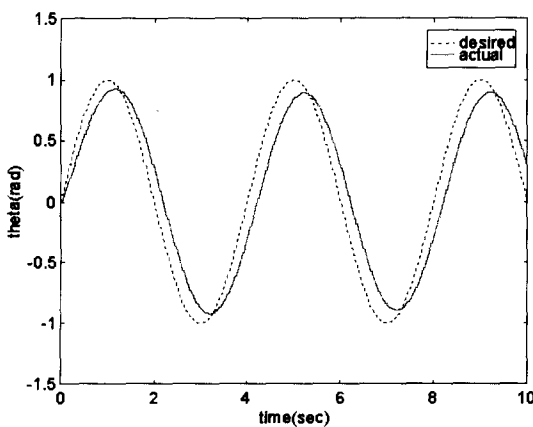


그림 6. PID 학습제어기에 요구궤적이 정현파이고 부하가 없는 경우의 응답 (모의실험 결과).
 Fig. 6. Response of the PID learning controller to a sinusoidal input without load torque (simulation result).

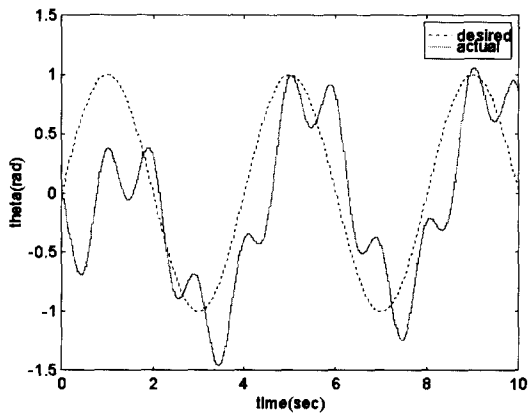


그림 9. 기존 PID 제어기에 요구궤적이 정현파이고 정현파 부하토크가 있는 경우의 응답 (모의실험 결과).
 Fig. 9. Response of the classical PID controller to a sinusoidal input with sinusoidal load torque variation (simulation result).

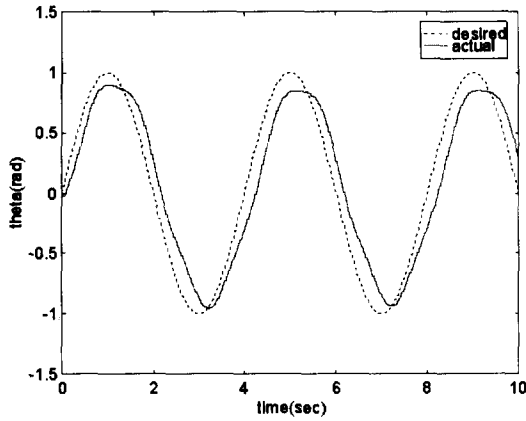


그림 10. PID 학습제어기에 요구궤적이 정현파이고 정현파 부하토크가 있는 경우의 응답 (모의실험 결과).
 Fig. 10. Response of the PID learning controller to a sinusoidal input with sinusoidal load torque variation (simulation result).

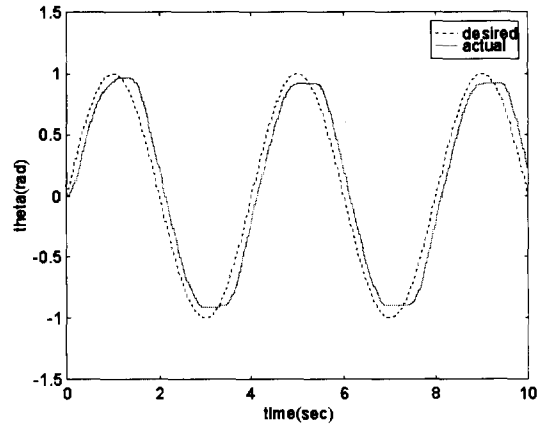


그림 13. 기존 PID 제어기에 요구궤적이 정현파이고 외란이 없는 경우의 응답 (실험 결과).
 Fig. 13. Response of the classical PID controller to a sinusoidal input without disturbance (experimental result).

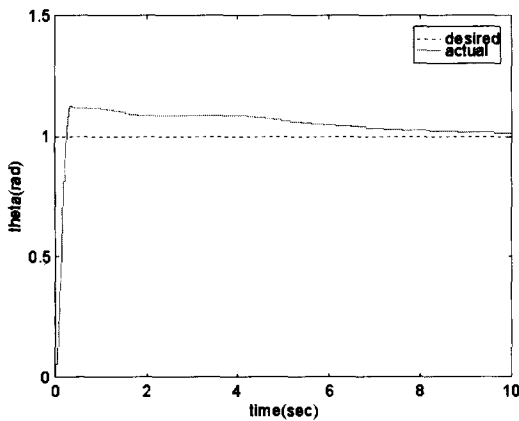


그림 11. 기존PID 제어기에 요구궤적이 계단형태이고 외란이 없는 경우의 응답 (실험 결과).
 Fig. 11. Response of the classical PID controller to a unit step input without disturbance (experimental result).

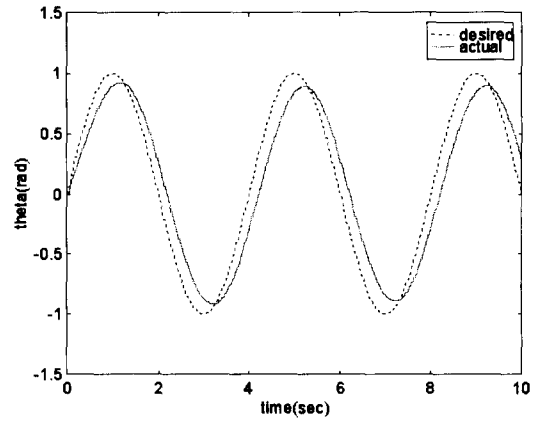


그림 14. PID 학습제어기에 요구궤적이 정현파이고 외란이 없는 경우의 응답 (실험 결과).
 Fig. 14. Response of the PID learning controller to a sinusoidal input without disturbance (experimental result).

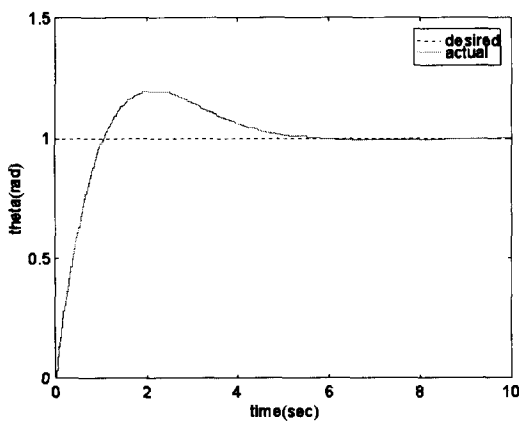


그림 12. PID 학습제어기에 요구궤적이 계단형태이고 외란이 없는 경우 (실험 결과).
 Fig. 12. Response of the PID learning controller to a unit step input without disturbance (experimental result).

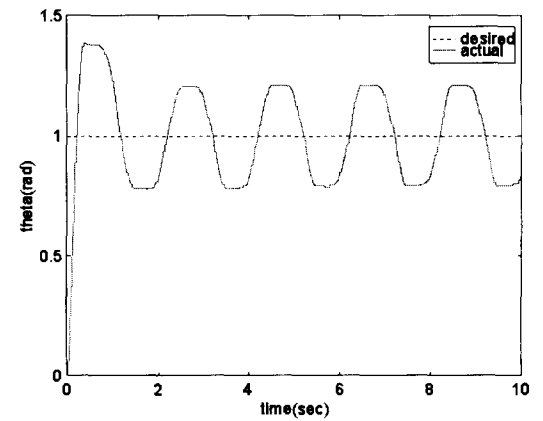


그림 15. 기존 PID 제어기에 요구궤적이 계단형태이고 정현파 외란이 있는 경우의 응답 (실험 결과).
 Fig. 15. Response of the classical PID controller to a unit step input with sinusoidal disturbance variation (experimental result).

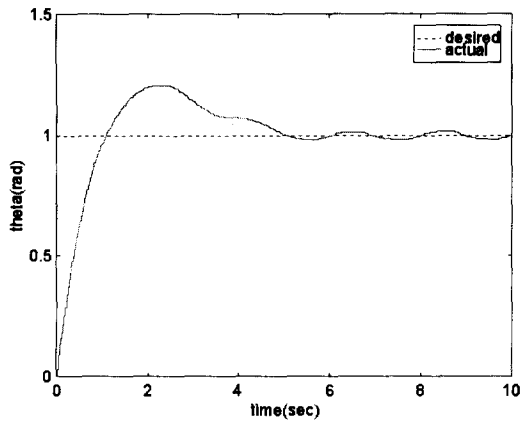


그림 16. PID 학습제어기에 요구케적이 계단형태이고 정현파 외란이 있는 경우의 응답 (실험 결과).
 Fig. 16. Response of the PID learning controller to a unit step input with sinusoidal disturbance variation (experimental result).

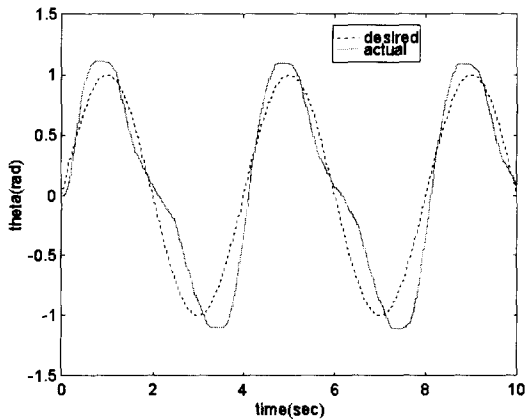


그림 17. 기존 PID제어기에 요구케적이 정현파이고 정현파 외란이 있는 경우의 응답 (실험 결과).
 Fig. 17. Response of the PID controller to a sinusoidal input with sinusoidal disturbance variation (experimental result).

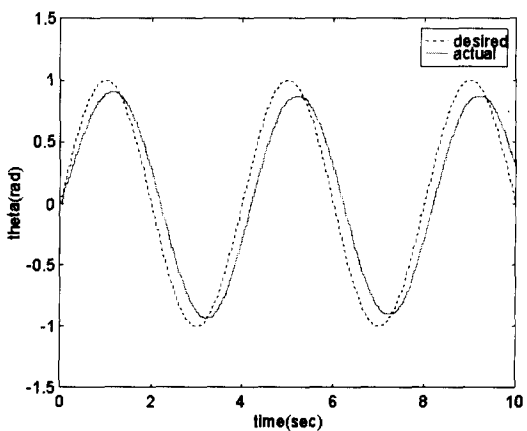


그림 18. PID 학습제어기에 요구케적이 정현파이고 정현파 외란이 있는 경우의 응답 (실험 결과).
 Fig. 18. Response of the PID learning controller to a sinusoidal input with sinusoidal disturbance variation (experimental result).

전술한 바와 같이 모의실험과 실험에서 일반적인 PID 제어기의 PID 이득값은 모델 파라미터값들을 모두 안다는 가정 하에서 또는 반복적인 실험을 통해서 적합한 값으로 설정한 것이다. 이에 비해 PID 학습제어기는 모의실험과 실험의 두 경우 모두 미지의 DC 모터에 대한 응답이었음에도, 더 우수한 위치추적성과 부하변동이나 외란에 대한 강인성을 갖는다는 것을 알 수 있다. 그러나, PID 학습제어기의 경우도 수렴속도등 시스템의 응답특성이 Λ_1 과 Λ_2 의 학습이득의 크기에 영향을 받는데, 예를 들면 PID 학습제어기의 설계에서 Λ_1 의 이득을 키울수록 PID 이득 변화에 대한 영향이 커지고, Λ_2 를 키울수록 부하변동에 대해 강인한 특성을 보인다. 또한 Λ_1 과 Λ_2 를 너무 크게 잡으면 입력변화가 너무 커서 과도상태에서 좋지 않은 특성을 보일 수도 있다.

V. 결론

본 논문에서는 보조학습제어입력과 이득값이 변하는 PID 제어입력을 동시에 사용하여 DC 모터를 제어하는 PID 학습제어기를 구성하였다. 또 SPR(Strictly Positive Real)조건과 Lyapunov 함수를 이용하여 제안한 제어기의 안정성을 증명하였고 모의실험과 실험을 통하여 효율성을 보였다. 제안한 PID 학습제어 알고리즘은 외부 부하의 변동과 파라미터의 불확실성, 변동에도 강인한 특성을 가지며 동작조건에 따라 달라지는 PID 이득이 학습에 의하여 자동 조절되므로 미지의 플랜트에서도 적용이 가능한 방법이다. 실제 많이 사용되는 일반적인 PID제어기는 시스템 파라미터를 정확히 알고, 인가되는 부하도 고정적인 경우에만 일정한 성능지수를 만족하는 제어기 설계가 가능한데 비해 변동하는 부하나 시스템 파라미터의 변화에 대해서는 원하는 성능을 얻기 힘들다. 이에 반해 PID학습제어기는 플랜트에 대한 정확한 정보 없이도 외란에 강인하고 우수한 위치추적성을 갖는다는 것을 본 논문의 실험결과를 통해 입증하고 있다.

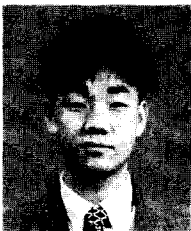
이 알고리즘의 또 다른 장점은 학습규칙이 단순하여 계산시간이 빠르다는 것이다. 아무리 좋은 알고리즘이라고 해도 계산시간이 오래 걸린다면 실제 구현하는데 있어서도 그만큼 빠른 프로세서를 사용해야 하므로 제품의 가격이 올라가거나 구현 자체가 불가능해질 수도 있다. 제안한 학습알고리즘은 일반적인 PID 제어기에 PID 제어 이득의 튜닝과 역동역학, 외란 등을 학습하고 보상하는 간단한 학습규칙만을 가지고 있어서 현재 제어에 사용되고 있는 소형 마이크로프로세서들에 탑재가 가능하다.

추후과제로 응답 및 수렴속도를 결정하는 학습이득의 최적설계와 정밀위치제어, 다양한 soft computing 기법을 이용한 제안된 학습규칙의 구현 등을 고려하고 있다.

참고문헌

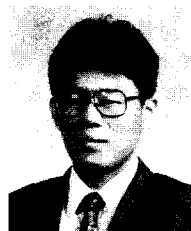
- [1] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum setting for automatic controllers," *Trans. ASME*, vol. 64, pp. 759-768, 1942.
- [2] G. E. Coon, "How to find controller setting from process characteristics," *Control Eng*, pp. 66-76, 1956.
- [3] T. W. Kraus and T. J. Myron, "Self-tuning PID controller uses pattern recognition approach," *Control Engineering*, pp. 106-111, June, 1984.
- [4] K. J. Astrom and T. Hagglund, "Automatic tuning of simple regulators for phase and amplitude margins specifications," *Proceedings of the IFAC*

- Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing*, 1983.
- [5] K. J. Astrom and T. Hagglund, "Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins," *Automatica*, vol. 20, pp. 645-651, 1984.
- [6] K. J. Astrom and T. Hagglund, "A frequency domain approach to analysis and design of simple feedback loops," *Proceedings of the 23rd IEEE Conference on Decision and Control*, 1984.
- [7] Q.-G. Wang, C.-C. Hang and B. Zou, "A frequency response approach to auto-tuning of multivariable PID controllers," *Proceedings of IFAC 13th Triennial World congress*, pp. 295-300, 1996.
- [8] H. S. Hoopes, W. M. Hawk Jr. and R. C. Lewis, "A self-tuning controller," *ISA Transactions*, vol. 22, pp. 49-58, 1983.
- [9] J. M. Martin-Sanches and G. A. Dumont, "Industrial comparison of auto-tuned PID regulator and an adaptive predictive control systems(APCS)," *Proceeding of the IFAC Workshop on Adaptive Control of Chemical Processes*, Pergamon Press, 1985.
- [10] P. Vega, C. Prada and V. Aleixandre, "Self-tuning predictive PID controller," *IEEE Proceeding-D*, vol. 138, no. 3, pp. 303-311, 1991.
- [11] K. L. Anderson, "A rule-based adaptive PID controller," *IEEE Control System Magazine*, pp. 564-569, 1988.
- [12] Z.-Y. Zhao, M. Tomizuka and S. Isaka, "Fuzzy gain scheduling of PID controllers," *IEEE Trans. Systems, Man, & Cybernetics*, vol. 23, no. 5, pp. 1392-1398, 1993.
- [13] K. J. Astrom, "Intelligent tuning and adaptive control," 1992, 10, pp. 12-14, *KACC Workshop, Seoul, Korea*.
- [14] 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, 1996.
- [15] 백승민, 이동훈, 국태용, "DC 전동기를 위한 PID학습 제어기," 96 한국자동제어학술회의 논문집, 1권, pp. 168-171, 10, 1996.
- [16] S. Sastry and M. Bodson, *Adaptive Control Stability, Convergence, and Robustness*, Prentice-Hall, 1989.
- [17] T. Y. Kuc and J. S. Lee, "An adaptive learning control of uncertain robotic systems," *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 2, pp. 1206-1211, December, 1991.
- [18] J.-J. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall, 1991.
- [19] D. P. Atherton, "Limit cycles in relay systems," *Electronic Letters*, vol. 18, no. 21, 1982.
- [20] K. J. Astrom, "Industrial adaptive controllers based on frequency response techniques," *Automatica*, vol. 27, no. 4, pp. 599-609, 1991.



백 승 민

1974년생. 1996년 성균관대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1996년-현재 성균관대학교 전자공학과 석사과정. 관심분야는 지능제어, 로보틱스, 디지털 제어 등임.



국 태 용

1961년생. 1988년 서울대학교 제어계측공학과 졸업 (공학사). 1990년 포항공대 전자전기공학과 졸업 (공학석사). 1993년 포항공대 전자전기공학과 졸업 (공학박사). 1993년 4월-8월 삼성항공(주) 정밀기기연구소 주임연구원. 1993년 9월-1995년 2월 목포대학교 전기공학과 전임강사. 1995년-현재 성균관대학교 전기·전자 및 컴퓨터공학부 조교수. 관심분야는 지능제어, 로보틱스, Dynamic Simulator 등임.