

Design of Current-Feedback Control for DC Motors

白承民* · 金珍洪** · 菊兌龍***
(Seung-Min Baek · Jin-Hong Kim · Tae-Yong Kuc)

Abstract - This paper presents a current feedback learning controller for dynamic control of DC motors. The proposed controller uses the full third-order dynamics model of DC motor system to drive stable learning rules for virtual current learning input, voltage learning input, and the coefficient of eletromotive force. It is shown that the proposed learning controller drives the state of uncertain DC motor system with unknown system parameters and external load torque to the desired one globally asymptotically. Computer simulation and experimental results are given to demonstrate the effectiveness of the proposed adaptive learning controller.

Key Words : learning control, DC motor, uncertain dynamics

1. 서 론

최근 로봇 매니플레이터, DC 모터 등 동력학 시스템에 대한 많은 학습제어방식의 연구가 진행되어 왔다[1-14]. 이들 대부분의 연구결과들은 2차 동력학 시스템을 모델링하여 학습제어기 설계과정에서 사용하고 있으므로 토크제어 시스템의 형태를 띤다. 그러나 실제 응용에 있어서 이상적인 토크서보는 구현할 수 없으므로 기계적 동력학부와 함께 고려되어야 할 구동부의 특성은 무시되거나 간략화될 수밖에 없다. 예를 들면 [14]에서는 DC 모터로 구동되는 2차 시스템의 학습을 위하여 전기회로부의 동력학식을 빠른 시상수를 가정함으로써 간략화하고 있다. 그러나 이러한 접근방식은 상대적으로 빠른 기계적 운동 특성을 갖는 초소형 구동 시스템이나 인덕턴스가 큰 모터 등 전기적 시상수가 기계적 시상수에 비교될만한 시스템에는 적합하지 않다. 따라서 본 논문에서는 이러한 단점을 보완할 수 있는 전류궤환형 학습제어기법을 제안하기로 한다. 만약 DC 모터가 전류궤환을 이용하는 증폭기에 의해 구동된다면 모터의 전기적인 행동(전기자 저항, 전기자 인덕턴스, 역기전력상수)과 관련된 항은 모터에 전달하는 전류에 영향을 끼칠 수 없다. 따라서 위에서 제시한 전기적 시상수가 기계적 시상수에 비교될 만한 시스템에도 적용될 수 있다. 제안된 제어기는 DC 모터 시스템의 전기회로부에 대한 가상전류의 학습과 전압입력, 역기전력 상수 등의 학습을 위한 학습규칙을 가지며 반복궤환뿐만 아니라 반복되지

않은 궤환의 학습 및 추종이 가능하다. 컴퓨터 모의실험과 실험을 통하여 기존의 PID 제어기와 비교함으로써 제안한 제어기의 성능을 보인다.

2. 전류궤환형 학습제어기

일반적인 DC 모터의 모델은 다음과 같이 기술된다.

$$\begin{aligned} L_a \dot{i}_a + R_a i_a + K_b \dot{\theta} &= v_a \\ J \ddot{\theta} + B \dot{\theta} + T_l &= K_a i_a = T_a \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 v_a 는 입력전압, i_a 는 전기자 전류, θ 는 회전각, T_a 는 출력토크, T_l 는 부하토크, L_a 은 전기자 인덕턴스, R_a 은 전기자 저항, K_a 는 토크상수, K_b 는 역기전력상수, J 는 모터관성, B 는 마찰계수를 나타낸다.

이러한 DC 모터에 대하여, 본 논문에서 해결하고자하는 문제는 각각의 파라미터 값이 알려져 있지 않고 시간에 따라 조금씩 변하는 모터가 목표궤적 θ_d 를 추종하도록 하는 동력학 학습제어기를 설계하는 것이다. 또한 이전의 연구[14]와는 달리 전기자 인덕턴스 L_a 가 큰 모터에 대해서도 전류궤환을 이용한 학습제어입력을 구성하여 빠른 응답특성을 갖도록 하는 것이다.

우선 목표궤적 θ_d 와 실제궤적 θ 에 대한 오차항들을 다음과 같이 정의하자.

$$\begin{aligned} \vartheta &\equiv \theta_d - \theta \\ z &\equiv \dot{\vartheta} + \alpha \vartheta \end{aligned} \quad (2)$$

* 正 會 員 : 成均館大 電氣電子컴퓨터工學部 博士課程
 ** 準 會 員 : 成均館大 電氣電子컴퓨터工學部 碩士課程
 *** 正 會 員 : 成均館大 電氣電子컴퓨터工學部 副教授 · 工博
 接受日字 : 1999年 7月 23日
 最終完了 : 1999年 10月 26日

여기서 α 는 양의 실수이다.

목표궤적에 대한 전압과 전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_d &= L_a \dot{i}_a^* + R_a i_a^* + K_b \dot{\theta}_d \\ I_d &= \bar{J} \dot{\theta}_d + \bar{B} \theta_d + \bar{T}_l \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $\bar{J} = \frac{J}{K_a}$, $\bar{B} = \frac{B}{K_a}$, $\bar{T}_l = \frac{T_l}{K_a}$ 이고, 가상목표전류 i_a^* 는 다음과 같이 정의된다.

$$i_a^* \equiv K_1 z + K_2 \dot{\theta} + I_l \quad (4)$$

여기서 K_1 와 K_2 는 양의 실수이고, I_l 은 학습전류를 나타낸다.

이제 전압입력 v_a 를 다음과 같이 구성하자.

$$v_a \equiv V_l + K_3 \hat{i}_a + \hat{\psi} \dot{\theta} \quad (5)$$

여기서 V_l 은 학습전압입력이고, K_3 는 양의 실수, $\hat{i}_a = i_a^* - i_a$, $\hat{\psi}$ 는 역기전력상수 추정값이다.

목표궤적에 대한 전압 전류식(3)과 DC 모터 모델식(1)을 이용하여 다음의 오차식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \bar{J} \dot{z} + (K_1 + \bar{B} - \alpha \bar{J})z + (K_2 - \alpha \bar{B} + \alpha^2 \bar{J})\dot{\theta} &= \hat{I}_l + \hat{i}_a \\ L_a \hat{i}_a + (K_3 + R_a)\hat{i}_a + K_b z &= \hat{V}_l + (\alpha K_b - \hat{\psi})\dot{\theta} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\hat{I}_l = I_d - I_l$, $\hat{V}_l = V_d - V_l$ 이다.

그리고 $K_1^* = K_1 + \bar{B} - \alpha \bar{J} > 0$, $K_2^* = K_2 - \alpha \bar{B} + \alpha^2 \bar{J} > 0$ 는 파라미터 α, K_1, K_2 가 충족시켜야 할 조건이며 $K_3^* = K_3 + R_a > 0$, $\psi = \alpha K_b$ 이므로 식(6)을 다시 정리하면 다음의 오차 방정식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \bar{J} \dot{z} + K_1^* z + K_2^* \dot{\theta} &= \hat{I}_l + \hat{i}_a \\ L_a \hat{i}_a + K_3^* \hat{i}_a + K_b z &= \hat{V}_l + \hat{\psi} \dot{\theta} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\hat{\psi} = \psi - \hat{\psi}$ 이다.

실제 전압입력 v_a 를 구성하는 학습규칙은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_l(t) &= pr[I_l(t-T_1)] + \beta_1 z \\ V_l(t) &= pr[V_l(t-T_2)] + \beta_2 \hat{i}_a \\ \hat{\psi}(t) &= pr[\hat{\psi}(t-T_3)] + \beta_3 \hat{i}_a \dot{\theta} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $pr[\cdot]$ 는 입력신호의 상한과 하한을 제한하는 projection 연산자이고, $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 는 양의 실수인 학습이득이다. 단, 각각의 학습입력 갱신주기는 충분히 빠르거나 주

기적이어서 $I_d(t) \approx I_d(t-T_1)$, $V_d(t) \approx V_d(t-T_2)$ 을 만족해야 한다.

위에서 제안한 제어기의 구조를 그림 1에 블록선도로 나타냈다.

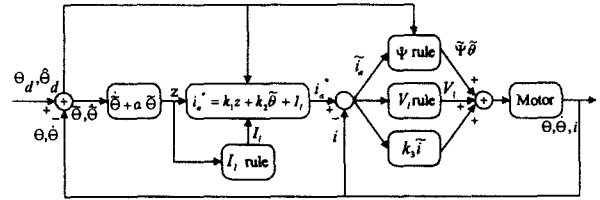


그림 1 학습제어기의 블록선도
Fig. 1 Block diagram of learning controller

3. 학습제어기의 안정성

제안한 학습제어기의 안정성과 오차신호의 수렴성을 증명하기 위하여 우선 오차식(7)에 대한 에너지 함수를 다음과 같이 설정하자.

$$\begin{aligned} \bar{V} &= \frac{1}{2} (\bar{J} z^2 + \bar{L}_a \hat{i}_a^2 + K_2^* \dot{\theta}^2) + \frac{1}{2\beta_1} \int_{t-T_1}^t \hat{I}_l^2(\tau) d\tau \\ &+ \frac{1}{2\beta_2 K_b} \int_{t-T_2}^t \hat{V}_l^2(\tau) d\tau + \frac{1}{2\beta_3 K_b} \int_{t-T_3}^t \hat{\psi}^2(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (9)$$

오차식(7)을 $\bar{L}_a = \frac{L_a}{K_b}$, $\bar{K}_3^* = \frac{K_3^*}{K_b}$ 으로 치환하여 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{J} \dot{z} + K_1^* z + K_2^* \dot{\theta} &= \hat{I}_l + \hat{i}_a \\ \bar{L}_a \hat{i}_a + \bar{K}_3^* \hat{i}_a + z &= \frac{1}{K_b} (\hat{V}_l + \hat{\psi} \dot{\theta}) \end{aligned} \quad (10)$$

위 오차식(10)을 이용하여 \bar{V} 를 시간 미분하면 다음을 얻는다.

$$\begin{aligned} \dot{\bar{V}} &= -K_1^* z^2 - K_2^* z \dot{\theta} + z \hat{I}_l + z \hat{i}_a - \bar{K}_3^* \hat{i}_a^2 - \hat{i}_a z \\ &+ \frac{1}{K_b} (\hat{i}_a \hat{V}_l + \hat{i}_a \hat{\psi} \dot{\theta}) + K_2^* \dot{\theta} \dot{\theta} \\ &+ \frac{1}{2\beta_1} [\hat{I}_l^2(t) - \hat{I}_l^2(t-T_1)] \\ &+ \frac{1}{2\beta_2 K_b} [\hat{V}_l^2(t) - \hat{V}_l^2(t-T_2)] \\ &+ \frac{1}{2\beta_3 K_b} [\hat{\psi}^2(t) - \hat{\psi}^2(t-T_3)] \end{aligned} \quad (11)$$

학습규칙(8)에서 각각의 학습입력 갱신주기가 충분히 빠르거나 주기적이면 $I_d(t) \approx I_d(t-T_1)$, $V_d(t) \approx V_d(t-T_2)$ 을 만족하고, 역기전력상수는 크게 변화하지 않을 것이므로 $\psi(t) \approx \psi(t-T_3)$ 을 만족한다. 그러면 학습입력 및 파라미터

오차는 다음 식을 만족함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{I}(t) &= \tilde{I}(t-T_1) - \beta_1 z \\ \tilde{V}(t) &= \tilde{V}(t-T_2) - \beta_2 \tilde{i}_a \\ \tilde{\psi}(t) &= \tilde{\psi}(t-T_3) - \beta_3 \tilde{i}_a \tilde{\theta} \end{aligned} \quad (12)$$

식(11)에 식(12)를 적용하여 정리하면 다음 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \tilde{V} &= -K_1^* z^2 - \alpha K_2^* \tilde{\theta}^2 - K_3^* \tilde{i}_a^2 \\ &\quad - \frac{1}{2} \beta_1 z^2 - \beta_2 \frac{1}{2K_b} \tilde{i}_a^2 - \beta_3 \frac{1}{2K_b} \tilde{i}_a^2 \tilde{\theta}^2 \end{aligned} \quad (13)$$

식(13)은 결과적으로 학습규칙(8)과 전압입력(5)를 적용한 DC 모터 제어 시스템은 전역적으로 안정함을 Lyapunov 안정도를 통해 알 수 있다.

4. 모의실험 및 실험

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

먼저 모의 실험에 사용한 플랜트인 DC 모터의 각 파라미터는 표1과 같다. 또한 모터의 입력전압의 제한조건은 $|v_a| \leq 24$ 로 가정한다. 모의 실험은 DC 모터에 부하가 없을 때와 변동하는 부하가 있을 때, 요구된 궤적이 계단형태일 때와 정현파 형태의 입력일 때로 나누어서 기존의 PID 제어기를 비교해 보았다. 변동하는 부하의 모델은 오프셋과 변화성분이 있는 $0.1 + 0.2\sin(2\pi t)$ 로 하였다. 모의실험에서 비교기준인 PID 제어기의 이득은 $K_p = 3.7774$, $K_I = 2.54$, $K_D = 1.7270$ 으로 반복적인 튜닝에 의해 정했으며, 학습제어기의 파라미터들은 $K_1 = 10$, $K_2 = 2$, $K_3 = 0.1$, $\alpha = 10$, $\beta_1 = 0.5$, $\beta_2 = 0.5$, $\beta_3 = 0.5$ 로 하였다. 아래의 모의실험 결과는 모든 경우에서 기존의 PID제어기는 모터 파라미터를 아는 경우의 실제와 응답이고 전류 폐환형 학습제어기는 미지의 모터 파라미터와 부하토크라는 조건하의 응답이다.

또한, 제안된 학습제어기의 실현가능성을 입증하기 위한 실험을 여러 조건에서 수행하였는데 실험장치의 전체구성도는 그림 2와 같다. 그림 2에서 실험장치는 크게 주컴퓨터, 인터페이스 보드, 모터 구동기의 세부분으로 나뉘는데 먼저 주컴퓨터는 인터페이스 보드로부터 인코더 펄스와 홀센서로부터 전류값을 받아 폐환입력으로 사용하여 학습제어입력을 구한 후 출력한다. 인터페이스 보드는 병렬 I/O, PWM 신호 발생기, 인코더 카운터, 전류측정을 위한 ADC로 구성되어 있으며, 주컴퓨터와 모터 구동기, 인코더, 홀 센서 사이의 입출력 신호의 흐름을 조절하는 역할을 한다. 모터 구동기로는 PWM 증폭기를 사용하였다.

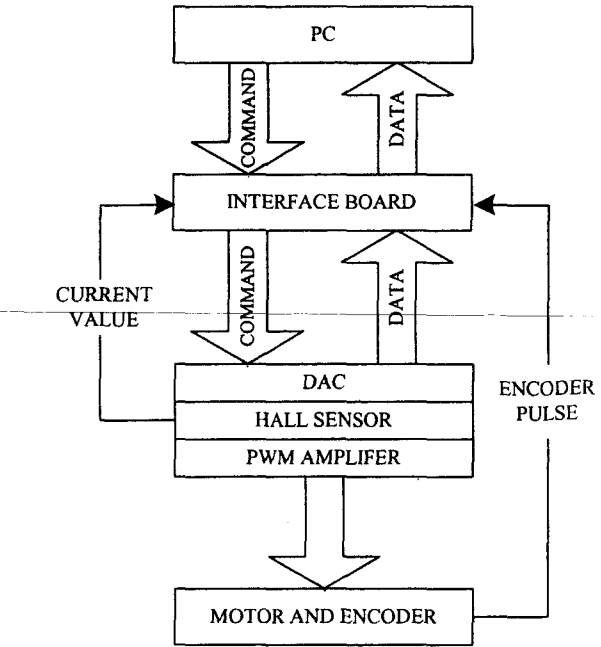


그림 2 실험장치의 블록선도
Fig. 2 Block diagram of experimental setup

터페이스 보드, 모터 구동기의 세부분으로 나뉘는데 먼저 주컴퓨터는 인터페이스 보드로부터 인코더 펄스와 홀센서로부터 전류값을 받아 폐환입력으로 사용하여 학습제어입력을 구한 후 출력한다. 인터페이스 보드는 병렬 I/O, PWM 신호 발생기, 인코더 카운터, 전류측정을 위한 ADC로 구성되어 있으며, 주컴퓨터와 모터 구동기, 인코더, 홀 센서 사이의 입출력 신호의 흐름을 조절하는 역할을 한다. 모터 구동기로는 PWM 증폭기를 사용하였다.

실험에 사용된 모터는 40W급의 DC모터이고 모터전원으로는 $\pm 24V$ 를 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 한 방향으로 8bit의 분해능을 갖는 PWM 신호 발생기를 사용했기 때문에 -255에서 +255 사이로 스케일링(Scaling)하였고 샘플링 주기는 1ms로 하였으며 각 샘플링 주기마다 인코더의 입력 값을 radian값으로 스케일을 맞춘 후에, 제어기에서 계산하여 모터 구동 입력을 넘겨준다.

실험에서는 전압입력에 $5\sin(2\pi t)$ V의 외란을 추가하여 응답을 살펴보았다. 비교기준인 PID제어기의 이득은 $K_p = 15.2$, $K_I = 2.5$, $K_D = 1.1$ 로 실험적으로 정했으며, 학습제어기의 파라미터들은 $K_1 = 10$, $K_2 = 1$, $K_3 = 0.1$, $\alpha = 10$, $\beta_1 = 0.9$, $\beta_2 = 0.9$, $\beta_3 = 0.5$ 로 하였다.

표 1 모의실험에 사용된 DC 모터의 파라미터
Table 1 Parameters of DC motor used in computer simulation

전기자 인덕턴스	$L_a = 5.6 \times 10^{-4}$ H
마찰계수	$B = 6.79 \times 10^{-3}$ N·m/rad/sec
모터관성	$J = 1.29 \times 10^{-4}$ Kg·m ²
전기자 저항	$R_a = 1.44$ Ω
토크상수	$K_a = 1.0 \times 10^{-1}$ N·m/A
역기전력상수	$K_b = 1.0 \times 10^{-1}$ V/rad/sec

그림 3~그림 18은 모의 실험과 실험에 의한 결과이다. 위의 모의 실험과 실험에서는 전압입력이 가해질 때 외란을 부가하여 그 응답을 살펴보았는데, 요구궤적이 계단 형태이고 외란이 없는 경우의 응답에서는 제안된 제어기가 기존 PID 제어기의 경우보다 응답속도 및 수렴속도가 빠름을 확인할 수 있으며, 궤적이 정현파의 경우에도 같은 결과를 보였다. 그리고 외란이 있는 경우에는 계단 입력과 정현파의 경우 기존 PID 제어기의 경우 외란에 의한 궤적의 일그러짐이 거의 보상되지 않았으나, 제안된 제어기의 경우는 외란에 강인한 모습을 보였다. 실험의 경우에는 모의실험과 모터의 특성이 달라 파라미터들의 차가 있었으나 모든 응답들을 비교해보면 기존 PID제어기는 외란이나 부하토크의 변화와 영향으로 실제 궤적이 심하게 일그러지는 것을 볼 수 있으나, 제안된 제어기는 외란이나 부하토크의 변화에 강인한 특성을 보여 궤적을 충실히 따라가는 것을 보아 모의 실험 결과와 비슷함을 알 수 있다.

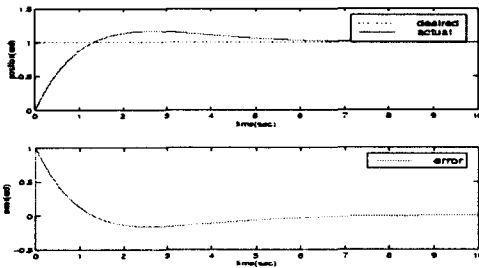


그림 3 기존 PID 제어기에 요구궤적이 계단형태이고 부하가 없는 경우의 응답 (모의 실험결과)
 Fig. 3 Response of the classical PID controller to a unit step input without load torque (simulation result)

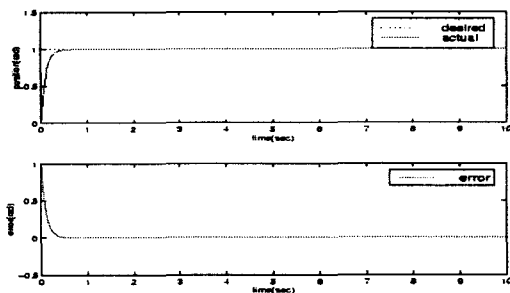


그림 4 전류 궤환형 학습제어기에 요구궤적이 계단형태이고 부하가 없는 경우의 응답 (모의 실험결과)
 Fig. 4 Response of the current feedback learning controller to a unit step input without load torque (simulation result)

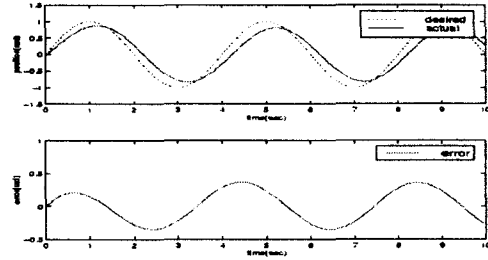


그림 5 기존 PID 제어기에 요구궤적이 정현파이고 부하가 없는 경우의 응답 (모의 실험결과)
 Fig. 5 Response of the classical PID controller to a sinusoidal input without load torque (simulation result)

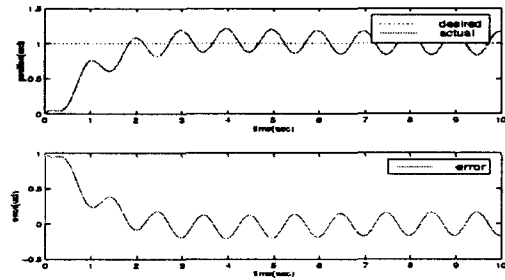


그림 6 기존 PID 제어기에 요구궤적이 계단형태이고 정현파 부하토크가 있는 경우의 응답 (모의 실험결과)
 Fig. 6 Response of the classical PID controller to a unit step input with sinusoidal load torque (simulation result)

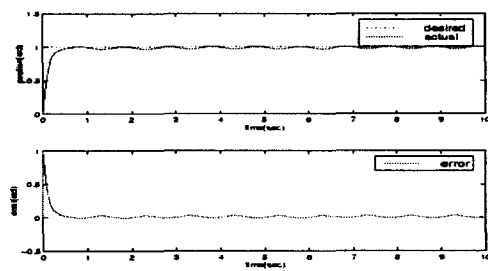


그림 7 전류 궤환형 학습제어기에 요구궤적이 계단형태이고 정현파 부하토크가 있는 경우의 응답 (모의 실험결과)
 Fig. 7 Response of the current feedback learning controller to a unit step input with sinusoidal load torque (simulation result)

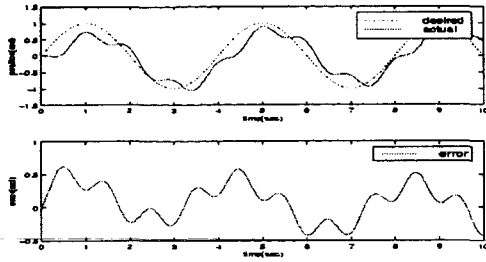


그림 8 기존 PID 제어기에 요구제적이 정현파이고 부하토크가 있는 경우의 응답 (모의 실험결과)
 Fig. 8 Response of the classical PID controller to a sinusoidal input with sinusoidal load torque (simulation result)

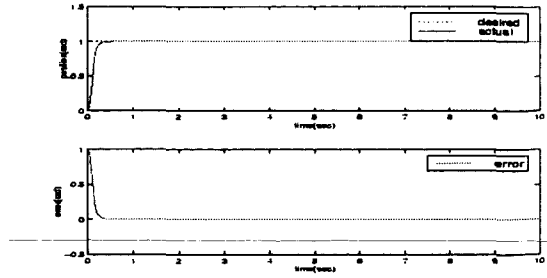


그림 11 전류 제환형 학습제어기에 요구제적이 계단형태이고 외란이 없는 경우의 응답(실험결과)
 Fig. 11 Response of the current feedback learning controller to a unit step input without disturbance (experimental result).

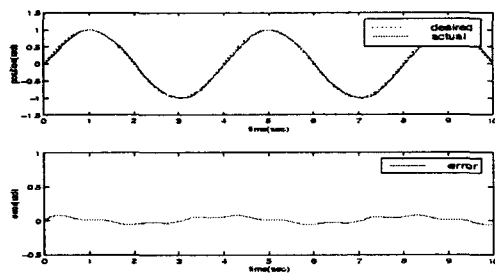


그림 9 전류 제환형 학습제어기에 요구제적이 정현파이고 정현파 부하토크가 있는 경우의 응답 (모의 실험결과)
 Fig. 9 Response of the current feedback learning controller to a sinusoidal input with sinusoidal load torque (simulation result)

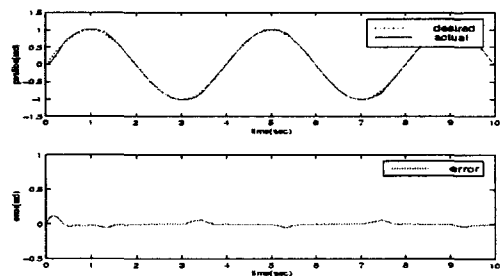


그림 12 기존 PID 제어기에 요구제적이 정현파이고 외란이 없는 경우의 응답(실험결과)
 Fig. 12 Response of the classical PID controller to a sinusoidal input without disturbance(experimental result).

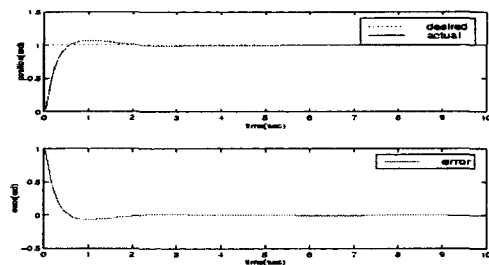


그림 10 기존 PID 제어기에 요구제적이 계단형태이고 외란이 없는 경우의 응답(실험결과)
 Fig. 10 Response of the classical PID controller to a unit step input without disturbance (experimental result).

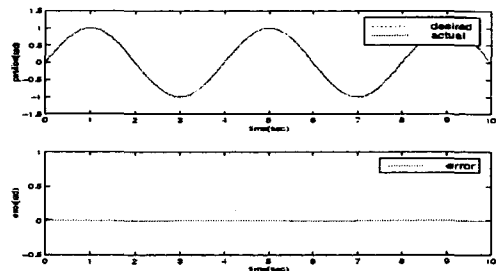


그림 13 전류 제환형 학습제어기에 요구제적이 정현파이고 외란이 없는 경우의 응답(실험결과)
 Fig. 13 Response of the current feedback learning controller to a sinusoidal input without disturbance (experimental result).

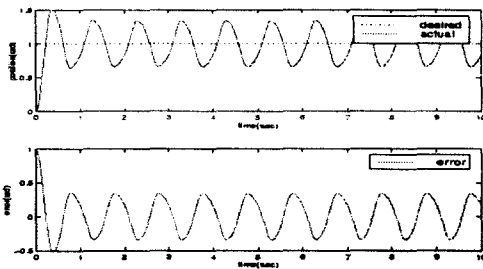


그림 14 기존 PID 제어기에 요구제적이 계단형태이고 정현파의 외란이 있는 경우의 응답(실험결과)
 Fig. 14 Response of the classical PID controller to a unit step input with a sinusoidal disturbance variation (experimental result).

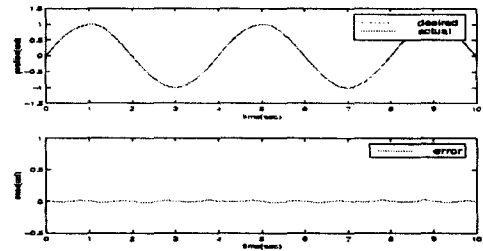


그림 17 전류 게환형 학습제어기에 요구제적이 정현 파이고 정현파 외란이 있는 경우의 응답 (실험결과)
 Fig. 17 Response of the current feedback learning controller to a sinusoidal input with sinusoidal disturbance variation (experimental result).

5. 결 론

본 논문에서는 전압입력과 가상전류입력에 대한 학습규칙 들로 구성되는 DC모터 학습제어기를 구성하였다. 제한한 전 류게환형 학습제어기는 외부 부하의 변동과 파라미터의 변동 에도 강인한 특성을 가지며 동작조건에 따라 달라지는 입력 이 학습에 의하여 자동 조절되므로 미지의 플랜트에서도 적 용이 가능한 방법이다. 실제 많이 사용되는 일반적인 PID제 어기는 시스템 파라미터를 정확히 알고, 인가되는 부하도 고 정적인 경우에만 일정한 성능지수를 만족하는 제어기 설계가 가능한데 비해 변동하는 부하나 시스템 파라미터의 변화에 대해서는 원하는 성능을 얻기 힘들다. 이에 반해 전류게환형 학습제어기는 플랜트에 대한 정확한 정보 없이도 외란에 강 인하고 우수한 위치추적성능을 갖는다는 것을 본 논문의 실 험결과를 통해 입증하고 있다.

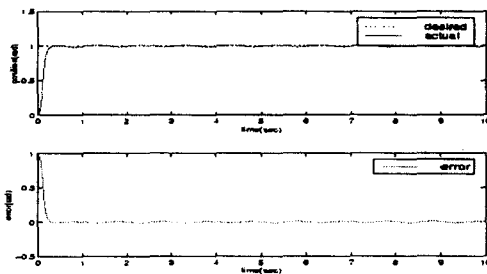


그림 15 전류 게환형 학습제어기에 요구제적이 계단형 태이고 정현파 외란이 있는 경우의 응답(실험 결과)
 Fig. 15 Response of the current feedback learning controller to a unit step input with sinusoidal disturbance variation (experimental result).

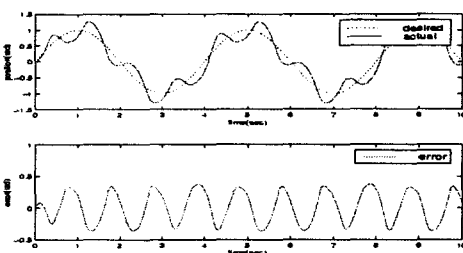


그림 16 기존 PID 제어기에 요구제적이 정현파이고 정현파 외란이 있는 경우의 응답(실험결과)
 Fig. 16 Response of the classical PID controller to a sinusoidal input with sinusoidal disturbance variation (experimental result).

감사의 글

본 연구는 1996년도 과학기술부의 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사 드립니다.

참 고 문 헌

[1] S. Arimoto, S. Kawamura, and F. Miyasaki, "Bettering operation of robots by learning." *Journal of Robotic Systems*, XX(2), 123-140, 1984.
 [2] C. G. Atkeson, and J. McIntyre, "Robot trajectory learning through practice." *Proceedings of the IEEE Conference on Robotics and Automations*, San Francisco, California, U.S.A., pp. 1737-1742, 1986.
 [3] P. Bondi, G. Casalino, and L. Gambardella, "On the iterative learning control theory for robotic manipulators." *IEEE Transactions on Robotics and*

Automation Control, 4(1), 14-22, 1988.

[4] D. M. Dawson, Z. Qu, J. F. Dorsey and F. L. Lewis, "On the learning control of a robot manipulator." *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 4, 43-53, 1991.

[5] T. J. Jang, C. H. Choi, and H. S. Ahn, "Iterative learning control in feedback systems." *Automatica*, 31, 243-248, 1995.

[6] T-Y. Kuc, K. Nam, and J. S. Lee, "An iterative learning control of robot manipulators." *IEEE Transactions on Robotics and Automations*, 7(6), 835-841, 1991.

[7] T-Y. Kuc, J. S. Lee, and K. Nam, "An iterative learning control theory for a class of nonlinear dynamical systems." *Automatica*, 28(6), 1215-1221, 1992.

[8] 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, Dec., 1991.

[9] W. Messner, R. Horowitz, W. Kao, and M. Boals, "A new adaptive learning rule." *Proceedings of the IEEE Conference on Robotics and Automation*, Cincinnati, Ohio, U.S.A., pp. 1522-1527, 1987.

[10] H. Miyamoto, M. Kawato, T. Setoyama, and R. Suzuki, "Feedback error-learning neural network for trajectory control of robot manipulator." *Neural Networks*, 1, 251-265, 1988.

[11] Z. Qu, J. Dorsey, D. M. Dawson, and R. W. Johnson, "Linear learning control of robot motion.", *Journal of Robotic Systems*, 10(1), 123-140, 1993.

[12] S. S. Saab, "On the P-type learning control." *IEEE Transactions on Automatic Control*, 39(11), 2298-2302, 1994.

[13] P. J. Baines, J. K. Mills, "Feedback Linearized Joint Torque Control of a Geared, DC Motor Driven Industrial Robot" *The International Journal of Robotics Research*, Vol. 17, No.2, February 1998, pp. 169-192.

[14] 백승민, 국태용, "DC 전동기를 위한 PID 학습제어기", 97 *Journal of Control, Automation and System Engineering*. Vol. 3, No. 6, December, 1997.

저 자 소 개



백 승 민 (白 承 民)

1974년 8월 10일 생 1996년 성균관대 전자공학과 졸업. 1998~현재 동 대학교 전기 전자 및 컴퓨터공학부 대학원 박사과정.



김 진 홍 (金 珍 洪)

1975년 12월 9일 생 1998년 성균관대 전자공학과 졸업. 1998~현재 동 대학원 석사과정



국 태 용 (菊 兌 龍)

1961년 11월 20일 생. 1988년 서울대학 제어계측공학과 졸업. 1993년 포항공과 대학 전자전기공학과 졸업(공학). 1993년 4월-8월 삼성항공(주) 정밀기기연구소 주임연구원. 1993년 9월~1995년 2월 목포대 전기공학과 전임강사. 1995년~현재 성균관대 전기·전자 및 컴퓨터공학부 부교수.

Tel : (0331) 290-7202
 Fax : (0331) 290-7170
 E-mail : tykuc@yurim.skku.ac.kr