구동기 포화가 있는 견실 고속 운동 제어기 설계 및 정밀 위치 결정 시스템에의 적용

Design of Robust High-Speed Motion Controller with Actuator Saturation and Its Application to Precision Positioning System

최 현 택, 김 봉 근, 서 일 홍, 정 완 균
(Hyun Taek Choi, Bong Keun Kim, Il Hong Suh, and Wan Kyun Chung)

Abstract : A robust high-speed motion controller is proposed. The proposed controller consists of the proximate time optimal servomechanisms (PTOS) for high-speed motion, disturbance observer (DOB) for robustness, friction compensator, and saturation handling element, In the proposed controller, DOB basically provides the chance to apply PTOS to non-double integrator systems by drastically reducing disturbances as well as unwanted signals due to difference between real system and the double integrator model. But, in DOB-based systems, if control input is saturated due to control input of PTOS and/or DOB, overall system stability cannot be guaranteed. To solve this problem, robust stability and internal stability conditions of DOB-based system are derived. It is also shown that DOB could violate the internal stability, when the control input is saturated. Eventually, a simple saturation handling element is inserted to maintain internal stability of overall system. Also, we explain that our two saturation handling methods, Additional Saturation Element (ASE) and Self Adjusting Saturation (SAS), are the equivalent solutions of the saturation problem to maintain internal stability. The stability and performance of the proposed controller are verified through numerical simulations and experiments using a precision linear motor system.

Keywords : disturbance observer, high-speed motion control, proximate time-optimal control, control input saturation

I. 서론

최근 하드디스크 드라이브나 반도체 제조 및 검사 장비 같은 제품에 경쟁적으로 고성능이 요구됨에 따라 고속 고정밀 서보 시스템에 대한 필요성이 증가하고 있다. 이와 같은 고성능 서보 시스템의 제어를 어렵게 하는 주요 원인은 모델링의 불확실성, 매개변수 변화, 외란, 비선형 마찰 특성 등이 있다. 이러한 점이 바로 견실 제어 이론의 동기이다. 견실 제어의 접근법 중의 하나로 외란 관측기 (Disturbance Observer: DOB)[1]-[8], 적응 견실 제어 (Adaptive Robust Control: ARC)[9][10], 선형모델 추적제어(Linear Model Following Control: LMFC)[11]-[13]와 같은 모델에 기초한 제어가 있다. 이러한 방법들은 공통적으로 두개의 제어루프 설계를 필요로 한다. 하나는 견실성을 위한 내부 루프 보상기의 설계이고, 다른 하나는 원하는 제어 성능을 얻기 위한 외부 루프 제어기의 설계이다. 이러한 방식에 있어서 내부 루프 보상기는 실제 플랜트가 주어진 공칭 모델처럼 동작하도록 등가 외란을 추정하여 제거하는 보상 제어 입력을 생성한다. 여기서 등가 외란(equivalent disturbance)은 모델링 불확실성, 매개 변수 변화, 외란 등의 원인에 기인하는 실제 플랜트와 공칭 모델의 차이로 발생 가능한 모든 신호의 합으로 정의된다 [1]-[8]. 따라서 내부 루프 보상기가 잘 동작한다면, 그러한 내부 루프 보상기를 갖는 실제 플랜트는 공칭 모델로 간주할 수 있다. 반면에 외부 루프 제어기는 전체 시스템이 주어진 제어 성능 규격을 만족시키기 위하여 설계되며, 제어기 설계는 공칭 모델에 대하여 이루어진다.

모델에 기초한 견실 제어 방식의 하나인 외란 관측기는 Ohnishi가 제안하였다[1]. 외란 관측기는 특히 뛰어난 외란 제거 성능을 갖기 때문에 많은 산업 현장에서 광범위하게 적용되어 왔으며, 그 효율성이 보고되었다[2]-[8]. 그러나, 지금까지 연구되어진 결과는 제어 입력의 포화에 대한 고려가 없거나[2][3][5][8] 제어 입력의 포화로 인하여 발생하는 문제점을 경험에 의한 방법으로 해결하였을 뿐 명확한 원인과 해결 방법을 제시하지 못하였다[6][7] 외란 관측기에 기초한 시스템은 등가 외란에 대하여 높은 이득을 갖는 대부분의 견실 제어기와 마찬가지로 제어 입력 포화가 발생할 수 있다. 제어 입력의 포화가 발생하면, 외란 관측기는 등가 외란을 상쇄시킬 수 없을 뿐만 아니라, 외란 관측기의 적분 작용에 의하여 전체 시스템의 안정성은 보장할 수 없게 된다. 여기서 제어 입력 포화는 1) 매우 큰 등가 외란에 의한 외란 관측기의 최대 제어 입력이나 2) 빠른 가속 명령에 의한 외부 루프 제어기의 최대 제어 입력으로 인해 발생한다. 따라서, 시스템의 고속 운동을 위해 시간 최적성을 갖는 외부 루프 제어기를 사용하게 되면, 시스템이 가속과 감속하는 동안에 거의 최대가 되는 제어 입력을 발생하기 때문에, 제어 입력의 포화가 발생하고, 따라서 전체 시스템의 안정성은 보장할 수 없게 된다.

본 논문에서는 외란 관측기와 근사 시간 최적 제어기를 갖는 고속 고정밀 위치 제어를 위한 견실 운동 제어기를 제안한다. 또한 제어 입력의 포화 문제를 다루는 두 가지 방법을 제시하고, 내부 안정성이라는 측면에서 제어 시스

접수일자 : 1999. 12. 15. 수정완료 : 2000. 4. 7.
최현택 : 한양대학교 전자공학과
김봉근, 정완균 : 포항공과대학교 기계공학과
서일홍 : 한양대학교 전자 및 컴퓨터공학부

템의 견실 안정성이 보장됨을 보인다. 제안하는 제어기의 견실 안정성과 성능은 모의 실험과 현재 반도체 칩 조립 공정에서 사용되고 있는 선형 모터로 이루어진 정밀 서보 제어 시험기에 대한 실험으로 증명한다.

2절에서는 외란 관측기의 견실성과 등가 외란을 제거하는 특성을 이해하기 위하여 외란 관측기에 대하여 간략하게 설명한다. 그리고, 외란 관측기에 기초한 제어 시스템에 있어서 견실 안정성과 내부 안정성을 이루는 조건을 유도한다. 3절에서는 외란 관측기에 기초한 이중 적분기 시스템에서의 근사 시간 최적 제어를 제안하고, 이때 발생할 수 있는 제어 입력의 포화 문제를 해결하기 위한 두 가지 방법을 제안한다. 4절에서는 비선형 마찰의 보상을 위한 마찰 보상기를 적용한다. 모의 실험과 실험 결과를 보이고, 마지막으로 결론을 맺는다.

II. 외란 관측기에 기초한 제어

1. 외란 관측기

외란 관측기는 그림 1과 같이 관측된 등가 외란, δ을 발생시켜, 직접 보상하는 구조로 이루어져 있다[2]-[8]. 여기서 P는 플랜트를, P_n은 플랜트의 공칭 모델을, 그리고 Q는 Q-필터라 불리는 저주파역 통과 필터를 나타낸다. 또한 u, u^*, d, y, ξ는 각각 제어 입력, 보상된 제어 입력, 외란, 시스템 출력, 측정 잡음을 나타낸다. 외란 관측기를 적용하였을 때, 플랜트의 입출력 사이의 관계는 다음과 같이 주어진다.

$$y = G_{uy}u + G_{dy}d + G_{\xi y}\xi \tag{1}$$

여기서

$$G_{uy} = \frac{PP_n}{P_n + (P - P_n)Q}$$
$$G_{dy} = \frac{P_n(1 - Q)}{P_n + (P - P_n)Q} \tag{2}$$
$$G_{\xi y} = \frac{PQ}{P_n + (P - P_n)Q}$$

(1)로부터 $Q(s) = 1$일 때, $G_{uy} = P_n$, $G_{dy} = 0$이며 $G_{\xi y} = 1$임을 알 수 있다. 이것은 입출력 관계에서 볼 때 외란 관측기가 적용된 플랜트 P는 공칭 모델 P_n과 같이 보일 수 있으며, 외란 d는 완전히 제거될 수 있음을 의미한다. 그러나, $Q(s) = 1$일 때, 그림 1의 QP_n^{-1}은 일반적으로 구현 불가능하기 때문에 QP_n^{-1}을 구현할 수 있는 Q-필터의 차수를 선택하게 된다. 예를 들어 상대 차수(relative degree)가 2인 공칭 모델 P_n을 선택하면, Q-필터는 다음과 같이 선택할 수 있다[2];

$$Q(s) = \frac{3\tau s + 1}{(\tau s)^3 + 3(\tau s)^2 + 3(\tau s) + 1} \tag{3}$$

여기서, τ는 필터 시정수(time constant)이다. 주파수 영역에서 보면 $\omega \ll \tau^{-1}$에서 $|Q(j\omega)| \approx 1$이고 $\omega \gg \tau^{-1}$에서 $|Q(j\omega)| \approx 0$이기 때문에 외란 관측기의 유효 주파수 영역은 τ에 반비례하게 된다. 그러나, 전체 시스템의 견실 안정성이 τ에 의존하기 때문에 외란 관측기의 유효 주파수 영역을 늘리기 위해 τ를 임의로 줄일 수 없다. 외란 관측기를 적용한 제어 알고리즘이 마이크로프로세서에 의하여 구현되는 경우, τ는 경험적으로 추출 시간의 10에서 15배가 되도록 선택하는 것이 보통이다[2]. 다음으로, 외란 관측기에 기초한 시스템의 견실 안정성과 내부 안정성에 대하여 설명한다.

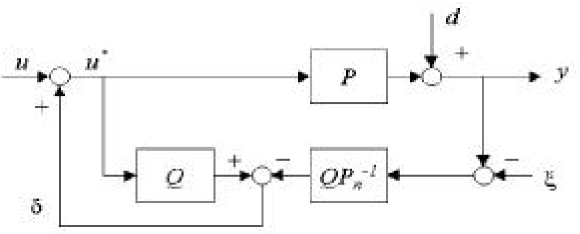


그림 1. 외란 관측기의 구조.

Fig. 1. Structure of disturbance observer.

2. 외란 관측기의 안정성

외부 루프 제어기를 적용한 외란 관측기에 기초한 시스템은 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

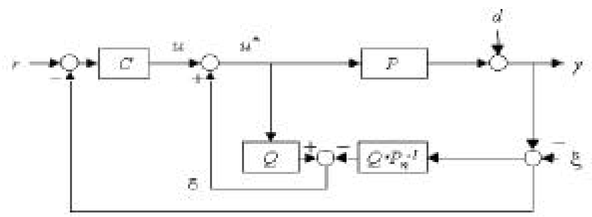


그림 2. 외란 관측기에 기초한 제어 시스템의 구성도.

Fig 2. Block diagram of disturbance observer based control system.

여기서 C는 외부 루프 제어기, P는 플랜트, P_n은 플랜트의 공칭 모델, 그리고 Q는 Q-필터를 나타낸다. 또한 r, u, u^*, d, y, ξ, δ는 각각 제어 명령, 제어 입력, 보상된 제어 입력, 외란, 시스템 출력, 측정 잡음, 관측된 등가 외란을 나타낸다. 외란 관측기의 작용으로 인하여 u로부터 y에 이르는 전달 함수는 근사한 P_n으로 생각할 수 있다. 그러므로 외부 제어기 공칭 모델 P_n에 기초하여, 주어진 시스템의 성능을 만족시키는 선형 또는 비선형 제어기로 설계할 수 있다. 본 논문에서는 전체 시스템의 특성 분석을 위해 C는 일반적인 선형 제어기로 가정하자. 따라서 그림 2에서 입출력 사이의 관계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y = G_{ry}r + G_{dy}d + G_{\xi y}\xi \tag{4}$$

여기서

$$G_{ry} = \frac{CPP_n}{\Delta_c},\quad G_{dy} = \frac{P_n(1-Q)}{\Delta_c},\quad G_{\xi y} = \frac{P(CP_n+Q)}{\Delta_c} \tag{5}$$

이고, $\Delta_c = P_n(1+CP)+(P-P_n)Q$이며, $\Delta_c = 0$는 폐루프 시스템의 특성 방정식(characteristic equation)이다. 모델링 불확실성을 포함한 플랜트가 다음과 같이 주어졌다고 가정하자.

$$P = P_n(1+\Delta_p), \tag{6}$$

여기서 Δ_p는 허용 가능(allowable)하다[2]. 허용 가능하다는 것은 $P(s)$를 이루면서 $P_n(s)$의 어떠한 불안정한 극점(pole)도 상쇄되지 않음을 의미한다. 위의 곱셈(multiplicative) 불확실성에 대한 견실 안정성은 다음의 정리로 표현할 수 있다.

정리 1 : (견실 안정성) 플랜트는 허용 가능한 곱셈의 불확실성을 갖고 $P = P_n(1+\Delta_p)$와 같이 모델링할 수 있다고 하자. 공칭 모델 P_n은 안정한 최소 위상(minimum phase) 시스템이고, 선형 제어기 C는 P_n을 안정화시킬 수 있다고 가정한다. 그러면 폐루프 시스템의 불확실성 Δ_p에 대한 견실 안정성의 충분조건은 다음과 같이 주어진다.

$$|\Delta_p|_{s=j\omega} < \left|\frac{1+CP_n}{Q+CP_n}\right|_{s=j\omega}, \quad \forall\omega. \tag{7}$$

증명 : (6)으로부터 Δ_c는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta_c = P_n(1+CP_n)\left(1+\frac{Q+CP_n}{1+CP_n}\cdot\Delta_p\right) \tag{8}$$

여기서 플랜트의 공칭모델 P_n과 $(1+CP_n)$은 가정에 의해 안정하다. 결국, 폐루프 시스템의 견실 안정성을 위해서는 (8)의 오른쪽 세 번째 항이 안정해야 한다. 소이득(Small gain) 정리[14]에 의해 다음 식을 얻는다.

$$\left|\frac{Q+CP_n}{1+CP_n}\cdot\Delta_p\right| < \left|\frac{Q+CP_n}{1+CP_n}\right|\cdot|\Delta_p| < 1. \tag{9}$$

따라서, (7)은 (9)로부터 쉽게 얻을 수 있다. ■

(7)로부터 견실 안정성을 위해서는 $|Q(j\omega)|$는 고주파수 대역에서 반드시 작아야 된다는 것도 알 수 있다. 이것은 고주파 대역에서는 일반적으로 불확실성 한계 $|\Delta_p|$가 크기 때문이다. 따라서, 정리 1은 전체 시스템의 견실 안정성을 위해 Q-필터는 저역통과 필터로 선정되어야 하며, 아울러 Q-필터의 차단주파수도 임의로 증가시킬 수 없는 근거가 된다.

정리 2 : (내부 안정성) $P_n(s)$, $P(s)$, $C(s)$, $Q(s)$가 안정한 최소 위상 시스템이고 곱셈의 불확실성이 식 (7)의 견실 안정성 조건을 만족한다면, 그림 2의 전체 시스템은 내부적으로 안정하다.

증명 : 그림 2에서, 입력 벡터 $[r, d]^T$와 시스템의 출력 및 내부 변수 벡터 $[u, u^*, y]^T$의 관계는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} u \\ u^* \\ y \end{bmatrix} = \Phi(s)\cdot\Psi\begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix} \tag{10}$$

여기서

$$\Phi(s) = \frac{P_n}{P_n(1+CP)+(P-P_n)Q},$$

그리고

$$\Psi = \begin{bmatrix} (1-Q)C+CQPP_n^{-1} & -(1-Q)C \\ C & -(C+QP_n^{-1}) \\ CP & (1-Q) \end{bmatrix}.$$

내부적으로 안정하기 위해서는, Ψ의 여섯 개 전달 함수와 $\Phi(s)$가 모두 안정해야 하며, 또한 불안정한 극점(pole)과 영점(zero)의 상쇄가 없어야 한다[14]. $\Phi(s)$는 정리 1에 의해 안정하고, $P_n(s)$, $P(s)$, $C(s)$, $Q(s)$가 모두 안정한 최소 위상 시스템이라고 가정하므로 Ψ에 있는 여섯 개의 전달 함수는 모두 안정하다. 따라서 불안정한 극점과 영점의 상쇄는 발생하지 않는다. ■

III. 견실 고속 운동 제어기 설계

1. 근사 시간 최적 제어

내부 및 외부의 두 개의 제어 루프를 갖는 제어 시스템에서는 외부 루프 제어기로서 다양한 되먹임 제어기를 설계할 수 있다. 본 논문에서는, 근사 시간 최적 제어를 위해 그림 3에 나타낸 근사 시간 최적 제어(PTOS)를 적용하였다[15][16] 여기서 r, u, v, y, a는 각각 기준 입력, 제어 입력, 속도, 위치, 플랜트 가속 인자이고, $y_e(\equiv r - y)$는 위치 오차이다.

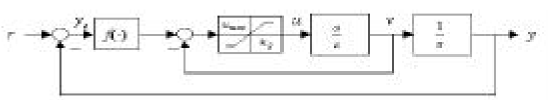


그림 3. 근사 시간 최적 제어.

Fig. 3. Proximate Time-Optimal Servomechanism.

채터링과 같은 시간 최적 제어의 단점을 극복하기 위하여, PTOS는 두 가지 제어기로 구성된다. 하나는 근시간 최적 곡선을 이용한 속도 제어기이고, 다른 하나는 주어진 선형 제어 구간 안에서 작동하는 선형 제어기이다. 순수한 이중 적분기 시스템에 대하여 PTOS 제어는 다음과 같이 주어진다.

$$u = u_{\max} \cdot \mathrm{sat}\left(\frac{k_2[f(y_e) - v]}{u_{\max}} \right) \qquad (11)$$

여기서 함수 $f(\cdot)$는 다음과 같이 정의한다.

$$f(y_e) = \begin{cases} \dfrac{k_1}{k_2} \cdot y_e & \text{for } |y_e| < y_l \\ \mathrm{sgn}(y_e)\left(\sqrt{2u_{\max} a q |y_e|} - \dfrac{u_{\max}}{k_2} \right) & \text{for } |y_e| > y_l \end{cases} \qquad (12)$$

(12)에서 양의 인자 q는 1보다 작은 가속 감가(discount) 인자이고 $u_{\max}$는 최대 제어 입력이다. 선형 제어 영역, $y_l (= u_{\max}/k_1)$과 $k_2 (= \sqrt{(2k_1)/(qa)})$는 제어 입력이 연속적이 되도록, 즉 $f(\cdot)$과 $f'(\cdot)$이 연속이도록 선택되어져야 한다[15].

(11)의 PTOS는 이중 적분기 시스템으로부터 해석적으로 유도되기 때문에, 이중 적분기로 이루어지지 않는 시스템에 바로 적용시킬 수는 없다. 실제 플랜트는 모델링 불확실성 및 매개 변수 변화가 있기 때문에 일반적인 시스템에 적용된 PTOS가 잘 작동한다고 기대하기 어렵다. 실제의 이중 적분기 구조가 아닌 시스템에 대하여 PTOS를 적용하려면, 이러한 시스템을 이중 적분기 시스템처럼 동작하도록 만들어야 한다. 이를 위하여 본 논문에서는 외란 관측기를 적용하였다. 그러나 매우 큰 등가 외란 또는 외부 루프 제어기의 큰 제어 입력에 의하여 제어 입력이 포화되면, 외란 관측기에 기초한 제어시스템의 안정성은 보장할 수 없다. 그림 4에 나타낸 시스템을 보면, 추정된 등가 외란 δ는 기본적으로 제어 입력과 역모델의 출력사이의 차이에 의해 생성된다. 이때, 외란 관측기의 입력 u^*가 포화에 의한 플랜트 입력 $\check{u}$와 같지 않으면 추정된 등가 외란은 양 되먹임(positive feedback)에 의하여 발산하고, 전체 시스템은 안정성을 잃게 된다는 것을 알 수 있다. 따라서 외부 루프에 의하여 발생한 제어 입력 신호와 등가 외란이 더해졌을 때 제어 입력의 포화 한계를 넘지 않도록 등가 외란의 크기를 제한해야 한다. 이러한 제약은 외란의 본질적 특성이 예측 불가능할 뿐만 아니라 PTOS가 높은 가속과 감속을 위해 거의 최대의 제어 입력을 사용하므로 현실적이지 못하다. 이러한 문제는 [6][7]에 언급되었는데,

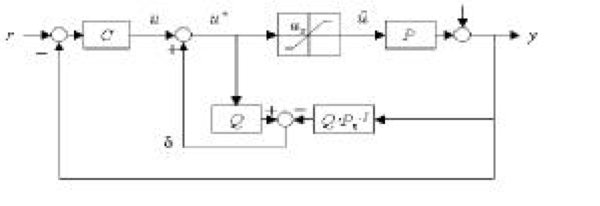


그림 4. 제어 입력 포화가 있는 제어시스템의 구성도.

Fig. 4. Block diagram of control system with saturation.

그 문헌에는 이런 문제가 발생하는 근본적인 이유와 완전한 해결 방안을 설명하지 못하였다. 다음은 내부 안정성의 관점에서 외란 관측기의 제어 입력의 포화 문제를 해석하고자 한다.

2 제어 입력 포화가 있을 경우의 안정성

그림 4와 같이 제어 입력 포화 요소가 있는 경우를 생각하자.

제어 입력 포화가 발생하였을 때는 정리 2의 내부 안정성은 성립하지 않는다. 정리 2와 같은 조건들을 가정하면, $[r, d]^T$, $\check{u}$와 시스템의 상태 $[u, u^*, y]^T$ 사이의 관계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} u \\ u^* \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & -C \\ \dfrac{C}{1-Q} & -\dfrac{C + QP_n^{-1}}{1-Q} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -CP \\ -\dfrac{(C + QP_n^{-1})P}{1-Q} \\ P \end{bmatrix} \check{u} \qquad (13)$$

여기서 u^*가 포화되지 않는다면 $\check{u}$는 u^*와 같아지며, u^*가 포화되면 $\check{u}$는 되먹임 작용에 의존하지 않는 P의 입력으로 볼 수 있다. (13)에서 정리 2의 모든 내부 안정성 조건들을 만족하고 $Q(s) = N_q(s)^{-1} D_q(s)$라면 입력 $[r, d]^T$와 $\check{u}$로부터 출력 u^*에 대한 전달 함수는 분모에 $(N_q(s) - D_q(s))$를 갖는다. 이것은 몇몇 전달 함수가 불안정한 극점을 가질 수 있음을 의미한다. 또한 이것은 Q-필터를 (3)과 같이 선택할 경우에도 적어도 하나의 극점은 언제나 원점에 놓이기 때문에 같은 결과를 얻게된다. 결국 전체 시스템은 내부 안정성을 잃게 되고, 한정된 입력 r, d, $\check{u}$에 대한 출력 u^*의 한정성은 보장할 수 없다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 몇 가지 방법이 [6][7]에 제안되었으나 완전한 분석이 이루어지지는 않았다. 다음에서 이 문제를 내부 안정성의 관점에서 엄밀하게 분석하고 두 가지 해결 방법을 제안하며, 결국 이 두 가지는 동일한 것임을 밝히고자 한다.

첫 번째 방법 : 추가 포화 요소 (ASE) [6]

그림 5에 보인 것처럼 Q-필터의 입력 쪽에 플랜트의 것과 동일한 제어 입력 포화 요소를 삽입한다.

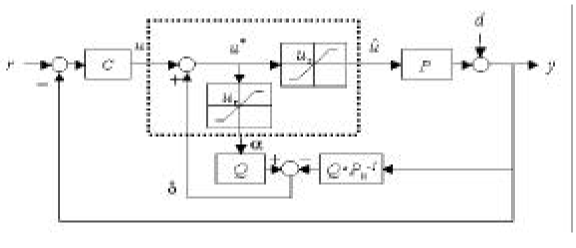


그림 5. 부가 포화 요소(ASE)를 가지는 외란 관측기.

Fig. 5. Disturbance observer with additional saturation element(ASE).

여기서 제어 입력을 포화가 발생하였을 경우의 $[r, d]^T$, $\check{u}$와 시스템의 상태 $[u, u^*, y]^T$ 사이의 관계는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} u \\ u^* \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & -C \\ C & -(C+QP_n^{-1}) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -CP \\ Q-CP-PQP_n^{-1} \\ P \end{bmatrix} \check{u} \tag{14}$$

(14)로부터 정리 2에 기술한 내부 안정성 조건들이 만족된다면, 그림 5의 시스템은 내부적으로 안정하다는 것을 쉽게 알 수 있다. 따라서 한정된 r, d, $\check{u}$에 대하여 u, u^*, y의 한정성도 보장할 수 있다.

두 번째 방법 : 자기 포화 조절 (SAS) [7]

그림 6과 같이 포화를 다루는 요소를 선형 제어기 C의 출력 쪽에 넣음으로써 포화 문제를 해결할 수 있다. 그림에서 $\overline{u^*}$, $\overline{u}$, $\overline{\hat{\delta}}$는 각각 u^*, u, $\hat{\delta}$의 역 라플라스 변환 형태라고 하자. 그리고 v_x를 $\overline{u^*}$와 u_x에 의하여 조절되는 포화 요소의 포화 한계값이라 정의하자. 그러면, 여기서 제안하고자 하는 포화를 다루는 요소는 다음과 같이 동작한다.

$$v_x = \begin{cases} u_x & \overline{u^*} < u_x \\ u_x - (\overline{u^*} - u_x) & \overline{u^*} \geq u_x \end{cases} \tag{15}$$

(15)로부터 $\overline{u^*}$가 u_x보다 크면 v_x가 적응 조절되어 추정된 등가 외란 $\overline{\hat{\delta}}$와 포화를 다루는 요소의 출력 합은 포화되지 않는다는 것을 알 수 있다. 이것을 자가 포화 조절(SAS) 제어라 부른다. 이는 $\overline{u^*} \geq u_x$이고 $\overline{u^*} = v_x + \overline{\hat{\delta}}$이면 $|\overline{\hat{\delta}}| \leq u_x$를 만족하는 모든 $\overline{u^*}$에 대하여 $\overline{u^*} = u_x$가 성립하는 $\overline{u}$보다는 작은 $v_x (\in (0, u_x))$가 존재한다는 사실에 근거한다. 이 두 가지 방법은 다음과 같이 요약, 비교할 수 있다.

i) $\overline{u^*} < u_x$: 포화가 없는 경우이다.

ii) $\overline{u^*} \geq u_x$: Q의 입력 크기가 u_x가 되는 경우이다.

따라서 표 1은 그림 5와 그림 6의 모든 신호가 제한되며, 두 방법이 동일하다는 것을 나타낸다. 먼저 ASE의 경우 α와 $\check{u}$은 그림 5에 포함된 포화 요소에 의하여 u_x로 제한되고, y는 P가 안정하고, $\check{u}$와 d가 제한되었으므로 역시 제한되며, $\hat{\delta}$는 Q와 QP_n^{-1}이 안정하고, α와 y가 제한되었으므로 역시 제한된다. 그리고 u는 C가 안정하고, r과 y가 제한되므로 제한된다. 한편 SAS의 경우 α와 $\check{u}$가 (15)에 의하여 u_x로 제한되고 나머지 신호는 ASE의 경우와 같은 원리로 각각 제한된다. 즉, ASE와 SAS의 차이는 α와 $\check{u}$를 어떤 방법을 사용하여 u_x로 제한시키는가에 있다.

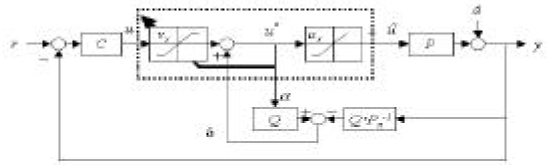


그림 6. 자기 조절 포화(SAS)를 가지는 외란 관측기.
Fig. 6. Disturbance observer with self adjusting saturation (SAS).

표 1. 제안된 두 가지의 포화를 다루는 방법 비교.
Table 1. Comparison of our two proposed saturation handling methods.

	ASE		SAS	
α	u_x	포화 요소에 의해	u_x	$= \alpha$
$\check{u}$	u_x		u_x	
y	$\check{u}P + d$		$\check{u}P + d$	
$\hat{\delta}$	$Q\alpha - QP_n^{-1}y$		$Q\alpha - QP_n^{-1}y$	
u	$C(r-y)$		$C(r-y)$	

IV. 모의 실험 및 실험

1. 정밀 제어 시스템

본 논문에서 다루고자 하는 시스템은 그림 7에 나타낸 1축 정밀 선형 모터 시스템이다. 그림 8은 정밀 제어 실험장치의 하드웨어 구성을 보여준다.

제어기로 사용되는 컴퓨터가 1 msec마다 한 번씩 제어 입력을 계산하며, 그 제어 입력은 12비트 디지털/아날로그 변환기에 의하여 변환되어, DC 서보 증폭기(ANORAD, AM-4-BL-MS-S)를 통하여 ANORAD 선형 서보 모터

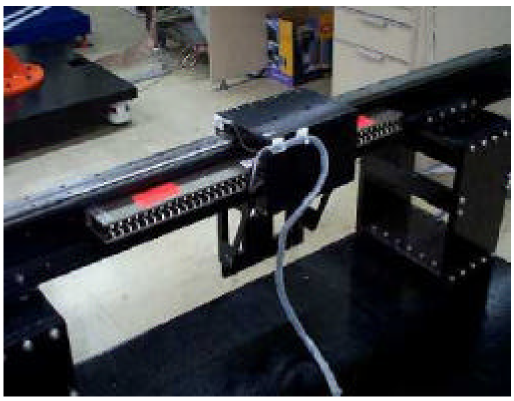


그림 7. 정밀 선형 모터 시스템.
Fig. 7. Precision linear motor system.

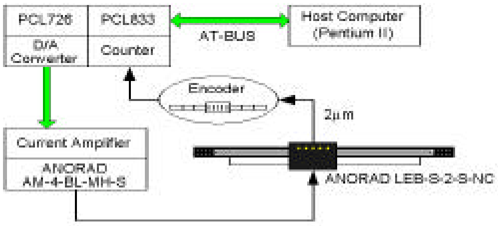


그림 8. 정밀 선형 모터 시스템의 하드웨어 구성.
Fig. 8. Hardware configuration of precision linear motor system.

(LEB-S-2-S-NC)에 인가된다. 2μm의 정밀도를 갖는 엔코더(RSF Elektronik, Type MS 44)는 위치를 측정하여 PCL-833 카운터 보드를 통해 제어기로 사용되는 컴퓨터로 되먹임 시킨다.

2. 마찰의 식별과 보상

그림 7의 시스템에는 모터 자체에 선형 제어나 시간 최적 제어 등으로는 제거하기 어려운 비선형적 마찰 특성을 강하게 나타낸다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 실험에 의하여 마찰을 측정한 후, 이를 직접 보상하는 비선형 마찰 보상 방법을 적용하였다[2][4][8].

정지 마찰이나 쿨롱 마찰 같은 저속도 마찰은 순간 정지 구간 즉, 속도 교차 영역에서 반전 효과를 가져온다. 공칭 선형 모델을 이중 적분기 시스템으로 선택하였기 때문에, 비선형 마찰을 포함하는 시스템의 공칭 모델은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$u(t) = m\ddot{x} + f(\dot{x}) \tag{16}$$

여기서 $f(\dot{x})$는 비선형 마찰 성분을 의미한다.

그림 9는 실험을 통해 얻은 비선형 마찰 변수의 모델을 나타낸다. 이러한 마찰은 정지 마찰, 점성 마찰, 그리고 쿨롱 마찰로 분해할 수 있다. 그것들의 대략의 값을 그림과 같이 나타내었다. 마찰 보상 신호는 제어기의 기억 장치에 조견표(look-up table)의 형태로 기록되고, 그림 10 (a)와 같이 곧바로 제어 입력에 더해진다.

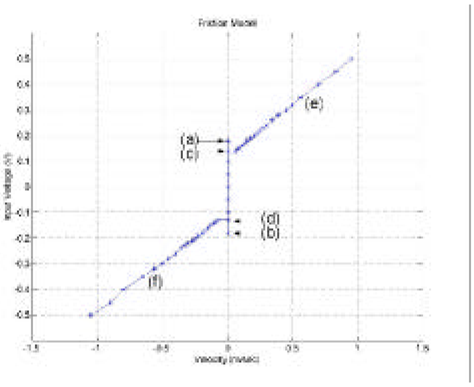
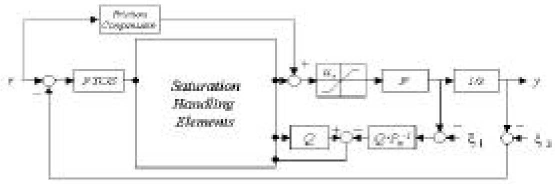
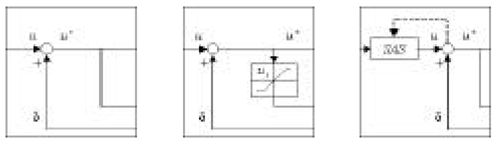


그림 9. 실험적인 마찰 모델링 ; 정지 마찰의 크기 (a) 0.18, (b) -0.18, Coulomb 마찰의 크기 (c) 0.11, (d) -0.10, 점성 마찰의 기울기 (e) 0.40, (f) 0.37.
Fig. 9. Experimental friction modeling; magnitude of static friction (a) 0.18, (b) -0.18, magnitude of Coulomb friction (c) 0.11, (d) -0.10, slope of positive viscous friction (e) 0.40, (f) 0.37.



(a) 전체 제어 시스템의 블록 선도



(b) DOB (c) ASE (d) SAS

그림 10. 전체 제어 시스템과 포화를 다루는 요소들.
Fig. 10. Overall control system and saturation handling elements.

3. 모의 실험 결과

제안한 시스템을 MATLAB 환경에서 모의 실험하였다. 모의 실험에서 고려한 플랜트는 다음 식으로 표현 할 수 있다.

$$P(s) = \frac{1}{0.1s^2 + 0.4s} \tag{17}$$

모의 실험에 사용된 마찰 모델은 그림 9와 같은 값 즉, 정지 마찰은 0.18, Coulomb는 0,1을 사용하였으며, 시스템의 공칭 모델은 다음과 같은 이중 적분기로 선택하였다.

$$P_n(s) = \frac{1}{0.1s^2} \tag{18}$$

그리고 외란 관측기의 Q-필터는 식 (3)과 같은 형태를 사용하였으며, 이때 ε 값은 0.005로 하였다. 한편 그림 3에

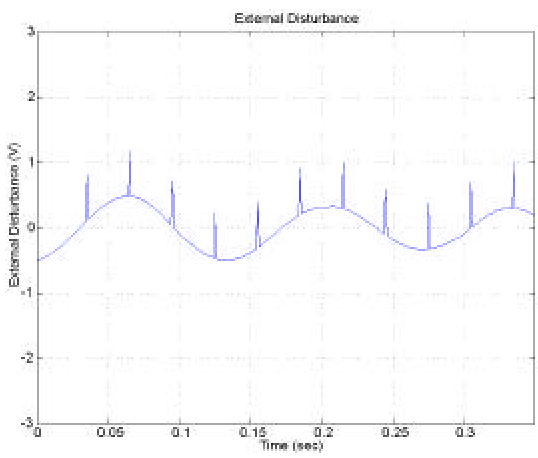
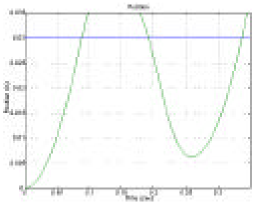
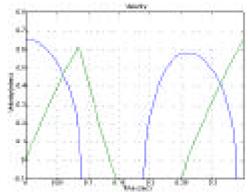


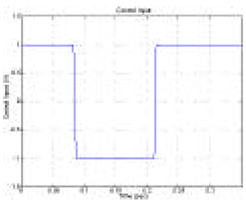
그림 11. 모의 실험을 위한 중첩된 외란.
Fig. 11 External disturbance for simulation.

서 사용한 PTOS의 제어 변수들은 u_{max}는 1.0, q는 0.75, k_1는 15000, 그리고 a는 10으로 각각 결정하였다. 목표 위치는 30 mm로 주었고, 포화 한계 u_x는 1.0 V로 설정하였다. 포화를 다루는 요소의 효율성을 시험하기 위한 외란 신호는 그림 11과 같이 주어졌다. 외란 신호는 정현파와 연속적인 펄스로 이루어져있다.

PTOS가 높은 가속을 위해 거의 최대의 제어 입력을 내고 외란 관측기 또한 추정된 등가 외란 신호를 내기 때문에, 제어 입력은 포화된다. 이러한 경우에, 그림 10 (b)에 나타낸 기존의 외란 관측기는 그림 12에 보인 것처럼 안정성을 유지할 수가 없다. 그러나, 그림 10의 (c)와 (d)에 나타낸 것 같이 포화를 다루는 요소가 있는 외란 관측기는 그림 13과 14에 보인 것처럼 안정성을 유지할 수가 있다. 그림 13의 (a), (b), (c), (d)는 각각 ASE가 있는 외란 관측기를 적용했을 때의 위치 응답 특성, 기준 속도와 속도 응답 특성, 제어 입력 특성, 위치 오차 특성을 나타낸다. 그림 14는 SAS 방법을 적용한 경우를 나타내는데, 그 결과가 ASE의 경우와 매우 유사하다. 그림 13과 14에서, 정착 시간(settling time)이 0.15초보다 작게 나타나 있고, 오버슈트(overshoot)을 포함하는 최대 위치 오차는 대략 $\mp 20\,\mu m$ 이내이다. 모의 실험 결과로부터 제안된 시스템은 PTOS의 최대 제어 입력을 써서 고속 운동을 수행하며, 외란 관측기가 있는 PTOS의 선형 제어기 또한 등가 외란 하에서 고정밀 운동을 수행한다는 것을 알 수 있다.


(a) 위치 응답 특성


(b) 속도 응답 특성


(c) 제어 입력 특성

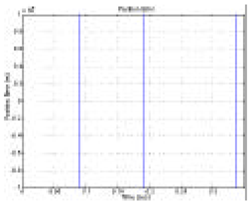
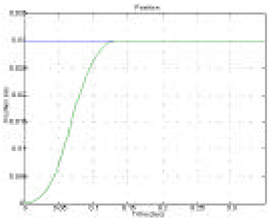
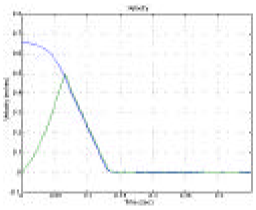
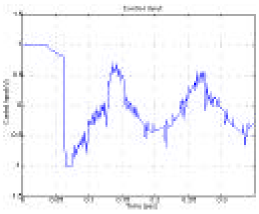

(d) 위치 오차 특성

그림 12. 모의 실험 결과 (DOB).

Fig. 12 Simulation results (DOB).


(a) 위치 응답 특성


(b) 속도 응답 특성


(c) 제어 입력 특성

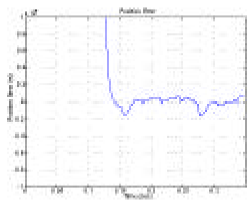
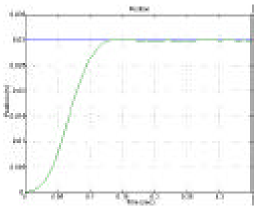
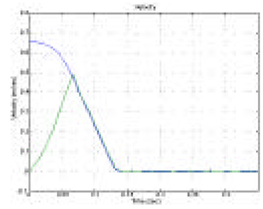
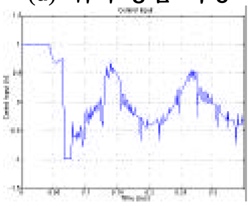

(d) 위치 오차 특성

그림 13. 모의 실험 결과 (ASE).

Fig. 13. Simulation results (ASE).


(a) 위치 응답 특성


(b) 속도 응답 특성


(c) 제어 입력 특성

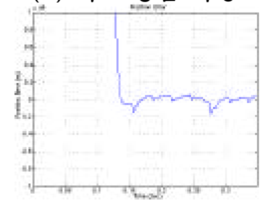
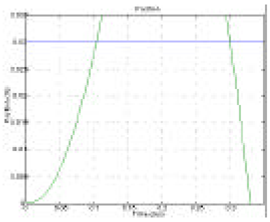
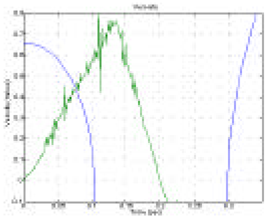
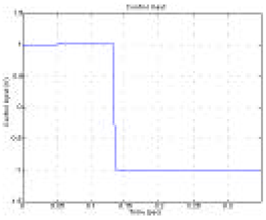

(d) 위치 오차 특성

그림 14. 모의 실험 결과 (SAS).

Fig. 14. Simulation results (SAS).


(a) 위치 응답 특성


(b) 속도 응답 특성


(c) 제어 입력 특성

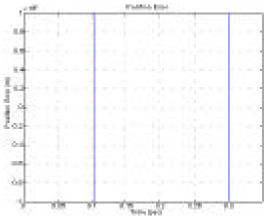

(d) 위치 오차 특성

그림 15. 실험 결과 (DOB).

Fig. 15. Experimental results (DOB).

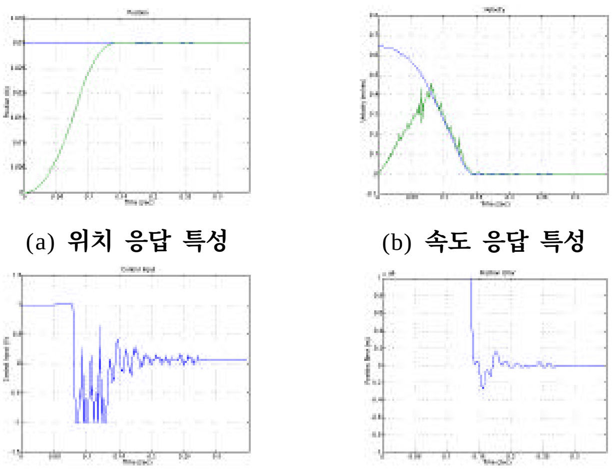
4. 실험 결과

제안한 서보 알고리즘을 그림 7의 정밀 선형 모터 시스템에 적용하여 실험하였다. 실험에서는 모의 실험의 경우와 달리 인위적인 외란을 가하지는 않았지만, PTOS에 의한 제어 입력 신호와 마찰 및 외란 관측기로부터의 모델링 불확실성을 포함하는 추정된 등가 외란 신호의 합에 의하여 제어 입력은 포화된다. 그림 15는 기존의 외란 관측기

를 적용하였을 경우에 시스템이 불안정해지는 것을 보여준다. 그림 16의 (a), (b), (c), (d)는 각각 ASE가 있는 외란 관측기를 적용했을 때의 위치 응답 특성, 기준 속도 및 속도 응답 특성, 제어 입력 특성, 그리고 위치 오차 특성을 나타낸다. 그림 17은 SAS 방법을 적용한 경우를 나타내며, 그 결과는 ASE의 경우와 매우 유사하다. 그림 16과 17에서, 정착 시간이 0.15초보다 작게 나타나 있고 오버슈트를 포함하는 최대 위치 오차는 대략 $\mp 25\mu m$ 이내이다. 실험 결과로부터, 제안된 방법은 성공적으로 전체 시스템의 안정성을 유지하며 고속 고정밀 운동을 구현하였다고 결론지을 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 고속 운동을 위한 근사시간 최적 제어, 견실성을 위한 외란 관측기, 마찰 보상기, 그리고 제어 입력의 포화를 다루는 요소로 이루어진 고속 운동 제어기를 제안하였다. 제안된 제어기에는 근사시간 최적제어기를 이중 적분기가 아닌 시스템에 적용하기 위하여, 또한 외란을 효과적으로 제거하기 위하여 플랜트에 외란 관측기를 적용하였다. 여기서 외란 관측기에 기초한 시스템은 제어입력이 포화 상태가 되면 전체 시스템의 안정성이 보장되지 않는 문제점을 내부 안정도 측면에서 보였으며, 근사 시간 최적 제어와 같이 제어 입력의 최대 범위를 사용할 경우의 전체 시스템의 내부 안정도를 보장하기 위하여 제어 입력의 포화를 다루는 두 가지의 방법을 각각 외란 관측기를 도입하였다. 추가된 제어 입력의 포화를 다루는 요소가 전체 시스템이 제어 입력의 포화 상태에서도 내부 안정도를 유지 할 수 있음을 역시 내부 안정도 측면에서 보이고, 반도체 칩 조립 공정에서 사용되고 있는 정밀 선형 모터 시스템에 대한 모의 실험과 실험으로 제안한 제어기의 안정성과 성능을 증명하였다.

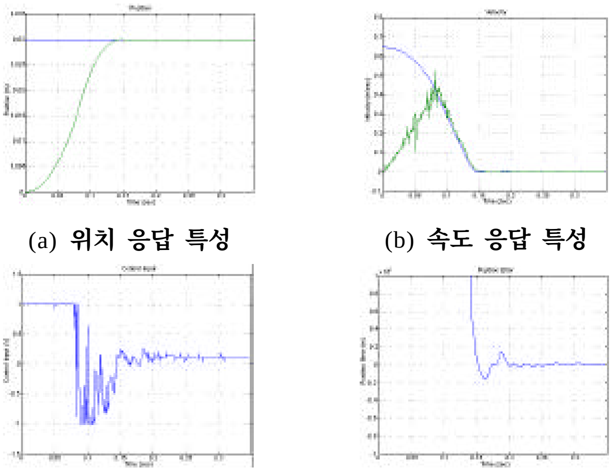


(a) 위치 응답 특성 (b) 속도 응답 특성

(c) 제어 입력 특성 (d) 위치 오차 특성

그림 16. 실험 결과 (ASE).

Fig. 16. Experimental results (ASE).



(a) 위치 응답 특성 (b) 속도 응답 특성

(c) 제어 입력 특성 (d) 위치 오차 특성

그림 17. 실험 결과 (SAS).

Fig. 17. Experimental results (SAS).

참고문헌

[1] K. Ohnishi, "A new servo method in mechatronics", *Trans. Japanese Society of Electrical Engineering*, vol. 107-D, pp. 83-86, 1987.

[2] H. S. Lee, "Robust Digital Tracking Controllers for High-Speed/High-Accuracy Positioning Systems", Ph.D Dissertation, U.C Berkeley, 1994.

[3] A. Tesfaye, H. S. Lee, and M. Tomizuka, "Robust digital control design for high performance motion control systems", *ASME Winter Annual Meeting*, pp. 903-908, November, 1994.

[4] H. T. Goh, S. Weerasooriya, T. S. Low, and Y. H. Huang, "Modeling and compensation of pivot friction in a disk drive actuator", *Proc. American Control Conf.*, Seattle, Washinton, pp. 4141-4145, 1995.

[5] C. J. Kempf and S. Kobayashi, "Design of a discrete time tracking controller for a high speed, high accuracy positioning system", *Third Int. Conf. on Motion and Vibration Control*, China, pp. 358-363, September, 1996.

[6] K. S. Eom, I. H. Suh, and W. K. Chung, "Disturbance observer based path tracking control of robot manipulator considering torque saturation", *Proc. of 8th Int. Conf. on Advanced Robotics*, pp. 651-657, 1997.

[7] B. K. Kim, W. K. Chung, H. T. Choi, and I. H. Suh, "Self adjusting saturation time optimal controller using disturbance observer", *1998 World Automation Conf.*, Alaska, 1998.

[8] M. Iwasaki, T. Shibata, and N. Matsui, "Disturbance-observer-based nonlinear friction compensation in table drive system", *IEEE/ASME Trnas. on Mechatronics*, vol. 4, no. 1, pp. 3-8, March, 1999.

[9] Bin Yao, Mohammed Al-Majed, and M. Tomizuka,

"High performance robust motion control of machine tools: An adaptive robust control approach and comparative experiments", *IEEE/ ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 2, no. 2, pp. 63-76, June, 1997.

[10] L. Yi and M. Tomizuka, "Two-degree-of-freedom control with robust feedback control for hard disk servo systems", *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 4, no. 1, pp. 17-24, March, 1999.

[11] K. Furuta and K. Komiya, "Design of model following controller", *IEEE Trnas. Automatic Control*, vol. 27, no. 3, pp. 725-727, June, 1982.

[12] H. A. Zhu, C. L. Teo, G. S. Hong, and A. N. Poo, "An enhanced scheme for the model-based control of manipulators", *Int. J. Control*, vol. 56, no. 6, pp. 1243-1261, 1992.

[13] H. A. Zhu, G. S. Hong, C. L. Teo, and A. N. Poo, "Internal model control with enhanced robustness", *Int. J. Systems Sci.*, vol. 26, no. 2, pp. 277-293, 1995.

[14] J. C. Doyle, B. A. Francis, and A. R. Tannenbaum, "Feedback Control Theory", Macmillan Publishing Co., 1992.

[15] M. E. Workman, "Adaptive Proximate Time-Optimal Servomechanisms", Ph.D Dissertation, Stanford University, 1987.

[16] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, "Digital Control of Dynamic Systems", Addison Wesley, second edition, 1990.

최 현 택

1968년 2월 27일생. 1991년 한양대 전자공학과 졸업, 1993년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사), 1993년-1995년 한국통신 연구개발원 전임연구원, 현재 한양대 대학원 전자공학과 박사과정

서 일 홍

1955년 4월 16일생. 1977년 서울대 공대 전자공학과 졸업. 1982년 한국 과학기술원 전기 및 전자 공학과 졸업(공박). 1982년 대우 중공업 기술 연구소 근무. 1987-1988년 미국 미시간대 객원 연구원. 현재 한양대학교 공대 교수.

김 봉 근

1971년 10월 18일생. 1994년 부산대학교 생산기계공학과 졸업. 포항공과대학교 기계공학 석사(1996). 현재 포항공과대학교 대학원 기계공학과 박사과정

정 완 균

1959년 2월 24일생, 1981년 서울대학교 기계공학과 졸업. 한국과학기술원 기계공학 석사(1983), 한국과학기술원 생산공학박사(1987), 1994 현재 포항공과대학교 기계공학과 부교수. 관심분야는 여유자유도 로봇의 제어 와 로봇의 힘제어 및 극작업용 원격제어기술.