

# 비 선형 요소를 갖는 정전 마이크로 구동기의 외란 관측기에 기초한 디지털 추종 제어기 설계

|              |
|--------------|
| 論 文          |
| 48A - 6 - 15 |

## Design of Digital Tracking Controller based on Disturbance Observer for Micro Electrostatic Actuator with Nonlinearity

崔玄澤\* · 徐一弘\*\*  
(Hyun-Taek Choi · Il Hong Suh)

**Abstract** -A digital tracking controller is proposed for micro electrostatic actuator with input nonlinearity, where disturbance observer is utilized in cooperation with inverse function. Generally the disturbance observer is announced to be robust to modeling uncertainty, and external disturbance. But, when the nonlinearity exists in the systems, the disturbance observer may not directly be applied to that system, because the nonlinearity may destabilize the overall system. Therefore, first, we linearize the nonlinear input characteristics of micro electrostatic actuator by the use of inverse function. Secondly, we apply disturbance observer to approximately linearized system for eliminating the residuals of nonlinearity and the modeling uncertainty. Then, we get the good properties of the disturbance rejection as well as the robustness due to the own nature of disturbance observer. In this case, we propose a sufficient condition for the robust stability of overall systems. Furthermore, we discuss the problem that may be exposed when disturbance observer is applied to the internally stable system with saturation, and analyze two methods to overcome input saturation problem in the sense of internal stability. Simulations have been carried out to show the effectiveness of the proposed controller.

**Key Words** :HDD, Tracking Control, Micro Electrostatic Actuator, Nonlinearity, Saturation, Internal stability

### 1. 서론

최근에 들어 널리 사용되는 하드디스크 드라이브(Hard Disk Drive, HDD)는 2.5 또는 1.8 인치의 초소형, 1제곱 인치 당 400에서 700Mbyte 이상의 대용량, 데이터 평균 탐색 시간 8msec 이하, 저 전력 소모를 하는 제품이 주류를 이루고 있으며, 최근 발달하고 있는 초고속 정보 통신망과 멀티미디어, 휴대형 컴퓨터의 환경은 그 이상의 성능을 갖는 HDD를 요구하고 있다. 현재 사용하는 HDD에서 데이터를 읽고, 쓰기 위한 헤드의 위치 제어는 보이코일 모터(Voice Coil Motor, VCM)라는 구동기를 사용하고 있으며, 이를 사용한 HDD의 헤드 위치 제어 기술은 7,000 - 8,000 트랙 밀도(Track Per Inch, TPI), 500 - 600 Hz 대역폭(Bandwidth)의 성능으로 한계에 이르렀다고 판단된다. 이는 일반적으로 헤드 위치 제어에 존재하는 문제점, 즉 기구의 공진, 열에 의한 팽창, 디스크가 회전함으로써 발생하는 주기적/비 주기적인 이탈, 외부에 영향으로 발생하는 충격이나 진동 등의 영향이 허용 위치 오차가 작아짐에 따라 상대적으로 크게 나타나기 때문이다. 이에 따라 2000년대의 예상 규격, 즉 25,000 TPI 이상, 1 $\mu$ m 이하의 트랙 피치를 가질

것으로 예상되는 HDD의 헤드 위치 제어를 위해서 2 - 3kHz 이상의 대역폭, 100 nm 이하의 잔류 위치 오차의 성능을 갖는 서보 시스템이 필요할 것으로 예측된다[1-3]. 이와 같은 성능을 지닌 서보 시스템 중에 이중 구동기의 구조를 갖는 서보 시스템(Dual Stage Servo System)에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[1,3-5]. 이중 구동기는 이미 사용 중인 VCM와 마이크로 구동기(Micro Actuator)를 함께 사용하는 것으로 넓은 동작 범위를 요구하는 트랙 탐색(Track Seeking)에서는 VCM를 주로 사용하며, 정밀한 추종을 요구하는 트랙 추종 제어(Track Following)에서는 대역폭이 높은 마이크로 구동기를 사용함으로써, 위의 성능을 보장할 수 있다. 이때 사용되는 마이크로 구동기는 보통 압전 구동기(piezo electric actuator), 정전 마이크로 구동기(electrostatic microactuator), 전자장 마이크로 구동기(electro magnetic microactuator) 등이 사용된다. 따라서 앞에서 언급한 헤드 위치 제어의 문제점을 대역폭이 매우 높은 마이크로 구동기를 적용함으로써 해결할 수 있을 것으로 기대하였다. 그러나 마이크로 구동기가 가지고 있는 고유한 비 선형 문제를 먼저 해결 해야하는 또 다른 문제를 발생하였다.

본 논문에서는 비 선형 정전 마이크로 구동기를 선형화하고, 외란에 강인한 추종 제어기 알고리즘을 제안하고자 한다. 2장의 2.1에서 비 선형 요소를 지닌 정전 마이크로 구동기의 특성과 모델링을 하였으며, 2.2에서는 이러한 정전 마이크로 구동기를 역함수를 적용하여 근사적으로 선형화 하는 방법을 제시하였다. 2.3-2.4에서 잔류 비 선형 요소와 외란의 영향을 제거할 수 있는 외란 관측기를 적용하였으며,

\* 正 會 員 : 漢陽大 電子 및 컴퓨터 工學部 博士課程

\*\* 正 會 員 : 漢陽大 電子 및 컴퓨터 工學部 教授 · 工博

接受日字 : 1998年 6月 30日

最終完了 : 1999年 4月 14日

이러한 시스템의 안정성을 보장하는 충분 조건을 제시하였다. 또한 2.5에서는 내부적으로 안정함이 보장된 제어 입력의 포화 요소가 있는 시스템에 외란 관측기를 적용했을 때 발생하는 문제를 내부 안정성의 측면에서 규명하고, 이를 해결한 외란 관측기의 설계 방법을 제시하였다. 그리고, 3장에서 제안한 알고리즘의 성능을 모의 실험을 통하여 검증하고, 마지막으로 결론을 서술하였다.

## 2. 제어기 설계

### 2.1 마이크로 정전 구동기

초정밀 위치 제어를 위해 본 논문에서 사용한 마이크로 구동기는 그림 1과 같이 정전(electrostatic) 방식으로  $200\mu\text{m} \times 300\mu\text{m}$ 의 크기를 가지며,  $0 \sim 20\text{V}$ 의 입력 전압에  $0 \sim 0.8\mu\text{m}$ 를 동작한다. 이 구동기는 인가된 전압에 대하여 그림 2와 같이 비 선형적 특성을 나타내며, 히스테리시스는 나타내지 않는다.

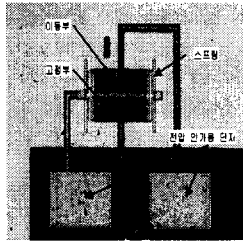


그림 1 정전 마이크로 구동기  
Fig. 1 Electrostatic Microactuator

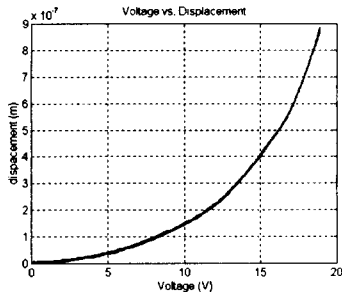


그림 2 정전 마이크로 구동기의 인가 전압에 대한 변위 특성  
Fig. 2 Position output for Electrostatic Microactuator of Input voltage

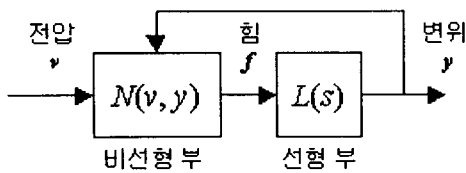


그림 3 정전 마이크로 구동기 모델  
Fig. 3 Model of Electrostatic Microactuator

이를 그림 3과 같이 비 선형 부와 선형 부로 나누어 모델링 할 수 있다[5].

이때 입력 전압과 발생하는 힘의 관계는 식 (1)으로, 발생한 힘과 변위의 관계는 식 (2)로 나타낼 수 있다. 여기서  $f=N(\cdot, \cdot)$ 은 힘,  $v$ 는 입력 전압,  $y$ 는 변위이며, 매개 변수  $c_1, c_2, c_3, g_1, g_2, k, \zeta, \omega$ 는 다음 표1과 같다[5].

$$N(v, y) = \left[ c_1 + \frac{c_2}{(g_1 - y)^2} - \frac{c_3}{(g_2 + y)^2} \right] \cdot v^2 \quad (1)$$

$$\ddot{y} + 2\zeta\omega\dot{y} + \omega^2 y = k \cdot \omega^2 \cdot f \quad \text{또는} \quad L(s) = \frac{k \cdot \omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad (2)$$

표 1. 정전 마이크로 구동기 모델의 파라미터  
Table 1. Parameters of Model of Electrostatic Microactuator

| 상수       | 값                        |
|----------|--------------------------|
| $c_1$    | $4.7617 \times 10^{-9}$  |
| $c_2$    | $1.7584 \times 10^{-20}$ |
| $c_3$    | $6.632 \times 10^{-20}$  |
| $g_1$    | $3.16 \times 10^{-6}$    |
| $g_2$    | $4.35 \times 10^{-6}$    |
| $k$      | 0.43289                  |
| $\zeta$  | 0.0405                   |
| $\omega$ | $1.4916 \times 10^9$     |

### 2.2 역함수에 의한 선형화

위 마이크로 구동기는 인가된 전압에 대하여 그림 2와 같은 일정한 비 선형적인 출력 특성을 나타내므로 이를 선형화 하는 방법으로 그림 4와 같이 역함수를 사용하여 제어 입력을 수정하였다.

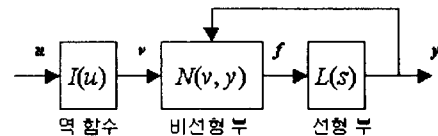


그림 4 역함수를 적용한 정전 마이크로 구동기  
Fig. 4 Electrostatic Microactuator with Inverse Function

역함수는 인가 전압,  $u$ 의 범위 내에서 인가된 전압에 대하여 선형 출력을 나타내도록 하기 위하여 식 (3)으로 정의하였다.

$$I(u) = a_1 \cdot \sqrt{-u + a_2 [-(u + a_3)^2 + a_3^2]} \quad (3)$$

식 (3)에서 사용되는 함수의 매개 변수를 얻기 위하여 먼저  $r$ 을 식 (4)와 같이 구한다. 여기서  $y_{\text{max}}$ 는 마이크로 구

동기의 최대 이동 변위를 의미하고,  $v^*$ 는  $y_{max}$ 를 나타내는 전압이며, 따라서  $r$ 는 그림 2에서 보면 원점부터  $y_{max}$ 까지의 기울기에 해당한다. 이는 비 선형 부분에 역함수를 적용하여 입력,  $u$ 와 출력,  $y$ 의 관계가 동작 범위 안에서  $r$ 이 되도록 하려는 의도로 해석 할 수 있다.

$$r = \{r=(y_{max}/v^*) \in R : N(v^*, y_{max})L(s)=y_{max}\} \quad (4)$$

그리고, 이미 구한  $r$ 을 사용하여 식 (5)을 만족하도록 하는  $\alpha_1$ 를 선정한다.

$$|N(I(U_{max}), y_{max}) - r \cdot U_{max}| = 0 \quad (5)$$

그리고 식 (6)을 만족하는  $\alpha_2, \alpha_3$ 을 선정하였다. 여기서  $U_{max}, U_{min}$ 은 각각 제어 입력의 최대, 최소 값이다. 이렇게 계산된 각 매개 변수는 표2와 같다.

$$\min_{\alpha_2, \alpha_3} \|N(I(u), y) - r \cdot u\|_{L_\infty}, u \in (U_{min}, U_{max}) \quad (6)$$

표 2. 역함수 파라미터

Table 2. Parameters of Inverse Function

| 매개 변수      | 값      |
|------------|--------|
| $\alpha_1$ | -1.361 |
| $\alpha_2$ | 0.34   |
| $\alpha_3$ | 0.925  |

따라서 비 선형 부는 식 (7)과 같이 근사적으로 선형화 할 수 있다. 여기서  $\Delta_r$ 은 잔류 비 선형 성분을 나타낸다.

$$N(I(u), y) = r(1 + \Delta_r) \cdot u, u \in (U_{min}, U_{max}) \quad (7)$$

이와 같은 방법으로 비 선형 마이크로 구동기를 근사적으로 선형화 하였으며, 아직 남아 있는 비 선형 요소를 제거하기 위하여 외란 관측기를 적용하였다.

### 2.3 외란 관측기 설계

외란 관측기는 Ohishi에 의하여 처음 제안되었다[7]. 외란 관측기는 모델링 오차와 매개 변수의 변화뿐만 아니라, 외란 등을 제거하도록 제어 입력을 생성하여 시스템이 공칭 모델처럼 동작하게 하는 특징으로 최근 강인 제어 및 외란 제거 제어의 여러 분야에 널리 적용되었다[8]-[10]. 따라서 남아 있는 비 선형 요소와 외란에 대한 강인한 성질을 갖도록 하기 위하여 그림 5와 같이 외란 관측기를 적용하였다.

여기서 공칭 모델  $P_n(s)$ 은 식 (8)과 같이 결정하였다. 이때의  $r$ 은 식 (4)에서 이미 결정되었고,  $L_n(s)$ 는 마이크로 구동기의 모델에서 선형 부의 공칭 모델이다.

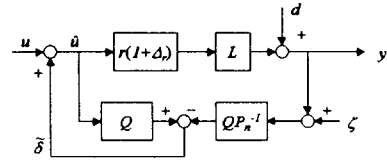


그림 5 외란 관측기를 적용한 정전 마이크로 구동기  
Fig. 5 Electrostatic Microactuator with Disturbance Observer

$$P_n(s) = r \cdot L_n(s) \quad (8)$$

외란 관측기를 적용한 후에 정전 마이크로 구동기의 입출력 관계는 식 (9)와 같이 표현 할 수 있으며, 여기서  $G_{uy}, G_{dy}, G_{\zeta y}$  각각 식 (10), (11), (12)와 같다.

$$y = G_{uy} \cdot u + G_{dy} \cdot d + G_{\zeta y} \cdot \zeta \quad (9)$$

$$G_{uy} = \frac{[r(1 + \Delta_r)]LP_n}{P_n + ([r(1 + \Delta_r)]L - P_n)Q} \quad (10)$$

$$G_{dy} = \frac{P_n(1 - Q)}{P_n + ([r(1 + \Delta_r)]L - P_n)Q} \quad (11)$$

$$G_{\zeta y} = \frac{[r(1 + \Delta_r)]LQ}{P_n + ([r(1 + \Delta_r)]L - P_n)Q} \quad (12)$$

만약  $Q$ -필터가 이상적 ( $Q(s) = 1$ )이라면,  $G_{uy} = P_n = r \cdot L_n, G_{dy} = 0, G_{\zeta y} = 1$ 이 됨을 알 수 있다. 그러나  $Q$ -필터가 1이 되면 그림 5에서  $P_n^{-1}$ 가 분자의 차수가 분모보다 커서 구현 불가능하다.  $Q$ -필터는  $Q(s)P_n^{-1}(s)$ 의 분자의 차수와 분모의 차수가 같도록 하여, 구현이 가능하도록 만들어 주는 저주파수 통과 필터이다. 여기서 공칭 모델,  $P_n$ 이 2차 시스템이므로 분모의 차수에서 분자의 차수를 뺀 상대 차수(relative degree)는 2차이다. 따라서 식 (13)과 같이  $Q$  필터를 선택하였다[8].

$$Q(s) = \frac{3(\tau s) + 1}{(\tau s)^3 + 3(\tau s)^2 + 3(\tau s) + 1} \quad (13)$$

여기서  $\tau$ 는  $Q$ -필터의 절점 주파수로  $|Q(j\omega)| \approx 1 \quad \omega \ll \tau, |Q(j\omega)| \approx 0 \quad \omega \gg \tau$ 로 생각할 수 있다. 본 논문에서  $\tau$ 는 0.001로 선택하였다.

### 2.4 강인 안정도를 위한 충분 조건

앞 절에서 설계한 외란 관측기에 일반적인 선형 제어기를 적용한 시스템의 구성은 그림 6과 같이 나타낼 수 있으며, 입출력 관계는 식 (14)로 표현 할 수 있다. 여기서  $G_{ry}, G_{\rho y}, G_{dy}, G_{\zeta y}$ 는 각각 (15), (16), (17), (18), (19)와 같다.

$$y = G_{ry} \cdot r + G_{\rho y} \cdot \rho + G_{dy} \cdot d + G_{\zeta y} \cdot \zeta \quad (14)$$

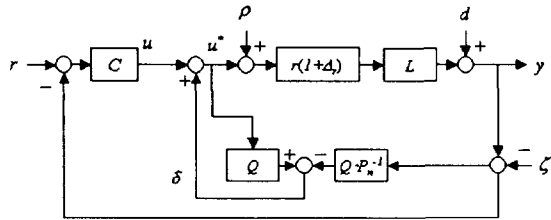


그림 6 제안한 제어기의 구성도  
Fig. 6 Block diagram of Proposed Control Scheme

$$G_{ry} = \frac{CPP_n}{\chi_c} \quad (15)$$

$$G_{\rho y} = \frac{PP_n(1-Q)}{\chi_c} \quad (16)$$

$$G_{dy} = \frac{P_n(1-Q)}{\chi_c} \quad (17)$$

$$G_{\zeta y} = \frac{P(PP_n+Q)}{\chi_c} \quad (18)$$

$$\chi_c = P_n(1+CP) + (P-P_n)Q \quad (19)$$

식 (15) 및 식 (19)에서 C는 일반적인 선형 제어기로서 설계의 예는 3절에서 기술하고자 한다. 그리고,  $\chi_c$ 는 페루프 시스템의 특성 방정식이다. 이때 실제 모델, L(s)에 식 (20)과 같은 곱셈형 모델링 오차  $\Delta_L$ 이 있다고 가정하면 P는 식 (21)으로 나타낼 수 있다.

$$L = L_n(1 + \Delta_L) \quad (20)$$

$$P = r(1 + \Delta_r) \cdot L_n(1 + \Delta_L) = P_n(1 + \Delta_r)(1 + \Delta_L) \quad (21)$$

따라서 식(19)의 특성 방정식은 식 (22)로 표현 할 수 있다. 여기서  $\Delta$ 는  $(\Delta_L + \Delta_r + \Delta_L\Delta_r)$ 이다.

$$\begin{aligned} \chi_c(s) &= P_n(1 + CP) + (P - P_n)Q \\ &= P_n(1 + CP_n(1 + \Delta_r)(1 + \Delta_L)) \\ &\quad (1 + \Delta_r)(1 + \Delta_L) - P_n)Q \\ &= P_n(1 + CP_n + (CP_n + Q)\Delta) \end{aligned} \quad (22)$$

일반적인 곱셈형 모델링 오차  $\Delta_P$ 를 갖는 선형 시스템에 외란 관측기를 적용하였을 때 강인 안정할 충분 조건은 정리1로 나타낼 수 있다.

정리1[11]: 실제 시스템 P를 공칭 모델  $P_n$ 과 곱셈형 오차,  $\Delta_P$ 로  $P = P_n(1 + \Delta_P)$ 와 같이 표현한다고 하자. 이때 공칭 모델  $P_n$ 이 안정하고, 선형 제어기 C를 적용하였다면, 경우 페루프 시스템이 시스템 모델링 오차  $\Delta_P$ 에 대하여 안

정할 충분 조건은 식 (23)으로 표현 할 수 있다.

$$|\Delta_P|_{s=j\omega} < \left| \frac{1 + CP_n}{Q + CP_n} \right|_{s=j\omega} \quad (25)$$

즉,  $\omega \in \omega_d (= \{\omega: Q(j\omega) \approx 1\})$ 에 대해서는  $|\Delta_P|_{s=j\omega} < 1$ , ( $\omega \in \omega_d$ )을 만족하여야 한다.

따라서 그림 6의 시스템에 대해서도  $L_n(s)$ 가 안정하고, 선형 제어기, C를 적용한 경우의 페루프 시스템이 모델링 오차와 비 선형 오차에 대하여 강인 안정도를 유지하기 위한 충분 조건을 식 (24)와 같이 구할 수 있다. 여기서  $\Delta$ 는  $(\Delta_L + \Delta_r + \Delta_L\Delta_r)$ 이다.

$$|\Delta(j\omega)| < 1, (\omega \in \omega_d) \quad (24)$$

### 2.5 외란 관측기의 제어 입력 포화에 대한 고려

그림 7의 경우처럼 제어 입력의 포화 요소가 존재하는 시스템에 외란 관측기를 적용하였을 경우를 고려하여 보자.

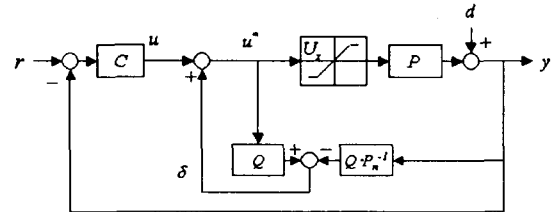


그림 7 제어 입력 포화 요소를 갖는 시스템 구성도  
Fig. 7 Block Diagram of System with saturation

먼저, 제어 입력의 포화 요소가 발생하지 않은 경우는 제어 입력 포화 요소를 고려하지 않은 경우와 같으므로 다음 정의2로 나타낼 수 있다.

정리2: 만약  $P_n(s)$ ,  $P(s)$ ,  $C(s)$ ,  $Q(s)$ 가 안정하고  $P_n(s)$ ,  $P(s)$ 이 최소 위상 시스템이라고 할 때, 식(23)의 강인 안정할 조건을 만족하면 전체 시스템은 내부적으로 안정하다.

[증명] 그림 6에서 입력  $[r, d]^T$ 에 대한 시스템의 상태  $[u, u^*, y]^T$ 의 관계는 식 (25)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} u \\ u^* \\ y \end{bmatrix} = \frac{P_n}{P_n(1+CP) + (P-P_n)Q} \begin{bmatrix} (1-Q)C + CPP_n^{-1}Q & -(1-Q)C \\ C & -(C+QP_n^{-1}) \\ CP & (1-Q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix} \quad (25)$$

내부적으로 안정하기 위해서는 6개의 전달 함수가 모두

안정하여야 하므로,  $P_n(s)$ ,  $P(s)$ ,  $C(s)$ ,  $Q(s)$ 가 안정하고,  $P_n(1+CP) + (P-P_n)Q$ 이 안정하면 전체 시스템은 내부적으로 안정하다. ■

그러나 제어 입력의 포화가 발생하면 외란 관측기에 의하여 내부 안정성이 유지되지 않을 수 있다. 위의 정리2와 같은 가정을 할 때 제어 입력의 포화가 발생하면 입력  $[r, d]^T$ 에 대한 시스템의 상태  $[u, u^*, y]^T$ 의 관계는 식 (26)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} u \\ u^* \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & -C \\ \frac{C}{(1-Q)} & -\frac{(C+QP_n^{-1})}{(1-Q)} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -CP \\ -\frac{(C+QP_n^{-1})P}{(1-Q)} \\ \frac{-CP}{P} \end{bmatrix} U_x \quad (26)$$

따라서 정리2의 내부 안정도 조건을 모두 만족하더라도,  $Q(s) = N_q[s]^{-1} D_q[s]$ 라 하면 각 입력에 대한 출력,  $u^*$ 의 특성 방정식은  $(N_q[s] - D_q[s])$ 가 된다. 따라서 각 전달 함수는 불안정한 극점을 가질 수 있다. 만약 식 (13)에서 처럼  $Q$ -필터를 선정 할 경우 원점에 극점이 나타나게 된다. 따라서 내부 안정성의 성질을 잃게 되고, 제한된 입력 (bounded input)  $r$ 과  $d$ 에 대하여 상태  $u^*$ 는 제한되지 않는다.

이와 관련하여 몇 가지 방법이 제안되었으나[9][10], 문제점이 발생하는 원인과 제시한 방법의 유용함을 명확히 해석하지 못하였다. 본 논문에서는 내부 안정도 측면에서 원인과 해결 방법을 해석 할 수 있으며, 제안한 두 가지 방법은 결국 내부 안정도를 유지하기 위한 방법으로 같은 결과를 얻음을 보이고자 한다.

방법 1: 엄광식 등이 제안한 방법으로 그림 8과 같이  $Q$ -필터의 입력 단에 시스템의 제어 입력 포화 요소와 같은 제어 입력 포화 요소를 적용하는 방법이다[9].

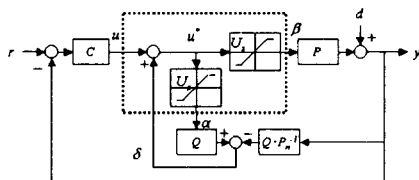


그림 8 제어 입력 포화 요소를 포함한 외란 관측기  
Fig. 8 Disturbance Observer within Saturation

이의 경우 제어 입력의 포화가 발생하였을 때의 입력  $[r, d]^T$ 에 대한 시스템의 상태  $[u, u^*, y]^T$ 의 관계는 식 (27)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} u \\ u^* \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & -C \\ C & -(C+QP_n^{-1}) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -CP \\ -\frac{(C+QP_n^{-1})P}{(1-Q)} \\ \frac{-CP}{P} \end{bmatrix} U_x \quad (27)$$

정리2의 내부 안정도 조건을 만족하면 시스템은 내부 안정하다. 따라서 제한된 입력  $r, d, U_x$ 에 대하여  $u, u^*, y$ 는 제한된다.

방법 2: 김봉근 등이 제안한 자기 적응 제어 입력 포화 (Self-adjusting saturation)은 그림 9와 같이 나타낼 수 있다[10].

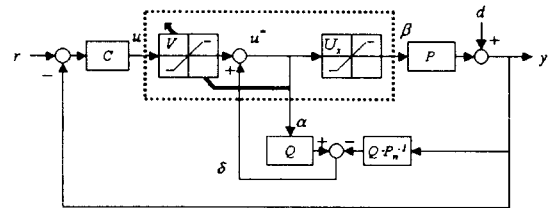


그림 9 자기 적응 제어 입력 포화방법을 적용한 외란 관측기  
Fig. 9 Disturbance Observer with Self-adjusting Saturation

여기서  $V$ 는 가변 제어 입력 포화 요소로 다음 식 (28)으로 표현되는 규칙에 의하여 크기가 가변된다.

$$V = \begin{cases} U_x & u^* < U_x \\ U_x - (u^* - U_x) & u^* \geq U_x \end{cases} \quad (28)$$

위 방법은  $u^*$ 를 측정하여  $U_x$ 보다 클 경우, 그 크기만큼  $V$ 를 조정하여  $u^*$ 가  $U_x$ 를 넘지 않도록 하는 방법으로, 이는 다음의 사실에 근거한다.

사실:  $u^* \geq U_x$ 이고,  $u^* = V + \delta$ 일 때  $|\delta| \leq U_x$ 를 만족하는 모든  $u^*$ 에 대하여  $u^* = U_x$ 가 되도록 하는  $u$ 보다 작은  $V (\in (0, U_x))$ 가 존재한다.

이로서 방법 1과 방법 2를 다음과 같이 구분하여 비교 할 수 있다.

$u^* < U_x$  경우: 방법 1과 방법 2에서 모두 입력 포화 요소를 제거한 경우와 동일하다.

$u^* \geq U_x$  경우: 위 사실에 의하여 그림 9의  $\alpha$ 는  $U_x$ 이므로 방법 1과 방법 2의  $\beta, y, \delta, u$ 가 차례로 같음을 표4를 통해서 알 수 있다. 또한 정리2의 내부 안정도 조건을 만족하면 시스템은 내부 안정하고, 따라서 제한된 입력  $r, d, U_x$ 에 대하여  $u, u^*, y$ 는 제한된다.

표 3 방법 1과 방법 2의 시스템 상태

Table 3 System State of Method 1 and Method 2

|          | 방법 1                   |                        | 방법 2                   |              |
|----------|------------------------|------------------------|------------------------|--------------|
| $\alpha$ | $U_x$                  | 제어 입력<br>포화 요소에<br>의해서 | $U_x$                  | 위 사실에<br>의해서 |
| $\beta$  | $U_x$                  | 의해서                    | $U_x$                  | $= \alpha$   |
| $y$      | $\beta P + d$          |                        | $\beta P + d$          |              |
| $\delta$ | $Q\alpha - QP_n^{-1}y$ |                        | $Q\alpha - QP_n^{-1}y$ |              |
| $u$      | $C(r-y)$               |                        | $C(r-y)$               |              |

그러나, 식 (28)의  $V$ 는  $u^* > U_x$ 일 때, 이산 시간 영역의 환경에서  $V(k+1) = U_x - (u^*(k) - U_x)$ 로 구할 수밖에 없다. 즉, 샘플링 시간 지연에 의하여 위의 사실을 정확히 구현할 수 없다. 따라서 본 제어 시스템에서는 방법 1의 방법을 취하였다.

### 3. 모의 실험

역함수와 외란 관측기를 적용한 정전 마이크로 구동기가 2kHz의 대역폭과 80도의 위상 여유를 갖도록 하기 위하여 선형 제어기를 설계하였다. 선형제어기의 설계는 역함수와 외란 관측기를 적용한 정전 마이크로 구동기가 선형이 되었다는 가정에서 식 (8)의 공칭 모델을 이용하여 W-영역에서 앞의 설계 규격을 만족하도록 설계하였다. 이때 샘플링 시간,  $T$ 는  $20\mu\text{sec}$ 이다. 먼저 정전 마이크로 구동기가 정상 상태 오차를 갖기 때문에 PI 제어기를 적용하였으며, 위의 설계 조건을 만족시키기 위하여 1.3kHz에 극점을 추가로 삽입하였다. 이 결과를 식 (29)와 같이 나타낼 수 있다. 이때의 설계 변수는 표 4와 같다.

$$C(w) = \left\{ \frac{k_i \cdot a}{w + k_i} \right\} \cdot \left\{ k_p \cdot \frac{w + k_i/k_p}{w} \right\} \quad (29)$$

표 4 제어기 매개 변수

Table 4 Parameters of Controller

| 매개 변수 | 값          |
|-------|------------|
| $a$   | 0.9        |
| $k_i$ | 80000      |
| $k_p$ | $10^9$     |
| $k_i$ | $510^{10}$ |

이렇게 구하여진 제어기를 Tustin 변환 방법을 이용하여 식 (30)과 같이 이산 시간영역의 제어기로 변환하였다.

$$C(z) = \frac{ak_i Tz + ak_i T}{(k_i T + 2)z + (k_i T - 2)} \cdot k_p \cdot \left\{ \frac{(k_i T + 2k_p)z + (k_i T - 2k_p)}{2z - 2} \right\} \quad (30)$$

역함수와 외란 관측기를 적용한 정전 마이크로 구동기에 설계한 선형 제어기를 그림 10과 같이 구성하여 matlab에서 모의 실험을 수행하였다.

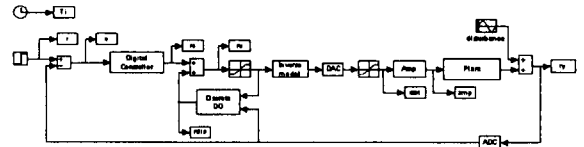


그림 10 모의 실험을 위한 전체 시스템의 블록 선도  
Fig. 10 Block Diagram of Overall System for Simulation

목표 위치를  $0.4\mu\text{m}$ 로 하고, 출력 외란을 크기가  $0.2\mu\text{m}$ 인 sine 함수로 가정하여 500Hz와 1kHz를 각각 인가하였다. 이때 출력은 그림 11과 그림 12에서 보는 바와 같이 선형 공칭 모델의 응답 특성과 역함수만을 적용한 비 선형 시스템의 응답 특성이 유사함을 알 수 있다. 따라서 역함수를 이용한 선형화 방법이 적절함을 볼 수 있다. 같은 외란 관측기를 적용한 경우에 500Hz의 외란을 인가한 그림 11의 결과를 보면 외란 관측기를 적용하기 전에 비하여 위치 오차는 11.4%이하로 감소하였고, 1kHz 외란을 인가한 그림 12의 결과는 위치 오차가 35.7%이하로 감소하였음을 나타낸다. 결국 정전 마이크로 구동기의 비 선형 특성을 역함수와 외란 관측기를 통하여 효과적으로 선형화 하였을 뿐만 아니라, 외란 제거 효과도 나타냄을 알 수 있다.

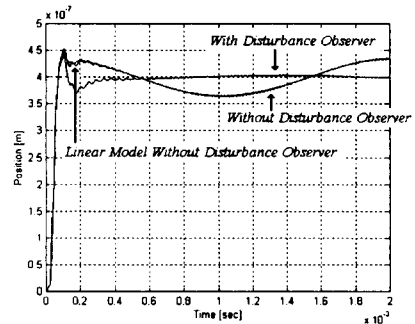


그림 11 500Hz의 외란에 대한 위치 응답 특성  
Fig. 11 Position Response of Disturbance (500Hz)

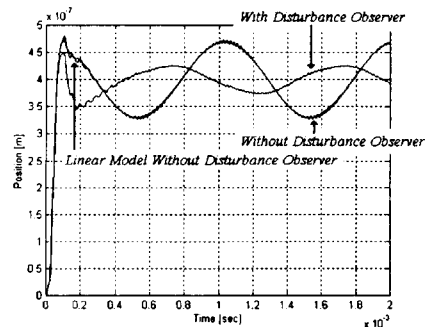


그림 12 1kHz의 외란에 대한 위치 응답 특성  
Fig. 12 Position Response of Disturbance (1kHz)

한편 목표 위치를  $0.4\mu\text{m}$ 로 하고, 크기가  $0.3\mu\text{m}$ 이고 2kHz의 주파수를 갖는 sine 함수를 출력 외란으로 인가하면 제어 입력의 포화된다. 이때 제어 입력의 포화 요소에 대한 고려가 없는 경우에는 그림 13과 같이 시스템이 불안정하게 된다. 그러나 앞에서 언급한 방법 1과 방법 2를 적용한 그림 14의 경우 선형 제어기와 외란 관측기 성능의 제어 입력 포화로 외란을 크게 줄이지는 못하지만 시스템이 안정성을 유지함을 알 수 있다. 또한 방법 2보다 방법 1이 좀더 효과적임을 알 수 있다.

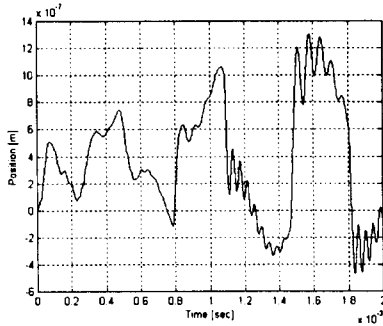


그림 13 제어 입력의 포화가 발생한 경우의 불안정 응답 특성  
Fig. 13 Unstable Response of system due to Saturation

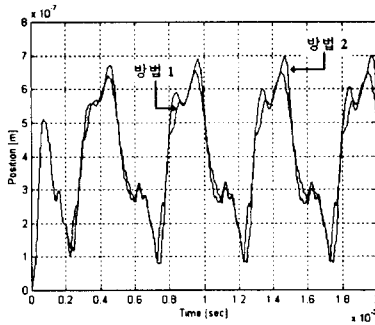


그림 14 제어 입력의 포화가 발생한 경우에도 안정성을 보이는 두 방법의 응답 특성  
Fig. 14 Stable Response of system with two methods regardless saturation

#### 4. 결론

HDD의 초정밀 헤드 위치 제어를 위해 최근 연구되어 지는 방법 중 마이크로 구동기를 이용한 이중 서보 시스템은 여러 가지 제어를 어렵게 하는 요소를 극복할 수 있을 것으로 판단된다. 그러나 마이크로 구동기 자체의 비 선형성을 제어하는 것이 먼저 해결되어야 할 문제로 대두되었다. 본 논문에서는 비 선형 특성을 갖은 정전 마이크로 구동기를 선형화 하는 방법으로 역함수와 외란 관측기를 적용하였다. 역함수를 적용하여 비 선형 특성을 근사적으로 선형화 하였으며, 외란 관측기는 잔류 비 선형 특성을 제거하고, 모델 오차를 보상하여 비 선형 정전 마이크로 구동기를 선형화 하는 역할뿐만 아니라, 외란에 대하여 매우 강인한 성질을 가질 수 있도록 하였다. 이때 외란 관측기가 안정할 충분

조건을 제시하였다. 또한 제어 입력 포화 요소가 존재하는 시스템에 외란 관측기를 적용하였을 경우 발생하는 문제를 내부 안정성의 측면에서 해석하고, 이를 해결하기 위한 방법을 비교 검토하여 제시하였다. 제시한 알고리즘이 비 선형 특성을 선형화 하는 특성과 효과적인 외란 제거 성능을 보임을 이산 시간 영역에서의 모의 실험으로 검증하였다.

#### 감사의 말씀

이 연구는 과학기술부와 산업자원부가 주관하는 초소형 정밀기계 선도기술개발사업의 연구비 지원에 의한 것이며 이에 감사 드립니다.

#### 참고문헌

- [1] L. Fan, H. H. Ottesen, T. C. Reiley and R. W. Wood, "Magnetic Recording Head Positioning at Very High Track Densities Using a Microactuator-Based Two-Stage Servo System", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 42, no. 3, pp.222-233, June 1996
- [2] Edward Grochowski, Roger F. Hoyt, "Future Trends in Hard Disk Drives," IEEE Trans. on Magnetics, vol. 32, no. 3, pp1850-1854, May 1996
- [3] 정정주, 이승희, 추상훈, "디스크 드라이브의 기술 동향과 제어 기술," 전기 학회지, 제46권, 10호, 1997년 10월
- [4] Y. Tang, S. X. Chen and T. S. Low, "Micro Electrostatic Actuators in Dual-Stage Disk Drives with High Track Density", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 32, no. 5, pp.3851-3853, Sep 1996
- [5] 김경한, 최현택, 서일홍, 송재욱, 김승한, 정완균, "Nonlinearity를 갖는 Micro Electrostatic Actuator의 초정밀 추종 제어," Proceeding of the 12th KACC, October 1997
- [6] G. F. Franklin, J. Powell and M. Workman, "Digital Control of Dynamic Systems, Reading," MA: Addison-Wesley, 2th edition, 1990
- [7] K. Ohnishi, "A new servo method in mechatronics," Trans. Japanese Society of Electrical Engineering, vol. 107-D, pp. 83-86, 1987
- [8] H. S. Lee, "Robust Digital Tracking Controllers for High-Speed/High-Accuracy Positioning System," Ph.D. Dissertation, U.C Berkeley, 1994
- [9] K. S. Eom, I. H. Suh and W. K. Chung, "Disturbance Observer Based Path Tracking Control of Robot Manipulator Considering Torque Saturation," Proceedings of 8th International Conference on Advanced Robotics, pp.651-657, 1997
- [10] W. K. Chung, B. K. Kim, H. T. Choi, and I. H. Suh, "Self Adjusting Saturation Time Optimal Controller Using Disturbance Observer," Proceedings of 2th International Symposium on Intelligent Automation and Control, May, 1998

- [11] Bin Yao, Mohammed Al-Majed, and Masayoshi 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, June 1997

## 저 자 소 개



최 현 택 (崔 玄 澤)

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

TEL : 0345-408-5802

E-mail : htchoi@scorpio.hanyang.ac.kr



서 일 홍 (徐 一 弘)

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

현재 한양대학교 공대 교수.

TEL : 0345-400-5172

E-mail : ihsuh@shira.hanyang.ac.kr