

# 정밀 위치제어를 위한 상안정 외란관측기 설계

## All Stabilizing Disturbance Observer Design for Precise Position Control

서 상 민† · 김 하 용\* · 김 경 호\*

Sang Min Suh, Ha Yong Kim and Kyung-Ho Kim

(2010년 4월 22일 접수 ; 2010년 7월 22일 심사완료)

**Key Words** : Disturbance Observer(외란관측기), Linear Matrix Inequality(선형행렬부등식), Stability(안정도)

### ABSTRACT

This note represents a new disturbance observer to reduce effects of external disturbances. In case of conventional disturbance observers, additional stabilizing filters, so-called Q-filter, should be used because the conventional ones don't guarantee stability. But, the proposed one doesn't need the stabilizing filter, which is a fundamentally different research result from previous methods. Experimental verifications show this approach is realizable and valid to enhance precise positioning.

### 1. 서 론

최근의 고화질 TV(high definition television)이나 3D(3-dimension)영상의 경우 데이터 용량이 기존의 영상처리방식에 비하여 크게 증가하게 되었고, 이를 저장, 재생하기 위해선 고용량의 저장장치가 필요하게 되었다. 이러한 정보저장장치로서 하드 디스크 드라이브(hard disk drives)는 가장 보편적이고도 가장 널리 사용되는 장치이다. 하드 디스크의 용량은, 하나의 데이터 트랙(data track)상의 정보간의 간격을 나타내는 BPI(bit per inch)와 데이터 트랙의 폭을 표현하는 TPI(track per inch)의 곱인 면밀도(areal density)로 표현된다. 여기서 BPI는 주로 헤드(head)의 특성과 관계되며, TPI는 외부 외란(external disturbance)으로부터의 영향을 얼마나 덜 받는가와 주로 관계가 있다.

외란에 대한 영향을 줄이는 방법으로 가장 널리 사용되는 방법은 외란관측기(disturbance observer)를 이용하는 것이다<sup>(1,2)</sup>. 외란관측기는 두 개의 루프로 구성되는데, 외부 루프(external loop)는 전체 폐루프 시스템의 안정도를 결정하고 내부 루프(internal loop)는 외란의 영향을 줄이는 구조이다. 즉, 외란관측기는 추정된 외란을 제어입력신호에 대하여 차감시켜줌으로써 인가된 외란을 서로 상쇄시키는 구조의 제어기이다. 그러나, 이 외란관측기는 제어 대상인 플랜트의 역함수(inverse transfer function)를 이용하기 때문에 고주파 잡음에 약하며, 이러한 문제를 해결하기 위하여 Q-필터라는 저역 통과(low pass) 안정화 필터를 사용하여야만 한다. 게다가, 이 안정화 필터의 대역폭(bandwidth)이 커짐에 따라 전체 폐루프 시스템(closed loop systems)의 안정도는 보장할 수가 없다는 문제점도 가지고 있다<sup>(3)</sup>. 외란을 제거하기 위한 또 다른 방법으로, 대수적인 제어기 설계법<sup>(4)</sup>도 제안되었고 큰 성능 향상까지도 보였으나, 이 방법도 항상 안정성을 보장하지는 못하였다. 또한, 모터의 저주파영역에서 나타나는 피벗(pivot)의 비선형성을 제거하기 위한 방법으로 외란관측기가 사용되기도 하였다<sup>(5)</sup>.

이 논문에서는 하드 디스크 헤드의 서보 제어에

† 교신저자; 정회원, 삼성전자 반도체사업부  
E-mail : sangmin.suh@samsung.com  
Tel : (031)200-8739, Fax : (031)200-9882  
\* 정회원, 삼성전자 반도체사업부

# 이 논문의 일부는 2010년 춘계 소음진동 학술대회에서 발표되었음.

서 안정화 필터가 필요 없는 상안정 외란관측기(all stabilizing disturbance observer)를 제안한다. 우선, 기존의 외란관측기가 외부 루프로 형성된 페루프 시스템을 변형시킨다는 것을 보이고, 이것은 병렬제어구조와 등가임을 보인다. 그리고, 그 병렬 구조에서 외란의 영향을 줄일 수 있는 선형 행렬 부등식(linear matrix inequality)<sup>(6,7)</sup>를 이용하여 최적화된 외란관측기를 설계한다. 선형 행렬 부등식 기반의 제어기 설계기법은 주로 페루프 시스템의 루프형성법(loop shaping method)으로 많이 사용되었고, 최근에는 더욱 안전한 시스템을 만들기 위하여 가상 상태 케환 시스템을 이용한 새로운 주파수 가중함수 설계법도 제시되었다<sup>(8)</sup>. 이 논문은 외란관측기를 선형 행렬 부등식 기반의 최적화 기법을 이용하여 설계하여, 제시하는 외란관측기가 이루는 내부 루프 시스템을 항상 안정화시킨다는 것을 보인다. 그리고, 내부 루프와 외부 루프가 동시에 안정함으로 전체 페루프 시스템은 항상 안정하다는 것도 증명하였는데, 기존의 방법<sup>(9)</sup>에서는 안정성을 증명하지 못하였다. 제시한 설계 방법은 실제 하드 디스크 드라이브의 외란 감소에 적용하여, 약 40%의 위치제어 성능 향상을 가져왔음을 실험적으로 검증하였다.

## 2. 플랜트 모델과 외부 루프 설계

동적 신호 분석기(dynamic signal analyzer)로 측정된 하드 디스크 드라이브 액추에이터(actuator) 모델의

주파수특성(measured)을 이용하여 30차 모델  $P$ 를 구하였고, 제어기 설계에 필요한 2차의 공칭 모델(nominal model)인  $P_n$ 을 구한다. 그리고,  $P_n$ 은 주파수 영역에서 아래와 같이 표현된다.

$$P_n = \frac{K_t}{J_m} \cdot \frac{1}{s^2 + (B_d/J_m)s + K_s/J_m} \quad (1)$$

여기서,  $K_t$ 은 토크 상수,  $J_m$ 은 관성,  $B_d$ 는 제동 계수,  $K_s$ 는 스프링 상수이다. Fig. 1은  $P_n$ 과  $P$ 의 주파수 응답을 동시에 보여주고 있다.

제안하는 외란관측기를 설계하기 전에, 우선 외란이 없는 경우를 가정하여 페루프 시스템을 안정화시키는 외부 루프를 설계한다. 외부 루프를 설계하는 방법으로는 PID, 진상-지상(lead-lag), 상태케환(state feedback)제어 등 이미 알려진 여러 가지 방법이 있다. 여기서는, 식 (2)와 같이 상태 추정기(state estimator) 기반의 상태 케환 제어기를 사용하였다.

$$C := \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_p \hat{x}(t) + B_p u(t) + L(y(t) - C_p \hat{x}(t)) \\ u(t) = -K \hat{x}(t) \end{cases} \quad (2)$$

여기서 ( $A_p$ ,  $B_p$ ,  $C_p$ )는 식 (1)을 상태 공간 표현법(state space representation)으로 나타냈을 때의 시스템 행렬이고,  $L$ 은 상태 추정기의 이득,  $K$ 는 상태케환 이득을 나타낸다. 그리고,  $x(t) \in \mathfrak{R}^{2 \times 1}$ 은 플랜트의 상태 변수(state variable)를 나타내며,  $\hat{x}(t) \in \mathfrak{R}^{2 \times 1}$ 은 추정된 상태변수를 나타내며,  $y(t) \in \mathfrak{R}^1$ 과  $u(t) \in \mathfrak{R}^1$ 은

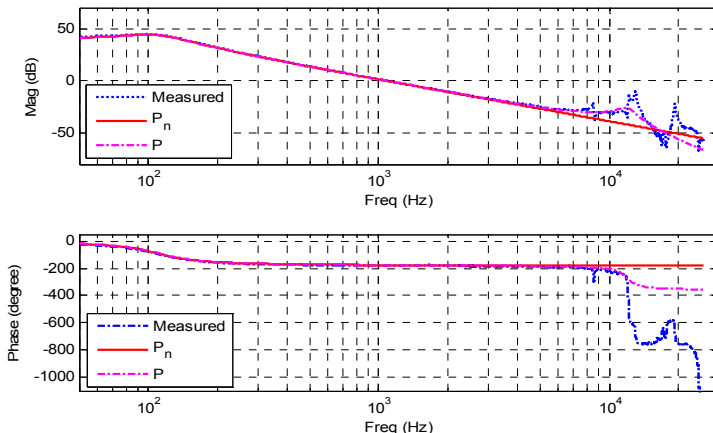


Fig. 1 High order model and nominal model

각각 플랜트의 출력과 플랜트 제어 입력을 나타낸다. 그리고,  $L$ 과  $K$ 를 구하기 위해서는 가장 널리 알려진 극점 배치법(pole placement)을 사용하였으며, 성능(performance)과 안정성(stability)을 고려하여 설계한다.

### 3. 상안정 외란관측기 설계

지금까지는 외란이 없는 상태에서 외부 루프를 설계하여 전체 폐루프 시스템을 안정화시켰다. 이 장에선 외란이 존재할 때의 내부 루프 설계에 해당하는 기존의 외란관측기의 문제점을 논하며, 이를 해결하기 위한 새로운 방법을 제시한다.

#### 3.1 기존 외란관측기의 구조와 문제점

외란관측기란 추정된 외란을 제어입력신호에 대하여 차감시켜줌으로써 외부로부터 인가된 외란을 상쇄시켜주는 구조를 가진다. Fig. 2는 일반적인 형태의 외란관측기가 추가된 제어 구조이다.

플랜트  $P$ 와 제어기  $C$ 는 2장에서 설계된 외부루프를 형성하며, 점선으로 구성된 블록은 외란  $d$ 를 제거하기 위한 외란관측기 부분이다. 우선, Fig. 2에서  $\tilde{d}$ 가 제어루프에 되먹임(feedback)되지 않을 때의 외란관측기의 출력을 계산한다. 이때의 필터  $Q$ 의 입력은 식 (3)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} i_Q &= -u + P_n^{-1} \cdot P \cdot (d + u) \\ &= -u + P_n^{-1} \cdot P \cdot u + P_n^{-1} \cdot P \cdot d \end{aligned} \quad (3)$$

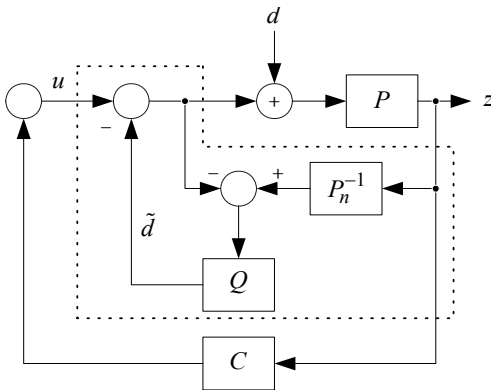


Fig. 2 Conventional disturbance observer

여기서, 공칭모델  $P_n$ 과 실제 모델  $P$ 가 이상적으로 유사하다면,  $P_n^{-1} \cdot P \approx 1$  이므로  $i_Q \approx d$ 가 성립된다. 그러나, 실질적으로 고주파 영역으로 갈수록  $P_n$ 과  $P$ 는 서로 일치하지 않는다. 그러므로, 이러한 불일치를 제거하고자, 저역 필터 형태의  $Q$ 필터를 통과한  $\tilde{d}$ 를 추정된 외란이라고 생각하여 외란  $d$ 로부터 빼주게 된다.

이러한 외란관측기의 구조는 상당히 조직적(systematic)인 설계 방법임에는 틀림이 없다. 그러나, 이 구조의 가장 큰 단점은 전체 폐루프 시스템의 안정성을 보장할 수 없기 때문에, 반복적인  $Q$ 필터의 설계와 반복적인 안정성 해석을 통한 여러 번의 시행착오(trial and error)를 통하여야만 안정한 시스템을 구할 수 있다는 데 있다.

#### 3.2 제안하는 외란관측기의 구조와 설계

Fig. 2의 제어시스템은 외부 루프 안정화 제어기  $C$ 와  $C_1 = Q \cdot P_n^{-1} / (1 - Q)$ 으로 구성되어 있는 Fig. 3의 제어시스템과 동가이다.

그리고, 이 구조는 전형적인 병렬 제어 구조임을 나타낸다<sup>(10)</sup>. 여기서 주의해야 할 점은, 제어기들을 단순히 병렬로 표현할 수 있다는 것이 아니라, 외부루프를 안정화시키는  $C$ 와 외란관측기 부분인  $C_1$ 이 완전히 분리된다는 점에서의 병렬제어구조라는 것이다. 즉, 이것은  $P$ 와  $C$ 에 의해서만 설계된 폐루프 시스템을 외란관측기  $C_1$ 이 변형시킨다는 것을 의미한다. 그리고, 이 문제를 일반화시키면, 외란관측기를 설계한다는 것은 주어진  $P, C$ 에 대하여 전체 폐루프 시스템이 원하는 형상의 루프 게인을 갖도록  $C_1$ 을 구하는 문제로 귀착된다.

이 논문에서는 이러한 특징과 함께 전체 폐루프

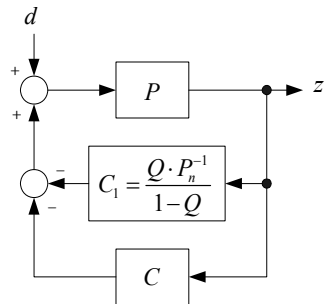


Fig. 3 Equivalent disturbance observer

시스템을 항상 안정하게 만드는 외란관측기를 제안한다. Fig. 3의 병렬제어구조에서의 페루프 외란전달 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{z}{d} &= \frac{P}{1+P(C+C_1)} \\ &= \frac{P}{1+PC} \cdot \frac{1}{1+(1+PC)^{-1}PC_1} \\ &= \frac{P}{1+PC} \cdot \frac{1}{1+PC_1} \\ &= T \cdot T_1 \end{aligned} \quad (4)$$

여기서,  $T$ 는 초기에 설계한  $C$ 에 의하여 형성된 외란전달함수이고  $T_1$ 은  $P_1=(1+PC)^{-1}P$ 과  $C_1$ 에 의하여 새롭게 생성된 페루프 전달함수이다. 그러므로  $P_1$ 과  $T$ 는 서로 동일한 함수이다. 즉, 외부 루프 설계시 이미 결정된  $T$ 를  $T_1$ 으로 변경하여 외란에 의한 응답인  $z/d$ 를 최소화 시키는 것이  $C_1$ 의 설계목적이다. 그리고,  $T$ 는 제어기  $C$ 에 의하여 이미 안정화된 시스템이기 때문에, 전체 페루프 시스템  $T \cdot T_1$ 이 안정화되려면,  $T_1$ 이 안정화되기만 하면 된다.

우선,  $C_1$ 이 없을 경우의 외란전달함수( $T=z/d$ )를 보자. 하드 디스크의 외란의 주 원인으로는 스피들 모터의 진동, 디스크와 헤드간의 공기외란 등이 있다. Fig. 4는,  $C_1$ 이 없을 때의, 하드 디스크 드라이브의 전형적인 외란전달함수를 나타내고 있다. 이러한 형상은 식 (2)가 가지고 있는 제어기의 특성 때문인데, 상태추정기 기반의 제어기는 상태변수를 제공하여 하드 디스크 제어에 반드시 필요한 PTOS (proximate time optimal servomechanism)와 같은 상태변수기반의 제어기 구성을 가능하게 하는 장점이 있다. 그러나, LMI 설계기법과 같은 유연한 설계 자유도는 없기 때문에 외란을 효과적으로 제거하기 위한 최적의 제어기는 아니다. 그러므로, 외란을 더욱 제거하기 위한 추가적인 제어기가 필요하게 된다. Fig. 4에서, 대략 100 Hz에서 1.4 kHz의 영역은 외란에 의한 영향이 오히려 증가하는 구간이다. 따라서, 만약 이 구간에서의 외란 전달함수의 계인을 낮출 수 있다면, 외란에 의한 출력의 영향을 줄일 수 있을 것이다. 이제,  $T$ 의 외란 증폭 구간의 계인을 낮추는 방향으로  $T_1$ 을 설계할 것이며, 그와 동시에 항상 안정한  $T_1$ 이 되도록  $C_1$ 을 설계한다.  $T$ 의 외란 증폭 구간의 계인을 낮추기 위해선,  $T_1$ 의 형상이 대략 100 Hz에서 1.4 kHz 구간에서 0 dB보다 작은

아래로 오목한 형태의 전달함수 형상이 되어야만 한다.

이러한 형상을 위하여 대수적인 방법<sup>(4)</sup>도 사용되었으나, 이것 역시 안정성을 항상 만족시키지 못한다는 문제점이 있었다. 식 (4)에서,  $T_1=1/(1+P_1 \cdot C_1)$ 은 플랜트  $P_1=P/(1+P \cdot C)$ 을  $C_1$ 이 제어하는 시스템의 민감도 함수(sensitivity function)를 의미한다. 즉,  $T_1$ 을 설계한다는 것은 Fig. 5의 가상의 제어시스템을 설계한다는 것과 동가이다.

여기서,  $W$ 는  $T_1$ 설계를 위한 주파수 가중함수(weighting function)이고, 이를 이용하여 우리는 선형 행렬 부등식 기반의  $H_\infty$  제어를 설계한다. 이 제어방법의 가장 큰 장점은 설계된 페루프 시스템 ( $T_1$ )은 항상 안정하다는 데 있다<sup>(6-8)</sup>. 이 논문에서, 주파수 가중함수로서 다음을 제안하다.

$$W = \alpha \cdot \frac{s + \omega_{c1}}{s + \omega_{c1} \cdot \alpha} \cdot \frac{s/\alpha + \omega_{c2}}{s + \omega_{c2} \cdot \alpha} \quad (5)$$

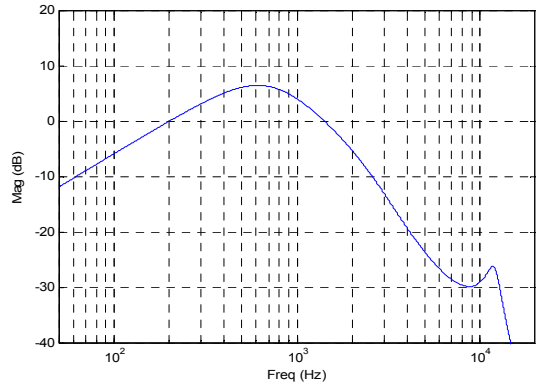


Fig. 4 Typical torque transfer function( $T = z/d$ ) without  $C_1$

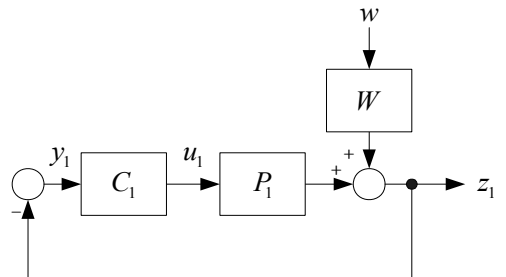


Fig. 5 Control structure for  $T_1$  design

여기서,  $\omega_{c1} < \omega_{c2}$  은  $T$ 가 0 dB와 만나는 두 차단주파수들이고,  $\alpha > 0$  는  $W$ 의 최대값을 조절하는 게인 조절 변수이다. 따라서,  $W$ 는 Fig. 4의  $T$ 에서 0dB보다 큰 주파수함수를 대략적으로 표현하고 있다. 식 (5)는  $T$ 의 주파수 특성을 정확하게 표현 할 수는 없지만,  $|T|_{dB} > 0$ 인 영역을 줄인다는 원래의 목적에는 충분히 만족할 만한 최저 차수의 가중함수이다.

선형 행렬 부등식 기반의  $H_{\infty}$  제어기 설계 표준형을 만들기 위하여,  $W$ ,과  $P_1$ 을 아래와 같은 상태 공간 표현법으로 표현한다.

$$W := \begin{cases} \dot{x}_W = A_W x_W + B_W w \\ y_W = C_W x_W + D_W w \end{cases} \quad (6)$$

$$P_1 := \begin{cases} \dot{x}_{P_1} = A_{P_1} x_{P_1} + B_{P_1} w \\ y_{P_1} = C_{P_1} x_{P_1} + D_{P_1} w \end{cases} \quad (7)$$

그리고, 식 (6)과 (7)을 Fig. 5에 대입하면 다음과 같은 페루프 시스템을 구할 수 있다.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1w + B_2u_1 \\ z_1 = C_1x + D_{11}w + D_{12}u_1 \\ y_1 = C_2x + D_{21}w + D_{22}u_1 \end{cases} \quad (8)$$

여기서  $\dot{x} = [\dot{x}_{P_1}^T \quad \dot{x}_W^T]^T$ ,

$$A = \begin{bmatrix} A_{P_1} & 0 \\ 0 & A_W \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ B_W \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} B_{P_1} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = [C_{P_1} \quad C_W], D_{11} = D_W, D_{12} = D_{P_1} \quad \text{이다.}$$

$$C_2 = -[C_{P_1} \quad C_W], D_{21} = -D_W, D_{22} = -D_{P_1}$$

그리고, 식 (8)은 선형 행렬 부등식 기반의 제어기 설계를 위한 표준형이므로, 식 (9)와 같은 최적화된  $H_{\infty}$  제어기를 계산하여 얻을 수 있다<sup>(4)</sup>.

$$C_1 = \begin{cases} \dot{x}_{C_1} = A_{C_1} x_{C_1} + B_{C_1} y_1 \\ u_1 = C_{C_1} x_{C_1} + D_{C_1} y_1 \end{cases} \quad (9)$$

정리: 페루프 시스템 (4)는 항상 안정하다.

증명:  $C$ 는  $P$ 를 안정화 시키기 위하여 미리 설계된 제어기이므로  $T=P/(1+P \cdot C)$ 는 안정하다.  $C_1$ 은 선형 행렬 부등식 기반의  $H_{\infty}$  제어기이기 때문에,

Fig. 5에서  $C_1$ 은  $P_1$ 을 항상 안정화시켜서  $T_1=1/(1+P_1 \cdot C_1)$ 도 항상 안정하다<sup>(8)</sup>. 그러므로, 페루프 시스템  $z/d=T \cdot T_1$ 은 항상 안정하다.

#### 4. 실험 결과

논문에서 제시하는 외란관측기의 실용성과 성능을 확인하기 위하여 86.806 usec의 샘플링 주기 (sampling period)를 갖는 실제 하드 디스크 드라이브에 적용하였고, 위에서 설계된 제어기들은 양선형 변형(bilinear transform)을 이용하여 디지털 제어기로 변환하여 적용하였다.

$W$ 를 위하여, 우선 Fig. 4의 주파수 특성을 분석하여  $\alpha = 2.5$ ,  $\omega_{c1} = 2\pi \cdot 191$ ,  $\omega_{c2} = 2\pi \cdot 2 \cdot 10^3$  을 구하였고 아래와 같이 계산된다.

$$W = \frac{s^2 + 1.377 \times 10^4 \cdot s + 1.508 \times 10^7}{s^2 + 8017 \cdot s + 1.508 \times 10^7} \quad (10)$$

계산된  $W$ 를 이용하여,  $|z_1/w|_{\infty} < \gamma$  을 최소화하였고, 이때의 최적 가격함수는  $\gamma_{opt}=1.0527$ 였다. 최적 설계된  $T_1$ 과 그에 따라 변화된 외란전달함수  $z/d=T \cdot T_1$ 을 Fig. 6에 보인다.

$T_1$ 에 의하여  $|T \cdot T_1|_{dB} > 0$ 인 영역이 분명히 줄어들을 알 수가 있다. Fig. 7의  $C_1$ 의 주파수 특성을 보면, 고주파영역에서 진상(lead) 제어기의 특징을 보이고 있다. 이는 Fig. 8의 개루프 전달함수(open loop transfer function)의 안정도 이득여유(stability margin)를 증가시키고 있다.  $C_1$ 을 사용하여, 게인여유(gain margin)는 24 dB, 위상여유는 8°의 개선을 가져왔다.

그리고, 이러한 안정도 여유의 증가는 필연적으로 시간응답의 개선도 가져온다. Fig. 9는 계단 입력 (step input) 외란  $d = u_s(t - 5 \cdot 10^{-4})$ 에 대한 시간 응답이다. 분명히  $C_1$ 을 사용하는 경우 오버슈트(overshoot)와 언더슈트(undershoot)가 줄어들어, 정착시간(settling time)이 개선됨을 알 수 있다. 그리고, 정착시간이 빨라진다는 것은, 보다 빠르게 출력이 정상상태(steady state)에 도달한다는 것을 의미하며, 결국 외란이 더욱 빠르게 제거된다는 것을 의미한다.

Fig. 10은 600회의 반복실험에 의하여 구한 출력값

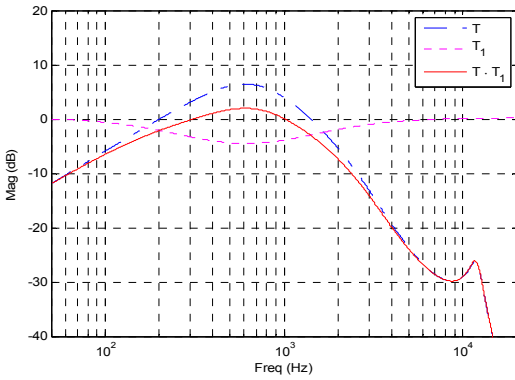


Fig. 6 Torque disturbance responses

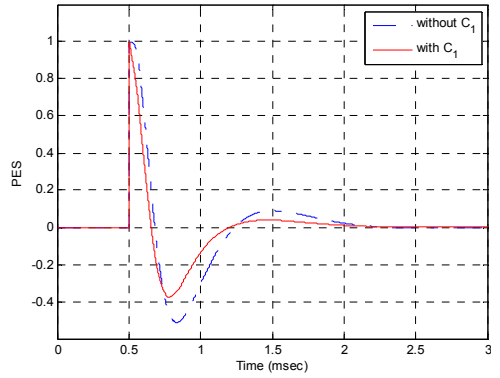


Fig. 9 Step disturbance responses

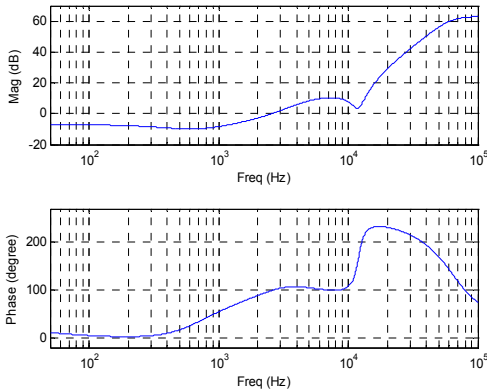


Fig. 7 Frequency response of  $C_1$

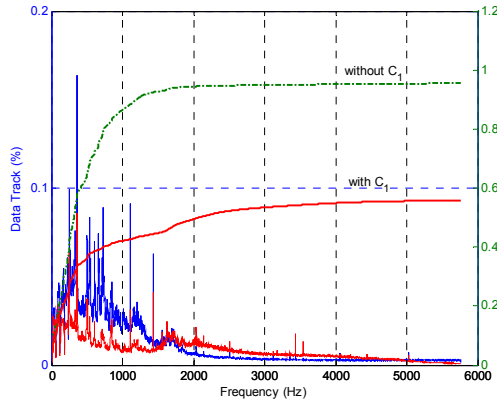


Fig. 10 Power spectrum density of  $z$

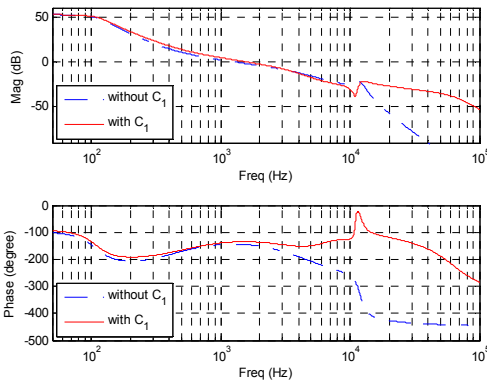


Fig. 8 Open loop transfer functions ( $P \cdot C$ ,  $P \cdot (C+C_1)$ ) for stability analysis

$z$ 의 주파수 밀도 함수와, 그 값의 고속 푸리에 변환 (fast Fourier transform : FFT)값의 누적치를 연속적으로 표기한 그림이다. 약 1.7kHz 이하의 주파수 영역에선 주파수 밀도 함수가 현저히 개선이 되었으나,

그 이상의 주파수 영역에서는  $C_1$ 에 의하여 외란의 영향이 약간 증가하였다. 하지만, 전체적으로 볼 때 누적 FFT의 값은 0.95에서 0.45로 크게 줄어들어서, 약 45%의 위치제어 성능개선을 이루었다. 그리고, 이 실험 결과는 1.7 kHz 이상의 영역에서 Fig. 6의 결과와 약간의 차이를 보이고 있는데, 이는 플랜트의 고주파영역 불확실성 때문이다.

### 5. 결론

정밀 위치 제어를 위한 새로운 형태의 외란관측기를 제안하였다. 먼저, 기존의 외란관측기는 병렬 제어구조와 등가라는 것을 보였고, 제안하는 방법은 특별한 안정화 필터 없이도 전체 페루프 시스템을 항상 안정화시킨다는 것을 증명하였다. 또한 제안하는 제어기는 페루프 시스템을 기존 시스템보다 더욱 안정하게 만들어, 외란이 인가되었을 때 더욱 빠

르게 그 외란에 대한 영향을 줄인다는 것을 보였다. 여러 차례의 반복 실험을 통하여, 외란에 대한 영향이 기존 대비 약 40% 이상 개선됨을 보임으로써, 그 효용성을 검증하였다.

### 참 고 문 헌

- (1) Ohnishi, K., 1987, "A New Servo Method in Mechatronics," Trans. of Japanese Society of Electrical Engineers, 107-D, pp. 83~86.
- (2) Choi, J.-Y., Lee, K.-H., Jun, H.-G., Lee, M.-N., Yang, H. S., Park, N.-C. and Park, Y.-P., 2006, "Disturbance Analysis in an Optical Disk Drive Using Model Based Disturbance Observer and Waterfall Technique," Transactions of the Korean Society for Noise and Vibration Engineering, Vol. 16, No. 1, pp. 40~49.
- (3) Semba, T., 2003, "A Disturbance Observer to Suppress Vibration Effects of a HDD in a Disk Array System," Proceeding of the American Control Conference, pp. 1362~1367.
- (4) Suh, S. M., 2009, "Discrete-time Controller Design to Attenuate Effects of External Disturbances," *Microsystem Technologies*, Vol. 15, No. 10, pp. 1645~1651.
- (5) Ishikawa J., 1998, "A Novel Add-on Compensator for Cancellation of Pivot Nonlinearities in Hard Disk Drives," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 34, No. 4, pp. 1895~1897.
- (6) Gahinet, A. Nemirovskii, Laub, A. J. and M. Chilali, 1994, *LMI Control Toolbox*, The Mathworks Inc.
- (7) Boyd, L. E. Ghaoui, Feron, E. and Balakrishnan, V., 1994, "Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory," SIAM.
- (8) Suh, S. M., "Unified  $H_\infty$  Control to Suppress Vertices of Plant Input and Output Sensitivity Functions," to Appear in *IEEE Transactions on Control System Technology*.
- (9) Zhang, G.-Z. and Li, Z.-P., 2008, "Analysis and Design of  $H_\infty$  Robust Disturbance Observer Based on LMI," *Intelligent Control and Automation, WCICA 2008, 7th World Congress on*, pp. 4697~4701.
- (10) Vidyasagar, M., 1985, *Control System Synthesis : A Factorization Approach*, The MIT Press.