

SPM-based Data Storage 시스템을 위한 강인 제어 시스템 설계 방식을 이용한 외란 관측 제어기 설계

論 文
58-1-25

Design of Disturbance Observer Using Robust Control Method for SPM-based Data Storage Systems

文 俊* · 李 忠 宇** · 鄭 正 周†
(Jun Moon · Choong Woo Lee · Chung Choo Chung)

Abstract - In this paper, we apply the robust disturbance observer (DOB) to a SPM-based data storage (SDS) system. In the SDS system, coupling dynamics and parameter uncertainties are obstacles to the precision tracking control. Although the DOB is known to be an effective method to reject disturbances, there has been no systematic design approach to how to design DOB parameters. In this paper, the robust DOB is formulated based on the robust stabilization of normalized coprime factor plant description and the H^∞ loop shaping method. From the simulation and experimental results, the improved robustness and performance are obtained by the proposed robust DOB.

Key Words : Disturbance Observer, Robust Control, data storage system, H^∞ loop shaping

1. 서 론

대표적인 데이터 저장 매체인 하드디스크, 광디스크, 플래시 메모리의 저장용량 및 데이터 처리 속도는 많은 성장을 거듭해 왔다. 하지만 기존의 저장장치의 경우 기술적인 한계로 인한 데이터 저장용량 및 처리속도의 증가가 한계에 도달하고 있다. 따라서 Scanning Probe Microscopy (SPM) 방식을 이용한 SPM-based Data Storage (SDS) 시스템이 차세대 정보저장 장치로 최근에 관심을 끌고 있다[1][2]. 이러한 SDS 시스템은 나노 미터 단위의 데이터를 기록 재생하므로 높은 저장밀도를 얻을 수 있지만 캔틸레버 당 데이터 처리 속도가 약 0.1 Mbit/s에서 1 Mbit/s로 매우 느리다는 단점이 있다. 이와 같은 단점은 다수의 캔틸레버를 병렬 형태로 구성하여 데이터를 처리하는 방법을 사용하여 극복할 수 있다[1][2]. SDS 시스템은 Micro-Electro-Mechanical System (MEMS)으로 구성된 x-y 스테이지에 기록 미디어를 장착 하여 데이터의 기록 재생을 수행 한다. 나노 미터 단위의 데이터를 원활히 기록, 재생 하기 위해서는 X-Y 스테이지에 대한 나노 미터 단위의 정밀 제어가 요구 된다 [1][2]. 이러한 MEMS 스테이지를 사용하는 SDS 시스템의 정밀제어는 스테이지의 커플링, 캔틸레버와 기록 미디어의 마찰력 등과 같은 불확실성에 의해 구현에 많은 어려움이 있다. Pantazi 등은 SDS MEMS 스테이지의 커플링 특성을 포함한 변수 불확실성을 시스템 외란이라 가정 한 후 H^∞

최적화 방법으로 설계한 피드백 제어기를 설계 하였다[3]. 하지만 SDS MEMS 스테이지의 특성상 피드백 제어기 만으로는 스테이지 커플링을 제거 하는데 한계가 있다. 또한 MEMS 스테이지의 특성상 공진의 주파수와 크기 변화에 대한 고려가 되어 있지 않다. 이러한 문제들은 제어 시스템의 민감도 함수를 향상 시키면 해결 될 수 있다[3][7].

외란 관측기는 일반 피드백 제어기에 추가적으로 사용하여 전체 시스템의 원하는 대역에 대한 민감도 함수를 향상시키는 방법으로 잘 알려져 있다. 그러나 외란 관측기는 민감도 함수의 최대치 증가와 함께 전체 시스템의 위상 지연 현상으로 인해 시스템의 강인성 및 과도 응답 특성을 저하시키는 특징이 있다[7]. 이러한 외란 관측기의 민감도 함수 성능은 Q-filter라는 저역 통과 필터에 의해 결정 되며, 여러 가지 Q-filter의 설계 방법들이 제안 되었다. [4]에서는 coprime factorization과 Youla-parameterization을 이용하여 시스템의 입력 변수 불확실성에 대해 강인한 설계 방법이 제안되었다. 그 외 민감도 함수와 역민감도 함수의 최적화 방법을 이용한 설계 방법이 발표 되었으며[5], 외란 제거 성능을 높이기 위해 고차의 Q-filter를 이용한 외란 관측기 설계 방법이 제안되기도 했다[6]. 이러한 방법은 고차의 Q-filter에 의한 전체 시스템의 위상 지연 현상을 발생시키는 단점이 있다. 한편 외란 관측기의 강인성과 성능을 향상시키기 위해 [7]에서는 2차의 스프링-매스-댐퍼 시스템에 대한 6가지 Q-filter 설계 방법을 제안하고 있다. 강인성과 성능이 보장되는 외란 관측기의 설계를 위해서는 Q-filter의 설계 파라미터인 차수, 시상수 등을 설계자가 직접 설정해야 하고 이 값에 대한 반복적인 수정 작업이 요구된다.

본 논문에서는 외란 관측기를 위한 강인성이 보장 되는 Q-filter의 설계 방법을 제안 한다. 제안 된 방식은 robust stabilization of normalized coprime factor plant description

† 교신저자, 正會員 : 한양대학교 전기제어생체공학부

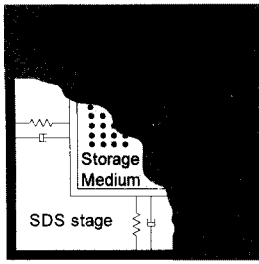
E-mail : cchung@hanyang.ac.kr

* 準會員 : 한양대학교 공학석사, 국방과학연구소

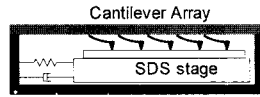
** 正會員 : 한양대학교 전자통신전과공학과 박사과정

接受日字 : 2008年 1月 15日

最終完了 : 2008年 11月 3日



(a) 평면도



(b) 측면도

그림 1 SDS 스테이지 사진 및 구성도

Fig. 1 The structure and picture of SDS stage

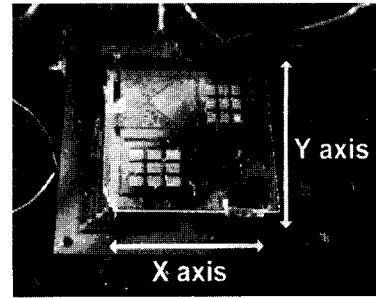
과 H_∞ loop shaping 방법을 이용하여 Q-filter의 설계 변수를 체계적으로 설계할 수 있다[8][9]. 또한 제안된 방식으로 설계된 외란 관측기는 전체 시스템의 강인성과 성능이 보장되는 Q-filter의 설계 파라미터를 Nehari의 최적 안정화 여유값과 목표 전달 함수를 이용하여 체계적으로 설정할 수 있는 장점이 있다[10]. 또한 피드백 제어기와 외란 관측기를 다중 입력 다중 출력 시스템화 하여 동시에 설계할 수 있는 장점이 있다. 설계된 외란 관측기의 성능을 SDS 스테이지에 적용하여 검증 하였다. 먼저 모의실험을 통하여 스테이지 구동 시 발생하는 커플링이 트랙 추종에 미치는 영향을 제안된 외란 관측기의 유무에 대하여 비교 하고, 구조 특이치를 이용하여 변수 불확실성에 대한 강인성을 확인한다. 마지막으로 실험을 통하여 시스템 민감도 함수에 대한 외란 관측기의 영향을 확인한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 SDS 구성 및 스테이지 모델링에 대한 설명을 하고 3절에서는 본 논문에서 제안하는 외란 관측기에 대해 설명한다. 4절에서는 SDS 스테이지에 대한 제어 시스템 설계에 대해 설명한다. 5절에서는 모의실험 및 실험 결과를 설명하고 6절에서 결론을 맺는다.

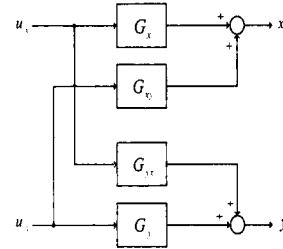
2. SDS 시스템

2.1 SDS 구성

SDS 시스템은 그림 1과 같이 캔틸레버 배열(Cantilever array), x-y 두 축 스테이지, 저장 미디어, 이들을 위한 회로 부분으로 구성 된다. 캔틸레버 배열은 고정되어 있고 기록 미디어가 있는 스테이지를 이동하여 팁의 위치를 이동한다. 각각의 캔틸레버에는 히터가 있어 히터에 전류를 흘려 팁을 가열해서 폴리머로 구성된 저장 미디어에 정보를 기록하고 전류 변화 이용하여 정보를 재생한다. 또는 피에조 센서를 이용하여 캔틸레버의 변형 여부에 따라 정보 재생하는 방식이 있다. 스테이지의 경우 MEMS 구동기 또는 음성 코일 구동기 (Voice Coil Motor: VCM)을 이용하여 구동한다. 구성된 스테이지는 2축으로 데이터 트랙 추종 방향과 트랙에 수직인 방향으로 구동한다. 트랙 추종 방향 구동은 하드디스크나 광디스크에서 디스크 회전 모터와 같은 역할을 하며 트랙에 수직인 방향은 트랙 이동에 관련 되어 있다. 캔틸레버 배열에 의해 입힌 정보는 회로 부분을 통하여 위치 오차 신호 발생에 사용되거나 데이터로 처리된다.



(a) SDS 스테이지 사진



(b) SDS 스테이지 블록도

그림 2 SDS 스테이지 사진 및 구성도

Fig. 2 The structure and picture of SDS stage

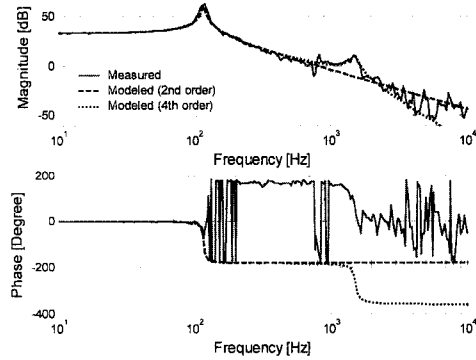


그림 3 SDS 스테이지의 주파수 응답 (x축)

Fig. 3 The frequency response of SDS stage (x-axis)

2.2 SDS 스테이지 모델링

그림 2는 SDS에 사용되는 스테이지와 이를 도식적으로 나타낸 블록도 이다. 그림 2(a)는 LG 전자가 제작한 스테이지의 사진이다. 그림 2에서 보는 바와 같이 SDS 스테이지는 2개의 입력과 2개의 출력을 갖는 2축 MEMS 구조의 스테이지이다. 그림 2(b)에서 x축 방향에 대한 플랜트 모델은 G_x 로 정의했고 y축 방향에 대한 것은 G_y 로 정의했다. 또한 x축과 y축 방향에 대한 커플링 특성은 G_{xy} 와 G_{yx} 로 정의했다[1]. 스테이지의 모델링을 위하여 그림 2(a)의 스테이지와 자체 제작한 구동회로, 위치 정보들 위한 고정밀 레이저 거리 측정기(Laser Doppler Vibrometer: LDV)와 동적 신호 분석기(Dynamic Signal Analyzer: DSA)를 이용하여 주파수 응답을 측정하였다.

표 1 측정된 SDS 스테이지의 상수 값

Table 1 The observed parameters of SDS stage

	ω_{n1}	δ_1	k_1	ω_{n2}	δ_2
x축	738.21	0.0021	47.451	9509.9	0.0416
y축	721.41	0.0139	43.216	5796.6	0.0423
xy 커플링	733.97	0.0018	1.4192	5107.1	0.0018
yx 커플링	746.54	0.0052	3.9427	5863.8	0.0089

3. 강인 외란 관측기 설계

본 절에서는 robust stabilization of normalized coprime factor plant description과 H_∞ loop shaping method를 이용한 외란 관측기에 대해 설명한다. 먼저 외란 관측기의 강인 안정화에 대해 설명한 후 이것을 이용한 외란 관측기의 설계 방법에 대해 설명한다[10].

3.1 외란 관측기의 강인 안정화

Coprime factorization을 이용한 강인 안정화 모델이 그림 4(a)에 있다. 그림에서 신호 u 는 제어 입력, δ 는 외란신호, y 는 출력신호, η 는 센서 잡음 신호이다. 또한 z_1 과 z_2 는 변수 불확실성 $\Delta_{\tilde{N}}$ 와 $\Delta_{\tilde{M}}$ 에 입력되는 신호이고 φ 는 변수 불확실성에서 출력되는 신호이다. 그림 4(a)에서 \tilde{M} 과 \tilde{N} 이 공칭 플랜트 모델의 왼쪽 coprime factorization이면 이것은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G = \tilde{M}^{-1}\tilde{N} \tag{2}$$

변수 불확실성이 포함된 플랜트는 식 (3)과 같다.

$$G_\Delta = (\tilde{M} + \Delta_{\tilde{M}})^{-1}(\tilde{N} + \Delta_{\tilde{N}}) \tag{3}$$

여기서 $\Delta_{\tilde{M}}$ 과 $\Delta_{\tilde{N}}$ 는 안정한 전달함수 이고 $\Delta_{\tilde{N}}$ 은 고주파 영역에서의 모델 불확실성으로 표현할 수 있고 $\Delta_{\tilde{M}}$ 는 저주파 영역에서의 변수 불확실성으로 나타낼 수 있다[12]. 그림 4(a)에 시스템의 강인 안정화는 식 (2)의 정상 플랜트 모델이 아닌 식 (3)과 같이 정의될 수 있는 플랜트 불확실성 모델에 대한 강인 안정화가 이루어 져야 한다.

$$G_F = \left\{ (\tilde{M} + \Delta_{\tilde{M}})^{-1}(\tilde{N} + \Delta_{\tilde{N}}) : \left\| \begin{bmatrix} \Delta_{\tilde{M}} & \Delta_{\tilde{N}} \end{bmatrix} \right\|_z < \varepsilon \right\} \tag{4}$$

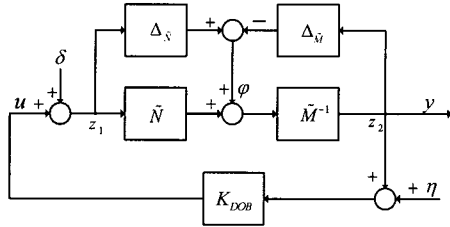
여기서 ε 는 안정화 여유값이다. 그림 4(a)의 시스템에서 불확실성 $\Delta_{\tilde{M}}$ 과 $\Delta_{\tilde{N}}$ 에 대한 시스템의 강인 안정화 조건은 식 (5)와 같다[9][11].

$$\left\| \begin{bmatrix} K_{DOB} \\ I \end{bmatrix} (I - GK_{DOB})^{-1} \tilde{M}^{-1} \right\|_z \leq \frac{1}{\varepsilon} = \gamma \tag{5}$$

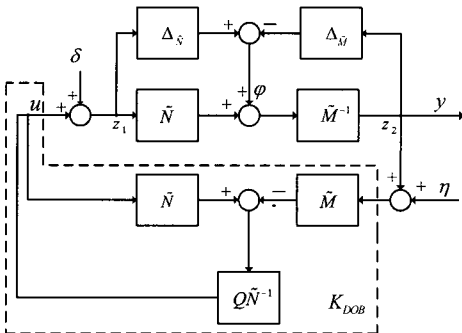
또한 최대 안정화 여유값 ε_{max} 는 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$1/\varepsilon_{max} = \gamma_{min} = \left\{ 1 - \left\| \begin{bmatrix} \tilde{M} & \tilde{N} \end{bmatrix} \right\|_H^2 \right\}^{-1/2} = (1 + \rho(XZ))^{1/2} \tag{6}$$

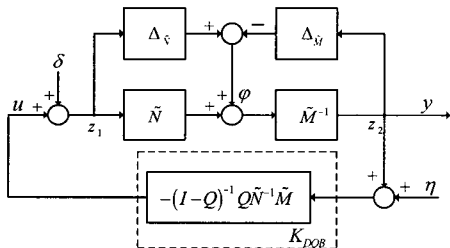
식 (6)에서 $\| \cdot \|_H$ 는 Hankel norm이고 ρ 는 최대 고유값이다. 또한 X 와 Z 는 식 (7)로 표현되는 두 개의 대수적 리카티 방정식(Algebraic Riccati Equation)의 해 이다[11].



(a) Coprime 불확실성 모델



(a) 외란 관측기의 불확실성 모델[7]



(b) (a)의 등가 모델

그림 4 외란 관측기의 강인화 모델

Fig. 4 Robust stabilization of DOB

그림 3은 G_x 에 대한 주파수 응답 특성이다. G_y, G_{xy}, G_{yx} 도 유사한 주파수 응답 특성을 갖는다. 그림 3에서 붉은색 실선은 동적 신호 분석기를 통하여 얻은 값이고 푸른색 넓은 점선은 2차로 모델링한 경우이고 검정색 좁은 점선은 4차로 모델링한 경우의 주파수 응답이다. 각각의 G_y, G_{xy}, G_{yx} 는 동적 신호 분석기로 측정된 정보를 바탕으로 식(1)과 같이 모델링 하였으며 각 전달 함수에 대한 특성 상수 값은 표 1에 정리 하였다.

$$G(s) = \frac{k_1 \omega_{n1}^2}{s^2 + 2\delta_1 \omega_{n1} s + \omega_{n1}^2} \cdot \frac{\omega_{n2}^2}{s^2 + 2\delta_2 \omega_{n2} s + \omega_{n2}^2} \tag{1}$$

$$\begin{aligned} (A-BS^{-1}D^T C)Z + Z(A-BS^{-1}D^T C)^T - ZC^T R^{-1} CZ + BS^{-1}B^T &= 0 \\ (A-BS^{-1}D^T C)^T X + X(A-BS^{-1}D^T C) - XBS^{-1}B^T X + C^T R^{-1} C &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

그림 4(b)에서와 같이 그림 4(a)의 coprime 불확실성은 외란 관측기 불확실성으로 적용할 수 있다[7]. 그림 4(b)의 제어 신호 u 는 식 (8)과 같은 등가의 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} u &= K_{DOB}(y + \eta) \\ &= Q\tilde{N}^{-1}(\tilde{N}u - \tilde{M}(y + \eta)) \\ &= Qu - Q\tilde{N}^{-1}\tilde{M}y - Q\tilde{N}^{-1}\tilde{M}\eta \\ &= -(I - Q)^{-1}Q\tilde{N}^{-1}\tilde{M}(y + \eta) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)과 그림 4(c)로부터 그림 4(a)의 강인 안정화 제어기 K_{DOB} 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$K_{DOB} = -(I - Q)^{-1}Q\tilde{N}^{-1}\tilde{M} \quad (9)$$

또한 외란 관측기의 Q-filter는 식 (9)을 이용하여 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$Q = K_{DOB}(K_{DOB} - \tilde{N}^{-1}\tilde{M})^{-1} \quad (10)$$

그러므로 정상 플랜트의 표준화된 coprime factorization이 결정되면 외란 관측기의 Q-filter는 강인 안정화 제어기 K_{DOB} 에 의해 설계될 수 있다[10]. 또한 외란 관측기의 강인 안정 조건은 식 (9)와 식 (5)로부터 다음과 같이 정리 할 수 있다.

Proposition 1 : 외란 관측기의 강인 안정성.

Coprime factor로 표현된 외란 관측기 시스템은 불확실성 $\|\Delta_{\tilde{M}} \Delta_{\tilde{N}}\| < \varepsilon$ 에 대해 아래의 조건이 만족하면 다음과 같은 강인 안정성이 보장된다.

$$\begin{aligned} &\left\| \begin{bmatrix} K_{DOB} \\ I \end{bmatrix} (I - GK_{DOB})^{-1} \tilde{M}^{-1} \right\|_x \\ &= \left\| \begin{bmatrix} -(I - Q)^{-1} Q \tilde{N}^{-1} \tilde{M} \\ I \end{bmatrix} (I - G(-(I - Q)^{-1} Q \tilde{N}^{-1} \tilde{M}))^{-1} \tilde{M}^{-1} \right\|_x \leq \frac{1}{\varepsilon} = \gamma \end{aligned}$$

증명 : 이 증명은 [11]의 저이득 이론을 이용하여 증명할 수 있다.

식 (2)의 시스템이 SISO 시스템일 경우 식 (10)의 외란 관측기의 Q-filter는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Q = -K_{DOB}G(1 - K_{DOB}G)^{-1} \quad (11)$$

이때 SISO 시스템에 대한 강인 안정화 조건은 다음과 같다.

Proposition 2

식 (2) 시스템이 단일 입출력 시스템일 경우 coprime factor로 표현된 외란 관측기 시스템은 변수 불확실성 $\|\Delta_{\tilde{M}} \Delta_{\tilde{N}}\| < \varepsilon$ 에 대해 아래의 조건이 만족하면 강인 안정성이 보장된다.

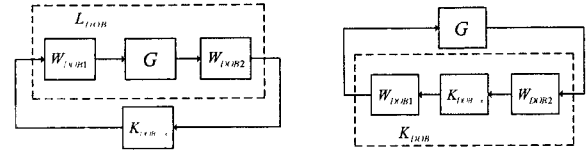


그림 5 H ∞ loop shaping 설계 방법
Fig. 5 Design procedure of H ∞ loop shaping

$$\left\| \begin{bmatrix} K_{DOB} \\ 1 \end{bmatrix} (1 - GK_{DOB})^{-1} \tilde{M}^{-1} \right\|_x = \left\| \begin{bmatrix} -QG^{-1} & -Q \\ (1 - Q) & (1 - Q)G \end{bmatrix} \right\|_x \leq \frac{1}{\varepsilon} = \gamma$$

증명 : 식 (2) 시스템이 단일 입출력 시스템일 경우 Proposition 1은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left\| \begin{bmatrix} \frac{-Q}{1-Q} \tilde{N}^{-1} \tilde{M} \\ 1 \end{bmatrix} (1 - G \frac{-Q}{1-Q} \tilde{N}^{-1} \tilde{M})^{-1} \tilde{M}^{-1} \right\|_x$$

위 식의 가운데 항은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(1 - G \frac{-Q}{1-Q} \tilde{N}^{-1} \tilde{M})^{-1} = (1 + \frac{Q}{1-Q})^{-1} = (\frac{1}{1-Q})^{-1}$$

여기서 표준화된 coprime factor $[\tilde{M} \tilde{N}]$ 는 co-inner 함수이고 H ∞ norm은 co-inner 함수 $[\tilde{M} \tilde{N}]$ 의 오른쪽 곱셈에서 불변이다[9]. 그러므로 Proposition 1의 2 블록 식은 아래와 같은 4 블록 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} &\left\| \begin{bmatrix} \frac{-Q}{1-Q} \tilde{N}^{-1} \tilde{M} \\ 1 \end{bmatrix} \left(\frac{1}{1-Q} \right)^{-1} \tilde{M}^{-1} [\tilde{M} \tilde{N}] \right\|_x \\ &= \left\| \begin{bmatrix} -QG^{-1} & -Q \\ (1 - Q) & (1 - Q)G \end{bmatrix} \right\|_x \end{aligned}$$

Proposition 2를 통해 정상 플랜트 모델 G 와 설계된 외란 관측기의 Q-filter를 이용하여 시스템에서 허용할 수 있는 변수 불확실성 $\Delta_{\tilde{M}}$ 과 $\Delta_{\tilde{N}}$ 의 최대값을 알 수 있다.

3.2 H ∞ loop shaping 방법을 이용한 외란 관측기의 설계

3.1절을 통해 외란 관측기의 강인 안정화는 K_{DOB} 에 의해 결정되는 것을 알 수 있다. 본 절에서는 그림 5의 H ∞ loop shaping 방법을 이용하여 K_{DOB} 를 설계하는 과정에 대해 설명한다. 이 방법은 기존의 외란 관측기 Q-filter 설계 방법과는 달리 강인성이 보장되는 Q-filter의 설계 변수를 체계적

으로 결정할 수 있는 장점이 있다[10].

Design Procedure :

- ① 외란 관측기의 목표 전달 함수 L_{DOB} 를 설계 한다.
- ② 설계된 L_{DOB} 를 이용하여 전단과 후단의 필터 W_{DOB1} 와 W_{DOB2} 를 설계한다.
- ③ 식 (6)을 이용하여 외란 관측기의 최대 안정화 여유값 ϵ_{max} 를 구한다.
만일 식 (3.5)의 γ_{min} 값이 전체 시스템의 강인성을 만족하지 못하면 step 1, 2에서 설계한 목표 전달 함수와 전단, 후단 필터 식을 변화하여 강인성을 만족하게 한다. 또한 γ_{min} 값이 전체 시스템의 강인성을 만족할 경우 γ 값을 γ_{min} 보다 약 10%정도 크게 하여 H_{∞} loop shaping 제어기를 설계한다[11].
- ④ H_{∞} loop shaping 제어기, $K_{DOB_{\infty}}$ 를 설계한다.

$$K_{DOB_{\infty}} = \left[\begin{array}{c|c} A+BF+H(C+DF) & H \\ \hline B^T X & -D^T \end{array} \right]$$

$$F = -S^{-1}(D^T C + B^T X)$$

$$L = (1-\gamma^2)I + XZ \quad (\gamma = 1/\epsilon)$$

$$H = \gamma^2(L^T)^{-1}ZC^T$$

- ⑤ $K_{DOB} = W_{DOB1} K_{DOB_{\infty}} W_{DOB2}$ 식을 이용하여 K_{DOB} 를 설계한다.
- ⑥ 식 (10)을 이용하여 외란 관측기의 Q-filter를 설계한다.

4. 제어 시스템 설계

본 절에서는 SDS 시스템에 대한 스테이지 제어 시스템을 설계한다. SDS 스테이지 구동에서 가장 큰 문제점은 구동시 발생하는 스테이지의 커플링 특성, 변수 불확실성이다. 본 절에서는 H_{∞} loop shaping 방법을 이용하여 SDS 시스템에 대한 스테이지 피드백 제어기 및 3장에서 제안한 외란 관측기를 적용하여 이러한 문제점을 최소화 한다.

4.1 제어 시스템 구성

그림 6은 본 논문에서 설계한 제어 시스템의 구조이다. 그림에서 K_x 는 G_x 에 대한 피드백 제어기 이다. K_{DOB} 는 본 논문 3절에서 설명한 외란 관측 제어기이다. 신호 r_x 는 x축의 기준 입력 신호, d_{in} 과 d_{out} 은 입력과 출력 외란 신호, u_x 는 x축에 입력되는 제어 입력이다. 마지막으로 y_x 는 x축의 위치 신호, η 는 x축의 잡음 신호이다. K_x 는 H_{∞} loop shaping 방법을 이용하여 설계한다. H_{∞} loop shaping 방법은 Glover과 Macfarlane에 의해 제안된 방법이다[9]. 이 방법은 기존의 H_{∞} 최적화에서 사용되고 있는 γ -반복 방법이 아닌 coprime factorization을 통해 얻은 최대 안정화 여유, γ_{min} 과 목표 전달 함수를 통해 H_{∞} 제어기를 설계하는 방법이다. 이 방법의 장점은 설계된 목표 전달 함수가 충분한 γ_{min} 값을 갖고 있으면 전체 시스템에 대한 강인성이 보장되는

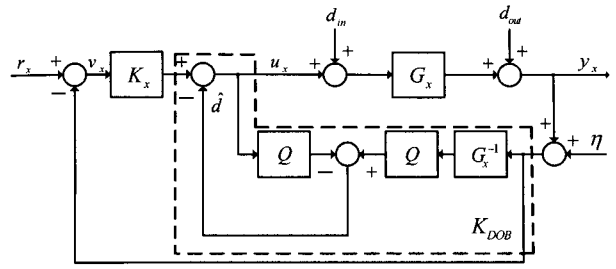


그림 6 제어 시스템 블록도
Fig. 6 Closed loop system with DOB and controller

장점이 있다[9][11][12]. 그림 6에서 d_{out} 에 y_x 대한 민감도 전달함수를 S_{dis} , r_x 에서 u_x 에 대한 전달함수를 S_{ref} , r_x 에서 y_x 대한 페루프 전달함수를 T_{ref} 라고 하면 이 것 은 식 (12), (13), (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{dis} = \frac{y_x}{d_{out}} = \frac{(1-Q)}{1+G_x K_x} \tag{12}$$

$$S_{ref} = \frac{v_x}{r_x} = \frac{1}{1+G_x K_x} \tag{13}$$

$$T_{ref} = \frac{y_x}{r_x} = \frac{G_x K_x}{1+G_x K_x} \tag{14}$$

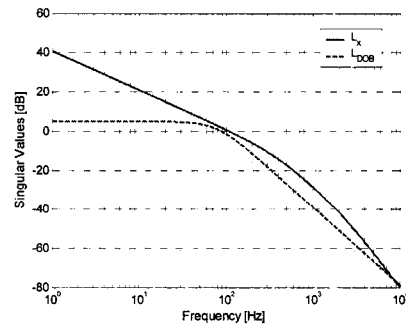


그림 7 목표 전달함수의 특이 값
Fig. 7 Singular value plots of the desired target loop transfer function

이때 식 (12)와 식(13)은 Q-filter에 의해 서로 다른 성능을 갖고 있다. 이것을 통해 설계된 제어 시스템은 2 자유도를 갖는 시스템이라는 것을 알 수 있다. 마지막으로 외란 제거 성능을 보여주는 민감도 함수 S_{dis} 는 Q-filter에 의해 향상될 수 있는 것을 알 수 있다.

4.2 제어 시스템 설계

본 절에서는 3절에서 제안한 Q-filter를 이용한 외란 관측기와 H_{∞} loop shaping 방법을 이용하는 피드백 제어기를 구조적으로 동시에 설계한다. 외란 관측기와 피드백 제어기는 다중 입력 다중 출력 시스템의 형태로 식 (15), (16)과 같이 구성하여 구조적으로 동시에 설계된다.

$$G_s = W_2 G W_1 = \begin{bmatrix} L_{DOB} & 0 \\ 0 & L_x \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$G = \begin{bmatrix} G_x & 0 \\ 0 & G_y \end{bmatrix} \quad W_1 = \begin{bmatrix} W_{DOB1} & 0 \\ 0 & W_{s1} \end{bmatrix} \quad W_2 = \begin{bmatrix} W_{DOB2} & 0 \\ 0 & W_{s2} \end{bmatrix}$$

$$W_{DOB1} = \frac{(4.5 \times 10^5)s^2 + (1.6 \times 10^7)s + (1.1 \times 10^{11})}{(1.8 \times 10^6)s^2 + (1.4 \times 10^9)s + (4.6 \times 10^{11})}$$

$$W_{DOB2} = 1$$

$$W_{s1} = \frac{(1.3 \times 10^4)s^3 + (1.7 \times 10^{11})s^2 + (6.2 \times 10^{12})s + (4.5 \times 10^{16})}{s^4 + (1.2 \times 10^7)s^3 + (2.1 \times 10^{11})s^2 + (4.5 \times 10^{14})s + (4.5 \times 10^{13})}$$

$$W_{s2} = 1$$

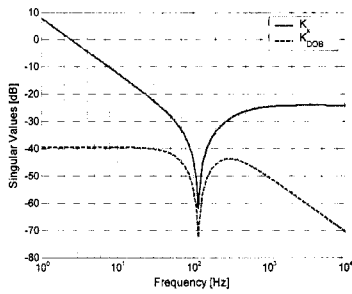


그림 8 설계된 제어기의 특이 값
Fig. 8 Singular value plots of the controller

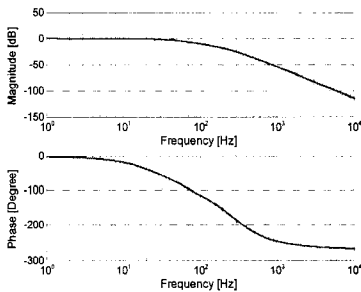
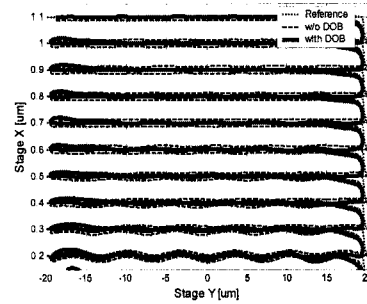


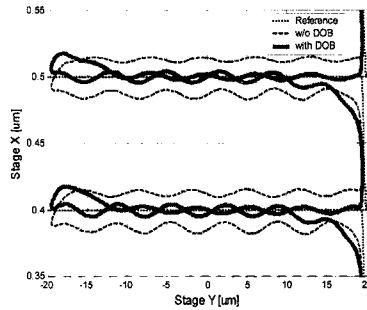
그림 9 설계된 Q-Filter의 주파수 응답
Fig. 9 Frequency response of Q-filter

식 (15)의 L_x 와 L_{DOB} 는 각각 K_x 와 K_{DOB} 에 대한 목표 전달 함수이다. L_x 는 SDS 시스템이 달성해야 하는 응답 목표를 위하여 설계 되어야 하고 L_{DOB} 는 외란 제거 성능 향상을 위해 설계 되어야 한다. 목표 전달 함수의 특이 값은 그림 7과 같다. L_x 의 경우 주파수 대역은 100Hz이고 저주파 대역에서 -20dB/decade의 기울기를 갖고 있다. 이것은 G_x 에 대한 그림 6 제어 시스템이 100Hz의 주파수 대역을 갖고 정상상태에서의 오차를 최소화 하기 위한 설계이다. 하지만 설계된 L_x 는 SDS 스테이지에서 발생하는 스테이지 커플링 특성 G_{xy} , G_{yx} 와 2.2절의 모델링에 포함되지 않은 변수 불확실성에 대해 고려가 되어 있지 않은 설계이다. 그러므로 L_{DOB} 는 이러한 특성에 대해 강인하게 하기 위해 설계된 주파수 대역인 100Hz보다 낮은 영역에서 향상된 민감도 함수, S_{dis} 를 얻도록 설계했다. 그림을 보면 L_{DOB} 는 2차의 저역 통과 필터 형태로 설계되었고 이때의 DC 이득 값은 3dB, 주파수 대역은 50Hz이다. 그림 8은 H_∞ loop shaping

방법으로 설계된 제어기의 특이 값이다. G_x 의 페루프 제어기 K_x 와 외란 관측 제어기 K_{DOB} 는 4차의 차수를 갖고 있는 것을 알 수 있다. 그림 9는 K_{DOB} 와 식 (10)을 이용하여 설계된 외란 관측기 Q-filter에 대한 주파수 응답이다. 설계된 Q-filter는 50Hz의 주파수 대역을 갖고 0dB의 DC 이득을 갖는 것을 알 수 있다. 이 수치는 앞에서 설계된 L_{DOB} 의 주파수 대역과 DC 이득 값에 의해 변화할 수 있는 값이다. 식 (17)은 설계된 Q-filter의 전달함수이다. Q-filter의 차수는 4차이고 상대 차수는 3인 것을 알 수 있다. 이 수치는 L_{DOB} 의 차수와 상대 차수에 의해 변화할 수 있는 수치이다.



(a) 10 트랙 응답



(b) (a)의 확대 (2 트랙)

그림 10 10 트랙에 대한 SDS 스테이지의 응답 결과
Fig. 10 Tracking response of SDS stage

$$Q = -K_{DOB} G (1 - K_{DOB} G)^{-1} \quad (17)$$

$$= \frac{(4.9 \times 10^8)s + (3.1 \times 10^{11})}{s^4 + (3.3 \times 10^3)s^3 + (4.7 \times 10^6)s^2 + (2.1 \times 10^9)s + (3.1 \times 10^{11})}$$

5. 모의 실험 및 실험 결과

본 절에서는 4절에서 설계된 SDS 제어 시스템에 대한 모의 실험 및 실험을 한다. 모의 실험은 트랙 추종 성능과 시스템 변수 불확실성에 대한 강인성을 보이고 실험을 통하여 설계된 제어기의 민감도 함수를 보였다.

5.1 모의 실험 결과

그림 10은 SDS 스테이지 10 트랙에 대한 모의 실험 결과이다. 모의 실험에서 1 트랙은 100nm이고 y축은 0.4mm/s의 속도로 구동한다고 가정했다. 외란 관측기를 적용하지 않았을 경우 파란색 점선과 같이 스테이지 커플링으로 인해 전

체 스테이지의 위치가 1 트랙에서 최대 $\pm 7\text{nm}$ 변화하는 것을 알 수 있다. 하지만 외란 관측기를 적용한 결과를 보면 같은 모의실험 조건에서 구동 오차가 1 트랙에서 최대 $\pm 2\text{nm}$ 인 것을 알 수 있다. 이것은 앞에서 언급했듯이 스테이지의 커플링은 전체 시스템에 대한 외란 역할을 하므로 외란관측기를 통해 이것이 최소화 된 것을 알 수 있다.

설계된 제어 시스템의 변수 불확실성에 대한 강인성을 확인하기 위해 그림 11의 강인 안정화 블록을 구성하여 이것에 대한 구조 특이치를 구했다. 본 논문에서의 변수 불확실성은 3.1절에서 언급한 저주파 영역에서의 변수 불확실성으로 구성했고 본 논문 2장에서 측정된 ω_n 과 δ 가 15%와 5% 변화한다고 가정했다. 그림 11을 보면 그림 12을 통해 얻은 구조 특이치 값은 1을 넘지 않으므로 저이득 이론 (small gain theorem)에 의해 설계된 제어 시스템은 설정된 변수 불확실성에 대한 강인성이 보장되는 것을 알 수 있다[11].

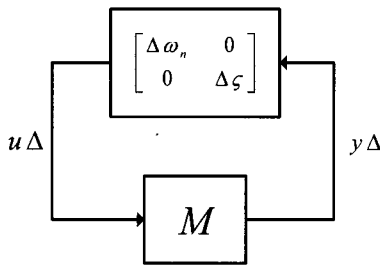


그림 11 강인 안정화 블록
Fig. 11 Robust stability block

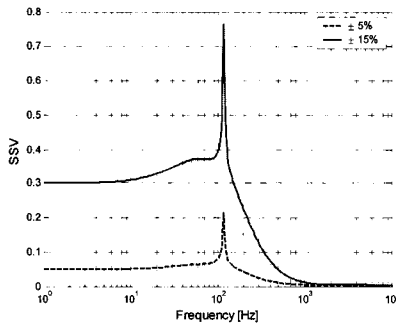


그림 12 변수 불확실성에 대한 구조 특이치
Fig. 12 SSV plot for robust stability

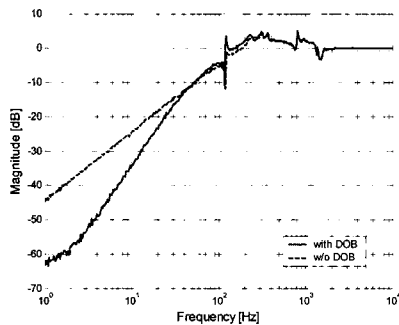


그림 13 민감도 함수 S_{dis} (측정 결과)
Fig. 13 Sensitivity function (Experimental result)

5.2 실험 결과

본 논문에서는 디지털 제어 시스템을 위해 TI사의 TMS320C6713와 16 bit 아날로그 디지털 변환기와 디지털 아날로그 변환기를 이용하여 구성하였으며 샘플링 주파수는 40kHz로 설정했다. 실험은 제안된 방식으로 설계된 외란 관측기와 전체 제어시스템의 성능을 관측하기 위해 민감도 함수, S_{dis} 를 측정 하였다. 그림 13은 측정된 민감도 함수 S_{dis} 이다. 4.2절에서 설계된 외란 관측기 Q-filter의 주파수 대역은 50Hz이므로 50Hz 이하에서 향상된 민감도 함수 특성을 얻을 수 있는 것을 알 수 있다. 이것을 통해 앞에서 언급된 스테이지 커플링 및 변수 불확실성에 대해 강인한 제어 시스템을 설계할 수 있다. 또한 측정된 민감도 함수의 최대값이 6dB를 넘지 않으므로 설계된 제어 시스템은 강인성이 보장되는 것을 알 수 있다[11].

6. 결론

본 논문에서는 robust stabilization of normalized coprime factor plant description과 H_∞ loop shaping 방법을 이용한 외란 관측기의 설계방법을 제안했다. 제안된 설계방법의 장점은 외란 관측기의 강인성이 최대 안정화 여유값에 의해 보장되고 목표 전달 함수설계를 통해 강인성과 성능이 보장된 외란 관측기 Q-filter 설계 변수를 체계적으로 설정할 수 있는 장점이 있다. 제안된 방법을 SDS 스테이지에 적용하여 스테이지 구동 시 발생하는 비선형 특성인 커플링 특성과 변수 불확실성에 대한 강인성을 확인했다. 모의실험 및 실험 결과 제안된 외란 관측기를 통해 향상된 민감도 함수를 얻을 수 있었고 이것을 통해 전체 시스템의 강인성이 향상된 것을 알 수 있었다. 또한 스테이지 커플링에 대한 스테이지의 응답 특성이 향상되었고 구동 시 발생하는 변수 불확실성에 대한 강인성이 향상되었다.

감사의 글

This work is supported by the Ministry of Knowledge Economy of Korea through the program for the development of the next generation ultra-high density storage. Also this work was in part supported by research fund of HYU (HYU-2008-T).

참고 문헌

- [1] E. Eleftheriou, T. Antonakopoulos, G. Binnig, G. Cherubini, M. Despont, A. Dholakia, U. Durig, M. Lantz, H. Pozidis, H. Rothuizen, and P. Vettiger, "Millipede - a MEMS based scanning-probe data storage system," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39 No. 2, pp. 938 - 945, 2003.
- [2] H. Pozidis, P. Achold, J. Bonan, G. Cherubini, E. Eleftheriou, M. Despont and U. Drechsler, "Scanning Probes Entering Data Storage: From Promise to Reality," *IBM research paper*, 2006.

[3] A. Pantazi, A. Sebastian, G. Cherubini, M. Lantz, H. Pozidis, H. Routhuizen and E. Eletheriou, "Control of MEMS-based scanning-probe data-storage devices," *IEEE Transactions on Control System Technology*, Vol. 15, No. 5, pp. 824-841, 2007.

[4] K. Ohishi, T. Miyazaki and Y. Nakamura, "High performance ultra-low speed servo system based on doubly coprime factorization and instantaneous speed observer," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 1, No. 1, pp. 89-98, 1996.

[5] T. Umeno, T. Kaneko and Y. Hori, "Robust servo system design with two degree of freedom and its application to novel motion control of robot manipulators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 5, pp. 473-485, 1993.

[6] K. Yamada, S. Komada, M. Ishida and T. Hori, "Characteristics of servo system using high order disturbance observer," *Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 3252-3257, 1996.

[7] Y. J. Choi, K. Yang, W. K. Chung, H. R. Kim and I. H. Suh, "On the robustness and performance of disturbance observer for second order systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 48, No. 2, pp. 315-320, 2003.

[8] K. Glover and D. Mcfarlane, "Robust stabilization of normalized coprime factor plant description H_∞ bound uncertainty," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 34, No. 8, pp. 821-830, 1989.

[9] D. Mcfarlane and K. Glover, "A loop shaping design procedure using H_∞ synthesis," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 37, No. 6, pp. 759-769, 1992.

[10] Jun. Moon, C. W. Lee, C. C. Chung and W. S. Kim, "Design Disturbance Observer via Robust Stabilization and H_∞ Loop Shaping Method," *Proceedings of 17th IFAC 2008 World Congress*, Seoul, Korea, pp. 9272-9277, July, 2008.

[11] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control 2nd edition*, Wiley, 2005.

[12] G. Vinnicombe, *Uncertainty and Feedback H_∞ Loop Shaping and v -gap Metric*, Imperial, College Press, 2001.

저 자 소 개



문 준 (文 俊)

1980년 9월 9일생. 2006년 한양대학교 전자전기컴퓨터 공학부 졸, 2008년 한양대학교 전기공학과 공학 석사, 2008년~현재 국방과학연구소.

관심 분야: 강인 및 최적 제어, 나노 스테이지 제어, 정밀제어

Tel : 042-821-2961, Fax : 042-821-2224

E-mail : junmoony@add.re.kr



이 충 우 (李 忠 禹)

1973년 8월 1일생. 1999년 한남대학교 전자공학과 졸업. 2001년 한양대학교 전자통신 공학과 석사. 2001년~2003년 LG 전자 DM 연구소 DCT Gr. 주임 연구원.

2003년~현재 한양대학교 전자통신전파공학과 박사과정. 관심 분야: 슬라이딩 모드 제어, 디스크 드라이브 서보 제어, 듀얼 액추에이터 정밀 제어, 광 정보 저장 장치 제어, 나노 스테이지 정밀 제어.

Tel : 02-2220-4307

E-mail : chungwoo73@yahoo.co.kr



정 정 주 (鄭 正 周)

1958년 9월 5일생. 1981년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 석사. 1993년 USC 공학 박사. 1983년~1985년 LG전자 중앙연구소 주임 연구원. 1985년~1987년 IBM Korea, IPO Associate Engineer. 1993년~1994년 미국 콜로라도 주립대 Research Associate. 1994년~1997년 삼성종합기술원 수석 연구원(팀장). 1996년 삼성 21세기 리더 교육 및 미국 Wharton School, Samsung AMP 수료. 1997년~현재 한양대학교 전기제어생체공학부 교수.

2000년~2002년 Asian Journal of Control, Associate Editor. 2001년~2002년 ICASE, 편집이사, 2003년~2005년 IJCAS, Editor. 2003년 IEEE CDC, Associate Editor. 2008년 CASS 대회장. 2009년 ICCAS-SICE Program Co-Chairs. 2000년~현재 ICASE 제어이론 연구회 회장. 관심 분야: 비선형제어 및 디지털제어이론, 로봇시스템, 자동차, 평판디스플레이 공정장비, 전력계통, 정보저장시스템 등에 제어이론적응이다.

Tel : 02-2220-1724, Fax : 02-2291-5307

E-mail : cchung@hanyang.ac.kr