

광 디스크 드라이브의 트랙킹 서보 시스템을 위한 다목적 강인 제어기의 설계

Design of a Multiobjective Robust Controller for the Track-Following System of an Optical Disk Drive

이 문 노, 문 정 호, 정 명 진

(Moon-Noh Lee, Jung-Ho Moon and Myung Jin Chung)

Abstract : In this paper, we design a tracking controller which satisfies transient response specifications and maintains tracking error within a tolerable limit for the uncertain track-following system of an optical disk drive. To this end, a robust H_∞ control problem with regional stability constraints and sinusoidal disturbance rejection is considered. The internal model principle is used for rejecting the sinusoidal disturbance caused by eccentric rotation of the disk. We show that a condition satisfying the regional stability constraints can be expressed in terms of a linear matrix inequality (LMI) using the Lyapunov theory and S-procedure. Finally, a tracking controller is obtained by solving an LMI optimization problem involving two linear matrix inequalities. The proposed controller design method is evaluated through an experiment.

Keywords : track-following system, robust H_∞ control, internal model principle, regional stability constraints, LMI optimization

I. 서론

다른 제어시스템과 같이 트랙킹 서보시스템의 설계 목표는 플랜트 불확실성과 외란에 대하여 강인하고 만족할 만한 성능을 가지는 시스템을 구축하는 것이다. 트랙킹 액츄에이터의 노화, 디스크의 편심적인 회전(eccentric rotation)에 의해 발생하는 정현파 외란과 방사상의 디스크 진동, 디스크 반사율의 변화 등은 강인 성능을 가진 트랙킹 제어기를 설계하는 데에 많은 지장을 준다. 따라서, 트랙킹 제어기는 이러한 불확실성과 외란에 대해서 트랙킹 오차가 허용 오차내에 존재하고 과도응답 스펙이 만족되도록 설계되어야 한다.

광 디스크 드라이브에서 트랙킹 오차는 디스크가 회전함에 따라 고유적으로 발생하는 정현파 외란을 포함한다. 디스크 회전주파수의 정현파 외란은 트랙킹 서보시스템에 많은 영향을 주기 때문에 만족할 만한 트랙킹 성능을 얻기 위해서 정현파 외란은 효율적으로 제거되어야 한다. 주파수를 알고 있는 정현파 외란을 제거하는 한 방법은 정현파 외란의 모델을 제어기에 포함하는 내부모델 원리(internal model principle)를 적용하는 것이다. 이러한 방법은 불확실성이 있는 시스템에도 적용할 수 있으므로 [1] 디스크 회전주파수의 정현파 외란을 제거하기 위해 트랙킹 제어기는 정현파 외란의 모델을 포함하여야 한다.

H_∞ 제어 문제는 제어시스템의 안정성을 보장하고 외란에서 제어 출력까지의 전달함수의 H_∞ norm을 주어진 값보다 작게 하는 궤환 제어기를 구하는 문제이다. 불확

실한 시스템에 대한 강인 H_∞ 제어 문제는 불확실성이 norm-bounded일 때 불확실성이 외란으로 첨가된 등가의 시스템에 대한 기본적인 H_∞ 제어 문제가 된다 [5], [10]. 그러나, H_∞ 제어는 시간영역의 특성을 거의 고려할 수 없으므로 만족할 만한 과도응답을 위해 시스템 극점위치에 대한 추가적인 제한을 고려하는 것이 바람직하다. 강인 H_∞ 제어는 트랙킹 서보시스템에서 방사상의 디스크 진동의 영향을 줄이기 위해 사용될 수 있다.

일반적으로 제어시스템의 시간영역 성능은 스텝응답에 의해 특성되고 오버슈트, 정착시간, 상승시간 등의 과도응답 특성지수들은 외란이 없는 시스템의 스텝응답에 대해 정의된다. 이러한 과도응답 특성지수들은 외란이 존재하는 시스템에 대해서도 어느 정도 시간영역의 성능을 보장하기 위해 사용될 수 있다. 시스템 극점이 존재해야 하는 특정영역은 과도응답 특성지수에 의해 구해질 수 있기 때문에 만족할 만한 과도응답은 특정영역안에 시스템 극점이 존재하도록 함으로써 얻을 수 있다. Chilali [3] 등은 특정영역에 모든 시스템 극점을 위치시키기 위한 조건을 선형행렬 부등식(linear matrix inequality)으로 나타내었고, 그 결과를 polytopic 모델로 표현되는 불확실한 선형시스템에 적용하였다. 그러나, 해가 존재할 조건이 polytopic 모델의 정점(vertex)의 갯수와 같은 수의 행렬부등식으로 표현되기 때문에 지역안정 제한을 만족하는 제어기를 설계하기가 어렵다.

본 연구에서는 광 디스크 드라이브의 트랙킹 서보시스템에 대하여 정현파 외란을 제거하고 지역안정 제한과 강인 H_∞ 제한을 만족하는 트랙킹 제어기를 설계한다. 그리고, 플랜트 불확실성이 norm-bounded되기 때문에 지역안정 제한을 만족하는 하나의 조건은 Lyapunov 이

접수일자 : 1997. 12. 23, 수정완료 : 1998. 6. 5.

이문노, 문정호 : 삼성전자

정명진 : 한국과학기술원

론과 S-절차에 의해 하나의 선형행렬 부등식으로 표현될 수 있다는 것을 보인다. 결과적으로, 다목적 강인 제어기는 LMI 최적화 방법에 의해 설계되고 제안된 제어기 설계방법은 실험을 통해 검증된다.

II. 광 디스크 드라이브의 트래킹 서보시스템

트래킹 서보시스템의 가속 능력과 동작 범위는 액츄에이터의 대역 폭과 물리적인 크기에 따라 결정된다. 1단 액츄에이터로는 가속 능력과 동작 범위를 동시에 만족시킬 수 없으므로 대부분의 경우에 큰 크기의 조동 액츄에이터(coarse actuator) 위에 넓은 대역 폭을 가진 작은 크기의 미동 액츄에이터(fine actuator)로 구성된 합성 액츄에이터(compound actuator)가 광 디스크 드라이브에서 사용된다. 조동 액츄에이터는 대역 폭은 작지만 동작 범위가 넓고, 미동 액츄에이터는 동작 범위는 제한되어 있지만 트래킹 서보시스템의 고주파 특성을 만족시킬 수 있다. 트래킹 제어 모드에서 조동 액츄에이터의 역할은 단지 미동 액츄에이터가 동작 범위를 벗어나지 않도록 미동 액츄에이터를 조금씩 움직여주는 것이므로 트래킹 서보시스템의 성능은 전적으로 미동 액츄에이터가 얼마나 잘 제어되는지에 달려있다. 그래서, 대부분의 논문에서는 미동 액츄에이터만 트래킹 제어기의 설계에서 고려한다.

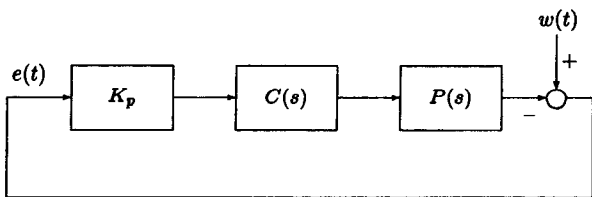


그림 1. 트래킹 서보시스템의 블록도.
Fig. 1. Block diagram of the track-following system.

그림 1은 광 디스크 드라이브의 트래킹 서보시스템의 블록도를 나타낸다. 트래킹 서보시스템은 위치검출 센서, 큰 대역 폭의 트래킹 액츄에이터(미동 액츄에이터), 트래킹 제어기, 필터와 증폭 회로로 구성된다. 트래킹 오차는 트랙 위치와 광 스팟 위치와의 차이를 나타내며 광 소자에 의해 검출된 뒤에 K_p 배 증폭되어 트래킹 제어기에 입력된다. 디스크가 일정한 각속도로 회전하기 때문에 외란 $w(t)$ 에는 디스크의 회전으로 인한 방사상의 디스크 진동 $w_1(t)$ 과 디스크의 편심적인 회전에 의한 정현파 외란 $w_2(t)$ 이 포함된다. 유한한 주파수 폭을 가지는 방사상의 디스크 진동은 $L_2[0, \infty)$ 영역에 포함되는 외란이고 정현파 외란은 다음의 형태를 가진다.

$$w_2(t) = m_1 \sin(\nu_1 t + \phi_1) \tag{1}$$

여기서, ν_1 은 디스크 회전 주파수이고 m_1 과 ϕ_1 은 불확실한 진폭과 위상을 나타낸다. 광 디스크의 표준에 의하면 정현파 외란의 진폭 m_1 은 보통 70 μm 보다 작다. 즉, 트랙 간격이 1.6 μm 일 때 정현파 외란은 현재의 트랙에서 양방향으로 최대 44 트랙을 벗어나게 할 수 있다. 대

물 렌즈를 방사상 방향으로 이동시키는 트래킹 액츄에이터 $P(s)$ 는 전류 증폭기에 의해 구동되는 보이시 코일 모터(voice coil motor)이며 보통 2차 선형시스템으로 모델링될 수 있다. 그러나, 액츄에이터의 특성을 2차로 정확하게 표현할 수 없으므로 모델링 오차는 항상 존재하게 되고, 디스크 반사율의 변화 등과 같은 동작 환경의 변화는 액츄에이터 파라미터의 불확실성으로 간주될 수 있다. 그러므로, 트래킹 액츄에이터의 파라미터는 공칭값(nominal value)에 대해 어떤 범위내에서 변한다고 가정할 수 있다. 이러한 파라미터 불확실성을 고려하여 트래킹 액츄에이터는 다음과 같이 모델링된다.

$$P(s) = \frac{[b_2^-, b_2^+]}{s^2 + [a_1^-, a_1^+]s + [a_2^-, a_2^+]} \tag{2}$$

(2)에서 플랜트 불확실성은 전달함수의 계수에 의해 표현된다. 트래킹 액츄에이터 (2)를 상태방정식으로 변환하고 외란의 영향과 트래킹 오차를 나타내면 트래킹 제어기를 제외한 트래킹 서보시스템은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= (A_p + \Delta A_p)x_p(t) + B_p u(t) \\ e(t) &= (C_p + \Delta C_p)x_p(t) + w_1(t) + w_2(t) \end{aligned} \tag{3}$$

여기서, $x_p(t) \in R^{np}$ 는 상태 변수, $e(t) \in R$ 는 트래킹 오차, $w_1(t) \in R$ 는 방사상의 디스크 진동, $w_2(t) \in R$ 는 정현파 외란을 나타내고 플랜트 불확실성은 다음과 같이 norm-bounded된다.

$$\Delta A_p = H_1 F E_1, \quad \Delta C_p = H_2 F E_1, \quad \|F\| \leq 1 \tag{4}$$

불확실성 행렬 F 는 모든 파라미터의 불확실한 성분을 포함하고 파라미터 불확실성의 크기는 행렬 H_1, H_2, E_1 에 의해 표현된다. 그리고, (A_p, B_p) 는 안정화 가능, (A_p, C_p) 는 검출 가능, $(A_p, B_p, C_p, 0)$ 는 정현파 외란의 주파수 ν_1 에 위치한 영점을 가지지 않는다고 가정한다.

정현파 외란의 크기는 트래킹 허용 오차보다 수 백배 더 크기 때문에 효율적으로 제거되어야 한다. 정현파 외란의 완전한 제거를 위해서는 주파수 ν_1 에서 정현파 외란에서 트래킹 오차까지의 시스템 이득 $T_{w_2 e}(j\nu_1)$ 이 0이 되어야 한다. 이것을 위한 한 방법은 정현파 외란의 모델을 트래킹 제어기에 포함시키는 것이다.

보조정리 1 [1] : 제어기 $C(s)$ 가 시스템 (3)을 강인 안정하게 하고 다음과 같은 구조를 가지면 $T_{w_2 e}(j\nu_1) = 0$ 이 만족된다. 그리고, 그 역도 성립한다.

$$\left[\begin{array}{c|c} \tilde{A} & 0 \\ \hline * & * \\ * & * \end{array} \right] \tilde{B} \tag{5}$$

여기서, "*"는 적당한 차원의 임의의 행렬, (\tilde{A}, \tilde{B}) 는 제어가능, 행렬 \tilde{A} 는 $\pm j\nu_1$ 를 고유치로 포함하고 대각화가 가능하여야 한다. 그래서, 트래킹 제어기는 다음의 형태를 가진다고 하자.

$$\begin{aligned} C(s) &= C_\infty(s)C_m(s) \\ C_m(s) &:= \begin{bmatrix} A_{cm} & B_{cm} \\ C_{cm} & D_{cm} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$C_\infty(s) := \begin{bmatrix} A_{ch} & B_{ch} \\ C_{ch} & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

부분 제어기 $C_m(s)$ 는 내부모델 원리가 만족되도록 미리 주어지고 다른 부분 제어기 $C_\infty(s)$ 는 트래킹 서보시스템이 다목적 특성을 만족하도록 설계된다. 트래킹 서보시스템에서는 증폭된 트래킹 오차 $K_p e(t)$ 만을 측정할 수 있으므로 트래킹 제어기는 다음의 오차 궤환 형태의 상태방정식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_c(t) &= A_c x_c(t) + B_c(K_p e(t)) \\ u(t) &= C_c x_c(t) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, $x_c(t) \in R^{nc}$ 는 트래킹 제어기의 상태 변수이고 제어기 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A_c &= \begin{bmatrix} A_{cm} & 0 \\ B_{ch} C_{cm} & A_{ch} \end{bmatrix}, \quad B_c = \begin{bmatrix} B_{cm} \\ B_{ch} D_{cm} \end{bmatrix} \\ C_c &= [0 \quad C_{ch}] \end{aligned}$$

트래킹 제어기는 보조 정리 1에 의해 정현파 외란 (1)의 영향을 제거하기 때문에 트래킹 서보시스템은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_{cl}(t) &= (\bar{A} + \Delta \bar{A})x_{cl}(t) + \bar{B}w_1(t) \\ e(t) &= (\bar{C} + \Delta \bar{C})x_{cl}(t) + w_1(t), \quad \|F\| \leq 1 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $x_{cl}(t) \in R^{np+nc}$ 는 트래킹 서보시스템의 상태 변수이고 시스템 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \begin{bmatrix} A_{aug} & B_{aug} C_{ch} \\ B_{ch} C_{aug} & A_{ch} \end{bmatrix}, \quad A_{aug} = \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ K_p B_{cm} C_p & A_{cm} \end{bmatrix} \\ \bar{B} &= \begin{bmatrix} 0 \\ K_p B_{cm} \\ K_p B_{ch} D_{cm} \end{bmatrix}, \quad \bar{H}_1 = \begin{bmatrix} H_1 \\ K_p B_{cm} H_2 \\ K_p B_{ch} D_{cm} H_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$B_{aug}^T = [B_p^T \quad 0], \quad C_{aug} = [K_p D_{cm} C_p \quad C_{cm}]$$

$$\Delta \bar{A} = \bar{H}_1 F \bar{E}_1, \quad \Delta \bar{C} = H_2 F \bar{E}_1$$

$$\bar{C} = [C_p \quad 0 \quad 0], \quad \bar{E}_1 = [E_1 \quad 0 \quad 0]$$

디스크에 기록된 데이터를 복원하기 위해서는 광 스팟이 정확하게 트랙을 추종하도록 트래킹 액츄에이터를 제어하여야 한다. 트래킹 제어기 (6)은 정현파 외란 (1)의 모델을 포함하기 때문에 본 연구의 제어 문제는 트래킹 서보시스템을 강인 안정하게 하고 과도응답 스펙과 외란 $w_1(t)$ 에 대해 $\|T_{w_1 e}(s)\|_\infty < \gamma$ 를 만족하는 부분 제어기 $C_\infty(s)$ 를 설계하는 문제가 된다.

III. LMI 접근 방법에 의한 트래킹 제어기의 설계

방사상의 디스크 진동은 DC에서 수 백 Hz까지의 주파수 범위에서 존재하므로 강인 H_∞ 제어 문제를 고려함으로써 디스크 진동의 영향을 줄일 수 있다. 그리고, 지역안정 제한을 만족함으로써 원하는 과도응답을 얻을 수 있다. 따라서, 강인 H_∞ 제어, 지역안정 제한, 정현파 외란의 제거 문제를 동시에 다룸으로써 원하는 성능의 트래킹 서보시스템을 설계할 수 있다. 3장에서는 지역안정 제한과 정현파 외란의 제거를 가진 강인 H_∞ 제어 문제를 푸는 하나의 충분 조건은 다음의 S-절차와 Schur complement를 이용하여 선형행렬 부등식으로 표현될 수

있다는 것을 보인다.

보조정리 2(S-절차)[2] : 이차 함수 F_0, \dots, F_p 는 $F_i(\xi) = \xi^T T_i \xi, i = 0, \dots, p$,의 형태이고 $T_i = T_i^T$ 인 특성을 가진다고 할 때, $F_i(\xi) \geq 0, i = 1, \dots, p$, 인제한하에서 $F_0(\xi) > 0$ 인 조건을 고려하자. 만약, $F_0(\xi) - \sum_{i=1}^p \tau_i F_i(\xi) > 0, \xi \neq 0$, 인 상수 $\tau_1 \geq 0, \dots, \tau_p \geq 0$ 가 존재하면 위의 조건은 성립한다. 그리고, p 가 1이고 $F_1(\xi_0) > 0$ 인 ξ_0 가 존재하면 그 역도 성립한다.

위의 S-절차에 의해 norm-bounded 불확실성이 있는 선형시스템에 대한 강인 안정 문제와 강인 H_∞ 제어 문제 등의 강인 제어 문제들은 불확실성이 외란으로 첨가된 등가의 시스템에 대한 기본적인 제어 문제가 된다. Schur complement는 비선형 부등식을 LMI 형태로 표현하기 위해 사용된다.

보조정리 3(Schur complement)[2] : $Q(x) = Q(x)^T, R(x) = R(x)^T, S(x)$ 가 x 에 어파인(affine)하다고 할 때, 다음의 LMI는

$$\begin{bmatrix} Q(x) & S(x) \\ S(x)^T & R(x) \end{bmatrix} < 0 \quad (9)$$

부등식 $R(x) < 0, Q(x) - S(x)R(x)^{-1}S(x)^T < 0$ 와 등가이다.

1. 방사상의 디스크 진동에 대한 강인 H_∞ 제어

강인 H_∞ 제어 문제를 푸는 충분 조건은 Riccati 방정식이나 LMI로 표현될 수 있다. 먼저, 다음의 벡터들을 정의하자.

$$q(t) := \bar{E}_1 x_{cl}(t) = E_1 x_p(t), \quad p(t) := Fq(t) \quad (10)$$

그러면, 트래킹 서보시스템 (8)은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_{cl}(t) &= \bar{A}x_{cl}(t) + \bar{H}_1 p(t) + \bar{B}w_1(t) \\ e(t) &= \bar{C}x_{cl}(t) + H_2 p(t) + w_1(t) \\ q(t) &= \bar{E}_1 x_{cl}(t), \quad p(t) = Fq(t), \quad \|F\| \leq 1 \end{aligned} \quad (11)$$

이제, (11)을 만족하는 모든 $x_{cl}(t), p(t), w_1(t)$ 가 $t > 0$ 에서 다음을 만족하는 상수 $\mu = \gamma^2 > 0$ 와 Lyapunov 함수 $V(\xi) = \xi^T P_\infty \xi, P_\infty > 0$,가 존재한다고 가정하자.

$$\frac{d}{dt} V(x_{cl}) + e^T(t) e(t) - \mu w_1^T(t) w_1(t) < 0 \quad (12)$$

그러면, 트래킹 서보시스템 (11)은 강인 안정하고 $\|T_{w_1 e}(s)\|_\infty < \gamma$ 이다 [2], [10]. 다음의 보조 정리는 S-절차와 Schur complement에 의해 (12)는 하나의 LMI로 표현될 수 있다는 것을 나타낸다.

보조정리 4 : 주어진 상수 $\mu > 0$ 에 대해, 다음의 식을 만족하는 상수 $\lambda > 0$ 가 존재한다는 것과 (11)을 만족하는 모든 $x_{cl}(t), p(t), w_1(t)$ 에 대하여 (12)를 만족하는 행렬 $P_\infty = X_\infty^{-1} > 0$ 가 존재한다는 것은 등가이다.

$$\begin{bmatrix} \bar{A}X_\infty + X_\infty \bar{A}^T & \bar{B} & \bar{H}_1 & X_\infty \bar{C}^T & \lambda X_\infty \bar{E}_1^T \\ \bar{B}^T & -\mu & 0 & 1 & 0 \\ \bar{H}_1^T & 0 & -\lambda I & H_2^T & 0 \\ \bar{C}X_\infty & 1 & H_2 & -1 & 0 \\ \lambda \bar{E}_1 X_\infty & 0 & 0 & 0 & -\lambda I \end{bmatrix} < 0 \quad (13)$$

증명 : 플랜트 불확실성이 norm-bounded되어 있으므로 시스템 상태변수 $x_{ci}(t)$ 와 $p(t)$ 는 다음의 부등식을 만족한다.

$$p^T(t)p(t) - x_{ci}^T(t) \bar{E}_1^T \bar{E}_1 x_{ci}(t) \leq 0 \quad (14)$$

보조 정리 2에 의해 (12)는 (14)를 만족하는 모든 $x_{ci}(t)$ 와 $p(t)$ 에 대해 다음과 동가이다.

$$\frac{d}{dt} V(x_{ci}) + e^T(t)e(t) - \mu w_1^T(t)w_1(t) - \lambda(p^T(t)p(t) - x_{ci}^T(t) \bar{E}_1^T \bar{E}_1 x_{ci}(t)) < 0 \quad (15)$$

(15)를 트래킹 서보시스템에 적용하여 직접 계산함으로써 (13)은 유도될 수 있다. 보조 정리 4에 대한 자세한 증명은 [7]을 보시오. ■

보조 정리 4로부터 (13)을 만족하는 상수 $\lambda > 0$ 와 행렬 $X_{\infty} > 0$ 이 존재하면, 트래킹 서보시스템은 강인 안정하고 방사상의 디스크 진동으로부터 트래킹 오차까지의 전달 함수의 H_{∞} norm은 γ 보다 작다.

2. 지역안정 제한

선형 폐환시스템의 시스템 행렬은 트래킹 서보시스템 (8)과 같이 제어기 행렬 A_{ch}, B_{ch}, C_{ch} 에 어파인(affine) 하기 때문에 지역안정 제한을 만족하는 해의 조건에 이런 어파인한 특성을 이용하는 것이 필요하다. 그래서, 복소 평면의 영역을 아래와 같이 정의된 LMI 영역으로 표현하는 것이 바람직하다. \otimes 는 행렬의 Kronecker product를 나타내고 $M = [\mu_{kl}]_{1 \leq k, l \leq m}$ 는 행렬 M 의 성분이 μ_{kl} 인 $m \times m$ 행렬 또는 블록 행렬을 나타낸다.

정의 1[3] : 다음을 만족하는 대칭 행렬 $\alpha = [\alpha_{kl}] \in R^{m \times m}$ 와 행렬 $\beta = [\beta_{kl}] \in R^{m \times m}$ 가 존재하면, 복소평면 영역 D 는 LMI 영역이다.

$$D = \{z \in C: f_D(z) = \alpha + z\beta + \bar{z}\beta^T < 0\} \quad (16)$$

LMI 영역에는 타원, 포물선, 섹터(sector) 등의 기본적인 영역뿐만 아니라 컨벡스하고 실수축에 대칭인 다각형 (polygonal) 영역도 포함된다. 공칭 트래킹 서보시스템의 경우 ($F=0$)에 주어진 LMI 영역에 시스템 극점(행렬 \bar{A} 의 고유치)을 위치시키기 위한 조건은 다음의 블록 행렬에 의해 다음의 보조 정리와 같이 주어진다.

$$M_D(\bar{A}, X_D) := \alpha \otimes X_D + \beta \otimes (\bar{A}X_D) + \beta^T \otimes (\bar{A}X_D)^T = [\alpha_{kl}X_D + \beta_{kl}\bar{A}X_D + \beta_{lk}X_D\bar{A}^T]_{1 \leq k, l \leq m} \quad (17)$$

보조정리 5[3] : 다음의 식을 만족하는 대칭 행렬 X_D 가 존재한다는 것과 행렬 \bar{A} 는 D -안정하다는 것은 동가이다.

$$M_D(\bar{A}, X_D) < 0, X_D > 0 \quad (18)$$

복소영역 D 가 좌반면일 때 (18)은 Lyapunov 안정조건이 된다.

$$\bar{A}X_D + X_D\bar{A}^T < 0 \quad (19)$$

확실히, Lyapunov 이론은 보조 정리 5의 특수한 한 형태이다. 트래킹 서보시스템 (8)의 경우에는 플랜트 불확실성으로 인한 부분이 다음과 같이 (18)에 더해진다.

$$M_D(\bar{A} + \Delta \bar{A}, X_D) = \alpha \otimes X_D + \beta \otimes (\bar{A} + \Delta \bar{A})X_D + \beta^T \otimes (\bar{A} + \Delta \bar{A})X_D^T = Y + \beta \otimes (\bar{H}_1 F \bar{E}_1 X_D) + \beta^T \otimes (\bar{H}_1 F \bar{E}_1 X_D)^T < 0 \quad (20)$$

여기서, 행렬 Y 는 $\alpha \otimes X_D + \beta \otimes (\bar{A}X_D) + \beta^T \otimes (\bar{A}X_D)^T$ 이다. 트래킹 서보시스템과 같이 norm-bounded 플랜트 불확실성이 존재하는 시스템에 대해서 (20)은 quadratic D -안정을 위한 충분 조건이 된다. 그래서, 모든 플랜트 불확실성에 대해 (20)을 만족하는 행렬 $X_D > 0$ 가 존재하면 트래킹 서보시스템의 모든 극점은 주어진 LMI 영역 D 에 위치하게 된다. 다음의 정리는 지역안정 제한을 만족하는 하나의 조건은 Lyapunov 이론과 S-절차를 이용하여 하나의 LMI로 표현될 수 있다는 것을 나타낸다.

정리 1 : 하나의 LMI 영역이 주어질 때, 다음의 식을 만족하는 상수 $\lambda > 0$ 이 존재한다는 것과 모든 플랜트 불확실성에 대해 (20)을 만족하는 행렬 $X_D > 0$ 가 존재한다는 것은 동가이다.

$$\begin{bmatrix} Y & \beta \otimes \bar{H}_1 & I \otimes \lambda X_D \bar{E}_1^T \\ \beta^T \otimes \bar{H}_1^T & -\lambda I & 0 \\ I \otimes \lambda \bar{E}_1 X_D & 0 & -\lambda I \end{bmatrix} < 0 \quad (21)$$

증명 : 먼저, 모든 플랜트 불확실성에 대해 (20)을 만족하는 $X_D > 0$ 가 존재한다고 가정하자. 그리고, Kronecker product를 이용하여 $M_D(\bar{A} + \Delta \bar{A}, X_D)$ 를 다음과 같이 나타내자.

$$M_D(\bar{A} + \Delta \bar{A}, X_D) = Y + \beta \otimes (\bar{H}_1 F \bar{E}_1 X_D) + \beta^T \otimes (\bar{H}_1 F \bar{E}_1 X_D)^T = Y + (\beta \otimes \bar{H}_1)(I \otimes F \bar{E}_1 X_D) + (I \otimes X_D \bar{E}_1^T F^T)(\beta^T \otimes \bar{H}_1^T) \quad (22)$$

여기서, 행렬 Q, \hat{F} , 벡터 $\hat{p}(t)$, 함수 $f(\xi)$ 를 다음과 같이 정의하자.

$$Q := \beta \otimes \bar{H}_1, \hat{F} := I \otimes F, \|\hat{F}\| \leq 1 \\ \hat{p}(t) := (I \otimes F \bar{E}_1 X_D)\xi = \hat{F}(I \otimes \bar{E}_1 X_D)\xi \\ f(\xi) := \xi^T M_D(\bar{A} + \Delta \bar{A}, X_D)\xi = \xi^T Y \xi + \xi^T Q \hat{p} + \hat{p}^T Q^T \xi \quad (23)$$

벡터 $\hat{p}(t)$ 는 행렬 $M_D(\bar{A} + \Delta \bar{A}, X_D)$ 의 불확실성을 나타내며 플랜트 불확실성 (4)이 norm-bounded되기 때문에 다음의 특성을 만족한다.

$$\hat{p}^T \hat{p} - \xi^T (I \otimes X_D \bar{E}_1^T)(I \otimes \bar{E}_1 X_D)\xi \leq 0 \quad (24)$$

이차함수의 특성에 따라 $M_D(\bar{A} + \Delta \bar{A}, X_D) < 0$ 는 (24)를 만족하는 모든 $\hat{p}(t)$ 와 $\xi(t)$ 에 대해 $f(\xi) < 0$ 를 의미하고 보조 정리 2에 의해 다음의 부등식을 만족하는 상수 $\lambda > 0$ 이 존재한다.

$$f(\xi) - \lambda(\hat{p}^T \hat{p} - \xi^T (I \otimes X_D \bar{E}_1^T)(I \otimes \bar{E}_1 X_D)\xi) < 0 \quad (25)$$

(25)는 다음의 행렬 부등식과 동가이고 보조 정리 3에 의해 행렬의 비선형 항을 제거함으로써 (21)은 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} Y + \lambda(I \otimes X_D \bar{E}_1^T)(I \otimes \bar{E}_1 X_D) & \beta \otimes \bar{H}_1 \\ \beta^T \otimes \bar{H}_1^T & -\lambda I \end{bmatrix} < 0 \quad (26)$$

다음에, (21)을 만족하는 상수 $\lambda > 0$ 이 존재한다고 가정하자. 그러면, 위의 증명과 보조 정리 2에 의해 모든

$\xi(t)$ 와 $\hat{p}(t)$ 에 대해서 $f(\xi) < 0$ 이 만족된다. 그리고, 2차 함수의 특성에 따라 모든 플랜트 불확실성에 대해 (20)을 만족하는 행렬 $X_D > 0$ 가 존재한다. ■

결과적으로, (21)을 만족하는 상수 $\lambda > 0$ 와 행렬 $X_D > 0$ 가 존재하면 트래킹 서보시스템 (8)의 모든 극점은 주어진 LMI 영역에 포함된다.

3. LMI 접근 방법을 이용한 트래킹 제어기의 설계

보조 정리 4와 정리 1로부터 트래킹 서보시스템에 대한 지역안정 제한과 정현파 외란의 제거를 가진 강인 H_∞ 제어 문제는 다음의 최적화 문제로 표현될 수 있다.

(13)과 (21)을 만족하는 $X_\infty, X_D, C_\infty(s)$ 에 대해서

$$\mu \text{를 최소화하라.} \quad (27)$$

최적화 문제 (27)은 풀기가 어려운 nonconvex 문제이므로 본 연구에서는 최적화를 회생하더라도 $X = X_\infty = X_D$

의 제한을 도입하고 $\bar{A}X_\infty, X_\infty\bar{C}, \lambda X_\infty \bar{E}_1$ 와 같은 비선형 항을 제거함으로써 수학적으로 다룰 수 있는 제어기 설계방법을 제안한다. 먼저, 다음과 같이 행렬 X 와 그 역행렬을 분할하고 새로운 제어기변수를 도입한다.

$$X = \begin{pmatrix} R & M \\ M^T & U \end{pmatrix}, \quad X^{-1} = \begin{pmatrix} S & N \\ N^T & V \end{pmatrix}$$

$$\hat{B}_{ch} := NB_{ch}, \quad \hat{C}_{ch} := C_{ch}M^T,$$

$$\hat{A}_{ch} := SA_{aug}R + SB_{aug}C_{ch}M^T + NB_{ch}C_{aug}R + NA_{ch}M^T \quad (28)$$

여기서, M 과 N 은 역행렬이 존재하는 정방 행렬이다. 즉, A_{aug} 과 A_{ch} 는 같은 차수를 가진다. 만약, 행렬 $R, S, M, N, \hat{A}_{ch}, \hat{B}_{ch}, \hat{C}_{ch}$ 이 주어지면, (28)을 만족하는 제어기 행렬 A_{ch}, B_{ch}, C_{ch} 을 항상 구할 수 있다. 결과적으로, 주어진 값 $\lambda_0 > 0$ 에 대해서 최적화문제 (27)은 [3]의 정리 4.3과 같이 $R, S, \hat{A}_{ch}, \hat{B}_{ch}, \hat{C}_{ch}$ 을 변수로 하는 LMI 최적화 문제가 된다. 그리고, 트래킹 제어기의 설계는 μ 의 더 작은 값을 구하기 위해 λ_0 를 $\lambda_0/2$ 로 대체해서 계속 LMI 최적화 문제를 푸므로써 완성된다.

위의 설계 방법은 다소 제한적이지만 수학적으로 다룰 수 있는 체계적인 트래킹 제어기 설계를 제공한다. 그리고, LMI 접근 방법의 실제적인 적용을 통해 $X = X_\infty = X_D$ 는 지나치게 제한적이지 않고 여러 가지의 다목적 제어 문제에 대해 만족할 만한 결과를 제공하는 것으로 나타났다[9].

IV. 시뮬레이션과 실험 결과

제안된 제어 방법의 검증을 위해 본 연구에서는 785 nm의 단파장 레이저를 사용하는 광 디스크 드라이브의 트래킹 서보시스템에 적용한다. 사용되는 디스크의 트랙 간격은 1.6 μ m이고 디스크가 5000rpm으로 회전하므로 정현파 외란은 다음의 형태를 가진다.

$$w_2(t) = m_1 \sin(523.6t + \phi_1) \quad (29)$$

트래킹 액츄에이터의 동작은 역학 구조 분석기(dynamic structural analyzer)에 의해 측정된 주파수 특성을 토대로 2차 선형시스템으로 근사화되고 트래킹 액츄에이터의 공진 주파수와 감쇠 계수(ζ)는 대략 25 Hz,

0.015이다. 데이터 시트(sheet)에 의하면, 이러한 특성값은 공칭값으로부터 $\pm 10\%$ 이하의 범위에서 변한다. 그리고, 디스크 반사율의 변화는 액츄에이터 파라미터 변화의 중요한 요인이다. 이러한 불확실성을 고려하여 트래킹 액츄에이터는 다음과 같이 모델링된다.

$$P(s) = \frac{[15.8, 20.8]}{s^2 + [4.1, 5.1]s + [20300, 29850]} [m/V] \quad (30)$$

각 계수의 구간은 가장 나쁜 경우의 파라미터를 표현하기 위해 선택된다. 실험 세트에서 $\pm 0.4 \mu$ m의 트래킹 오차는 ± 2.0 V로 변환되기 때문에 K_p 는 $5 \times 10^6 [V/m]$ 이다. 결과적으로, 트래킹 제어기를 제외한 트래킹 서보시스템은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + H_1 p(t) + B_p u(t) \\ e(t) &= C_p x_p(t) + H_2 p(t) + w_1(t) + w_2(t) \\ q(t) &= E_1 x_p(t), \quad p(t) = Fq(t), \quad \|F\| \leq 1 \end{aligned}$$

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & 3200 \\ -7.836 & -4.6 \end{bmatrix}, \quad H_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -7.46 & -2.5 \end{bmatrix}$$

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \\ 0 & 0.2 \end{bmatrix}, \quad B_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$C_p = [-0.00572 \ 0], \quad H_2 = [-0.0039 \ 0]$$

1. 시뮬레이션

디스크에 기록된 정보를 복원하기 위해 트래킹 오차는 1.6 μ m의 트랙 간격에 대해 $\pm 0.1 \mu$ m안에 존재하여야 한다. 광 디스크 드라이브에서 측정되는 트래킹 오차는 광 시스템, 기구시스템, 서보시스템에서 발생하는 오차의 합이기 때문에 서보시스템 설계에서 트래킹 오차의 한계는 허용 오차($\pm 0.1 \mu$ m)의 1/3이어야 한다. 외란이 있는 시스템의 경우에 과도응답 특성은 부등식에 의해 표현될 수 없기 때문에 과도응답 특성을 만족하기 위해 극점이 존재해야 하는 특정영역을 구할 수 없다. 그렇지만, 트래킹 서보시스템의 과도응답은 외란이 없는 시스템에서 정의된 과도응답 특성지수들을 고려함으로써 어느 정도 보장할 수 있다. 따라서, 서보시스템에서의 제어 목적은 플랜트 불확실성과 외란에 대해 트래킹 오차를 $\pm 0.033 \mu$ m 이내로 유지하고 외란이 없을 때($w(t) = 0$)에 오버슈트가 25% 보다 작게, 정착시간이 6ms 이내, 상승시간이 2.75 ms 이내로 유지하는 것이다. 트래킹 오차는 정현파 외란의 모델을 제어기에 도입하여 정현파 외란의 영향을 제거하고 강인 H_∞ 제어에 의해 방사상의 디스크 진동의 영향을 최대한 줄임으로써 최대한 줄일 수 있다. 먼저, 정현파 외란 (29)의 영향을 제거하기 위해 보조 정리 1을 만족하는 다음의 부분 제어기 $C_m(s)$ 를 도입하고 트래킹 서보시스템이 위의 제어 목적을 만족하기 위해 제안된 제어기 설계 방법을 이용하여 부분 제어기 $C_\infty(s)$ 를 설계한다.

$$C_m(s) = \frac{s^2 + 2500s + 1917600}{s^2 + 273940} \quad (32)$$

외란이 없는 2차 선형시스템의 오버슈트, 정착시간, 상승시간은 다음과 같이 감쇠 상수(ζ)와 고유 주파수(w_n)에 의해 표현된다.

$$\exp\left(\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \leq 0.25, \quad \frac{3}{\zeta w_n} \leq 0.006, \quad \frac{1.8}{w_n} \leq 0.00275 \quad (33)$$

따라서, 트래킹 서보시스템의 극점이 존재해야 하는 특정 영역은 (33)을 동시에 만족하는 영역으로 $\zeta \geq 0.4$, $w_n \geq 654.6$, $\zeta w_n \geq 500$ 의 공통영역이다. 이러한 특정영역이 하나의 부등식으로 표현될 수 없기 때문에 다음의 영역 Ω 에 의해 특정영역을 근사화한다.

$$\Omega = \{z \in C: \alpha + z\beta + \bar{z}\beta^T < 0\}$$

$$\alpha = \begin{bmatrix} 7.3 \times 10^6 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad \beta = \begin{bmatrix} 5500 & 0.5 \\ -0.5 & 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

따라서, 제어 목적을 만족하는 트래킹 제어기는 영역 Ω 와 외란 $w(t)$ 에 대해 LMI 최적화 문제를 푸므로써 얻을 수 있다. 결과로, γ 의 최소 값은 2.96, λ 는 0.01, 부분 제어기 $C_\infty(s)$ 는 다음과 같다.

$$C_\infty(s) = \frac{7.4 \times 10^6 s^3 + 1.1 \times 10^{11} s^2 + 4.1 \times 10^{14} s + 3.8 \times 10^{17}}{s^4 + 6.5 \times 10^5 s^3 + 7 \times 10^{10} s^2 + 1.1 \times 10^{15} s + 1.9 \times 10^{18}} \quad (35)$$

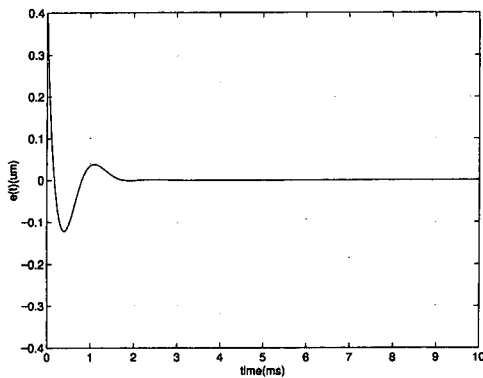


그림 2. 시뮬레이션 결과 : $e(t_0) = 0.4 \mu\text{m}$, $w(t) = 0$ 일 때의 트래킹 오차.

Fig. 2. Simulation result : The tracking error when $e(t_0) = 0.4 \mu\text{m}$ and $w(t) = 0$.

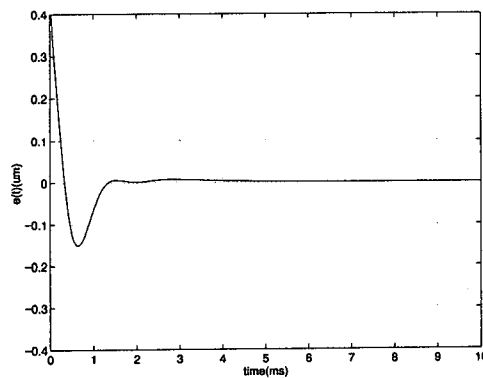


그림 3. 시뮬레이션 결과 : $e(t_0) = 0.4 \mu\text{m}$, $w_2(t) = 5 \sin(523.6t)$ 일 때의 트래킹 오차.

Fig. 3. Simulation result : The tracking error when $e(t_0) = 0.4 \mu\text{m}$ and $w_2(t) = 5 \sin(523.6t)$.

그림 2는 초기 트래킹 오차($e(t_0)$)가 $0.4 \mu\text{m}$ 이고 외란이 없을 때 ($w(t) = 0$)의 트래킹 서보시스템의 과도응답을 나타낸다. 정착시간과 상승시간은 설계 범위안에 존재하지만 오버슈트는 설계 범위보다 조금 더 큰 약 28%라

는 것을 알 수 있다. 이것은 2차 시스템에 대해 정의된 (33)을 8차의 트래킹 서보시스템에 적용하였기 때문이다. 즉, 도미넌트 극점에 의해 8차의 시스템도 2차 시스템과 비슷한 형태의 과도응답을 나타내지만 설계 범위를 조금 벗어났다. 그림 3은 $e(t_0) = 0.4 \mu\text{m}$, $w_2(t) = 5 \sin(523.6t) \mu\text{m}$ 일 때의 트래킹 오차를 나타낸다. 현재의 트래킹으로부터 양방향으로 $6.2 \mu\text{m}$ 를 벗어나게 할 수 있는 정현파 외란이 존재해도 트래킹 오차는 서보시스템 설계의 허용 오차($\pm 0.033 \mu\text{m}$)안에 존재한다는 것을 나타낸다.

2. 실험 결과 및 고찰

설계된 트래킹 제어기는 부동 소수점(floating-point) 방식의 DSP96002에 의해 구현되었다. 실험 세트에서는 트래킹 서보시스템을 포함한 모든 광 디스크 드라이브 서보시스템이 DSP96002에 의해 디지털로 구현되었다. 연속시간 영역에서 설계된 트래킹 제어기는 matched pole-zero mapping 방법에 의해 디지털화되었다. 아날로그 제어기와 달리 디지털 제어기는 유한한 샘플링 주파수로 인해 초기 몇 샘플이 지나야 정상적으로 동작한다. 따라서, 초기 몇 샘플 동안 정현파 외란은 구현된 디지털 트래킹 제어기에 의해 제거가 되지 않으므로 트래킹 오차는 초기 트래킹 오차뿐만 아니라 외란의 영향도 받게 된다.

그림 4는 우리가 개발한 디지털 서보시스템의 구성도이다. 그것은 제어 프로그램과 데이터를 저장하기 위한 DSP, RAM, ROM과 DSP에 인터럽트를 발생해 주기 위한 타이밍 함수(timing function), 12 비트 D/A 변환기, 12 비트 A/D 변환기, 액츄에이터를 구동하기 위한 아날로그 회로로 구성된다. 모든 제어 알고리즘은 DSP96002에서 어셈블리어로 작성되고 제어 알고리즘은 50 kHz의 샘플링 주파수로 실행된다. 모의실험과 달리 고주파의 디지털 노이즈, random 노이즈, 전원 노이즈 등이 실험에 영향을 주고 제어 신호에 포함된다. 이러한 노이즈는 개발된 디지털 제어시스템에서 대략 $\pm 100 \text{mV}$ 정도 존재하므로 측정된 트래킹 오차의 크기는 실제 트래킹 오차보다 $0.02 \mu\text{m}$ 더 크다.

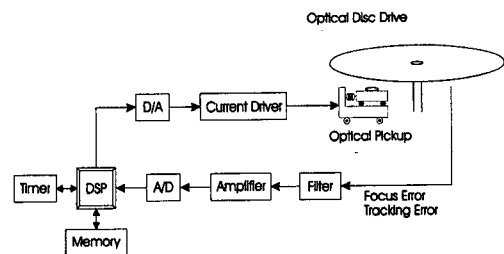


그림 4. 실험에 사용된 디지털 서보시스템의 구성도.
Fig. 4. Schematic diagram of the digital servo system.

그림 5와 6은 설계된 트래킹 제어기를 구현하였을 때의 트래킹 오차와 제어 입력을 나타낸다. 트래킹 동작은 $t_0 = 1.88 \text{ms}$ 에서 시작되었고 초기의 트래킹 오차는 $-0.05 \mu\text{m}$ 이었다. 시작점은 그림 5에서 "o"에 의해 표시되었고

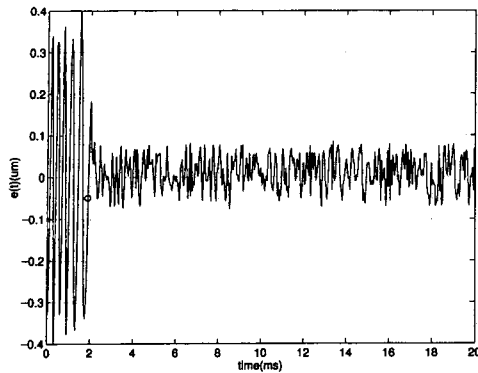


그림 5. 실험 결과 : $t_0 = 1.88\text{ms}$, $e(t_0) = -0.05\mu\text{m}$ 일 때의 트래킹 오차.

Fig. 5. Experimental result : The tracking error when $t_0 = 1.88\text{ms}$ and $e(t_0) = -0.05\mu\text{m}$.

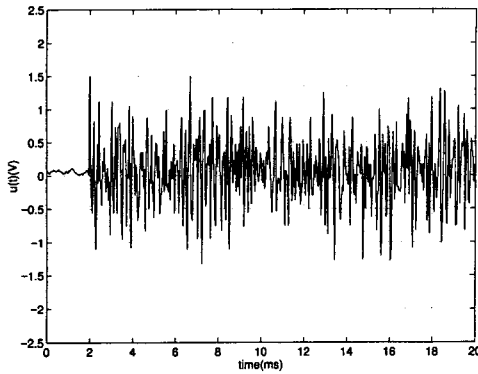


그림 6. 실험 결과 : $t_0 = 1.88\text{ms}$, $e(t_0) = -0.05\mu\text{m}$ 일 때의 제어 입력.

Fig. 6. Experimental result : The control input when $t_0 = 1.88\text{ms}$ and $e(t_0) = -0.05\mu\text{m}$.

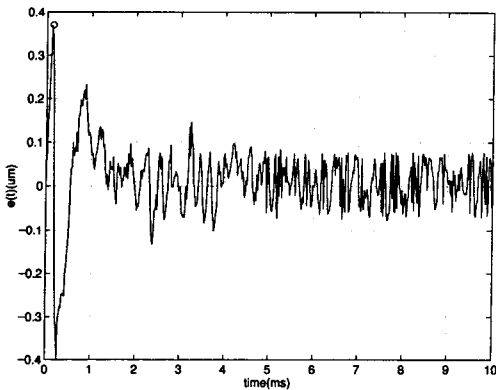


그림 7. 실험 결과 : $t_0 = 0.14\text{ms}$, $e(t_0) = 0.38\mu\text{m}$ 일 때의 트래킹 오차.

Fig. 7. Experimental result : The tracking error when $t_0 = 0.14\text{ms}$ and $e(t_0) = 0.38\mu\text{m}$.

트래킹 동작은 18.12ms(1.5 트랙) 동안 행해졌다. 트래킹 오차는 트래킹 제어가 시작된 후 확실히 작아졌고 디지털 노이즈와 전원 노이즈에도 불구하고 허용 오차

($\pm 0.1\mu\text{m}$)안에 존재하였다. 구현된 트래킹 서보시스템의 과도응답은 $0.38\mu\text{m}$ 의 상대적으로 큰 초기 트래킹 오차에 대한 트래킹 오차와 제어 입력을 나타내는 그림 7과 8에 의해 좀 더 자세하게 검토될 수 있다.

그림 7의 트래킹 오차를 고려하자. 트래킹 동작은 $t_0 = 0.14\text{ms}$ 에서 시작되었고 디지털 트래킹 제어기가 6차이기 때문에 6 샘플이 지난 후에야 정상적으로 동작한다. 따라서, 실험 결과는 마치 $t_0 = 0.26\mu\text{m}$, $e(t_0) = -0.4\mu\text{m}$ 일때의 트래킹 오차를 나타내는 것 같고 오버슈트도 50% 보다 큰 것처럼 보인다. 그러나, 이러한 결과는 2차 시스템에 대한 (33)이 8차의 트래킹 서보시스템에 적용되었기 때문이고 방사상의 디스크 진동의 영향이 트래킹 오차에 포함되었기 때문이다. 그래서, 외란이 없을 때에 오버슈트가 25% 보다 작을 지에 대해서는 실험 결과를 통해 알 수 없다. 하지만, 위의 실험 결과로부터 오버슈트는 외란의 영향으로 인해 설계 범위를 약간 벗어나지만 정착시간과 상승시간은 외란의 존재에도 설계 범위에 존재하는 것을 알 수 있다.

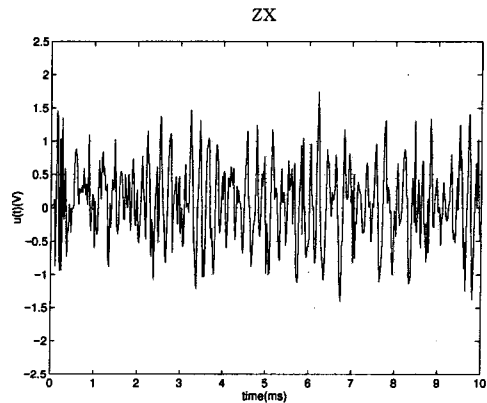


그림 8. 실험 결과 : $t_0 = 0.14\text{ms}$, $e(t_0) = 0.38\mu\text{m}$ 일 때의 제어 입력.

Fig. 8. Experimental result : the control input when $t_0 = 0.14\text{ms}$ and $e(t_0) = 0.38\mu\text{m}$.

V. 결론

광 디스크 드라이브의 트래킹 서보시스템에 대해 강인 성능을 보장하는 다목적 강인 제어기 설계 문제가 본 연구에서 다루어졌다. 제어기 설계 과정에서 내부모델 원리, 강인 H_∞ 제어, 지역안정 제한 등이 고려되었고 LMI 최적화방법을 이용하여 트래킹 제어기는 설계되었다. 설계된 트래킹 제어기는 디스크의 편심적인 회전에 의한 정현파 외란의 영향을 제거하고 플랜트 불확실성에 대해 과도응답 스펙을 만족한다. 그리고, 제안된 제어기 설계 방법은 실험을 통해 검증되었다.

참고문헌

[1] J. Abedor, K. Nagpal, P. P. Khargonekar and K. Poolla, "Robust regulation in the presence of norm-bounded uncertainty," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 40, no. 1, pp. 147-152, Jan., 1995.
 [2] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron and V.

Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in Systems and Control Theory*. Philadelphia, PA: SIAM, 1994.

- [3] M. Chilali and P. Gahinet, "H_∞ design with pole placement constraints: An LMI approach," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 41, no. 3, pp. 358-367, 1996.
- [4] P. Gahinet, A. Nemirovski, A. Laub and M. Chilali, *The LMI Control Toolbox*. Natick, MA: The MathWorks, 1995.
- [5] K. Gu, "H_∞ control of systems under norm bounded uncertainties in all system matrices," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 39, no. 6, pp. 1320-1322, 1994.
- [6] B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, Prentice-Hall, 1987.
- [7] M. -N. Lee, J. -H. Moon and M. J. Chung, "Design of a robust H_∞ controller with regional stability constraints under sinusoidal disturbances," *Proc. Asian Contr. Conf.*, vol. 1, pp. 713-716. 1997.
- [8] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, Prentice-Hall, 1987.
- [9] C. Scherer, P. Gahinet and M. Chilali, "Multiobjective output-feedback control via LMI optimization," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 42, no. 7, pp. 896-911, 1997.
- [10] L. Xie, M. Fu and C. E. de Souza, "H_∞ control and quadratic stabilization of systems with parameter uncertainty via output feedback," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 37, no. 8, pp. 1253-1256, Aug., 1992.
- [11] R. K. Yedavalli and Y. Liu, "H_∞ control with regional stability constraints," *Automatica*, vol. 31, no. 4, pp. 611-615, 1995.



이 문 노

1991년 경북대 전자공학과 졸업. 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사(1993), 박사(1998). 현재 삼성전자 연구원. 관심 분야는 강인 제어 및 응용, 다목적 제어, 비선형 제어.



문 정 호

1991년 서울대 제어계측과 졸업. 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사 (1993), 박사(1998). 현재 삼성전자 연구원. 관심 분야는 반복 학습 제어, DSP를 이용한 디지털 제어 시스템.



정 명 진

1973년 서울대 전기공학과 졸업 미시간대 전기 및 컴퓨터공학과 석사 (1977), 동대학 컴퓨터, 정보, 제어공학과 박사(1983). 1983-현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수. 관심 분야는 로봇 경로계획 및 제어, 센서 퓨전, 지능 제어, 강인 제어.