

< 논 문 >

고속 광 픽업 장치의 강인 서보 제어

Robust Servo Control of High Speed Optical Pickups

임 승 철* · 정 태 영**

Seungchul Lim and Tae Young Jung

(1998년 2월 12일 접수 ; 1998년 5월 15일 심사완료)

Key Words : CD ROM Drive (CD롬 드라이브), System Modelling (시스템 모델링), Parameter Identification (매개변수 식별), H_∞ Control (H_∞ 무한대 제어)

ABSTRACT

Recently, optical disk drives are increasingly demanded to have higher speed as well as high information density, especially for applications like CD ROM drives. To this end, improvement of their optical pickup structure and control is recognized the very challenging issue. In this paper, the pickup is first analytically modelled in a plane to describe its coupled auto-focusing and auto-tracking motions. Subsequently, the model is linearized and combined with actuator dynamics for the auto-focusing system. With its unmeasurable parameters being estimated based on experimental data, an approximate 1-DOF linear model is obtained neglecting the coupling term. To design the high speed and robust positional servo controller realistic design specifications are addressed, and H_∞ control method is employed based on the approximate model. Finally, taking the pickup in a commercial high speed CD ROM drive as an example performance of the designed controller is verified through realtime experiments.

1. 서 론

최근 광 디스크 드라이브는 컴퓨터의 CD ROM 드라이브뿐만 아니라 CDP, LDP, DVD 등 다양한 장치로서 널리 사용되고 있다. 그러나, 현재의 CD ROM 드라이브는 아직까지 경쟁적인 하드 디스크 드라이브와 비교해서 그 속도가 떨어지기 때문에 좀더 혁신적인 설계가 요구되고 있다. 본 논문에서는 이를 위하여 구조설계 관점^(1,2)

을 떠나서, 광 디스크 드라이브에서 중요 요소인 광 픽업의 동적 모델링과 가용한 전력 한계 내에서의 강인 서보 제어기의 설계 방법을 제안하고자 한다.

Fig. 1은 주로 사용되어지고 있는 선형 트랙킹 와이어 지지 타입의 8배속 CD ROM 드라이브내의 광 픽업 장치를 나타내고 있다. 드라이브의 총 5개의 서보 시스템중 2개의 서보가 가장 독특한 특징을 갖고 있으며 자료 읽기 속도의 증가를 위해 필수적인 핵심 애로기술로 인식되고 있다. 그중 하나가 자동 초점(AF) 서보로서 레이저 빔이 통과하는 대물렌즈의 초점을 항상 디스크 표면의 피트위에 유지시켜주는 기능을 수행한다. 다른 하

* 정회원, 명지대학교 공과대학 기계공학과

** 명지대학교 대학원 기계공학과

나는 자동 트래킹(AT) 서보로서 항상 나선형의 디스크 트랙 위에, 대물렌즈의 초점을 위치시키는 역할을 한다. 이상 두 서보는 디스크가 일정한 선 속도로 회전하는 동안⁽³⁾ 디스크의 표면형상 결합과 진동에도 불구하고 각각 상하 및 반경방향에서 독립적으로 동작하는 시스템으로 설계된다.

AF와 AT 서보는 공히 voice 코일 형태의 액츄에이터를 이용하여 유연한 구조물의 끝단 위치를 제어하는 시스템이라는 점에서 근본적으로 동일한 문제이다. 따라서 본 논문에서는 AF서보 시스템만을 주로 다루고자 한다.

2. 시스템 방정식

일반적인 AF 제어 시스템은 Fig. 2와 같이 제어기, 전력 증폭기, 픽업 구조물 그리고 위치 오차 센서 등으로 구성되어 있다. 이들 요소 중에서 픽업의 운동 방정식을 먼저 유도하고 그 후에 전체 시스템 방정식을 얻기 위해 기타 요소들을 다루기로 한다.

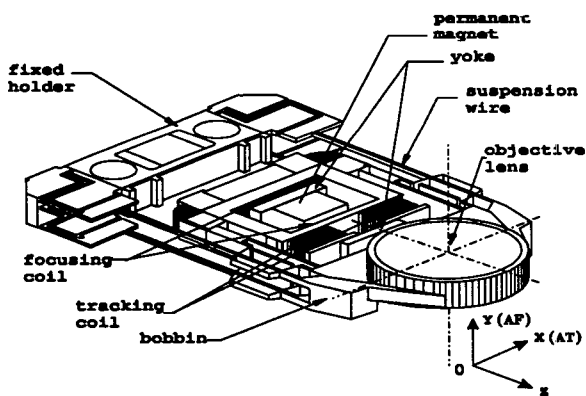


Fig. 1 Schematic diagram of a pickup

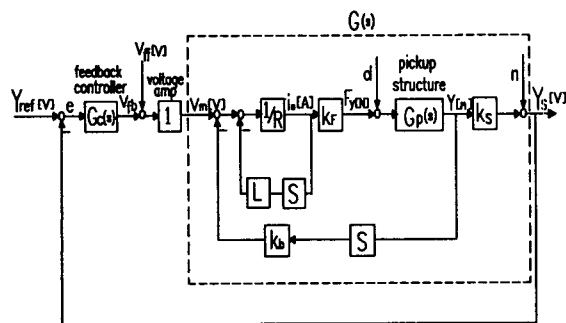


Fig. 2 Block diagram of the AF servo system

2.1 픽업 운동 방정식

보빈을 지지하는 방법에는 제조업체에 따라 여러 가지 방법이 있으나, 기본적으로 운동 감쇠를 증가시키기 위하여 점탄성 물질이 접착된 유연한 지지 요소로 만들어진 평행 6면체 구조이며 따라서 보빈의 운동 방향은 고정홀더와 평행한 방향이 된다. 그러므로 Fig. 1의 픽업을 대표적인 형태로 간주하여 운동 방정식을 구하되 일반적으로 보빈은 강체로 간주하고 지지 와이어에 비해 보빈이 매우 높은 질량 비를 갖고 있기 때문에 작동 주파수 영역에서 픽업을 집중질량-스프링-댐퍼 시스템으로 단순 모델화시킬 수 있다. 즉, 지지 와이어의 고차 굽힘 모드는 무시될 수 있다⁽⁴⁾.

그러나 픽업을 조립하는 과정에서 픽업의 질량 중심을 액츄에이터의 합성력이 작용하고 있는 도심과 일치시키는 것은 거의 불가능한 일이다. 이러한 불일치는 픽업의 비틀림 즉, roll 모드를 발생시켜 AF와 AT 시스템 상호간의 결합을 갖는 다소 복잡한 운동을 일으키며 감쇠의 작용에도 불구하고 이러한 결합 모드는 완전히 없어지지 않는다. 한편, 픽업에 있어서 나머지 3개 강체 운동모드는 평행 6면체형의 지지구조 덕분에 상대적으로 발생하기 어려우며 이것은 그들의 고유 주파수가 동작 주파수보다 훨씬 높은 주파수 대역에 존재하는 것을 의미한다^(1,2).

그러므로 본 절에서는 픽업의 평면모델을 통해서 어떻게 비틀림 운동이 일어나는지를 해석적으로 고찰한다. Fig. 3에서 보빈을 강체로 간주하면 픽업의 운동은 X축과 Y축 방향의 두 개의 병진 운동과 Z축 방향의 회전운동을 갖는다. 그리고 액츄에이터의 전자기 힘은 보빈에 고르게 분포되어

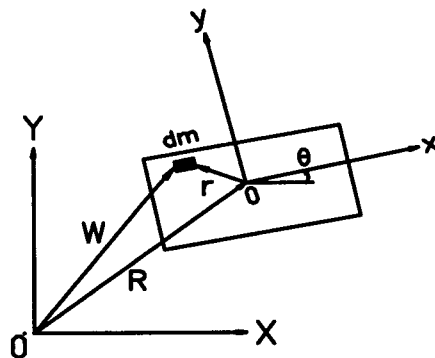


Fig. 3 Planar model

있으며 픽업 몸체고정 좌표 xyz방향으로 작용한다고 가정한다. 이 때 질량 중심은 도심과 일치하지 않는다는 것을 고려한다.

운동 방정식을 유도하기 위하여 XYZ 관성 좌표계의 원점에 대한 보빈의 임의점의 위치벡터 w 를 구하면 다음과 같다.

$$w = R^0 C_1 r \quad (1)$$

여기서 $R = [X \ Y]^T$ 는 원점 O 로 부터의 도심의 위치 벡터이고, ${}^0 C_1 = \begin{bmatrix} c\theta & -s\theta \\ s\theta & c\theta \end{bmatrix}$ 는 두 좌표계간의 회전 행렬이며, $r = [x \ y]^T$ 는 도심 o 로 부터 임의점까지의 위치 벡터이다. 한편 $c\theta$ 와 $s\theta$ 는 각각 $\cos\theta$ 와 $\sin\theta$ 를 나타낸다. 식 (1)을 시간에 대해 미분하여 다음과 같은 운동에너지 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} T &= \frac{1}{2} \int_m \dot{w}^T \dot{w} dm \\ &= \frac{1}{2} m (\dot{X}^2 + \dot{Y}^2) + \frac{1}{2} I_{oz} \dot{\theta}^2 \\ &\quad - \dot{X} \dot{\theta} (S_x s\theta + S_y c\theta) \\ &\quad + \dot{Y} \dot{\theta} (S_x c\theta - S_y s\theta) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 m 은 보빈의 질량이고 I_{oz} 는 $S_x = \int_m x dm$,

$S_y = \int_m y dm$ 가 도심에 대한 1차 질량 관성 모멘트일 때, 도심에 대한 2차 질량 관성 모멘트를 나타낸다. 주목해야 할 것은 질량 중심과 도심이 일치하지 않는 한 1차 질량 관성 모멘트항이 계속 존재한다는 것이다. 다음으로 위치 에너지 V 는 다음과 같이 유도된다.

$$V = \frac{1}{2} (k_x X^2 + k_y Y^2 + k_\theta \theta^2) + mgY \quad (3)$$

여기서 k_x, k_y, k_θ 는 각 방향의 강성 계수를 나타내며 g 는 중력 가속도를 나타낸다. 그리고 비보존 가상 일은 식 (4)와 같이 얻어질 수 있다.

$$\begin{aligned} \delta \bar{W} &= \int_A ({}^0 C_1 f)^T \delta w dA \\ &= (F_x c\theta - F_y s\theta) \delta X + (F_x s\theta + F_y c\theta) \delta Y \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 F_x 와 F_y 는 각각 도심에 작용하는 AT와 AF방향의 액츄에이터 합성력을 나타낸다. 참고로

현재까지 출현한 광 픽업의 경우 직접 비틀림 모드를 제어하기 위한 액츄에이터가 설치된 사례는 없다.

식 (2), (3), (4)를 표준 Lagrangian 방정식⁽⁵⁾에 대입하면 픽업의 운동 방정식은 다음과 같이 얻어 진다.

$$M \ddot{q} + K q + b + g = f \quad (5)$$

여기서 $q = [X \ Y \ \theta]^T$ 는 일반화 좌표, M 과 K 는 각각 질량 행렬과 강성 행렬, b 는 원심력과 Coriolis 힘을 나타내고, f 는 액츄에이터 힘 벡터이다. 그들의 자세한 표현은 다음과 같다.

$$M = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & m \\ -(S_x s\theta + S_y c\theta) & (S_x c\theta - S_y s\theta) \\ & - (S_x s\theta + S_y c\theta) \\ & (S_x c\theta - S_y s\theta) \\ & I_{Gz} \end{bmatrix},$$

$$K = \begin{bmatrix} k_x & 0 & 0 \\ 0 & k_y & 0 \\ 0 & 0 & k_\theta \end{bmatrix},$$

$$b = - \begin{bmatrix} \dot{\theta}^2 (S_x c\theta - S_y s\theta) \\ \dot{\theta}^2 (S_x s\theta + S_y c\theta) \\ \dot{X} \dot{\theta} (S_x c\theta - S_y s\theta) - \dot{Y} \dot{\theta} (S_x s\theta + S_y c\theta) \end{bmatrix},$$

$$g = \begin{bmatrix} 0 \\ mg \\ 0 \end{bmatrix}, \quad f = \begin{bmatrix} F_x c\theta - F_y s\theta \\ F_x s\theta + F_y c\theta \\ 0 \end{bmatrix}$$

위의 강성 행렬에서 k_θ 는 사실상 다른 강성요소와 관계가 있으며 약간의 역학적 전개 과정을 수행하면 식 (6)을 구할 수 있다.

$$k_\theta = \frac{B^2 + H^2}{16\sqrt{c^2 a/k_x^2 + s^2 a/k_y^2}} \quad (6)$$

여기서 각도 a 는 $\pi/2 - \tan^{-1}(H/B)$ 과 같고, B 와 H 는 각각 와이어 지지점들 사이의 수평과 수직 간격을 나타낸다. 그러므로 비틀림 강성의 증가를 위해서는 지지점간의 간격을 가능한 넓게 설정해야 한다.

2.2 선형 플렌트 방정식

주파수 응답 함수(FRF)를 바탕으로 시스템의 매개 변수를 식별하고 선형 제어를 설계하기 위해서 운동방정식을 선형화할 필요가 있다. 즉, θ

를 작다고 가정하고 2차 이상의 차수를 갖는 섭동 항들을 무시하면 식 (5)는 다음과 같이 선형화될 수 있다.

$$M_i \ddot{q} + C \dot{q} + K q + g = f_i \quad (7)$$

여기서 점성 감쇠항은 점탄성 물질들의 영향을 반영하여 추가로 도입되었고 원심력과 Coriolis 항은 사라졌으며 새로운 계수는 다음과 같이 정의되었다.

$$M_i = \begin{bmatrix} m & 0 & -S_y \\ 0 & m & S_x \\ -S_y & S_x & I_{Gz} \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} c_x & 0 & 0 \\ 0 & c_y & 0 \\ 0 & 0 & c_\theta \end{bmatrix}, \quad f_i = \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ 0 \end{bmatrix}$$

식 (7)로 부터 영이 아닌 S_x 와 S_y 항들이 AF 와 AT의 결합 요소의 역할로서 작동한다는 것을 명확히 알 수 있다. 그러므로 비틀림 모드를 능동적으로 억제하기 위한 어떤 직접적 수단이 없는 한 AF서보에 의해서 발생하는 바람직하지 못한 AT서보의 운동을 줄이기 위해서는 S_x 와 S_y 중 적어도 어느 하나를 가능한한 작게 해주어야 한다.

이제 전력 증폭기, 액츄에이터, 변위 센서와 같은 여분의 장치들이 모두 포함된 Fig. 2의 제어기 출력 V_m 로 부터 측정되는 보빈 변위 Y_s 까지의 전달 함수 $G(s)$ 의 표현을 구하고자 한다. 본 논문에서는 Fig. 4와 같은 단위 이득 전압형 전력 증폭기를 제작하여 사용하였다. 따라서 출력 전류 i_o 는 입력 전압 V_m 에 비례하지 않고 대신에 전선의 역할도 담당하는 지지 와이어의 자속내의 운동에 의해서 발생하는 역기전력에 의하여 다음과 같은 키르히호프의 전압 법칙이 성립한다.

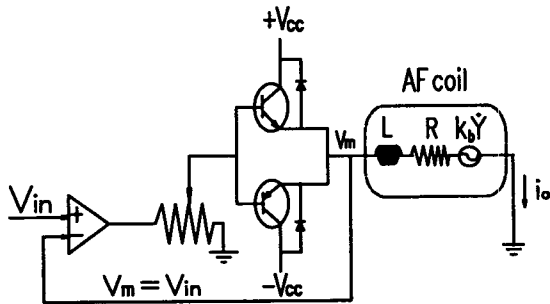


Fig. 4 Power amplifier

$$V_m - i_o R - L \dot{i}_o - k_b \dot{Y} = 0 \quad (8)$$

여기서 R, L, k_b 는 각각 voice 코일의 저항, 인덕턴스, 그리고 역기전력 상수를 나타낸다.

토크 상수를 k_F , 센서 이득을 k_s 로 정의하면 식 (7)과 (8)로부터 구하고자 하는 AF계 플랜트의 전달함수 $G(s)$ 를 구할 수 있다. 무시 가능한 역기전력 상수를 제외하면 마찬가지로 방법으로 AT계의 전달 함수도 구할 수 있다. 그러나 간략화를 위해서 그들의 상세한 표현은 생략한다.

2.3 시스템 매개변수의 식별

AF 또는 AT 방향의 실험에 의한 주파수 응답 함수가 주어진다면 k_x, k_y, k_b 등과 같은 측정할 수 없는 시스템 매개 변수들을 추정할 수 있다. 여러 수치적 방법들 중에서 최소 자승 오차법을 채택하여 미지의 매개 변수들을 다음과 같은 성능 지수 J 를 최소화하는 방향으로 추정한다.

$$J = \sum_i || |G(j\omega_i)| - |\hat{G}(j\omega_i)| ||^2$$

$$= \sum_i (|G(j\omega_i)| - |\hat{G}(j\omega_i)|)^2, \quad (9)$$

$$i = 1, 2, \dots$$

여기서 $|| \cdot ||$ 는 유클리디안 벡터 노름을 $\hat{G}(j\omega)$ 는 $G(j\omega)$ 의 추정치를 나타낸다. 자료의 개수 i 가 미지수의 개수보다 충분히 클 때 이러한 비선형 최적화 문제는 미지 매개 변수의 초기치를 적절히 입력하므로써 Levenberg-Marquardt 방법⁽⁶⁾에 의해서 효율적으로 해결될 수 있다.

3. H ∞ 귀환 제어기 설계

제어기 설계에 앞서 요구되는 성능과 안정성 목표는 실제의 작동 상황을 고려해서 명시되어야 할 것이다. 이를테면 AF의 시스템의 경우에 Y 방향의 디스크 진동은 기준입력에 해당하며 CD ROM 드라이브의 base 진동은 Fig. 2에 보이듯이 외란 힘 d 의 형태로 픽업에 전달된다. 이러한 외란의 크기는 Fig. 5를 참조하면 base 진동변위를 Y_e 라고 할 때 $c\dot{Y}_e + k_b Y_e$ 의 형태로 구해진다. 이러한 외란의 제어성능에 미치는 영향은 분석되어야 할 필요가 있다.

한편, 제어기 설계를 위하여 앞절에서 유도된 수학적 선형 모델은 일반적으로 그 안에 포함된 연성 (coupled) 항을 무시하고 이용된다. 그 때문에 제어 대상 모델은 무시된 고주파수 대역에서의 비선형 요소, 매개변수의 시변현상 등의 원인 이외에도 항상 불확실성을 포함하게 되는 데 이것은 안정성 사양에서 고려되어야 한다. 더우기 강인한 성능과 안정성은 공급되는 전력한계내에서 확보되어야 한다. 이것은 어느 일정 크기보다 높은 전압은 voice 코일의 수명에 치명적이라는 것도 의미한다.

성능 사양을 위해서 민감도⁽⁷⁾ S 의 크기를 주파수 영역에서 미리 결정해 주어야 한다. 디스크 진동은 ISO의 기준치⁽⁸⁾를 초과하지 않도록 제작되지만 여러 요소들 중에서 주로 디스크 표면의 과도형 변형에 의해서 발생한다. 그 예로써 내주에서의 디스크 진동을 실험적으로 얻은 주파수 응답 선도를 Fig. 6에 나타내었다. 진동의 크기는 2

차 진동 시스템의 경우처럼 대체로 스피들의 회전 주파수와 일치하는 공진 주파수까지 증가하다가 그 후에는 일정한 가속도로 감소하고 있다. 그리고 최대 진폭은 스피들 속도가 증가함에 따라 비례하여 커지는 원심력에 의해서 오히려 감소하는 경향을 보인다. 이러한 경향은 분해능이 낮은 Fig. 6보다는 Fig. 10에서 좀 더 확연히 보인다.

따라서 CD ROM 드라이브의 요구 스피들 속도가 주어지면, 기준 입력의 크기를 스피들 주파수 아래 범위에서는 최대치와 동일한 일정 크기 그리고 그 이상에서는 -40 dB/Dec의 일정한 기울기를 갖는 곡선형태로 간주할 수 있을 것이다. 그러나 base의 진동과 턴 테이블의 기울어짐 등 저주파 외란의 역효과를 감안하면 얼마간의 여유이득이 더 필요하다. 한편 AF 방향의 요구 위치 정밀도는 $\pm 1 \mu m$ 이하이다. 또한 요구 성능을 충족시키기 위한 조건을 루프 전달함수 $L(s)$ 에 관하여 저주파 대역에서의 다음 식으로 부터 얻을 수 있다.

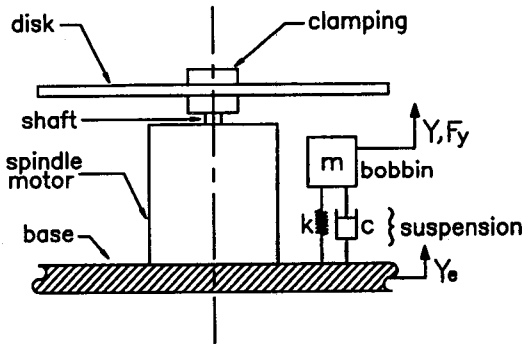


Fig. 5 External disturbance

$$|S(\omega)| = \left| \frac{1}{1+L(\omega)} \right| \cong |L(\omega)^{-1}| \quad (10)$$

한편, 차단 주파수 ω_c 는 고속화를 위하여 가능한 높게 설정하는 것이 좋으나 모델링되지 않은 고주파 진동모드의 불안정화 효과와 과도상태에서의 지나친 전력수요 등을 고려할 때 어떤 절충이 불가피하다. 그러므로 디스크 진동의 크기가 요구 위치 정밀도와 일치하는 주파수까지를 개루프 시스템의 ω_c 로 결정할 것을 제안한다. 그리고 모델링되지 않은 동특성의 존재에도 불구하고 안정성을 보장하기 위하여 $L(s)$ 의 롤-오프 비율은 ω_c 부근에서 -20 dB/Dec. 그리고 그 보다 고주파 대역에서는 -60 dB/Dec. 정도로 제한되어야 한다. 고주파 대역에서 $L(s)$ 의 크기는 작으므로 보 민감도에 대하여 다음 식이 성립된다.

$$T = \frac{L(s)}{1+L(s)} \cong L(s) \quad (11)$$

한편으로 자중에 의한 보빈의 정적 처짐을 보상하는 방법이 또한 필요하다. 그렇지 않으면 초점에러 신호 자체가 실제 CD ROM 드라이브의 경우 얻어질 수 없으며 귀환전압 V_b 가 과도 상태에서 귀환 제어기 이득에 의해서 너무 커지는 경

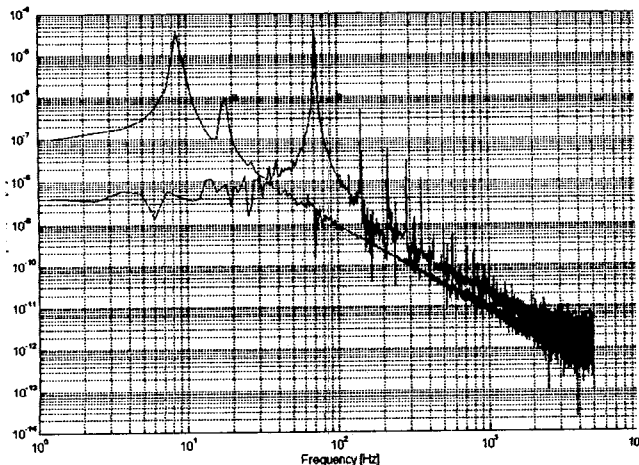


Fig. 6 Disk vibrations (a) 1x (b) 8x

향이 있다. 이러한 문제는 다음과 같은 일정한 입력을 추가하여 feed forward하므로써 해결될 수 있다.

$$V_{ff} = Ri_o = R \frac{mg}{k_f} \quad (12)$$

전술한 설계 사양을 만족시키기 위하여 여러가지 제어기 설계방법들이 고려될 수 있다. 그러나 디스크 드라이브가 레이저 센서를 사용하여 단지 디스크 표면의 피트와 대물렌즈 사이의 거리만을 감지할 수 있다는 사실을 감안해 볼 때, 오차 대신 시스템의 출력으로부터 상태변수의 추정을 필요로 하는 일련의 현대 제어 방법들은 적용이 곤란하다. 이것이 고전적인 위상 보상과 PID 제어 방법이 이와 같은 응용분야에 다용되고 있는 큰 이유이다. 그러나 그 경우 적절한 매개 변수를 찾아 루프를 형상화하는 과정 (loop shaping)은 기본적으로 시간 소비적 반복작업이다.

따라서 그러한 비효율성을 피하고 완전 기계화 설계 과정의 이점과 함께 강인성을 보장하는 H_∞ 제어 방법⁽⁹⁾을 적용하고자 한다. 설계 사양을 만족하는 H_∞ 제어기를 얻기 위해서 다음과 같이 혼합 민감도의 최소화 문제를 제안한다.

$$\| \begin{bmatrix} W_1 S \\ W_3 T \end{bmatrix} \|_\infty < 1 \quad (13)$$

여기서 $\| \cdot \|_\infty$ 는 H_∞ 노름을 의미한다. 또한 W_1 과 W_3 는 다음과 같이 바람직한 루프 형상 $L(s)$ 에 맞추어 주파수 영역에서 정의된 가중치 함수이다.

$$W_1 = 10^3 \left(\frac{s}{\omega_2} + 1 \right)^2 / \left(\frac{s}{\omega_1} + 1 \right)^3, \quad (14a, b)$$

$$W_3 = 10^5 s^3 / \omega_3^3$$

여기서 w_1, w_2, w_3 는 관련된 corner 주파수이다. 여기서 주지해야 할 것은 만약 식 (13) 문제가 최적으로 풀린다면 차단 주파수 ω_c 이하에서 W_1 은 $L(s)$ 에 근사하게 되며 차단 주파수 이상에서는 W_3^{-1} 가 $L(s)$ 에 접근한다. 식 (13)과 (14)가 주어지면 H_∞ 피드백 제어기는 문헌에 제시된 과정을 따라 설계될 수 있다⁽⁹⁾.

4. 수치 시뮬레이션과 실험 결과

지금까지 기술된 모든 내용을 Fig. 1의 픽업에 적

용시킨 결과이다.

4.1 매개 변수 식별

동적 신호 분석기와 레이저 도플러 진동측정기 (LDV)를 이용하여 AF와 AT방향의 플랜트 주파수 응답 함수를 얻으면 Fig. 7과 같다. 이 때 픽업에 가해진 임펄스 신호는 PC에서 발생시켰고 출력신호는 0.1ms 주기로 획득하였다. 얼마간의 잡음 신호들이 남아 있지만 주파수 응답 함수는 관심 주파수 범위내에서 2절에 언급된 3개 진동 모드를 명확히 보여 주고 있다. 참고로 그 다음 진동모드는 5 khz 주변에서 발견된다. AF방향과 비교할 때 AT방향의 계는 더 높은 강성을 갖

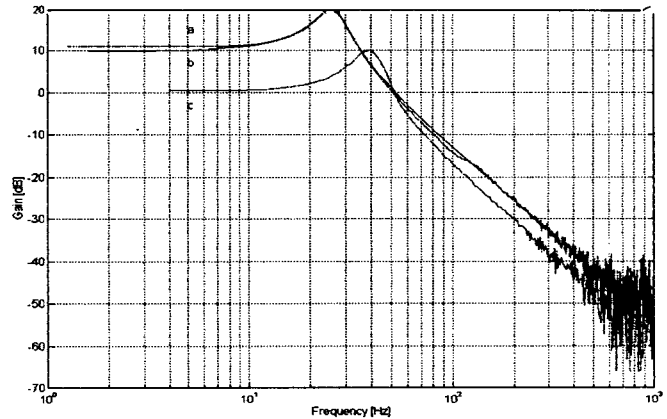


Fig. 7 FRF's:(a) AF (b) AF estimate (c) AT

Table 1 Measured system parameters

	AF direction	AT direction
$R [\Omega]$	7.5	7.28
$k_s [V/\mu m]$	1/320	1/320
$L [mH]$	0.144	0.0223
$m [kg]$	0.49e-3	0.49e-3

Table 2 Estimated system parameters

	AF direction	AT direction	Remark
$\hat{k}_b [V/(m/s)]$	0.1066569	Negligible	
ζ	0.1520755	0.1520755	Damping factor
$\hat{\omega}_n [\text{rad/s}]$	164.2944561	251.3274123	Natural frequency
$\hat{k}_F [N/A]$	0.09837956	7.210e-2	

고 있어서 직류이득의 크기가 좀더 낮고 공진 주파수가 더 높으며 비틀림 모드는 거의 보이지 않는다.

모든 측정 가능한 변수가 Table 1처럼 구해지면 나머지 시스템의 매개 변수는 Fig. 7의 수치 자료에 근거하여 식 (9)에 의하여 추정될 수 있다. 여기서 주의해야 할 것은 제어기 합성을 위하여 집중질량-스프링-감쇠기의 단순 모델을 채택했기 때문에 픽업의 동특성중 교차 연성을 무시했다는 것이다. 각 FRF 곡선의 처음 100개의 자료점을 이용하여 얻은 최종 추정치가 Table 2에 나타나 있다. 이에 따라 질량과 고유 진동수들로부터 $\hat{k}_x = 30.9511 \text{ N/m}$, $\hat{k}_y = 13.2264 \text{ N/m}$ 임을 유추할 수 있으며 각 방향의 감쇠 계수는 $c = 2\sqrt{mk}$ 의 관계로부터 계산될 수 있다. 이 경우 단순한 AF 모델은 약간의 추정 오차를 보이는 Fig. 7(b)의 FRF를 갖게 된다.

4.2 제어 성능

w_1, w_2, w_3 를 각각 $5 \times 10^2, 3 \times 10^3, 10^6 \text{ rad/s}$

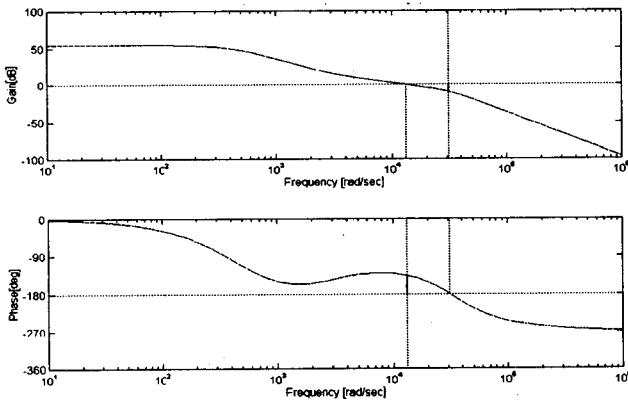


Fig. 8 Loop transfer function

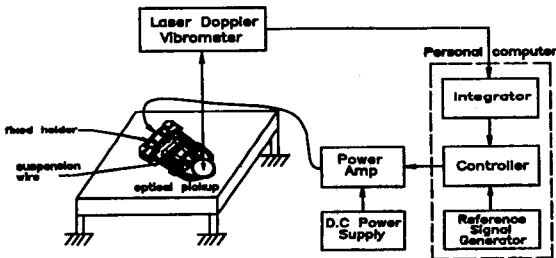


Fig. 9 Experimental set-up

로 정할 때 설계된 H_∞ 귀환 제어기의 전달 함수는 다음과 같다.

$$G_c(s) = [3257s^5 + 1.839 \times 10^8 s^4 + 7.637 \times 10^{11} s^3 + 1.041 \times 10^{15} s^2 + 7.301 \times 10^{16} s + 2.691 \times 10^{19}] / [s^5 + 4.813 \times 10^4 s^4 + 1.156 \times 10^9 s^3 + 1.666 \times 10^{12} s^2 + 8.314 \times 10^{14} s + 1.51 \times 10^{17}]$$

이 경우 루프 전달 함수는 Fig. 8과 같다. 이 때 게인과 위상 여유는 각각 9.923 dB와 43.81°이며 대역폭은 약 $2 \times 10^4 \text{ rad/s}$ 이다. 이와 같은 아날로그 제어기로부터 균형 실험법⁽¹⁰⁾을 이용하여 1차 차수 축소하고 32 khz의 샘플링 주파수를 갖는 쌍선형 변환⁽¹¹⁾에 의해서 이산시간 제어기를 얻을 수 있다.

실제로 어떻게 제어기가 작동되는지 보기 위하여 구성한, 컴퓨터 제어기를 포함하는 실험장치를 Fig. 9에 나타내었다. 여기서 LDV와 수치 적분기

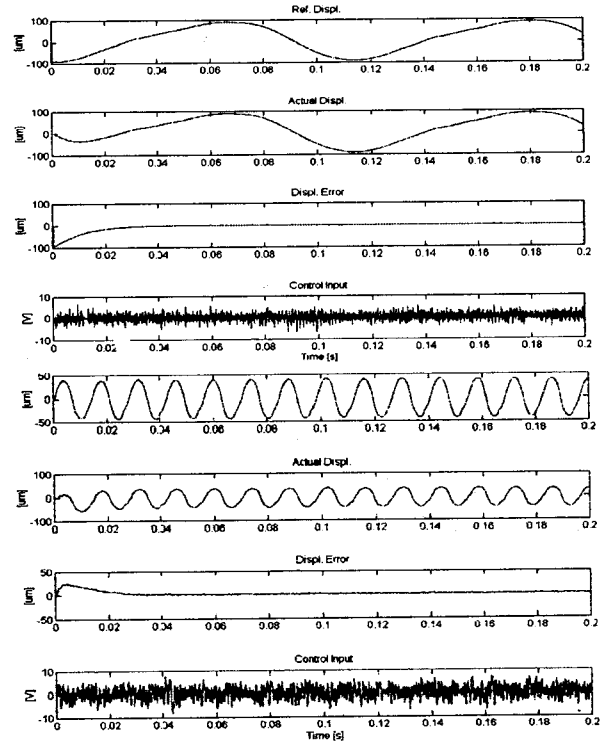


Fig. 10 AF controlled performance : (top) 1x (bottom) 8x

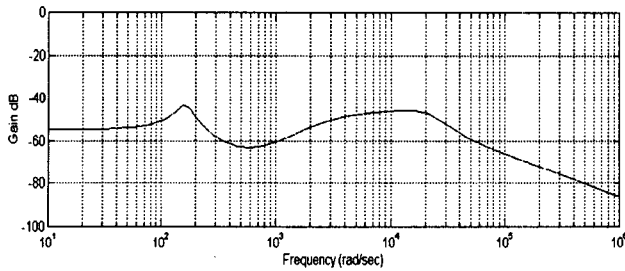


Fig. 11 Disturbance attenuation

는 내장 초점오차 센서를 대신하며 저장된 기준 신호는 실제의 광 디스크 회전진동을 대신한다.

초기값을 영으로 하여 AF 이산시간 제어 시스템을 작동시킨 결과 Fig. 10을 얻었으며 그림에서 위의 4개 곡선은 스핀들 속도가 1배속인 경우를 나타내고 나머지 4개 곡선은 8배속인 경우를 나타낸다. 이러한 실험을 위해서 원래의 디스크 진동 데이터 개수를 실시간 제어시 샘플링 간격과 일치시키기 위해서 선형 보간을 이용해 증가시켰다. Fig. 10으로부터 제어가 적당한 제어입력 전압범위 내에서 이루어 지며 속도와 정밀도 관점에서 볼 때 성능이 충분히 우수하다는 것이 증명된다. 또한 단순화된 모델이 불확실성을 포함하고 있음에도 불구하고 실험 결과들이 제어 사양을 만족하므로 이 제어기는 강인성을 보이고 있다. 실제로 본 제어기는 8배속 데이터 보다 약간 작은 크기의 16 배속 디스크 진동 데이터 경우에도 만족스럽게 작동하는 것을 실험으로 확인할 수 있었다.

그 밖에 base 진동의 영향은 Fig. 2의 Y_e 에서 Y 까지의 전달 함수의 주파수 응답 함수 크기를 관찰하므로써 평가 가능하다. Fig. 11에 보이 듯이 설계된 귀환 제어기에 의해서 넓은 주파수 범위에서 외란의 영향이 만족스럽게 억제되고 있음을 볼 수 있다. 다른 한편으로 x 및 y 방향으로 각각 0.12 mm, 0.01 mm의 편심을 갖는 경우에 대하여 수치 시뮬레이션하여 보면 AF 서보 시스템에 의해서 발생하는 AT방향의 변위는 약 $\pm 0.1 \mu\text{m}$ 의 범위 내에서 진동함을 알 수 있었다.

5. 결 론

광 픽업의 AF와 AT의 운동을 평면상에서 모델링한 후 액츄에이터 동력학을 포함하여 선형화 하였다. 측정할 수 없는 시스템의 매개 변수들은 실험적으로 구한 주파수 응답 함수를 이용하여 수

치적 방법으로 추정하였으며 이렇게 구해진 모델로 부터 AF와 AT 계의 상호간섭을 예측할 수 있고 위치 서보 제어기 설계를 위한 모델로 이용할 수 있었다. 바람직한 서보 성능과 안정성을 주파수 영역의 루프 전달함수 관점에서 명시하였고 루프 형상화를 위하여 H_∞ 제어기 설계기법이 적절하며 효율적이라는 것도 밝혔다.

실험장치는 시판되는 고배속 CD ROM 드라이브의 픽업을 포함하여 만들어 졌으며 일련의 실험을 통하여 설계된 귀환 제어기가 실제로 공급되는 전력 한계내에서 우수한 성능과 강인한 안정성을 갖고 있음이 증명되었다.

마지막으로 현재의 픽업 구조를 유지하면서도 좀더 AF 또는 AT 서보 시스템의 속도를 증가시킬 수 있는 방안 에 관하여 언급한다면, 첫째는 현재의 픽업의 무게를 더 줄이는 것이고 둘째는 가용 전력의 공급범위를 늘리는 것이며 세번째로는 고주파 대역에서의 바람직하지 못한 연성모드를 억제하기 위하여 경량 작동기를 추가로 사용하는 다변수 제어기법을 도입하는 것이다.

후 기

본 연구는 1996년도 교육부 학술연구조성비 (기계공학 : ME96-D-04)에 의하여 연구되었으며 이에 관계자에게 감사드립니다.

참 고 문 헌

- (1) Kajiwara, I. and Nagamatsu, A., 1993, "Optimum Design of Optical Pick-Up by Elimination of Resonance Peaks", J. of Vibration and Acoustics, Vol. 115, pp. 377 ~ 383.
- (2) 임경화, 이용훈, 김석중, 이재원, 1995, "고밀도 광픽업의 actuator 동특성", 한국소음진동공학회 1995년도 춘계학술대회논문집, pp. 258 ~ 263.
- (3) Stan, S. G. and Bakx, J. L., 1996, "Adaptive Speed Algorithm For CD-ROM Systems", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 42, No. 1, pp. 43 ~ 51.
- (4) 임승철, 김윤영, 1996, "광 픽업장치의 H_∞ 이산시간 서보 제어", 한국소음진동공학회지, 제 6 권, 제 4 호, pp. 521 ~ 528.

- (5) Meirovitch, L., 1967, Analytical Methods in Vibrations, Macmillan, London.
- (6) Marquardt, D., 1963, "An Algorithm for Least-squares Estimation of Nonlinear Parameters", SIAM J. Appl. Math., Vol 11, pp. 431 ~ 441.
- (7) Maciejowski, J.M., 1989, Multivariable Feedback Design, Addison-Wesley, New York.
- (8) ISO/IEC 10149, 1995.7, Information Technology-Data Interchange on Read-Only 120 mm Optical Data Disks(CD-ROM).
- (9) Doyle, J., Glover, K., Khargonekar, P., and Francis, B., 1989, "State-space Solutions to Standard H^2 and H^∞ Control Problems", IEEE Trans. Automat. Contr., AC-34, No. 8, pp. 831 ~ 847.
- (10) Moore, B. C., 1981, "Principal Component Analysis in Linear Systems: Controllability, Observability, and Model Reduction", IEEE Trans. on Automat. Contr., pp. 17 ~ 31.
- (11) Phillips, C. L. and Nagle, H. T., 1990, Digital Control System Analysis and Design, 2nd Ed., Prentice hall, New Jersey.