한국소음진동공학회지 제 6 권 제 4 호, pp. 521~528, 1996.

〈論 文〉

광 픽업 장치의 H_∞ 이산시간 서보제어

H_∞ Discrete-Time Servo Control of Optical Pick-Ups

임 승 철* · 김 윤 영**
S. Lim and Y. Y. Kim

(1996년 5월 23일 접수 ; 1996년 7월 15일 심사완료)

Key Words :Optical Pick-Up(광 픽업장치), Auto-Focusing(자동초점조정), Idealization(이상화), Modelling (모델링), System Uncertainty(시스템 불확실성), Robustness(강인성), Model Reduction(모델 축소), Bilinear Transform(쌍선형 변환)

ABSTRACT

Recently, higher speed optical disk drives including computer CD-ROM drives tend to be increasingly demanded to read or write the enormous volume of digital data. To this end, both structure and controller designs of the optical pick-ups should be improved concurrently. In this paper, the pick-up during auto-focusing motion is mathematically modelled retaining all its peculiar features. The model turns out a linear time invariant system suitable for a control design named H_∞, which ensures robust stability in the presence of system uncertainties. Numerical simulations are performed to demonstrate the robustness with appropriate performance specifications being satisfied. In addition, as the implementation issue of it, procedures of temporal discretization as well as model reduction of the controller are also addressed.

1. 서 론

최근 고기능의 멀티 미디어 컴퓨터가 등장함에 따라, 광 디스크 드라이브가 오디오나 비디오 전용 플레이어에서 뿐만 아니라 컴퓨터용 CD-ROM 드라이브로도 각광받고 있다.

CD-ROM 드라이브는 현재 4배속 제품이 주종이나 6배속, 8배속 제품도 출시되고 있고 이러한 고속화 추세가 더욱 가속화되면서 특히 핵심부품인 광픽업 장치의 구조와 제어기 설계를 통합한 시스템 기술의 혁신이 요구된다.

그러나 지금까지의 연구는 대개 상용 유한요소해석 팩키지에 의한 진동해석과 측정[1], 픽업의 2차 이상 진동억제를 위한 민감도 해석과 구조설계[2] 위주로 수행되었으며 상대적으로 능동제어에 관한 연구는 미진한 상태이다.

따라서 본 논문에서는 광픽업장치의 동특성을 파악하기 위한 최대로 간단한 모델의 수립과 강인한 서보 제어기 설계 방법을 제시하므로써 향후 더욱 고속화될 CD-ROM 드라이브의 개발에 도움을 주고자 한다.

CD-ROM 드라이브는 고속 검색에 유리한 직선형 트랙킹 판스프링 지지 타입의 경우 Fig. 1과 같은 광픽업 장치를 내장하며 드라이브의 정상기능을 위하여 총 5개의 서보장치가 있다[3].

그 중 가장 고속화에 기술적 문제가 되는 서보계는 디스크의 가공 오차, 착탈시 오차 및 회전시 진동에도 불구하고 대물렌즈의 촛점을 디스크의 피트 반사면에 일치시켜주는 자동 촛점(이하 AF) 서보와 나선형 트랙위에 대물렌즈를 정확히 위치시키기 위한 자동 트랙킹(이하 AT) 서보로서 이들은 기존 자기 디스크 드라이브에서는 요구되지 않는 독특한 기

*정회원, 명지대학교 공과대학 기계공학과
**정회원, 서울대학교 공과대학 기계설계학과

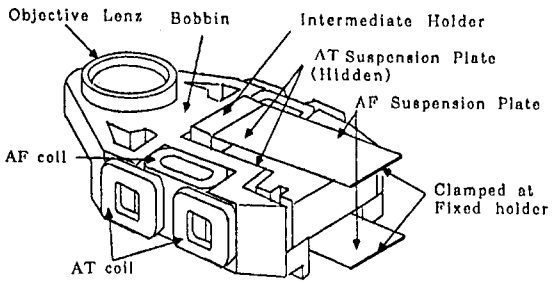

Fig. 1 Optical pick-up

능들이다.

AF나 AT 서보계는 공히 작은 전자기력으로 보빈을 움직이기 위하여 불가피하게 유연구조가 된 지지계의 위치 제어 시스템으로서 다만 운동방향이 각각 디스크 회전면과 직교 혹은 평행 방향이라는 차이 뿐이므로 참고문헌(1)에서 지적한 대로 픽업의 구조설계와 엑츄에이터 구동력의 독립성을 통하여 그들간의 간섭을 무시할 수 있다면 상호 흡사한 문제가 된다. 따라서 본 논문에서는 AF 서보계만을 대상으로 운동방정식의 유도와 고속 서보제어기를 설계하고자 한다.

2. 시스템 방정식

2.1 광 픽업 장치의 운동방정식

보빈의 지지방정식은 제조사마다 다소간의 차이를 보이고는 있으나, 대체적으로 Fig. 1과 같이 유연한 2개 이상의 보를 평행사변형 구조가 되도록 연결하여 보빈의 운동방향이 고정 홀더와 평행한 병진운동만 일으키도록 설계되었으며 댐핑증가를 위하여 판에 점탄성 댐핑재를 도포한다던지 판의 지지방식을 힌지 혹은 완전 고정 또는 그 중간 형태로 하고 추가 댐핑제를 그 부근에 부착하기도 한다.

그러나 이러한 여러 가지 변형은 동특성면에서 모두 유사하므로 본 논문에서는 Fig. 1과 같은 전형적인 경우를 Fig. 2와 같이 이상화시킨 후 그의 운동방정식을 구하고자 한다.

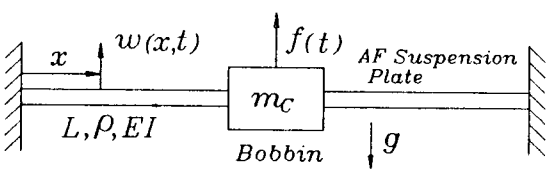

Fig. 2 Idealized model

즉, 상하의 얇은 지지판이 보빈을 중심으로 양쪽에 좌우 대칭으로 존재하는 것으로 보면 보빈의 운동은 실제와 같이 수직 상하로만 발생하게 된다. 따라서 보빈의 중심선을 기준으로 좌편만을 고려하여, 지지판을 등가 강성의 Euler-Bernoulli 보로 간주하고 그 경계조건으로 좌단은 고정, 우단은 회전이 구속된 집중질량을 갖는 문제로 변환한다.

재료가 수지인 복잡한 형상의 보빈은 상대적으로 고주파에서만 진동 모드가 발생하므로[1] 모델링 오차가 작을 것이라는 가정하에 보빈을 강체로 간주한다. 또한, 전자석 엑츄에이터와 대물렌즈를 포함하는 레이저 광학계 센서는 공간적으로는 떨어져 있으나 보빈이 항상 기구학적으로 수평을 유지하며 상하 운동하므로 그 둘은 동일 장소에 설치되었다고 볼 수 있다.

이와 같이 경계조건을 알고 있는 단일 구조물의 해석적 운동 방정식을 구하기 위하여는 확장 Hamilton 원리의 적용이 적합하므로 우선 계의 운동에너지 T를 구하면 식 (1)과 같다.

$$T=\frac{1}{2}\rho\int_0^L \dot{w}^2(x,\ t)\,dx+\frac{1}{2}m_c\dot{w}^2(L,\ t) \qquad (1)$$

여기서, ρ, L, m_c, $w(x,\ t)$는 각각 보의 단위길이당 질량, 보의 길이, 보빈의 질량, 보의 정적 평형상태로부터의 횡변위를 의미한다. 한편 정적 평형상태를 기준으로 구한 위치에너지는 다만 굽힘 변형에너지로서 식 (2)와 같다.

$$V=\frac{1}{2}EI\int_0^L w''^2(x,\ t)\,dx \qquad (2)$$

여기서 EI는 보의 굽힘강성이다. 또한 비보존 가상일은 전자기력 f에 의하여 다음과 같이 구해진다.

$$\delta\bar{W}=f\delta w(L,\ t) \qquad (3)$$

식 (1)~(3)을 확장 Hamilton원리의 식 (4)에 대입하여 변분개념과 경계조건을 고려하여 부분적분을 수행하면 식 (5)와 같은 편미방과 경계조건을 얻는다.

$$\int_{t_1}^{t_2}[\delta(T-V)+\delta\bar{W}]dt=0 \qquad (4a)$$

$$\delta w(x,\ t_1)=\delta w(x,\ t_2)=0 \qquad (4b)$$

$$\rho\ddot{w}(x,\ t)+EIw''''(x,\ t)=0 \qquad (5a)$$

$$w(0,\ t)=w'(0,\ t)=w'(L,\ t)=0$$

$$EIw'''(L,\ t)-m_c\ddot{w}(L,\ t)+f(t)=0 \qquad (5b, c, d, e)$$

식 (5)의 경계치 문제는 식 (5e)의 $f(t)$항에 의해 비제차(nonhomogeous) 경계조건을 갖는 특징을 갖는다. 이와 같은 경우 일반적인 변수분리법으로 편미방을 풀기 위하여 참고문헌(4)에서 제시한 대로 임의 함수 $h(x)$를 다음과 같이 도입하여

$$w(x,\ t)=v(x,\ t)-h(x)f(t) \tag{6}$$

모든 경계조건이 제차가 되도록 문제를 변환시킨다. 여기서 식 (6)을 식 (5b)~(5e)에 대입하면 $h(x)$가 만족시켜야 하는 일련의 조건이 다음과 같이 얻어진다.

$$h(0)=h'(0)=h'(L)=h(L)=0,\quad h'''(L)=\frac{1}{EI} \tag{7a, b, c, d, e}$$

가능한한 w와 v의 차이를 작게 하면서도 조건 (7)을 만족시키는 $h(x)$를 구하면 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned}h(x)=\frac{1}{EI}\Big[&\frac{x^3-(L-\varepsilon)^3}{6}\\&-\frac{(L-\varepsilon)^2(x-(L-\varepsilon))}{2}\\&-\frac{(L-\varepsilon)(x^2-(L-\varepsilon)^2)}{2}\\&+(L-\varepsilon)^2(x-(L-\varepsilon))\Big]\mu(x-(L-\varepsilon))\end{aligned} \tag{8}$$

여기서 ε과 $\mu(x)$는 각각 매우 작은 양수 값과 단위 계단 함수를 나타낸다.

따라서 원래의 w에 관한 경계치 문제 식 (5)는 v에 관한 문제 식 (9)로 변환된다.

$$\begin{aligned}&\rho\ddot{v}(x,\ t)+EIv''''(x,\ t)\\&=\rho h(x)\ddot{f}(t)+EIh''''(x)f(t)\end{aligned} \tag{9a}$$

$$v(0,\ t)=v'(0,\ t)=v'(L,\ t)=0$$

$$EIv'''(L,\ t)-m_c\ddot{v}(L,\ t)=0 \tag{9b, c, d, e}$$

식 (9)의 경우 제차해를 구하기 위하여 $v(x,\ t)$를 공간함수 $V(x)$와 동기운동 시간함수 $\eta(t)$로 변수분리하여 식 (9)에 대입하면 다음과 같은 고유치 문제를 얻는다.

$$EIV''''(x)=\rho w^2V(x) \tag{10a}$$

$$V(0)=V'(0)=V'(L)=0,$$

$$EIV'''(L)=-m_cw^2V(L) \tag{10b, c, d, e}$$

여기서 ω는 동기운동의 회전 고유주파수를 뜻한다. 식 (10)의 상미방을 풀면 특성방정식과 고유함수 $V(x)$를 다음과 같이 얻는다.

$$\frac{m_c\gamma}{\rho L}(1-\cos\gamma\cosh\gamma)-\cos\gamma\sinh\gamma-\sin\gamma\cosh\gamma=0 \tag{11}$$

$$\begin{aligned}V_i(x)=c_i\Big[&\sin\beta_ix-\sinh\beta_ix\\&+\Big(\frac{\cos\beta_iL-\cosh\beta_iL}{\sin\beta_iL+\sinh\beta_iL}\Big)\\&(\cos\beta_ix-\cosh\beta_ix)\Big],\\&i=1,\ 2,\cdots\end{aligned} \tag{12}$$

식 (11)에서 $\gamma=\beta L$, $\beta^4=\rho\omega^2/EI$이고 식 (12)에서 c_i는 i번째 진동모드의 스케일 계수이다.

식 (9)는 선형이므로 제차해의 경우 중첩의 원리가 성립하고 따라서 원칙적으로 무한개 모드의 합으로 표현되어야 하지만 모델의 간략화를 위하여 처음 몇 개의 모드만으로 다음과 같이 근사화시킬 수 있다.

$$v(x,\ t)\cong\underline{v}^T(x)\underline{\eta}(t) \tag{13}$$

여기서 밑줄은 벡터표시이며 상첨자 T는 transpose 표시이다. 식 (13)을 (9a)와 (9e)에 대입하면 다음 식 (14)을 얻는다.

$$\begin{aligned}&\rho\underline{v}^T(x)\underline{\eta}\,''(t)+EI\underline{v}''''^T(x)\underline{\eta}(t)\\&=\rho h(x)\ddot{f}(t)+EIh''''(x)f(t)\end{aligned} \tag{14a}$$

$$EI\underline{v}'''(L)^T\underline{\eta}(t)=m_c\underline{v}^T(L)\ddot{\underline{\eta}}(t) \tag{14b}$$

한편, 식 (10)으로 정의된 고유치 문제에 대하여 분석하여 보면 self-adjoint함을 확인할 수 있다. 따라서 진동수가 서로 다른 모드의 고유함수간에는 직교성이 존재하여 아래 식과 같이 정의된 positive definite 질량행렬 M은 대각행렬이 된다.

$$\int_0^L\underline{v}(x)\rho\underline{v}^T(x)\,dx+\underline{v}(L)m_c\underline{v}^T(L)=M \tag{15}$$

M에 관하여 각 c_i를 정규화하면 식 (10a), (10e), (15)로부터 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$\int_0^LEI\underline{v}\underline{v}''''^T(x)\,dx-EI\underline{v}(L)\underline{v}'''^T(L)=\Lambda \tag{16}$$

위 식에서 정의된 Λ는 각 모드의 고유치 즉 ω_i^2를 i번째 요소로 갖는 대각 고유치행렬이다.

식 (15)와 식 (16)을 참작할 때, 식 (14)로부터 다음과 같이 모드가 상호 분리된 운동방정식을 얻을 수 있다.

$$\ddot{\underline{\eta}}(t)+\Lambda\underline{\eta}(t)=\underline{H}\ddot{f}(t)+\underline{H}^*f(t) \tag{17}$$

여기서 $\underline{H}=\rho\int_0^L\underline{v}(x)h(x)\,dx$, $\underline{H}^*=EI\int_0^L\underline{v}(x)h''''(x)\,dx$이다.

한편, 도포된 댐핑제를 포함한 지지보의 구조적

댐핑은 일반적으로 그 특성의 모델링이 까다로우므로 선형 모드 점성댐핑으로 등가시킨다. 따라서 이를 포함시키면 식 (17)은 다음과 같아진다.

$$\ddot{\underline{\eta}}(t)+\Xi\dot{\underline{\eta}}(t)+\Lambda\underline{\eta}(t)=\underline{H}\ddot{f}(t)+\underline{H}^*f(t) \quad (18)$$

여기서 $\Xi=diag[2\zeta_1\omega_1,\ 2\zeta_2\omega_2,\ \cdots]$이며 ζ_i는 i번째 모드의 감쇠비이다.

따라서, 보빈의 횡변위 $w(L,\ t)$는 식 (6), (7), (13)과 정적분 계산시 $\underline{H}\cong[0\ 0\ \cdots]^T$와 $\underline{H}^*\cong[v_1(L)\ v_2(L)\ \cdots]^T$이 되는 사실로부터 다음과 같이 근사화된다.

$$w(L,\ t)\cong\underline{v}^T(L)\underline{\eta}(t) \quad (19)$$

그런데 $\underline{\eta}(t)$는, 실제 보빈이 2개의 보로 지지되어 있으므로 지금까지 고려한 질량과 강성을 모두 2배로 환원시키는 경우 식 (18) 대신 식 (20)에 의해 지배되어야 한다.

$$\ddot{\underline{\eta}}(t)+\Xi\dot{\underline{\eta}}(t)+\Lambda\underline{\eta}(t)=\frac{1}{2}\underline{H}^*f(t) \quad (20)$$

2.2 플랜트의 상태 공간 방정식

제어기 설계를 위하여 앞절에서 구한 픽업 장치의 변위 모델을 2차 진동모드까지만 고려하기로 한다. 4장에서 알 수 있지만 그러한 모델축소에 따른 오차는 거의 무시할 수 있다.

한편, 광픽업 장치의 서보계는 Fig. 3과 같은 블록선도로 표현되므로 제어입력 전압 u로부터 변위 센서의 y까지를 플랜트로 볼 때, 상태변수를 $\underline{x}=[\eta_1\ \dot{\eta}_1\ \eta_2\ \dot{\eta}_2]^T$로 정의하면 픽업을 포함한 플랜트의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\dot{\underline{x}}=A\underline{x}+Bu,\quad y=C\underline{x} \quad (21a, b)$$

여기서,

$$A=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\omega_1^2 & -2\zeta_1\omega_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega_2^2 & -2\zeta_2\omega_2 \end{bmatrix}$$

$$B=\frac{k_ak_v10^3}{2}\begin{bmatrix} 0 \\ v_1(L) \\ 0 \\ v_2(L) \end{bmatrix}$$

$$C=k_s[v_1(L)\ \ 0\ \ v_2(L)\ \ 0]$$

k_s는 변위센서의 이득[V/mm], k_v는 전력증폭기의 전압이득[V/V], k_a는 전자석의 이득 [N/V]이다.

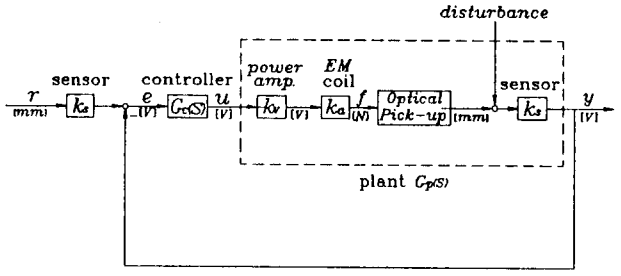

Fig. 3 Block diagram of AF servo system

3. 제어기 설계

3.1 H_∞제어기 설계

고속 광디스크 드라이브에 적합한 제어기 설계를 위하여 다음과 같은 요구사양을 제시한다.

제어 요구사양 :

(a) 주파수 ω_1 r/s까지 외란감쇠율(정상상태 오차) 1% 이내

(b) 주파수 ω_2 r/s 정도의 폐루프 대역폭 확보

(c) 시스템 불확실성에 대한 최대한의 강인 안정성 및 성능 확보

적합한 제어기의 유형을 결정하기 위하여 우선 식 (21)로부터 플랜트의 전달함수를 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G_p=&[k_ak_vk_s10^3\{(v_1^2(L)+v_2^2(L))s^2 \\ &+2(v_1^2(L)\zeta_2\omega_2+v_2^2(L)\zeta_1\omega_1)s \\ &+v_1^2(L)\omega_2^2+v_2^2(L)\omega_1^2\}] \\ &/2\{s^4+2(\omega_1\zeta_1+\omega_2\zeta_2)s^3 \\ &+(\omega_1^2+\omega_2^2+4\omega_1\omega_2\zeta_1\zeta_2)s^2 \\ &+2\omega_1\omega_2(\omega_2\zeta_1+\omega_1\zeta_2)s+\omega_1^2\omega_2^2\} \end{aligned} \quad (22)$$

여기서 극점과 영점의 위치를 구해보면 문전[5]에서도 밝힌바 대로 본 픽업장치에서와 같이 액츄에이터와 센서가 동위치인 경우 극점과 영점이 S평면의 허수축을 따라서 번갈아 나타난다.

따라서 비례제어시 시스템이 항상 점근적으로 안정할 것임을 알 수 있으나, 정상상태 오차사양을 만족시키기 위하여 이득이 커지는 경우 오버슈트와 세트링 시간이 과도하며 모델의 불확실성이 존재하는 경우 안정도가 저하되는 등의 문제가 있다.

그 밖에 다양한 고전 및 현대 제어기 설계기법을 고려할 수 있으나, 현재의 광 디스크 드라이브 장치는 레이저 광학계만으로 데이터를 읽어 내고 동시에

AF용 위치 오차를 검출하고 있기 때문에 제어목적상 접근할 수 있는 시스템 정보는 피트로부터 대물렌즈까지의 간격 즉 위치오차 신호뿐이라는 점에 유의해야 한다.

따라서, 시스템의 출력 y를 이용하여 상태변수를 관측하고 이를 이용하는 극점 배치법이나 최적제어 등 일련의 현대제어기법은 적용이 불가능하다. 이것이 현재 광픽업장치에서 고전적 PID제어방법이 다용되고 있는 이유중 하나이다. 그러나, 단순 실수 극점과 영점만을 사용하여 시행착오적 방법에 의해 루프 형상화를 수행하는 진지상 보상기를 포함하는 PID제어 설계법은 비효율적이다.

그러한 PID제어 설계의 단점을 보완하기 위하여 본 논문에서는 강인 제어방법으로 십수년 전부터 연구되기 시작한 H_∞제어[6]를 적용하고자 한다. H_∞제어는 특이치의 H_∞ norm을 이용하여 주파수 영역에서 루프전달 함수를 형상화하는 다변수 문제에서 주로 사용되고 있지만, 본 연구대상에서와 같이 선형 시불변이며 단일 입출력인 문제에도 적용이 매우 적합하며 설계 절차가 일회적으로 처리되는 장점도 지닌다.

전술한 요구사양을 만족시키는 H_∞제어기를 설계하기 위하여, 명령추종 성능에 관계되는 감도 S 즉, 외란으로부터 출력 또는 기준입력으로부터 오차까지의 전달함수와 안정성에 관계되는 보(complementary)감도 T 즉, 기준입력으로부터 출력까지의 전달함수로 이루어진 혼합 감도 벡터의 최소화문제를 다음과 같이 제시한다.

$$\left\| \begin{bmatrix} W_1 S \\ W_3 T \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1 \tag{23}$$

여기서, $\| \cdot \|_\infty = \sup_\omega \bar{\sigma}(\cdot(j\omega))$는 H_∞ norm을 표시하며 W_1과 W_3는 각각 감도와 보감도의 가중치 함수로서 상기 제어 요구사양과 고주파 영역에서의 시스템 불확실성 추이에 따라 주파수대역에서 다음과 같이 정의한다.

$$W_1^{-1} = \frac{\left(\frac{s}{w_1}+1\right)^2}{10^2\left(\frac{s}{w_2}+1\right)^2}, \quad W_3^{-1} = \frac{w_3^2}{s^2} \tag{24a, b}$$

여기서 w_1, w_2, w_3는 각 가중치 함수의 corner 주파수이다. 식 (23)과 식 (24)가 주어지면 참고문헌 (6)의 방법대로 일련의 절차를 따라 H_∞ 귀환제어기를 설계할 수 있다.

3.2 이산 시간 제어기

한편 설계된 제어기의 차수가 큰 경우 실시간 제어의 실현성을 위하여, 제어성능의 큰 저하가 없는 범위에서 차수를 축소하는 것이 유리하다. 이 때, 가제어성과 가관측성 grammian이 대각 행렬이면서 상호 일치하는 상태변수 모델로의 선형 변환후 grammian이 작은 모드를 절단하는 균형 모델축소법[7]을 적용할 수 있다.

또한 마이크로 프로세서를 사용하여 제어하는 경우, $z=\exp(s/f_s)$를 아래 식과 같이 근사화한 쌍선형(bilinear) 변환에 의하여 연속시간 제어기로부터 등가 이산시간 제어기를 얻을 수 있다.

$$s = 2f_s \frac{z-1}{z+1} \tag{25}$$

여기서 샘플링 주파수 f_s는 안정성의 훼손을 방지하기 위하여 연속시스템의 차단주파수보다 약 10배 이상 크게 하여 주는 것이 좋다.

4. 수치 시뮬레이션

시스템의 각 파라메터를 실제 픽업장치에 가깝게, 지지보의 재질은 압연 알루미늄이며 단면은 구형으로 균일하다고 보고 다음과 같이 지정한다.

$$L = 1.5\times10^{-2}\,\mathrm{m}$$
$$b = 4.0\times10^{-3}\,\mathrm{m}$$
$$t = 5\times10^{-5}\,\mathrm{m}$$
$$m_c = 5\times10^{-4}\,\mathrm{kg}$$

이 경우, 식 (11)의 계수로서 보빈 대 지지보의 질량비인 $m_c/\rho L$은 61728.4가 되며 그 해는 고유진동수로 환산시 각각 142.61, 228840.7, 630809.2 r/s이고 정규화된 해당 초기 모드들의 형상은 Fig. 4와 같

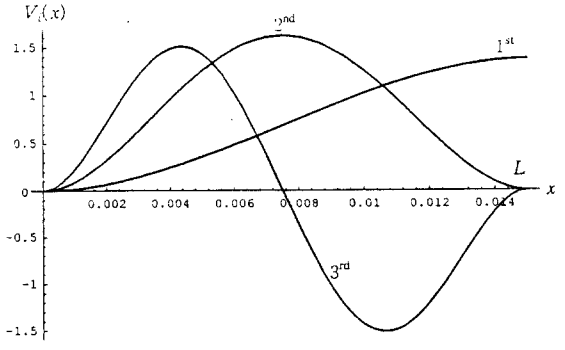

Fig. 4 Vibrational mode shapes

아서 2차 이상 모드의 보빈위치에서의 변위 기여도는 거의 0임을 알 수 있다.

이는 픽업장치의 설계시 질량비의 조정에 의하여 단일 입출력 제어 성능에 악영향을 미치는 2차 이상 모드의 제거가 댐핑처리 없이도 가능함과, 동적 모델링시 픽업을 단순히 1자유도 lumped모델로 볼 수 있음을 시사한다.

한편 각 모드의 감쇠비를 공히 0.1로 하고 Fig. 3의 각 이득을 $k_s=1$, $k_a=0.02$, $k_v=100$으로 하는 경우 식 (22)로부터 플랜트의 주파수 응답함수(이하 FRF)를 구해보면 Fig. 5와 같다.

한편 식 (24)의 corner 주파수 w_1, w_2, w_3를 각각 10^4, 10^6, 10^6 r/s로 정하였을 때 가중함수와 이때 설계된 H_∞제어기의 FRF는 각각 Figs. 6, 7과 같다.

또한 Fig. 8로부터 보상기를 포함한 루프 전달함수의 FRF가 저주파 영역에서는 W_1에, 고주파 영역에서는 W_3^{-1}에 접근함과, 이득여유와 위상여유가 각각 ∞ dB와 43.5°임을 알 수 있다.

한편 폐루프 전달함수의 FRF를 보면 차단주파수 약 10^6 r/s까지 이득이 거의 1이고 위상차가 0이 됨을 알 수 있었다. 이것은 단위계단 시간응답인 Fig. 9의 실선으로부터 세트링 시간이 약 0.02 ms이며 정상상태 오차가 거의 없는 것(0.7 μm)으로도 확인된다.

그러나, 실제 픽업장치는 AF동작시 댐핑값의 오차, 조립 제작상의 오차, 그리고 보빈자체의 고주파 진동, AT 서보 등 타운동으로부터의 간섭 등의 문제로 불확실성을 항상 내포하고 있으므로, 그러한 경우에 대하여 시스템 안정성과 성능 저하를 점검할 필요가 있다. 예로서 참고문헌(1)에서 보인 바와 같

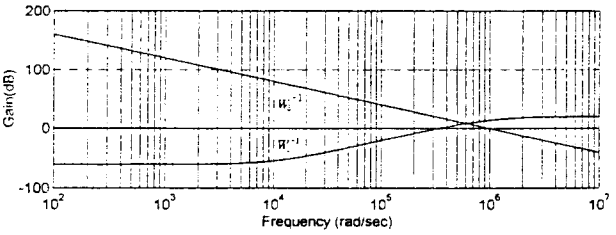

Fig. 6 FRF of the weight functions

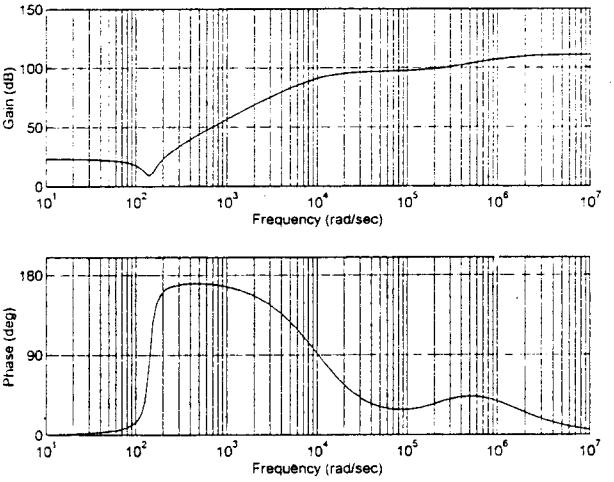

Fig. 7 FRF of the H_∞ controller

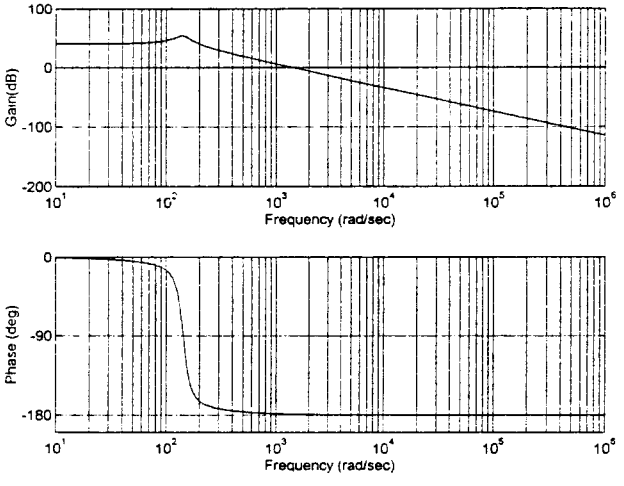

Fig. 5 FRF of the plant

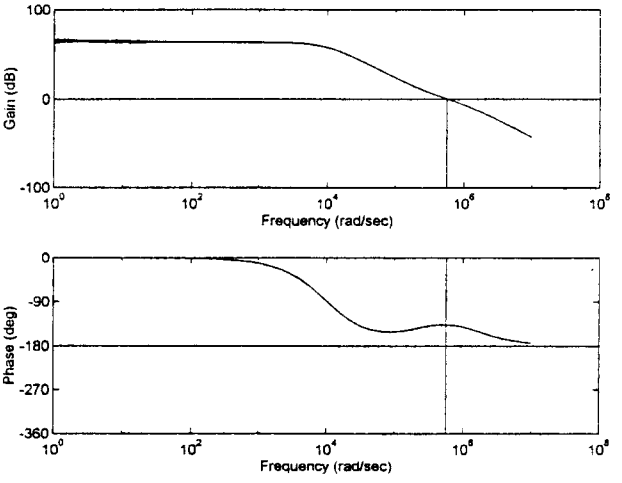

Fig. 8 FRF of the loop transfer function

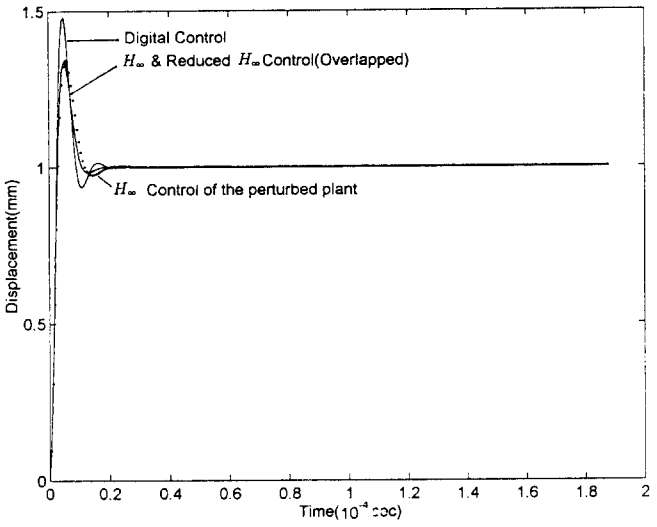

Fig. 9 Unit step responses

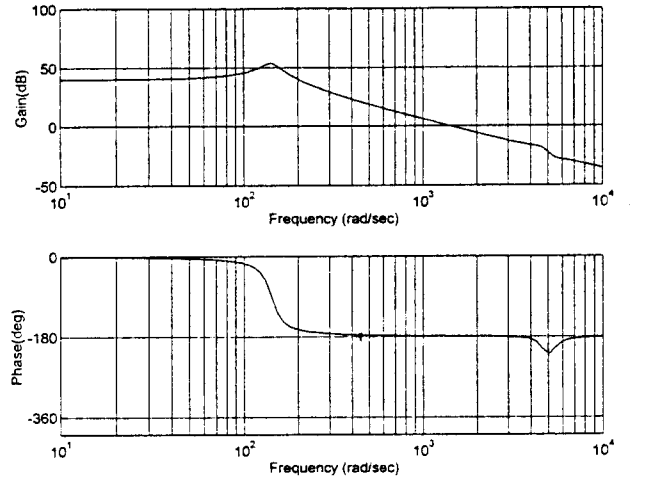

Fig. 10 FRF of the perturbed pant

이 1차 굽힘모드 다음에 비틀림 모드가 나타나는 경우에 대비하여, 설계된 제어기를 Fig. 10과 같이 주파수 5×10^3 r/s에서 $v_2(L)$이 1000배인 극점/영점순의 2차공진이 발생하도록 변경된 섭동 플랜트에 적용시켜본다. 이때의 제어성능을 단위계단 시간응답으로 보이면 Fig. 9의 점선과 같아서 본 서보 시스템의 강인 안정성과 성능을 확인할 수 있다.

한편 설계된 제어기의 차수는 5차 시스템이므로 이를 균형축소법을 이용하여 3차로 축소한 경우 시스템의 폐루프 성능은 Fig. 9의 실선과 겹쳐서 축소 전후의 성능차이가 거의 없음을 알 수 있다. 또한 샘플링 주파수가 $10^7/2\pi$ Hz일 때, 쌍선형 변환에 의한 디지틀 제어기의 전달함수는 다음과 같으며 그 때의 단위계단 시간응답은 Fig. 9와 같다.

$$G_c(z)=\frac{10^5(2.7z^3-7.7z^2+7.31z-2.305)}{z^3-2.428z^2+1.862z-0.4347}$$

이를 연속시간 제어기의 경우와 비교하면, 정상상태 값 및 세트링 타임 등은 거의 같고 과도상태의 오버슈트가 다소 증가하였으나 오버슈트는 광픽업장치에서 크게 문제되지 않는다고 본다.

5. 결 론

이상의 결과로부터 광 디스크 드라이브의 고속화를 위한 픽업장치에 관하여 다음과 같은 설계 지침을 제시할 수 있다.

구조설계시 직교 운동 방향간의 간섭이 최소화되도록 픽업의 무게중심과 구동력의 위치를 일치시키고 픽업을 경량화하되 보빈 대 지지보의 질량비를 가능한한 크게 하여 지지판에 의한 부차 진동의 발생을 방지한다.

보빈 자체의 진동 혹은 기타 간섭 운동의 효과를 최소화하기 위하여 지지보에 댐핑처리를 충분히 하고 그럼에도 잔류하는 모델의 불확실성에 대하여는 그 주파수 대역을 파악한 후, 적절한 가중치 함수를 정의함에 따라 강인한 안정성과 성능을 보장하는 H_∞제어기를 설계하여 그 영향을 최소화한다.

마이크로 프로세서나 DSP를 사용한 실시간 디지틀 제어를 위하여는, 설계된 H_∞제어기의 차수를 가능한한 축소하고 대역폭에 맞추어 충분히 빠른 샘플링 주파수로 쌍선형 변환을 한다.

참 고 문 헌

(1) 임경화, 이용훈, 김석중, 이재원, 1995, "고밀도 광픽업의 actuator동특성," 한국소음진동공학회 1995년도 춘계학술대회논문집, pp. 258~263.

(2) 김윤영, 이호철, 1995, "엑츄에이터 설계를 위한 단순보 모델 진동해석," 한국소음진동공학회 1995년도 추계학술대회논문집, pp. 167~171.

(3) 서동필, 1990, "콤팩트 디스크와 플레이어," 동신출판사.

(4) Meirovitch, L., 1967, Analytical Methods in Vibrations, Macmillan.

(5) Cannon, R. H. Jr. and Schmitz, E., 1984, "Initial Experiments on the End-Point Control of a Flexible One-Link Robot," International Journal of

Robotics Research, Vol. 3, No. 3, pp. 62~75.

(6) 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.

(7) Moore, B. C., 1981, "Principal Component Analysis in Linear Systems: Controllability, Observability and Model Reduction," IEEE Trans. on Automat. Contr., AC-26, pp. 17~31.