

외란 관측기에 기초한 내부 모델 제어기 설계: 광학 디스크 드라이브의 추종 제어에의 적용

論 文
48A-2-9

Disturbance Observer based Internal Model Controller Design: Applications to Tracking Control of Optical Disk Drive

崔·玄澤* · 徐一弘**
(Hyun-Taek Choi · Il Hong Suh)

Abstract -A digital tracking controller is proposed for a precise positioning control under a large repetitive and/or non repetitive disturbances. The proposed controller consists of the internal model controller and the disturbance observer to eliminate the modeling uncertainty. A sufficient condition is given for robust stability of the proposed control system. Numerical Examples are illustrated for a precise head positioning of optical disk drives regardless of a torque disturbance and/or output disturbance.

Key Words : tracking control, internal model control, disturbance observer, optical disk drives

1. 서 론

최근 광학을 이용한 데이터 저장 장치의 사용이 일반화되면서 디지털 비디오 디스크 레코더(Digital Video Disk Recorder, DVDR)와 같은 읽기/쓰기가 가능한 디지털 고용량 데이터 저장 장치의 개발이 가속화되고 있다. 이러한 DVDR을 개발하기 위해서는 다양한 분야의 첨단 기술이 요구되어 지며, 특히 5GB이상 10GB 정도의 집적도를 크게 높은 디스크를 사용할 때 디스크에 데이터를 저장하고 재생하기 위해 필요한 헤드 위치 제어 기술은 고전 제어 기술을 사용한 현재 제어기의 성능으로는 만족시킬 수 없는 정밀도를 요구한다.

광학을 이용한 데이터 저장 장치의 헤드 구동부는 일반적으로 세 개의 구동기로 구성되어 있다. 물리적으로 정밀 트랙 추종제어를 하는 구동기와 초점(Focusing) 제어를 하는 구동기가 하나로 구성되어 있으며, 이를 광 픽업(pick-up)이라고 한다. 또한 이 광 픽업 전체를 디스크의 수직 방향으로 이동시키는 슬래드(Sled) 구동기가 있다. 이를 기능별로 나누면 트랙 추종 제어는 이중(Dual) 구동기의 구조로 큰(Coarse) 움직임을 하는 슬래드 구동기와 정밀(fine) 이동을 하는 보이스 코일 모터(Voice Coil Motor, VCM)구동기로 구성되어, 초점 제어는 VCM 구동기로 되어 있다. 한편 광학 디스크 드라이브의 헤드 위치 제어에서 발생하는 위치 오차의 형태는 주기적인 오차와 비 주기적인 오차로 나눌 수 있다. 여기서 주기적인 오차는 일반적으로 디스크의 회전수에 종속되어 있는 오차이며, 비 주기적인 오차는 기구의

불 완전성 또는 외부에서 인가되는 영향에 기인하는 오차이다. 이러한 이유로 실제 약 $30\mu\text{m}$ 의 주기적/비 주기적인 디스크 편심이 발생하고 있다. 이 중에 주기적인 오차를 반복 제어로 이를 해결하려는 연구가 많이 되고 있으나[1], 이는 비 주기적인 오차를 증폭시키는 단점이 있다. 또한 비 주기적인 오차를 증폭하는 문제점을 해결한 여러 가지 방법도 제안되었으나[2], 비 주기적인 오차의 주파수 성분에서 관심이 있는 주파수 대역을 제한하고 있어 일반적이지 못하고, 제어 명령이 있을 때에 대하여 고려하지 않았다. 더구나 광학 디스크 드라이브의 경우 디스크 회전수가 헤드의 위치에 따라 변화하는 고정 선속도(constant linear velocity, CLV)의 구조를 갖고 있어, 외란의 주파수가 변화하는 성질이 있으므로 반복 제어를 적용하기가 어렵다. 이러한 상황에서 DVDR의 정밀 트랙 추종을 하는 VCM 구동기의 제어기는 대역폭(Bandwidth)이 2kHz이상, 위상 여유가 40도 이상을 설계 기준으로 삼고 있으며, $0.022\mu\text{m}$ 이하의 잔류 허용 위치 오차를 요구하고 있다.

최근 널리 사용되고 있는 외란 관측기에 기초한 제어 방법은 구조가 단순하고 외란 제거에 좋은 성능을 보이고 있다[3]-[5]. 그러나 전체 시스템이 주어진 잔류 허용 오차를 만족하지 못할 경우, 이를 만족시키기 위해서는 시스템 전체의 대역폭을 넓혀야 한다. 이는 여러 가지 제약 조건을 수반하고 결과적으로 시스템을 구현 할 때에 비용을 상승시키는 결과는 나타낼 수 있다. 본 논문에서는 주어진 잔류 허용 오차를 만족하기 위해서, 일반적인 안정한 폐루프 시스템을 내부 모델 제어에 적용하고, 이 때 발생하는 모델링 오차를 외란 관측기를 적용하여 제거하는 새로운 내부 모델 제어 방법을 제안하고자 한다. 이러한 시스템은 간단한 등가 시스템으로 바꿀 수 있으며, 주기적/비 주기적 외란을 효과적으로 제거하고 매우 강건한 트랙 추종 성능을 보인다. 또한 제안한 제어기의 설계 방법이 매우 간단하며, 제어 명령에서 출력의 전달 함수가 변화하지 않으므로 제어 명령이

* 正 會 員 : 漢陽大 工大 電子工學科 博士課程

** 正 會 員 : 漢陽大 工大 電子工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1998年 9月 29日

最終完了 : 1998年 12月 18日

있는 시스템에도 적용이 가능하다.

2장에서 외란 관측기에 기초한 제어 시스템의 특성을 간단히 살펴보고 강인 안정도를 위한 충분 조건을 나타내었다. 3장에서는 내부 모델 제어를 간략하게 언급하고, 안정한 내부 모델 제어에 외란 관측기를 적용한 시스템을 제안한다. 또한 이의 강인 안정도를 위한 충분 조건을 유도하고, 제시한 제어기의 몇 가지 특성을 설명하였다. 마지막으로 4장에서 모의 실험을 통하여 제시한 알고리즘의 유용함을 보이고, 제안한 제어 시스템의 입출력 관계를 보데(Bode) 선도를 통하여 분석하였다.

2. 외란 관측기에 기초한 제어기

2.1 외란 관측기

Ohishi에 의하여 처음 제안된 외란 관측기는 실제 시스템을 외란 관측기에 설계한 시스템의 공칭 모델처럼 동작하게 하는 특징으로 최근 강인 제어 및 외란 제거 제어의 여러 분야에 널리 적용되고 있다[3]-[5]. 이는 제어 명령과는 별도로 실제 시스템을 공칭 모델처럼 동작하도록 하는 제어 입력을 생성하는 구조에 의하여 가능하다. 실제 시스템을 공칭 모델처럼 동작하게 함으로써 모델링 오차와 매개 변수의 변화, 그리고, 외란을 함께 제거할 수 있다. 외란 관측기의 뛰어난 외란 제거 성능은 근본적으로 실제 시스템을 공칭 모델로 동작하도록 하는 성질에 기인한다. 외란 관측기를 적용한 시스템의 구성을 그림 1과 같이 볼 수 있다. 여기서 ρ , d , ζ , δ 는 각각 토크 외란, 출력 외란, 측정 잡음, 관측된 외란이다.

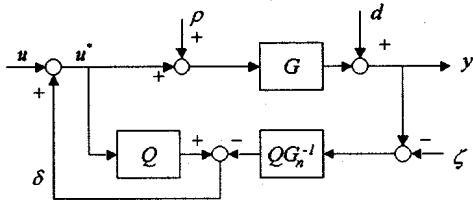


그림 1 외란 관측기를 적용한 시스템
Fig. 1 System with disturbance observer

u , u^* , y 는 각각 제어 입력, 외란이 보상된 제어 입력, 출력이다. 그리고 G 는 실제 시스템이며, G_n 은 실제 시스템의 공칭 모델이다. Q 는 G_n^{-1} 이 구현이 불가능한 것을 해결하기 위한 저주파수 통과 필터이며, 이를 Q -필터라고 한다[3]. 따라서 Q -필터는 QG_n^{-1} 의 분모 차수가 분자 차수보다 같거나 크도록 선택되어야 한다. 그림 1의 입출력 전달 함수는 식(1)과 같으며, 이때 G_{uy}^{DO} , $G_{\zeta y}^{DO}$, $G_{\rho y}^{DO}$, G_{dy}^{DO} 는 식 (2), (3), (4), (5)와 같다. 여기서 위 첨자, DO는 외란 관측기를 적용한 시스템을 의미하고, 아래 첨자는 각각 입력과 출력의 기호이다.

$$y = G_{uy}^{DO} \cdot u + G_{\zeta y}^{DO} \cdot \zeta + G_{\rho y}^{DO} \cdot \rho + G_{dy}^{DO} \cdot d \quad (1)$$

$$G_{uy}^{DO} = \frac{GG_n}{G_n + [G - G_n]Q} \quad (2)$$

$$G_{\zeta y}^{DO} = \frac{GQ}{G_n + [G - G_n]Q} \quad (3)$$

$$G_{\rho y}^{DO} = \frac{GG_n[1-Q]}{G_n + [G - G_n]Q} \quad (4)$$

$$G_{dy}^{DO} = \frac{G_n[1-Q]}{G_n + [G - G_n]Q} \quad (5)$$

이상적인 경우, 즉 Q -필터가 1이면 $G_{uy}^{DO} = G_n$, $G_{\zeta y}^{DO} = 1$, $G_{\rho y}^{DO} = 0$, $G_{dy}^{DO} = 0$ 이 된다. 그러나, Q 필터는 저 주파수 통과 필터를 사용하므로 Q 필터의 절점 주파수 (cut-off frequency)이하의 주파수 대역에서 즉, $Q(j\omega) \approx 1$ 인 주파수 대역에서만 외란 관측기가 동작하는 것으로, $Q(j\omega) \approx 0$ 인 고 주파수 대역에서는 시스템에 외란 관측기를 적용하지 않은 것으로 생각 할 수 있다.

2.2 강인 안정도

외란 관측기를 적용한 시스템에 공칭 모델을 기준으로 제어기를 설계하여 적용한 폐루프 시스템은 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

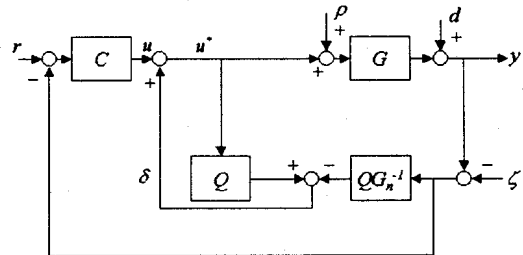


그림 2 외란 관측기에 기초한 제어 시스템
Fig. 2 Disturbance observer based control system

실제 시스템을 공칭 모델처럼 동작하게 하는 외란 관측기의 특징에 근거하여, 전체 시스템은 모델링 오차와 매개 변수 변화에 강인하게 되며, 뛰어난 외란 제거 성능을 지닌다. 이때 제어 시스템의 입력과 출력은 식 (6)으로 나타낼 수 있으며, 이 때 G_{ry}^{DC} , $G_{\zeta y}^{DC}$, $G_{\rho y}^{DC}$, G_{dy}^{DC} 는 식 (7), (8), (9), (10)이다. 이때 각 전달 함수의 특성 방정식은 식 (11)이다. 여기서 위 첨자, DC는 외란 관측기를 적용하고 바깥 루프에 선형 제어기를 적용한 시스템을 의미하며, 아래 첨자는 각각 입력과 출력의 기호이다.

$$y = G_{ry}^{DC} \cdot r + G_{\zeta y}^{DC} \cdot \zeta + G_{\rho y}^{DC} \cdot \rho + G_{dy}^{DC} \cdot d \quad (6)$$

$$G_{ry}^{DC} = \frac{CGG_n}{\chi_{DC}} \quad (7)$$

$$G_{\zeta y}^{DC} = \frac{G(CG_n + Q)}{\chi_{DC}} \quad (8)$$

$$G_{\rho y}^{DC} = \frac{GG_n(1-Q)}{\chi_{DC}} \quad (9)$$

$$G_{dy}^{DC} = \frac{G_n(1-Q)}{\chi_{DC}} \quad (10)$$

$$\chi_{DC} = (1-Q)G_n + CGG_n + GQ \quad (11)$$

[정리1] 외란 관측기에 기초한 제어 시스템의 강인 안정도 조건[6]

실제 시스템, G 를 공칭 모델, G_n 과 곱셈형 오차, Δ_C 로 $G = G_n(1 + \Delta_C)$ 와 같이 표현할 수 있고, 공칭 모델 G_n 이 안정하다고 가정하자. 이때 선형 제어기 C 를 적용하였다면 폐루프 시스템이 시스템 모델링 오차 Δ_C 에 대하여 안정할 충분 조건은 식(12)으로 표현할 수 있다.

$$|\Delta_C|_{s=j\omega} < \left| \frac{1 + CG_n}{Q + CG_n} \right|_{s=j\omega}, \quad \forall \omega \quad (12)$$

즉, $\omega \in \omega_d (= \{\omega: Q(j\omega) \approx 1\})$ 에 대해서는 $|\Delta_C|_{s=j\omega} < 1$, ($\omega \in \omega_d$)을 만족하여야 한다.■

일반적인 외란 관측기에 기초한 제어 시스템은 비교적 좋은 성능을 보이고 있으나, 외란 관측기만으로는 주어진 잔류 허용 오차를 만족하지 못하는 경우가 발생 할 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위한 간단한 방법은 전체 시스템의 대역폭을 키우는 방법이 있다. 그러나 이는 구현할 때 여러 가지 제약을 발생 할 수 있으므로 본 논문에서는 실제 시스템을 공칭 모델처럼 동작하게 하는 외란 관측기의 근본적인 특징을 다음에서 설명할 안정한 내부 모델 제어기에 적용하여 주어진 잔류 허용 오차를 만족하는 새로운 제어기를 제안하고자 한다.

3. 외란 관측기에 기초한 내부 모델 제어

3.1 안정한 내부 모델 제어

Garcia와 Morari에 의하여 제안된 내부 모델 제어는 그림 3과 같이 공칭 모델, P_n 에도 실제 시스템, P 에 인가한 제어 입력과 같은 제어 입력을 인가하여 각각의 출력의 차를 제환하여 새로운 제어 입력을 만드는 구조로 되어 있다[7].

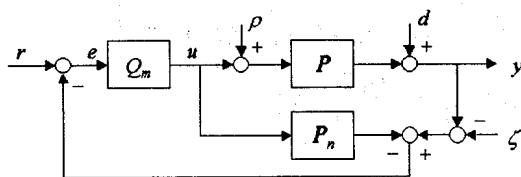


그림 3 내부 모델 제어의 기본 구조

Fig. 3 Basic structure of internal model control

이때 내부 모델 제어기, Q_m 은 공칭 성능과 강인 안정성 및 강인 성능을 만족하도록 하는 근사 최적 해를 구하여 사용하게 된다. 그러나 완전한 모델링 즉, $P = P_n$ 이고, 외란, ρ 와 d 가 없고, 측정 잡음, ζ 가 없다고 가정하면 개루프 제어기가 되기 때문에 P, P_n 은 안정한 시스템이어야 한다. 만약 안정한 시스템이 아닌 경우에는 추가적인 고려가 필요하다[8].

이러한 문제를 고려할 때, 안정하도록 설계된 일반적인 폐루프 시스템 P, P_n 을 생각 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 그림 4와 같이 P 를 실제 시스템, G 에 폐루프 시스템을 안정화하는 제어기, C 를 적용한 폐루프 시스템으로 하고, P_n 은 공칭 모델, G_n 과 P 에 적용한 것과 같은 제어기, C 의 폐루프 시스템으로 하였다. 여기서 Q_m 은 1로 하였다.

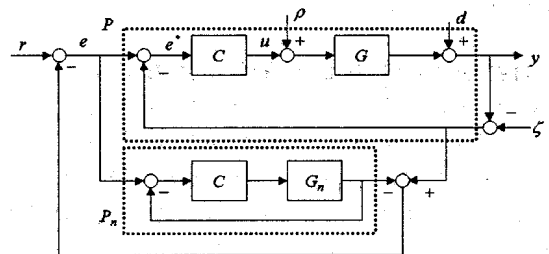


그림 4 폐루프 시스템을 적용한 내부 모델 제어

Fig. 4 Internal model control with closed-loop system

이때 입출력 관계는 식 (13)으로 나타낼 수 있으며, 이 때 $G_{ry}^a, G_{\zeta y}^a, G_{\rho y}^a, G_{dy}^a$ 는 식 (14), (15), (16), (17)이다. 또한 각 전달 함수의 특성 방정식은 식(18)이다.

$$y = G_{ry}^a \cdot r + G_{\zeta y}^a \cdot \zeta + G_{\rho y}^a \cdot \rho + G_{dy}^a \cdot d \quad (13)$$

$$G_{ry}^a = \frac{CG(1 + CG_n)}{\chi_a} \quad (14)$$

$$G_{\zeta y}^a = \frac{CG(2 + CG_n)}{\chi_a} \quad (15)$$

$$G_{\rho y}^a = \frac{G}{\chi_a} \quad (16)$$

$$G_{dy}^a = \frac{1}{\chi_a} \quad (17)$$

$$\chi_a = [1 + 2CG + C^2 GG_n] \quad (18)$$

만약 $G = G_n$ 이라면 χ_a 는 $[1 + CG_n]^2$ 가 된다. 따라서 입력과 출력과의 관계 식 (14), (15), (16), (17)은 다음 식 (19), (20), (21), (22)와 같이 표현 할 수 있다.

$$G_{ry}^b = \frac{CG_n}{(1 + CG_n)} \quad (19)$$

$$G_{\xi y}^b = \frac{CG_n(2 + CG_n)}{(1 + CG_n)^2} \quad (20)$$

$$G_{\rho y}^b = \frac{G_n}{(1 + CG_n)^2} \quad (21)$$

$$G_{d y}^b = \frac{1}{(1 + CG_n)^2} \quad (22)$$

따라서 일반적인 페루프 제어 시스템과 비교할 때 $G_{\rho y}^b$ 는 같은 반면에 $G_{\xi y}^b$ 와 $G_{d y}^b$ 는 특성 방정식이 커짐으로 인해 외란에 대한 출력에 미치는 영향은 적어질 것으로 예상할 수 있다. 이는 일반적인 제어 시스템에서 모든 ω 에 대하여 $|1 + C(j\omega)G_n(j\omega)| > 1$ 를 만족한다는 가정으로 가능하다. $G_{\xi y}^b$ 의 경우 크게 변화하는 것이 없다고 생각할 수 있다. 그러나 현실적으로 $G \neq G_n$ 이므로 위와 같은 결과를 얻을 수 없다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 앞에서 언급한 외란 관측기를 적용하였다.

3.2 외란 관측기에 기초한 내부 모델 제어기

외란 관측기가 실제 모델을 공칭 모델처럼 동작하게 하는 특징을 이용하기 위하여 그림 5와 같이 외란 관측기를 적용하였다. 따라서 외란 관측기의 Q-필터의 절점 주파수 이하의 주파수 대역에서 근사적으로 G와 G_n 은 같다고 생각할 수 있고, 그림 3에서 $P \approx P_n$ 라고 생각할 수 있다. 또한 P, P_n 은 안정한 시스템이 적용되었다. 그림 5의 입출력 관계는 식 (23)으로 나타낼 수 있으며, 이 때 $G_{\rho y}^c, G_{\xi y}^c, G_{\rho y}^c, G_{d y}^c$ 는 식 (24), (25), (26), (27)이다. 또한 각 전달 함수의 특성 방정식은 식 (28)이다.

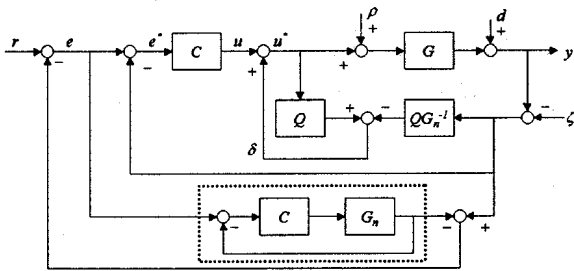


그림 5 제안한 제어 시스템의 블록도
Fig. 5 Block diagram of proposed control system

$$y = G_{\rho y}^c \cdot r + G_{\xi y}^c \cdot \zeta + G_{\rho y}^c \cdot \rho + G_{d y}^c \cdot d \quad (23)$$

$$G_{\rho y}^c = \frac{CGG_n(1 + CG_n)}{\chi_c} \quad (24)$$

$$G_{\xi y}^c = \frac{G(CG_n + Q) + CGG_n(1 + CG_n)}{\chi_c} \quad (25)$$

$$G_{d y}^c = \frac{GG_n(1 - Q)}{\chi_c} \quad (26)$$

$$G_{d y}^c = \frac{G_n(1 - Q)}{\chi_c} \quad (27)$$

$$\chi_c = ((1 - Q)G_n + CGG_n + GQ) + CGG_n(1 + CG_n) \quad (28)$$

이때 이상적인 경우 즉, $|Q|=1$ 이라면 $G_{\rho y}^c = G_{\rho y}^b$ 이 된다. 이는 공칭 모델, G_n 을 적용한 페루프 제어 시스템에서 제어 명령 대 출력의 전달 함수와 같은 것이다. 반면 $G_{\xi y}^c = 1$ 이 된다. $|Q|=0$ 이라면 외란 관측기를 적용하지 않은 경우에 해당하며, $G_{\rho y}^c = G_{\rho y}^a$ 가 되고, $G_{\xi y}^c = G_{\xi y}^a$ 이 된다. 그렇지만 실제로 $|Q|=1$ 인 주파수 대역은 Q-필터를 저 주파수 통과 필터로 설계할 경우 DC 성분뿐이며, 통과 대역내의 주파수에 대하여도 완벽히 $|Q|=1$ 일 수는 없다. 이는 초정밀 제어를 행하는데 있어, 외란을 완전히 0으로 만들 수 없음을 의미한다. 따라서 $|Q| \approx 1$ 인 경우에 대하여 외란에 대한 출력의 전달 함수의 성질을 정리 2와 같이 요약할 수 있다.

[정리2] 제안한 제어 시스템과 외란 관측기의 외란에 대한 출력의 전달 함수 비교

그림 2의 외란 관측기에 기초한 시스템과 그림 5의 제안한 시스템의 외란에 대한 전달 함수는 $|Q(j\omega)| \approx 1$ 이고, $|1 + C(j\omega)G_n(j\omega)| > 1$ 인 주파수 영역, ω 에서 $|G_{\rho y}^c| < |G_{\rho y}^{DC}|$ 와 $|G_{d y}^c| < |G_{d y}^{DC}|$ 을 만족한다.

[증명] 먼저 $\Psi \equiv (1 - Q)$ 라 하면 위 조건 $|Q| \approx 1$ 은 $|\Psi|$ 이 충분히 작을 때라고 생각할 수 있다. 이를 식 (9)에서 대입하여 정리하면 식 (29)와 같이 나타낼 수 있다. 이는 $|\Psi|$ 이 충분히 작을 때 $|(G_n - G)| \ll |[G(1 + CG_n)/\Psi]|$ 을 만족하므로 식 (29)는 식 (30)으로 나타낼 수 있다.

$$|G_{\rho y}^{DC}| = \left| \frac{GG_n}{(G_n - G) + [G(1 + CG_n)/\Psi]} \right| \quad (29)$$

$$|G_{\rho y}^{DC}| \approx \left| \frac{GG_n\Psi}{[G(1 + CG_n)]} \right| \quad (30)$$

한편 식(26)에 Ψ 를 대입하여 정리하면 식 (31)과 같이 나타낼 수 있다. 이는 역시 $|\Psi|$ 이 충분히 작을 때 $|(G_n - G)| \ll |[G(1 + CG_n)^2/\Psi]|$ 을 만족하므로 식 (31)은 식 (32)로 나타낼 수 있다.

$$|G_{\rho y}^c| = \left| \frac{GG_n}{(G_n - G) + [G(1 + CG_n)^2/\Psi]} \right| \quad (31)$$

$$|G_{\rho y}^c| \approx \left| \frac{GG_n\Psi}{[G(1 + CG_n)^2]} \right| \quad (32)$$

그러므로 식 (30)과 식 (32)에 따라 $|1 + C(j\omega)G_n(j\omega)| > 1$ 인 주파수 영역에서는 $|G_{\rho y}^c| < |G_{\rho y}^{DC}|$ 를 만족한다. 유사한

방법으로 $|G_{\omega_d}| < |G_{\omega_d}^{DC}|$ 를 증명할 수 있다.■

일반적으로 $|Q(j\omega)| \approx 1$ 이고 $|1 + C(j\omega)G_n(j\omega)| > 1$ 인 주파수 대역은 Q -필터의 절점 주파수 이하의 저 주파수 대역을 의미한다. 따라서, 제안한 시스템은 외란 관측기에 기초한 시스템보다 저 주파수 대역에서 외란에 대한 영향을 더욱 감쇠시킬 수 있음을 알 수 있다.

[정리3] 제안한 제어 시스템의 강인 안정도 조건

실제 시스템, G 를 공칭 모델, G_n 과 곱셈형 오차, Δ_p 로 $G = G_n(1 + \Delta_p)$ 와 같이 표현한다고 하자. 이때 공칭 모델 G_n 이 안정하고, 적용한 선형 제어기 C 가 $(1 + CG_n)$ 을 안정하게 한다면, 전체 폐루프 시스템이 시스템 모델링 오차 Δ_p 에 대하여 안정할 충분 조건은 식(33)으로 표현할 수 있다.

$$|\Delta_p|_{s=j\omega} < \left| \frac{1 + 2CG_n + (CG_n)^2}{Q + 2CG_n + (CG_n)^2} \right|_{s=j\omega}, \quad \forall \omega \quad (33)$$

[증명] 식 (28)의 χ_c 를 $G = G_n(1 + \Delta_p)$ 을 적용하여 다시 쓰면 식 (34)과 같이 쓸 수 있다.

$$\chi_c = G_n(1 + CG_n)^2 \cdot \left[1 + \frac{Q + 2CG_n + (CG_n)^2}{(1 + CG_n)^2} \cdot \Delta_p \right] \quad (34)$$

여기서 G_n , $(1 + CG_n)$ 이 안정하므로, 식 (35)을 만족하면 전체 시스템은 강인 안정하다.

이 때 만약 식 (36)이 만족하면, 식 (35)를 만족하게 된다. 따라서, 식 (36)으로부터 식 (33)을 얻을 수 있다.■

$$\left| \left\{ \frac{Q + 2CG_n + (CG_n)^2}{(1 + CG_n)^2} \right\} \cdot \Delta_p \right| < 1 \quad (35)$$

$$\left| \left\{ \frac{Q + 2CG_n + (CG_n)^2}{(1 + CG_n)^2} \right\} \right| \cdot |\Delta_p| < 1 \quad (36)$$

이 조건은 $\omega \in \omega_d (= \{\omega: |Q(j\omega)| \approx 1\})$ 에 대해서는 $|\Delta_p|_{s=j\omega} < 1$, ($\omega \in \omega_d$)을 만족하여야 하므로 외란 관측기의 강인 안정도 조건과 같다. 또한 고 주파수 대역에서는 Δ_p 의 허용 범위가 커짐으로 물리적으로 타당함을 알 수 있다.

그림 5는 그림 6과 같이 수학적으로 동등하게 바꿀 수 있다. 그림 6의 점선 부분은 전형적인 외란 관측기를 기초로 한 시스템의 구조이며, 이를 하나의 시스템으로 보았을 때 $1 + CG_n$ 을 제어기로 폐루프 시스템을 구성한 것으로 볼 수 있다. 따라서 외란 관측기에 기초한 시스템에서 더 이상의 제어기 설계를 요구하지 않는다. 이러한 형태의 시스템에 대한 특징을 다음 고찰에서 나타내었다.

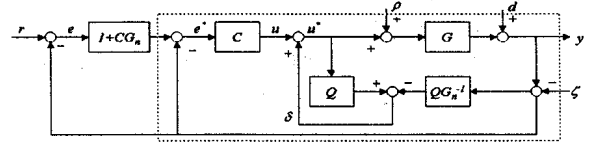


그림 6 제안한 제어기의 등가 구조
Fig. 6 Equivalent system of proposed system

3.3 제안한 제어기의 특성

고찰 1.

귀환차를 한번 더 되먹임한 시스템의 제어 명령과 출력의 관계, 외란과 출력의 관계를 조사하면 그림 7과 같이 생각할 수 있다.

그림 7. (a)는 일반적인 폐루프 시스템의 블록도이며, 이 시스템의 귀환 차는 $1 + G$ 이다. 이 귀환차를 한번 더 되먹임한 시스템을 그림 7. (b)와 같이 생각할 수 있다.

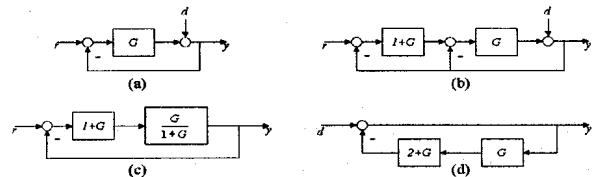


그림 7 제안하는 제어 시스템의 입출력 특징
Fig. 7 Input and Output properties of proposed system

먼저 $d=0$ 일 때 제어 명령 r 과 출력 y 의 관계를 고려하면, 그림 7. (b)는 그림 7. (c)로 바꿀 수 있으며, 이는 정확한 극점과 영점의 생략이 가능하다는 가정 하에 그림 7. (a)로 바꿀 수 있다. 따라서 제어 명령 r 과 출력 y 의 관계는 식 (37)되며, 변화하지 않는다. 한편 $r=0$ 일 때 그림 7. (a)에서 외란 d 와 출력 y 의 관계를 고려하면 식 (38)과 같다. 그림 7. (b)에서 $r=0$ 인 경우는 그림 7. (d)로 바꿀 수 있으며 이때의 관계는 식 (39)과 같다. 따라서 이러한 시스템 구조는 제어 명령에 대한 출력의 관계는 변하지 않으면서 외란에 대하여 제거 성능을 개선하는 두 자유도 제어기 (Two-degree-of-freedom)의 특징을 갖는다.

$$y = \frac{G}{1+G} \cdot r \quad (37)$$

$$y = \frac{1}{1+G} \cdot d \quad (38)$$

$$y = \frac{1}{(1+G)^2} \cdot d \quad (39)$$

고찰 2.

$G = G_n$ 인 이상적인 경우의 시스템은 그림 8. (a)와 같이 바꿀 수 있으며, 각각의 입력에 대한 출력은 식 (19), (20), (21), (22)로 나타낼 수 있다. 이러한 귀환 차를 그림 8. (b)

와 같이 귀환차를 반복적으로 l 번 되먹임하면 이 때의 각각 입력에 대한 출력의 관계는 식 (40), (41), (42), (43)으로 나타낼 수 있다. 따라서 제어 명령에 대한 출력의 변화 없이 외란에 대해서만 성능을 개선 할 수 있다.

$$G_{ry}^l = \frac{CG_n}{(1 + CG_n)} \quad (40)$$

$$G_{sy}^l = \frac{(1 + CG_n)^{l+1} - 1}{(1 + CG_n)^{l+1}} \quad (41)$$

$$G_{ey}^l = \frac{G_n}{(1 + CG_n)^{l+1}} \quad (42)$$

$$G_{dy}^l = \frac{1}{(1 + CG_n)^{l+1}} \quad (43)$$

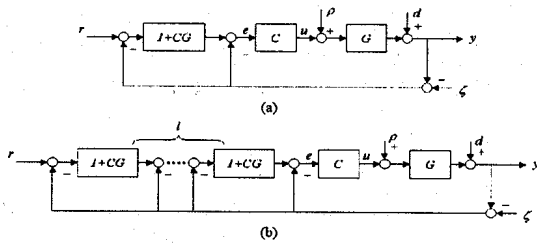


그림 8 이상적인 확장된 형태의 제안한 제어 시스템
Fig. 8 Extended proposed system (ideal case)

고찰 3.

앞에서 언급한바와 같이 실제 시스템은 $G \neq G_n$ 이다. 따라서 외란 관측기를 적용한 시스템은 그림 9. (a)와 나타낼 수 있으며, 이때 각각의 입력에 대한 출력은 식 (24), (25), (26), (27), (28)로 나타낼 수 있다.

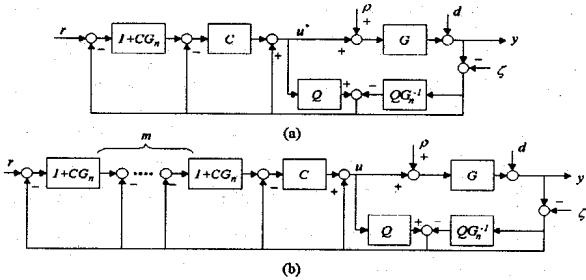


그림 9 $G \neq G_n$ 경우의 확장된 형태의 제안한 제어 시스템
Fig. 9 Extended proposed system ($G \neq G_n$ case)

이러한 경우에 그림 9. (b)와 같이 귀환 차를 반복적으로 m 번 되먹임하면 이 때의 각각 입력에 대한 출력의 관계는 식 (44), (45), (46), (47), (48)로 나타낼 수 있다. 따라서 이상적인 경우와 같지는 않지만 제어 명령에 대한 출력의 변화 없이 외란에 대해서만 성능을 개선 할 수 있다.

$$G_{ry}^m = \frac{CGG_n(1 + CG_n)}{\chi_m} \quad (44)$$

$$G_{sy}^m = \frac{G(CG_n + Q) + m \cdot CGG_n(1 + CG_n)}{\chi_m} \quad (45)$$

$$G_{ey}^m = \frac{GG_n(1 - Q)}{\chi_m} \quad (46)$$

$$G_{dy}^m = \frac{G_n(1 - Q)}{\chi_m} \quad (47)$$

$$\chi_m = ((1 - Q)G_n + CGG_n + GQ) + m \cdot CGG_n(1 + CG_n) \quad (48)$$

4. 모의 실험

4.1 DVDR의 추종 구동기 모델링

일반적으로 광학 디스크 드라이브의 트랙 추종 제어에서 사용하는 구동기의 형태는 축 접동 방식(Hinge Type)과 렌즈 병진 방식(Wire Type)이 있으나, 여기서는 렌즈 병진 방식의 구동기를 사용하였다. 이를 스프링-질량-댐퍼 형태의 운동부와 전자계로 모델링 하여 식 (49)와 같이 3차 시스템으로 나타낼 수 있으며, 매개변수는 ω_m 은 1111.12 rad/sec(176.84 Hz), ζ_m 는 0.04, $\omega_{R/L}$ 은 1.2×10^5 이다. 이를 보데 선도로 나타내면 그림 10의 (1)과 같다.

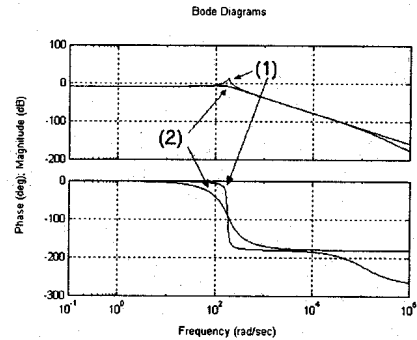


그림 10 추종 구동기 모델의 보데 선도
Fig. 10 Bode plot of model of tracking actuator

$$G(s) = \frac{\omega_m^2}{s^2 + 2\zeta_m\omega_m s + \omega_m^2} \cdot \frac{\omega_{R/L}}{s + \omega_{R/L}} \quad (49)$$

4.2 제어기 설계

외란 관측기의 설계를 위한 공칭 모델은 식 (50)과 같은 2차 모델로 하였으며 ω_n 은 1105.84 rad/sec (176 Hz), ζ_n 는 0.5로 하여 1차 공진이 없는 모델을 선택하였다. 이는 그림 10의 (2)와 같다. Q -필터는 식 (51)과 같은 3차 필터로 구성하였으며, 이 때 τ 는 0.0001으로 약 1.6 kHz에서 절점 주파수를 가지도록 설계하였다.

$$G_n(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2} \quad (50)$$

$$Q(s) = \frac{3\tau s + 1}{(\tau s)^3 + 3(\tau s)^2 + 3\tau s + 1} \quad (51)$$

앞에서 언급한 바와 같이 외란 관측기의 성질을 이용하여 공칭 모델에 근거한 선형 제어기를 설계하였다. 제어기는 샘플링 시간, T_s 를 $20\mu\text{sec}$ 로 하여 W-영역에서 2.5kHz 대역폭과 40도 위상 여유를 갖도록 설계하였다. 먼저 PI 제어기를 사용하여 대역폭을 확보하도록 하였으며, 위상 앞섬 보상기를 사용하여 위상 여유를 확보하였다. 설계된 제어기는 식 (52)와 같으며, 이 때 매개 변수는 k_p 는 1000, k_i 는 356724.7이며, a 는 130.6461, 그리고 T 는 7.2551×10^{-6} 이다. 이렇게 구하여진 제어기와 $Q(s)$, $G_n(s)$ 을 Bilinear 변환 방법을 이용하여 이산 시간영역의 제어기로 변환하여 적용하였다.

$$C(w) = \left\{ \frac{aTw + 1}{Tw + 1} \right\} \cdot \left\{ \frac{k_p w + k_i}{w} \right\} \quad (52)$$

이와 같이 설계한 $C(z)$, $Q(z)$, $G_n(z)$ 로 그림 6과 같이 시스템을 구성하여 matlab에서 모의 실험을 수행하였다. 이 때 식 (53)과 같은 토크 외란을, 식 (54)과 같은 출력 외란을 인가하였다. 이를 그림 11과 그림 12로 나타내었다. 출력 외란의 경우 최대 $50\mu\text{m}$ 가 인가되었고, 토크 외란은 최대 1.2mV가 인가되었다.

$$\rho(t) = 63\mu \cdot 9.8 + 0.5m \cdot \sin(300\text{Hz}) + 0.3m \cdot \sin(100\text{Hz}) \quad (53)$$

$$d(t) = 30\mu \cdot \sin(200\text{Hz}) + 20\mu \cdot \sin(85\text{Hz}) \quad (54)$$

4.3 모의 실험 결과

제어 명령이 0일 때 추종 오차를 보면 일반적인 선형 제어기의 오차는 그림 13과 같이 약 $3\mu\text{m}$ 로 나타난다. 그림 14, 그림 15는 과도 응답과 정상 상태의 오차를 표시 단위를 달리하여 두 부분으로 나타내었다. 외란 관측기를 적용한 시스템은 그림 14와 같이 $0.18\mu\text{m}$ 의 추종 오차를 나타내며, 제안한 제어기의 추종 오차는 그림 15에서와 같이 $0.018\mu\text{m}$ 를 나타낸다. 이는 일반적이 선형 제어기의 추종 오차의 0.6%에, 외란관측기를 적용한 시스템의 추종 오차에는 10%에 해당하는 오차이며, 서론에서 언급한 허용 오차 범위 안에 포함된다. 또한 제안한 시스템의 과도 응답이 외란 관측기만을 적용한 경우에 비하여 깨끗하지는 않지만 빠르게 수렴함을 알 수 있다.

시스템의 특성을 파악하기 위해 연속 시간 영역에서 각각의 입력에 대한 출력을 보며 선도를 나타내면 그림 16, 17, 18, 19와 같다. 그림 16은 제어 명령에 대한 출력의 특성으로 선형 제어기의 경우, 외란 관측기를 적용한 경우, 제안한 제어기의 특성이 거의 같음을 알 수 있다. 그리고, 서론에서 언급한 2kHz의 대역폭을 나타내고 있음을 알 수 있다. 토크 외란과 출력 외란에 대한 출력의 특성은 그림 17과 그림 18에서와 같이 외란에 대한 효과적인 제거 성능을 나타내고 있다.

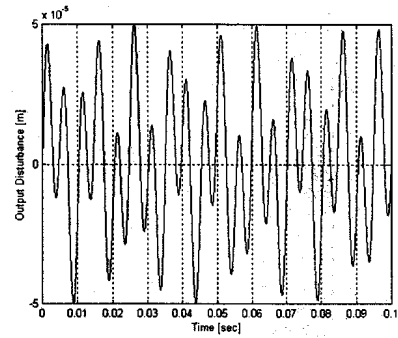


그림 11 출력 외란의 특성
Fig. 11 Characteristic of output disturbance

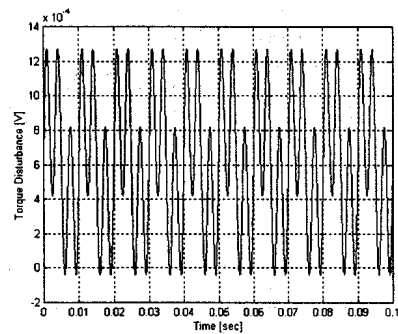


그림 12 토크 외란의 특성
Fig. 12 Characteristics of torque disturbance

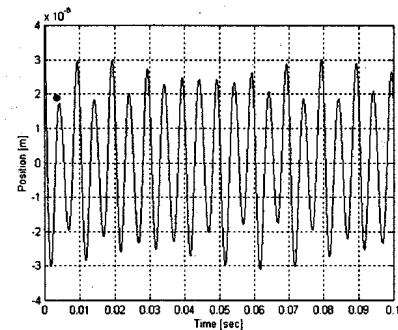


그림 13 일반적인 선형제어기의 위치 오차
Fig. 13 Position error of conventional linear control

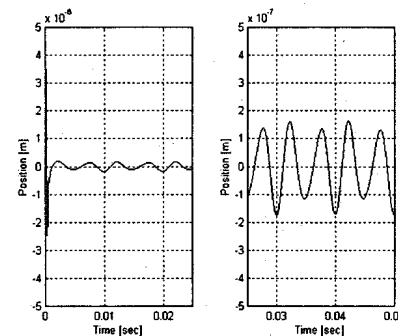


그림 14 외란 관측기에 기초한 제어기의 위치 오차
Fig. 14 Position error of disturbance observer based control

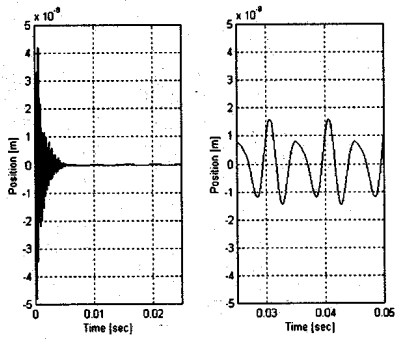


그림 15 제안한 제어기의 위치 오차
Fig. 15 Position error of proposed control system

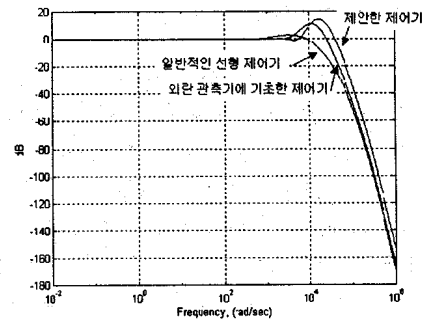


그림 19 측정 잡음 대 출력의 보대 선도
Fig. 19 Bode plot from measurement noise to output

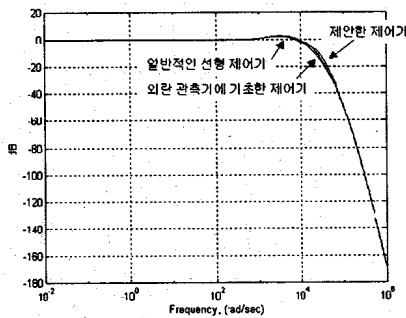


그림 16 제어 명령 대 출력의 보대 선도
Fig. 16 Bode plot from reference to output

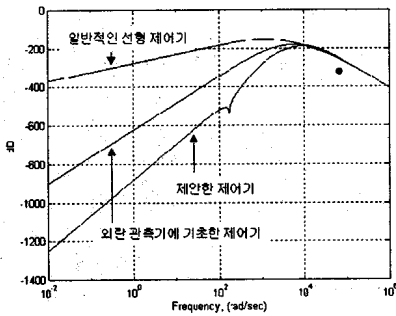


그림 17 토크 외란 대 출력의 보대 선도
Fig. 17 Bode plot from torque disturbance to output

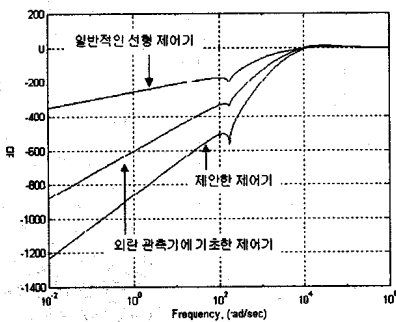


그림 18 출력 외란 대 출력의 보대 선도
Fig. 18 Bode plot from output disturbance to output

앞의 모의 실험에서 인가한 외란의 주파수 대역이 대략 1.4 - 1.8 K rad/sec이므로 그 이하의 외란에 대하여 보다는 외란 제거 성능을 보일 것으로 생각 할 수 있다. 그러나 그림 19에서와 같이 잡음에 대한 성능은 외란 관측기의 경우 조금 증폭하는 부분이 있음을 볼 수 있고, 제안한 제어기도 이러한 특성은 개선되지 않음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 주기적/비 주기적 외란이 매우 크기 발생하는 광학 디스크 드라이브의 정밀한 헤드 위치 추종 제어를 위한 제어기를 제안하였다. 제안한 제어기는 일반적인 내부 모델 제어에 안정한 페루프 시스템을 적용하였고, 이때 모델의 불 완전성을 제거하기 위하여 외란 관측기를 적용하여 구성하였다. 구성된 제어 시스템은 외란 관측기를 적용한 시스템에 귀환차를 한번 더 궤환한 형태로 구현 할 수 있는 간단한 등가 구조를 갖으며, 따라서 어려운 설계 방법을 요구하지 않는다. 제안한 제어기가 최근 강인, 외란 제거 성능을 보임을 모의 실험으로 검증하고, 제어 명령에 대한 출력 특성이 변화하지 않음과 개선된 외란에 대한 출력 특성을 보대 선도로 제시하였다. 아울러 외란 관측기와 제안한 제어기의 강인 안정도를 위한 충분 조건을 제시하고 비교하였다.

참 고 문 헌

- [1] K. K. Chew and M. Tomizuka, Digital control of repetitive errors in disk drive systems, Proc. American Control Conf., pp. 540-548, 1989.
- [2] Lin Guo, Reducing Manufacturing Cost Associated with Hard Disk Drives-A New Disturbance Rejection Control Scheme, IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol. 2, No. 2, pp 77-85, 1997.
- [3] S. Lee, "Robust Digital Tracking Controllers for High-Speed/High-Accuracy Positioning System," Ph.D. Dissertation, U.C Berkeley, 1994
- [4] K. S. Eom, I. H. Suh and W. K. Chung, "Disturbance Observer Based Path Tracking Control

of Robot Manipulator Considering Torque Saturation," Proceedings of 8th International Conference on Advanced Robotics, pp.651-657, 1997

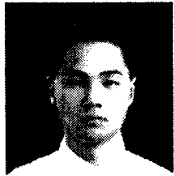
[5] W. K. Chung, B. K. Kim, H. T. Choi, and I. H. Suh, "Self Adjusting Saturation Time Optimal Controller Using Disturbance Observer," Proceedings of 2th International Symposium on Intelligent Automation and Control, May, 1998

[6] Bin Yao, Mohammed Al-Majed, and Masayoshi Tomizuka, "High-Performance Robust Motion Control of Machine Tools: An Adaptive Robust Control Approach and Comparative Experiments," IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol. 2, No. 2, June 1997

[7] Tong H. Lee, Teck S. Low, Abdullah Al-Mamun, and C. H. Tan, "Internal Model Control (IMC) Approach for Designing Disk Drive Servo-Controller," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 3, June, 1995

[8] Manfred Morari, Evangelos Zafiriou, "Robust Process Control", Reading, Prentice- Hall, 1989.

저 자 소 개



최 현택 (崔玄澤)
 1968년 2월 27일생. 1991년 한양대 전자공학과 졸업, 1993년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사), 1993년-1995년 한국통신 연구개발원 전임연구원, 현재 한양대 대학원 전자공학과 박사과정



서 일홍 (徐一弘)
 1955년 4월 16일생. 1977년 서울대 공대 전자공학과 졸업. 1982년 한국 과학기술원 전기 및 전자 공학과 졸업(공학박사). 1982년 대우 중공업 기술 연구소 근무. 1987-1988년 미국 미시간대 객원연구원. 현재 한양대학교 공대 교수.