

반복 학습 제어를 이용한 NFR 디스크 드라이브의 2단 서보 시스템

A Dual-Stage Servo System for an NFR Disk Drive using Iterative Learning Control

문 정 호, 도 태 용
(Junggho Moon and Tae-Yong Doh)

Abstract : Recently, near-field recording (NFR) disk drive schemes have been proposed with a view to increasing recording densities of hard disk drives. Compared with hard disk drives, NFR disk drives have narrower track pitches and are exposed to more severe periodic disturbances resulting from eccentric rotation of the disk. It is difficult to meet servo system design specifications for NFR disk drives with conventional VCM actuators in that the servo system for an NFR disk drive generally requires a greater gain and higher bandwidth. To tackle the problem, various dual-stage actuator systems composed of a microactuator mounted on top of a conventional VCM actuator have been proposed. This article deals with the problem of designing a tracking servo system for an NFR disk drive adopting a dual-stage actuator. We summarize design constraints pertaining to the dual-stage servo system and present a new servo scheme using iterative learning control. We design feedback compensators and an iterative learning controller for a target plant and verify the validity of the proposed control scheme through a computer simulation.

Keywords : dual-stage actuator, iterative learning control, near-field recording, periodic disturbance, tracking servo system

I. 서론

데이터 저장 매체 기술의 발전과 더불어 디스크 드라이브의 데이터 저장 용량과 전송 속도는 점점 더 향상되고 있다. 하드 디스크 드라이브는 같은 면적에 보다 많은 정보를 기록하기 위하여 기록 밀도를 끊임없이 높여가고 있으며 동시에 데이터 액세스 속도와 전송 시간 등의 성능 향상을 이루고 있다. 최근에는 하드 디스크 드라이브의 기록 밀도를 더욱 높이기 위한 방법으로 자기가 아닌 광을 이용한 근접장 기록(near-field recording, NFR) 방법이 제안되고 있다.

데이터 저장 용량을 높이기 위한 디스크의 고밀도화는 데이터가 저장되는 트랙 사이의 간격을 감소시켜 보다 높은 정밀도의 트랙킹 제어를 필요로 한다. 데이터 액세스 시간을 줄이고 전송 속도를 높이려면 디스크의 회전 속도를 높여야 하는데 이는 필연적으로 트랙킹 제어에 필요한 주파수 대역의 확장을 가져오게 된다. 기존의 하드 디스크 드라이브는 VCM(voice-coil-motor) 액츄에이터를 채택하고 있다. 현재까지는 VCM의 가동 범위와 가속 능력만으로도 만족할만한 제어 성능을 얻을 수 있었다.

하드 디스크는 디스크를 장착한 상태에서 디스크를 회전시키면서 서보(servo) 신호를 기록하기 때문에 트랙의 중심과 회전 중심이 거의 일치하므로 회전에 의한 외란의 영향이 작으며 트랙 사이의 간격도 비교적 넓은 편이다. 반면에 NFR 디스크 드라이브는 하드 디스크와 같은 형태를 가지고 있지만 근본적으로는 광 디스크 드라이브의 특징을 가진다. 하드 디스크 드라이브와는 달리, 디스크상에 트랙과

서보 신호를 기록한 다음 디스크를 장착하게 되므로 트랙의 중심과 디스크의 회전 중심의 차이에서 기인하는 외란의 영향이 매우 크다. 또한 하드 디스크에 비해서 트랙 사이의 간격이 매우 작다. 이러한 NFR 디스크 드라이브의 특징을 고려할 때, 기존의 단일 VCM 액츄에이터 구조로는 요구되는 동작의 정밀도와 제어 대역폭에 대한 설계 사양을 만족시키기가 매우 어려울 것으로 예상된다.

VCM만을 사용한 단일 액츄에이터 시스템으로는 만족시키기 어려운 제어 시스템 구성 문제를 해결하기 위한 방안으로 VCM 액츄에이터와 그 위에 장착되는 마이크로액츄에이터(microactuator)로 구성된 2단 액츄에이터 서보 시스템이 제안되었다. VCM 액츄에이터는 넓은 가동 범위를 갖지만 가속 능력이 떨어진다. 반면에 마이크로액츄에이터는 VCM보다 훨씬 빠른 응답 속도를 가지고 정밀하게 움직일 수 있지만 그 가동 범위가 매우 제한적이다. 따라서 2단 액츄에이터 시스템에서, VCM 액츄에이터는 디스크 전 영역에 걸쳐서 헤드를 움직이며 디스크의 회전 주파수를 포함한 저주파 대역의 동작을 담당하고 마이크로액츄에이터는 VCM이 다루기 힘든 고주파 성분의 외란을 억제하고 시스템의 반응 속도를 높이는 역할을 한다.

지금까지 여러 학자들이 2단 액츄에이터를 사용한 디스크 드라이브 서보 제어 시스템의 다양한 설계 방법을 제안하였다 [1]-[5]. 그러나 대부분의 방법들은 주로 외란의 영향이 상대적으로 작은 하드 디스크 드라이브에 대하여 다루고 있으므로 외부에서 디스크에 서보 신호를 기록한 후 장착하는 광 디스크 드라이브 형태의 시스템에는 적절하지 않다. 또한 제한적인 마이크로액츄에이터의 가동 범위에 대한 직접적인 고려가 없어서 본 논문이 대상으로 하는 디스크 드라이브 시스템에 직접 적용하기 어렵다.

논문접수 : 2002. 4. 27., 채택확정 : 2002. 12. 16.

문정호 : 강릉대학교 제어계측공학과(itsmoon@kangnung.ac.kr)

도태용 : 한밭대학교 제어계측공학과 (dolerite@hanbat.ac.kr)

본 논문에서는 VCM과 그 위에 장착되어 동작하는 마이크로액츄에이터로 구성된 2단 액츄에이터를 사용한 NFR 디스크 드라이브 서보 시스템의 설계 문제를 다룬다. 2단 액츄에이터를 사용한 디스크 드라이브 서보 시스템 구성 시 피드백 제어기만으로는 요구되는 설계 사양을 만족시키기 어려운 이유를 설명하고, 그 해결 방안으로 피드백 제어 외에 부가적으로 반복 학습 제어를 이용한 서보 시스템 설계 방법을 제안한다. 마지막으로 시뮬레이션을 통해서 본 논문에서 제안한 2단 서보 시스템 설계 방법의 타당성을 검증한다.

II. 시스템 설명

CD-ROM과 같은 기존의 광 디스크 드라이브와 달리 NFR 디스크 드라이브는 근접장을 이용하므로 포커스 서보를 필요로 하지 않기 때문에 레이저 빔의 초점을 디스크의 반지를 방향으로 움직이기 위한 트래킹 서보만을 구비하고 있다. 트래킹 액츄에이터인 VCM에 의해 구동되는 회전형 암(arm)은 하드 디스크 드라이브의 암과 비슷한 구조를 가지고 있지만, 암의 끝부분에 추가로 아주 작은 크기의 반사경(mirror)을 장착하고 있다.

디스크의 회전축 부근에는 레이저 다이오드가 설치되어 있으며, 레이저 다이오드에서 출력된 레이저 빔은 반사경에 의하여 디스크의 기록면 방향으로 반사되어 디스크 표면에 초점이 맺히게 된다. 마이크로액츄에이터는 미세한 범위 내에서 반사경의 반사각을 조절하는 역할을 한다. 반사경의 반사각에 따라 디스크 위의 레이저 빔의 위치가 디스크의 반지를 방향으로 수 트랙 내에서 움직이므로, 반사경의 동작 범위 안에서는 VCM에 비해 매우 정밀한 위치 제어가 가능하게 된다. 하지만 위치 오차 신호의 품질 저하가 없는 범위에서만 반사각의 조절할 수 있으므로 그 유효 범위는 매우 제한적이다.

총래의 일반적인 2단 서보 시스템은 그림 1에서와 같이 VCM 액츄에이터와 이의 제어를 위한 VCM 제어기, 마이크로액츄에이터와 이의 제어를 위한 마이크로액츄에이터 제어기로 구성되어 있다. 트래킹 오차, 즉 트랙의 중심과 레이저 빔의 중심과의 차이는 광 센서에 의해 검출된 후 이득 K_{PD} 를 통해서 피드백 제어기로 전달된다. 실제 레이저빔의 위치나 각 액츄에이터의 변위는 측정할 수 없으며 이득 K_{PD} 를 통해서 증폭된 오차 신호 e_T 만이 측정 가능하다.

VCM 제어 루프는 디스크의 회전 주파수를 포함한 저주파 대역에서 높은 이득을 가지도록, 그리고 마이크로액츄

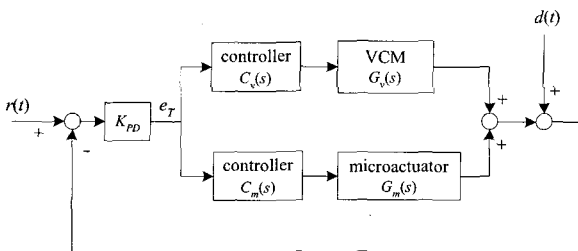


그림 1. 일반적인 2단 서보 제어 시스템.
Fig. 1. A conventional dual-stage servo system.

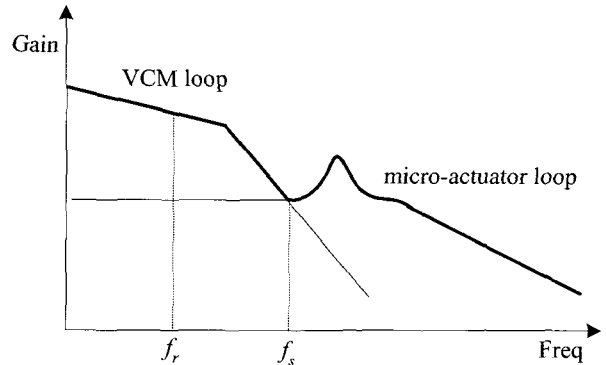


그림 2. 바람직한 루프 이득의 형태.
Fig. 2. The shape of desired open loop gains.

에이터 제어 루프는 VCM 루프의 이득이 감소하는 고주파 영역에서 VCM 루프보다 높은 이득을 가지도록 각 피드백 제어기를 설계한다. 결과적으로 디스크의 회전 주파수를 포함한 저주파 영역에서는 VCM이, 그리고 VCM이 빠르게 반응할 수 없는 고주파 영역에서는 마이크로액츄에이터가 주도적인 역할을 한다. 디스크의 회전에서 발생하는 외란은 회전 주파수의 3~4배 정도 이하의 주파수 대역에 대부분 존재하므로 VCM이 주기적인 외란을 억압하는 역할을 하며 마이크로액츄에이터는 디스크의 회전 주파수에 비해서 비교적 높은 주파수의 불규칙적인 외란에 대해서 전체 제어 시스템의 반응 속도를 높이는 역할을 한다. 이와 같은 사실을 고려할 때 각 액츄에이터 루프의 이득(gain)은 그림 2와 같은 형태를 가지는 것이 바람직하다.

저주파 대역에서는 VCM 루프의 이득이 마이크로액츄에이터 루프의 이득에 비해서 훨씬 크기 때문에 전체 루프의 특성은 VCM 루프의 특성에 의해서 결정된다. 마찬가지로 고주파 대역에서 전체 루프의 특성은 마이크로액츄에이터 루프의 특성에 의해서 결정된다. 따라서 전체 시스템의 루프 이득, 즉, 두 루프 이득의 합은 그림 2의 굵은 선 형태를 띄게 된다. 중요한 점은, VCM 루프와 마이크로액츄에이터 루프가 각각 안정하면서 동시에 전체 루프도 안정하도록 제어기를 설계해야 한다는 것이다.

본 논문에서 고려하고 있는 NFR 디스크 드라이브에서 VCM의 전달 함수 $G_v(s)$ 는

$$G_v(s) = \frac{348400}{s^3 + 6400s^2 + 8.05e5s + 9.9e7} [m/V] \quad (1)$$

이며 마이크로액츄에이터의 전달 함수 $G_m(s)$ 는

$$G_m(s) = \frac{69}{s^2 + 104s + 6.77e6} [m/V] \quad (2)$$

이다. $G_v(s)$ 는 VCM 자체뿐만 아니라 외부의 flexible 케이블에 의한 저항 등의 영향을 모두 포함하고 있다. VCM은 1KHz 이상의 주파수에서 부공진이 많이 발생하기 때문

이 1KHz 주파수 대역에서는 위의 수학적 모델과 실제 액츄에이터와는 차이가 있다. 마이크로액츄에이터는 레이저 빔의 반사 경로를 변경하여 초점의 위치를 바꾸는 역할을 하는데 빛의 경로를 너무 많이 조절하면 디스크 표면에서 초점이 제대로 맺히지 않게 되므로 마이크로액츄에이터가 움직일 수 있는 빔의 거리는 $\pm 1\mu\text{m}$ 정도로 제한된다.

디스크의 트랙 사이 간격은 $0.3\mu\text{m}$ 이며 외란 $d(t)$ 의 최대치는 $\pm 25\mu\text{m}$ 이다. 그리고 디스크의 회전 속도는 50Hz이며 광 검출기의 이득 K_{PD} 는 1.34×10^7 [V/m]이다. 이러한 조건에서 트래킹 서보 시스템의 설계 목표는 외란 $d(t)$ 에 대하여 마이크로액츄에이터의 변위를 가동 범위 내에 두면서 트래킹 오차를 트랙 간격의 $\pm 10\%$ 이내 즉 $\pm 0.03\mu\text{m}$ 이내로 유지하는 것이다. VCM은 1KHz 이상의 부공진이 많이 발생하므로 VCM 루프의 대역폭은 1KHz 미만으로 제한해야 한다. 그리고 전체 루프의 대역폭을 2~3KHz 정도 확보해야 한다.

III. 피드백 제어기 설계의 문제점

피드백 제어기를 설계할 때 가장 먼저 고려해야 하는 점은 디스크의 회전 주파수 f_s 에서 VCM 루프의 이득이다. 외란 $d(t)$ 는 디스크의 회전 주파수에서 절대적으로 크게 작용하므로 외란의 최대치와 허용 가능한 오차 사이의 관계에서 회전 주파수에서 필요한 VCM 루프의 이득을 구할 수 있다. 앞의 설계 사양을 만족시키기 위해서는 회전 주파수에서 VCM 루프의 이득이 58dB 이상 되어야 한다. 그리고 1KHz 이상의 주파수에서 VCM은 부공진이 많이 발생하기 때문에 시스템의 안정성을 위해 VCM 루프의 제어 대역은 1KHz 이하로 유지해야 한다.

두 번째로 고려할 사항은 마이크로액츄에이터의 가동 범위이다. 마이크로액츄에이터는 구조적으로 그 가동 범위가 제한될 수 밖에 없다. 따라서 외부에서 충격이 가해지는 등의 특별한 경우가 아니라면 마이크로액츄에이터의 변위를 항상 이 가동 범위 이내로 유지해야 한다. 만일 마이크로액츄에이터의 변위가 가동 범위를 초과하도록 제어가 이루어지면, 마이크로액츄에이터가 한쪽으로 치우치게 되어 정상적으로 동작하지 못한다. 이런 상황에서는 2단 액츄에이터가 비선형 시스템의 특성을 나타내므로 전체 제어 시스템은 설계 의도대로 동작하지 않는다. 마이크로액츄에이터의 변위가 포화될 가능성이 가장 큰 주파수는 디스크의 회전 주파수이다. 회전 주파수에서 VCM 루프의 이득을 58dB 이상 확보하여 디스크의 회전 주파수에서 트래킹 오차가 허용 가능한 $\pm 0.03\mu\text{m}$ 이내에서 유지된다고 가정하면, 마이크로액츄에이터의 변위를 가동 범위 $\pm 1\mu\text{m}$ 이내에 유지하기 위해서는 회전 주파수에서 마이크로액츄에이터 루프의 이득을 31dB 이하로 제한해야 한다.

마지막으로 생각할 점은 두 루프 이득의 크기가 같아지는 주파수 f_s 에서 두 루프 이득 사이의 위상차이다. 만일 이 주파수에서 두 루프의 위상차가 커지면 두 루프를 합한 전체 루프 이득이 f_s 에서 매우 감소하게 된다. 결과적으로 전체 시스템의 루프 이득이 그림 2의 붉은 선처럼 되지 않고 주파수 f_s 에서 근처에서 급격히 감소하기 때문에

이 주파수에서 외란을 억제하는 능력이 현저히 떨어진다. 따라서 f_s 에서 VCM과 마이크로액츄에이터의 루프 이득의 위상차가 너무 커지지 않도록 하여 이 주파수에서 전체 루프의 이득이 심하게 감소하는 것을 방지해야 한다.

피드백 제어기는 이 세가지 조건을 모두 만족하도록 설계해야 한다. 그러나 이 조건을 모두 만족시키면서 VCM 루프와 마이크로액츄에이터 루프 각각과 전체 제어 루프가 안정하도록 피드백 제어기를 설계하는 것은 거의 불가능하다.

그 이유는 VCM 루프의 안정성 여유(stability margin)를 충분하게 확보하는 것이 어렵기 때문이다. VCM 루프는 회전 주파수에서 58 dB 정도의 큰 이득을 가져야 하지만 제어 주파수 대역은 1KHz 미만으로 유지해야 한다. 그러므로 VCM 루프의 이득은 회전 주파수인 50Hz 이후로 -60 dB/decade 정도의 가파른 기울기를 가지며 감소해야 하는데 이를 위해서는 극점(pole)을 배치해야 한다. 하지만 극점에 의한 위상 지연을 보상하고 시스템의 안정성을 확보하려면 차단 주파수 앞에 영점(zero)을 배치해야 하는데 차단 주파수를 높이지 않고는 위상 보상을 위한 영점을 배치할 여유가 없어진다. 결과적으로 제어 대역폭을 1KHz 미만으로 제한하려면 페루프 시스템이 불안정해질 수 밖에 없다. 충분한 위상 여유를 가지도록 설계하면 VCM 루프의 주파수 대역이 수 KHz를 초과하게 된다.

결국 앞의 세가지 조건을 고려하여 제어 시스템을 설계할 때, 전체 시스템은 안정하다 하더라도 VCM 루프는 불안정하게 된다. 만일 마이크로액츄에이터의 변위가 순간적으로 가동 범위의 한계값에 이르러 한쪽 방향으로 치우치게 되면 VCM만 동작하게 되는데 VCM 루프가 불안정하다면 전체 시스템이 불안정하게 되는 결과를 가져온다. 따라서 전체 피드백 시스템이 안정하다고 하더라도 VCM 루프가 불안정하면 설계된 제어기를 실제로 적용할 수 없다. VCM 루프를 안정화시키려면 저주파 영역에서 루프 이득을 감소시켜야 하는데 이 때는 트래킹 오차가 허용 가능한 범위를 초과하게 된다.

이와 같은 제한점 때문에 트래킹 오차를 허용 가능한 범위 이내로 유지시키기 위해 필요한 루프 이득을 확보하고, 마이크로액츄에이터의 변위가 그 가동 범위내에 머물도록 하면서 VCM 루프와 마이크로액츄에이터 루프 각각을 안정화시

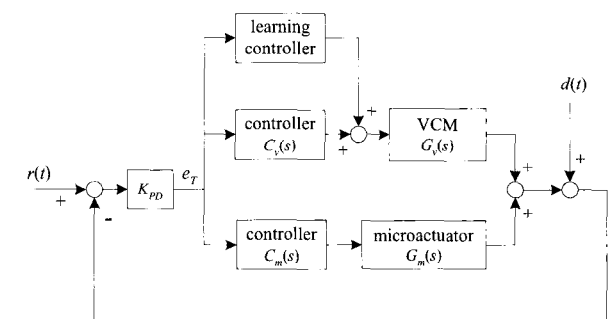


그림 3. 반복 학습 제어를 이용한 2단 서보 시스템.
Fig. 3. A dual-stage servo system using iterative learning control.

키고 동시에 전체 루프를 안정시킬 수 있는 피드백 제어를 설계하는 것은 근본적으로 불가능하다는 문제점이 있다.

IV. 반복 학습 제어를 이용한 2단 서보 시스템

피드백 제어기만으로는 요구되는 설계 사양을 만족시키도록 제어 시스템을 설계하는 것이 불가능하다. 이 문제를 해결할 수 있는 한 가지 대안은 VCM의 제어를 위하여 추가적으로 피드포워드 제어를 사용하는 것이다. 피드백 제어 입력 외에 피드포워드 제어 입력을 가해주면, 피드포워드 제어 입력이 제어의 일정 부분을 담당하기 때문에 상대적으로 피드백 제어기의 부담이 줄어들게 된다. 즉, 이는 피드백 제어기만 사용하는 경우에 비해서 요구되는 VCM 제어기의 이득이 감소함을 의미한다.

피드포워드 제어 입력을 생성하는 방법은 여러 가지가 있을 수 있다. 디스크 드라이브 시스템의 경우에는 디스크가 일정한 주기로 회전하기 때문에, 디스크에 가해지는 외란 및 여러 신호들도 주기적이라는 특성을 가진다. 따라서 디스크 드라이브 시스템의 주기성을 이용하여 피드포워드 제어 입력을 생성하는 것이 가능하다. 반복 학습 제어(iterative learning control) 기법은 같은 작업을 반복하는 시스템에서 이전의 제어 결과를 이용하여 다음에 사용할 제어 입력을 생성하여 시스템에 가해줌으로써 점진적으로 제어 성능을 향상시키고자 하는 피드포워드 제어 기법이다. 디스크 드라이브 시스템에서 디스크는 계속 회전하기 때문에 같은 동작을 계속 반복한다고 생각할 수 있다. 따라서 반복 학습 제어를 사용하여 이전 회전에서 얻은 제어 결과를 이용하여 다음 회전에서의 제어 성능을 향상시킬 수 있다.

그림 3은 본 논문에서 제안하는 반복 학습 제어를 이용한 2단 서보 시스템의 블럭선도이다. 학습 제어 입력은 VCM 루프에만 가한다. 기존의 피드백 제어만으로 이루어진 2단 서보 시스템에서는, VCM 루프가 필요로 하는 저주파 영역 이득이 58 dB이며 제어 대역은 1 KHz 이내이기 때문에 VCM 루프의 안정성을 확보하는 것이 불가능하였다. 그러나 VCM에 피드포워드 제어 입력을 추가로 사용하여 피드포워드 제어 입력이 회전 주파수 대역에서 약 20 dB 정도의 효과를 가진다면, 피드백 제어 루프의 이득을 38 dB 정도로 감소시킬 수 있기 때문에 VCM의 제어 대역을 1KHz 미만으로 설정하면서 충분한 안정성 여유를 확보할 수 있다.

반복 학습을 위해서는 시스템이 안정적으로 동작해야 하므로 우선 마이크로액츄에이터는 동작시키지 않고 VCM 피드백 제어기만 동작시킨 상태에서 학습을 수행한다. 따라서 학습 과정에서 측정되는 트래킹 오차는 학습 제어기와 피드백 제어기의 출력에 의한 VCM의 움직임에 의해서만 영향을 받는다. 디스크의 1회전을 한 번의 제어 과정으로 간주할 때, k번째 회전에서의 학습 제어 입력을 $u_k(t)$, 이때 측정된 트래킹 오차를 $e_k(t)$ 라고 하면, k+1번째 회전에서 사용할 학습 제어 입력 $u_{k+1}(t)$ 은

$$U_{k+1}(s) = P(s)U_k(s) + Q(s)E_k(s) \tag{3}$$

의 식에 의하여 생성할 수 있다. 여기에서 $U_k(s), U_{k+1}(s), E_k(s)$ 는 각각 $u_k(t), u_{k+1}(t), e_k(t)$ 의 Laplace 변환이

며, $P(s)$ 와 $Q(s)$ 는 학습 제어기의 특성을 결정하는 일종의 필터이다. 학습 제어 입력을 update시키는 방법은 위의 식 외에도 다양한 방법이 가능하다. 만일 $P(s)$ 와 $Q(s)$ 를 필터가 아닌 단순 이득으로 한다면, 위의 식은

$$u_{k+1}(t) = pu_k(t) + qe_k(t) \tag{4}$$

로 바뀌게 된다. 또한 트래킹 오차 신호 대신에 피드백 제어기 $C_v(s)$ 의 출력을 이용할 수도 있다.

학습 제어기를 설계한다는 것은 위와 같은 update 식을 정하고 $P(s)$ 와 $Q(s)$ 를 결정하는 것이다. $P(s)$ 와 $Q(s)$ 를 정할 때는 k가 증가함에 따라서 학습 제어 입력 $u_k(t)$ 가 수렴한다는 것을 보장해야 한다. 만일 학습 제어 입력이 수렴하지 않는다면, 이 제어 시스템은 정상적으로 동작하지 않기 때문이다. 위의 update 식을 사용할 때, 모든 주파수 ω 에서 아래의 조건

$$\left| P(j\omega) - K_{PD} \frac{Q(j\omega)G_v(j\omega)}{1 + G_v(j\omega)C_v(j\omega)} \right| < 1 \tag{5}$$

을 만족하도록 $P(s)$ 와 $Q(s)$ 를 정하면 학습 제어 입력이 수렴한다는 것을 보일 수 있다 [6][7].

만일 $P(s)$ 를 모든 주파수에서 1로 두고 조건 (5)를 만족시키는 $Q(s)$ 를 구할 수 있다면 트래킹 오차가 0으로 수렴함을 보장할 수 있다. 하지만 일반적으로 $P(s)$ 를 1로 두는 조건 (5)를 만족시키는 proper하고 안정한 전달함수 $Q(s)$ 를 구할 수 없다[6]. 이런 이유로 $P(s)$ 를 모든 주파수에 걸쳐서 1로 두는 대신에, 트래킹 성능이 중요한 저주파 대역에서는 1로, 그 이상의 고주파에서는 점차 감소하는 형태의 저역 통과 필터로 설정한다. 이 경우에 제어 주파수 대역을 고려하여 필터의 차단 주파수를 충분히 높게 설정한다면, 완전한 트래킹은 아니지만 현실적으로 만족스러운 제어 성능을 얻을 수 있다. 필터 $P(s)$ 와 $Q(s)$ 의 특성과 이 필터가 학습 과정에 미치는 영향에 대한 자세한 내용은 이 논문의 범위를 벗어나므로 여기서는 설명하지 않는다[6][7][8].

반복 학습 제어 입력을 생성할 때 VCM뿐만 아니라 마이크로액츄에이터도 함께 동작시킨 상태에서 학습을 수행하는 것도 이론적으로는 가능하다. 물론 이 때에는 학습 제어 입력의 수렴 조건이 달라지게 된다. 하지만 이 방법은 바람직하지 않다. 학습 제어기의 학습이 이루어지는 과정에서는 트래킹 오차가 매우 큰 값을 보인다면 마이크로액츄에이터의 변위가 포화될 가능성이 크기 때문이다. 결국 반복 학습 제어 입력을 사용한 2단 서보 시스템을 설계하는 과정은 다음과 같이 요약할 수 있다.

- (1) 반복 학습 제어를 사용한다는 조건 아래에서 VCM과 마이크로액츄에이터의 피드백 제어기를 설계한다. 이때 VCM에는 피드포워드 제어 입력을 부가적으로 사용하므로 VCM 루프는 피드백 제어기만 사용할 때보다 루프 이득을 감소시켜 각 루프와 전체 루프 모두

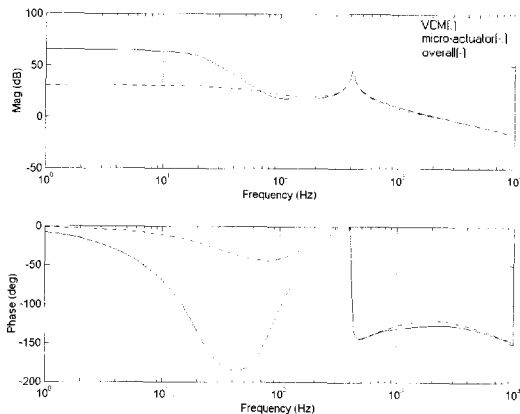


그림 4. 각 제어 루프와 전체 루프의 Bode 선도.
Fig. 4. Bode plots of loop gains.

를 안정하게 설계한다.

- (2) 학습 제어 입력의 update를 위한 식을 정하고 이 식에 대해서 학습 제어 입력이 수렴하도록 학습 제어기를 설정한다.

위의 과정을 거쳐 피드백 제어기와 반복 학습 제어기를 설계했다면, 2단 서보 시스템을 동작시키는 과정은 다음과 같이 요약할 수 있다.

- (1) 마이크로액츄에이터는 동작시키지 않은 상태로 VCM 피드백 제어 루프를 동작시킨다.
- (2) VCM 학습 제어기를 동작시키면서 학습을 진행한다.
- (3) 미리 정한 시간이 경과하면, 또는 트래킹 오차가 미리 설정한 범위 이내로 들어오면 학습을 끝내고 얻은 학습 제어 입력을 메모리에 저장한다.
- (4) 단계 (3)에서 저장한 학습 제어 입력과 피드백 제어기를 사용하여 VCM을 제어하면서 마이크로액츄에이터 루프를 동작시킨다.

반복 학습 제어의 장점 중 하나는, 학습을 마친 다음부터는 학습 제어를 위한 부가적인 on-line 계산이 필요하지 않다는 것이다. 만일 VCM과 마이크로액츄에이터의 피드백 제어를 수행하면서 동시에 반복 학습 제어 입력도 계산해야 한다면 한정된 샘플링 시간 내에서 수행해야 할 계산량도 많아지게 된다. 하지만, 위의 단계 (3)에서 학습이 끝나면 그 결과를 메모리에 저장해 둔 다음, 단계 (4)에서 마이크로액츄에이터와 VCM을 함께 동작시킬 때에는 이들 각각의 피드백 제어 입력을 계산한 다음 메모리에 저장된 학습 제어 입력을 읽어와서 VCM 피드백 제어 입력에 더해주기만 하면 되므로 별도의 추가적인 계산이 필요하지 않다. 물론 학습을 수행하는 과정 동안은 학습을 위한 계산이 필요하지만, 이 때에는 VCM 제어기만 동작하기 때문에 상대적으로 피드백 제어를 위한 계산량이 적어서 계산의 부담이 크지 않다.

먼저 피드백 제어기를 설계한다. VCM에 반복 학습 제어를 추가적으로 사용하여 회전 주파수에서 요구되는 VCM 루프의 이득을 38 dB로 정도로 낮춘다고 가정하고, 아래의 두 제어기

$$C_v(s) = \frac{0.096(s+628)(s+1571)(s+1885)}{(s+62.8)(s+7540)(s+9425)} \quad (6)$$

$$C_m(s) = \frac{0.681(s+943)(s+1257)(s+1885)}{(s+314)(s+440)(s+43980)} \quad (7)$$

를 얻었다. 그림 4는 피드백 제어기 (6)과 (7)을 사용했을 때의 각 제어 루프와 전체 제어 루프의 Bode 선도이다.

그림 4의 Bode 선도에서 점선은 VCM의 루프 이득, 점선과 실선은 마이크로액츄에이터의 루프 이득, 실선은 전체 제어 루프의 이득이다. 10Hz 이하의 저주파 대역에서는 VCM 루프의 이득이 60dB 이상이지만, 주파수가 올라갈수록 점점 감소하여 회전 주파수인 50Hz에서는 약 40dB 정도가 됨을 볼 수 있다. 그리고 VCM 루프의 제어 대역은 약 550Hz 그리고 이때의 위상 여유가 50도 정도 확보되며, 전체 대역폭은 약 2.2KHz 그리고 위상 여유가 약 55도 정도로 충분히 확보됨을 알 수 있다.

학습 필터 $P(s)$ 와 $Q(s)$ 를 설계할 때는 주기적인 외란이 작용하는 주파수 대역을 고려해야 한다. 디스크의 회전 주파수가 50Hz임을 고려하여 반복 학습 제어기를 구성하는 필터 $P(s)$ 와 $Q(s)$ 는

$$P(s) = \frac{9425}{s+9425} \quad (8)$$

$$Q(s) = \frac{1.5(s+555)(s+1250)(s+1500)}{(s+62)(s+30540)(s+31420)} \quad (9)$$

로 선정하였다. Bode 선도를 이용하면 필터 $P(s)$ 와 $Q(s)$ 는 반복 학습의 수렴 조건 (5)를 만족시킴을 쉽게 확인할 수 있다.

V. 시뮬레이션 결과

추가된 반복 학습 제어기가 VCM의 루프 이득에 얼마나 영향을 미치는지 정량적으로 정확하게 분석하는 것은 어렵다. 따라서 앞에서 설계한 시스템의 성능 검증을 위해서는 시뮬레이션이 필요하다. 제어기 설계 사양에 의하면 외란의 크기가 $\pm 25 \mu\text{m}$ 이었으므로, 디스크의 회전 주파수 50Hz와 이의 정수배 되는 주파수 성분을 가지고 진폭이 $25 \mu\text{m}$ 에 해당하는 주기적인 외란을 사용하였다. 그리고 VCM에 작용하는 windage 등을 고려하여 VCM에 DC 옵셋을 가하였고 센서 잡음의 영향도 고려하기 위하여 대역 제한된 백색 잡음(band-limited white noise)을 추가하였다. 또한 마이크로액츄에이터의 가동 범위의 제한 역시 고려하였다.

최초 0.1초 동안은 VCM 제어기만 동작시키고 0.1초부터 VCM의 학습 제어를 실행하였다. 학습 과정은 0.4초까지 진행하였으며 0.4초부터는 학습 과정을 중단하고 메모리에 저장된 학습 제어 입력을 사용하면서 마이크로액츄에이터 루프의 작동을 시작하였다. 그림 5와 6은 시뮬레이션 결과로서 트래킹 오차 신호와 이 때의 제어 입력을 나타낸 것이다.

VCM 피드백 제어기만 사용한 0.1초까지의 구간에서는 트래킹 오차가 상당히 크며 VCM에 작용하는 windage때문

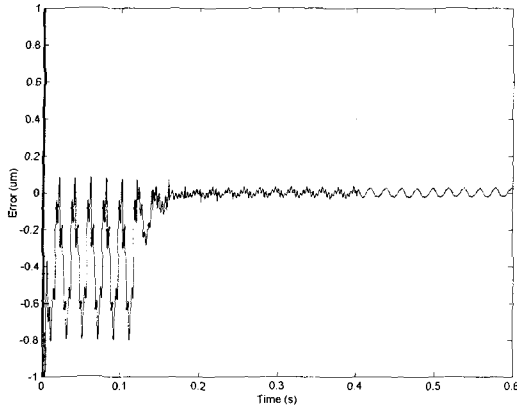


그림 5. 트래킹 오차.
Fig. 5. Tracking error.

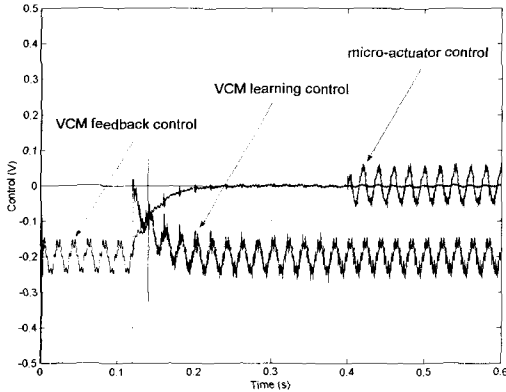


그림 6. 각 액츄에이터에 가해지는 제어 입력.
Fig. 6. Control input to each actuator.

에 트래킹 오차에 DC 오프셋이 존재하는 것을 볼 수 있다. 이는 저주파 대역에서 VCM 루프의 이득이 필요한 최소 이득에 비해서 작아서 피드백 제어기만으로는 이 오차를 모두 보상할 수 없기 때문이다. 0.1초부터 학습 제어기가 동작을 시작하면서 트래킹 오차는 급격히 감소한다. 실제로 학습 과정은 0.4초까지 진행되지만 0.2초 정도가 되면 오차 신호가 거의 수렴한다. VCM만 동작하다가 0.4초에 마이크로 액츄에이터의 동작이 시작되면, 트래킹 오차 신호의 고주파 성분이 많이 감소하는 것을 볼 수 있는데, 이것은 마이크로 액츄에이터가 추가되면서 제어 대역폭이 높아져서 고주파 신호에 대해서 전체 시스템이 더 빨리 반응하기 때문이다.

반복 학습 제어 입력이 수렴한 후부터는 주기적으로 작용하는 외란에 대한 VCM의 제어는 대부분 반복 학습 제어가 담당하며 피드백 제어기는 예측 불가능한 반복적이지 않는 외란을 보상하는 역할을 하게 된다. 이는 그림 6에서 반복 제어가 동작하면서 피드백 제어기의 출력이 점차 감소하는 것으로 확인할 수 있다. 마이크로액츄에이터가 동작하더라도 트래킹 오차 신호의 절대적인 크기가 현격하게 감소하지는 않는다. 마이크로액츄에이터를 사용하는 이유가 시스템의 제어 대역을 높여서 외부에서 가해지는 고주파

신호에 대한 시스템의 응답 성능을 높이기 위한 것이기 때문이다. 마이크로액츄에이터의 역할은 그림 5의 트래킹 에러 신호에서 간접적으로 이해할 수 있다. 0.4초 이후에 트래킹 오차 신호에 고주파 성분이 감소한 것은 마이크로액츄에이터가 동작을 시작했기 때문이다.

VI. 결론

본 논문에서는 VCM과 마이크로액츄에이터로 구성된 2단 액츄에이터를 사용한 NFR 디스크 드라이브 서보 시스템을 설계하는 문제를 다루었다. 피드백 제어기만 적용할 때의 설계의 문제점을 설명하고, 이 문제를 해결하기 위한 방법으로 피드포워드 반복 학습 제어를 이용한 서보 시스템과 이 때의 반복 학습 제어 출력이 수렴하기 위한 충분 조건을 제시하였다. 제어 대상 시스템에 대하여 피드백 제어기와 반복 학습 제어기를 설계하고, 시뮬레이션을 통해서 설계한 2단 서보 시스템의 타당성을 검증하였다. 반복 동작을 하는 대상 시스템에 대하여 피드백 제어기만으로 제어 시스템을 구성하는 것이 불가능하거나 어려운 경우 반복 학습 제어기가 효과적으로 사용될 수 있다는 것을 확인하였다.

참고문헌

[1] W. Guo, S. Weerasooriya, T. B. Goh, Q. H. Li, C. Bi, K. T. Chang, and T. S. Low, "Dual stage actuators for high density rotating memory devices," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 34, no. 2, pp. 450-455, 1998.

[2] S.-H. Lee, Y.-H. Kim, and C. C. Chung, "Dual-stage actuator disk drives for improved servo performance: track follow, track seek, and settle," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 37, no. 4, pp. 1887-1890, 2001.

[3] T. Semba, T. Hirano, J. Hong, and L.-S. Fan, "Dual-stage servo controller for HDD using MEMS microactuator," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 35, no. 5, pp. 2271-2273, 1999.

[4] Z. Li, K. Liu, B. M. Chen, and T. H. Lee, "Robust and perfect tracking control design of a hard disk drive with a dual-stage actuator," *Proc. American Control Conference*, pp. 3849-3854, 2001.

[5] Y. Li and R. Horowitz, "Active suspension vibration control with dual stage actuators in hard disk drives", *Proc. American Control Conference*, pp. 2786-2791, 2001.

[6] J.-H. Moon, T.-Y. Doh, and M. J. Chung, "A robust approach to iterative learning control design for uncertain systems", *Automatica*, vol. 34, no. 8, pp. 1001-1004, 1998.

[7] D. Luca, G. Paesano, and G. Ulivi, "A frequency-domain approach to learning control: Implementation for a robotmanipulator", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 1-10, 1992.

[8] K. L. Moore, M. Dahleh, and S. P. Bhattacharyya, "Iterative learning control: A survey and new results", *J. Robotic Systems*, vol. 9, no. 5, pp. 563-594, 1992.



문 정 호

1969년 3월 8일생. 1991년 서울대학교 제어계측공학과(공학사). 1993년 한국과학기술원 전기및전자공학과(공학석사). 1998년 한국과학기술원 전기및전자공학과(공학박사). 1995년~2002년 삼성전자 중앙연구소 및 휴맥스 근무. 현재 강릉

대학교 정보전자공학부 제어계측공학전공 조교수. 관심분야는 학습 제어, 디지털 제어, 디스크 드라이브 서보 시스템.



도 태 용

1969년 2월 18일생. 1992년 경북대학교 전자공학과(공학사). 1994년 한국과학기술원 전기및전자공학과(공학석사). 1999년 한국과학기술원 전기및전자공학과(공학박사). 1997년~2001년 삼성전자 디지털 미디어 연구소 책임연구원. 2001

년~2002년 한국과학기술원 전자전산학과 BK21 초빙교수. 2002년~현재 국립한밭대학교 전기전자제어공학부 제어계측전공 전임강사. 관심분야는 강인제어, 반복학습제어, 반복제어, DSP를 이용한 디지털 제어 시스템 설계.