

고밀도 디스크 드라이브의 안착시간 최소화 제어

Control For Minimizing Settling Time in High-Density Disk Drives

강창익, 김창환, 임충혁
(Chang-Ik Kang, Chang-Whan Kim and Choong-Hyuk Yim)

Abstract : During seek operation in disk drives, the recording head is moved toward desired track by seek servo controller and then is settled onto the center of the desired track by settling servo controller. If the head speed at the start of settling servo control is not slow, it may produce overshoot relative to the center of track and thus extend the settling time. The degradation in settling performance will be more severe as the track width becomes smaller for higher density of data storage. We design a new settling servo controller for minimizing settling time based on the pole-zero cancellation. In order to cancel slow poles in settling response, we apply discrete pulse signals to the system in addition to the state feedback control. For exact pole-zero cancellation, we consider the dynamics of power amplifier used for actuator current regulation and the effects of delay in control action. In addition, we present system parameter identification algorithm for the robustness of our controller to system parameter variation. In order to demonstrate the practical use of our controller, we present experimental results obtained by using a commercially available disk drive.

Keywords : disk drive, settling servo controller, settling response, pole-zero cancellation, pulse signal, parameter identification

I. 서론

디스크 드라이브에서 트랙탐색제어의 목적은 헤드를 현재 위치에서 목적 위치까지 가능한 신속하게 이동시키기 위한 것이다. 일반적으로 트랙탐색제어에는 두 가지 제어모드가 사용되는데 하나는 가감속 제어 모드이고 다른 하나는 안착제어 모드이다[1]. 가감속제어 모드는 헤드를 목적트랙 근처까지 이동시키기 위하여 액츄에이터를 가속하고 감속하기 위한 것이고 안착제어 모드는 가감속 제어 이후에 헤드를 트랙의 중앙으로 신속 정확하게 유도하기 위한 것이다. 가감속 제어기로서는 제한된 제어 능력 하에서 헤드의 이동 시간을 최소화할 수 있는 기존의 최적시간제어기 [2-4]가 대표적으로 사용되어 왔다. 그런데 가감속 시간 단축뿐만 아니라 안착시간 단축 또한 고속의 트랙탐색 성능을 얻기 위하여 필요한 중요한 요소이다. 예를 들어 안착제어 모드 시작 시 헤드의 초기 속도가 지나치게 큰 경우 안착제어기는 헤드의 속도를 감소시키고 최종적으로 목적 트랙의 중앙으로 안전하고 정확하게 유도하는 데에 큰 어려움을 가지게 되므로 안착시간이 늘어나 전체적인 트랙탐색 시간이 증가하게 된다. 최근 헤드분야에서의 급격한 기술 발전에 힘입어 트랙밀도가 75,000 TPI(Tracks Per Inch) 인 고밀도 하드 디스크 드라이브가 출현하게 되었다. 이러한 디스크 드라이브의 트랙 폭은 0.34 μm 에 불과하다. 트랙탐색 시 헤드의 초기 속도에 의한 안착 성능 저하는 트랙 폭이 좁아질수록 더욱 더 두드러지게 나타난다.

그럼에도 불구하고 가감속시간 단축에 관한 기존 연구에 비하여 안착시간 단축에 관한 기존의 연구는 그리 많지 않았다. 안착시간을 좌우하는 느린 극점을 영점에 의하여 소거하는 기법을 사용하여 안착시간을 단축하려는 기존 연구[5,6]가

진행되어 왔다. Yamaguchi[5]는 상태변수 추정기의 추정오차를 강제로 유발하여 원하지 않는 느린 극점들을 소거하고자 하였다. 그런데 이러한 방법으로 접근 시 헤드의 속도 성분을 얻기위하여 위치성분에 대한 수치미분이 필요하고 또한 의도적으로 유발한 추정오차 때문에 전체적인 트랙탐색제어 동작이 불안해질 수 있다. 반면 Liu[6]는 안착제어기 시작 시 시스템에 이산 임펄스 신호를 인가하여 느린 극점을 소거하고자 하였다. 이러한 방법을 사용하면 기존 연구[5]의 방법에 비하여 제어기 설계에 필요한 계산이 간단하고 상태변수 추정오차를 유발하지 않는다는 장점을 가지게 된다. 그러나 액츄에이터 전류제어용으로 사용되는 전력증폭기의 동적 특성, 마이크로프로세서의 연산에 의하여 발생하는 제어신호 지연의 영향, 그리고 외부 외란의 영향 등이 제어기 설계에 반영되지 않아 극점소거의 정확성이 떨어지게 된다. 그리고 극점소거를 위하여 시스템에 인가되는 이산 임펄스 신호의 진폭이 큰 경우 액츄에이터의 고주파 진동 모드를 자극하여 공진 현상을 유발할 수 있음에도 불구하고 기존 연구[6]에서는 이산 임펄스 신호의 크기를 조절하는 방법이 제시되지 않았다.

본 논문에서는 원하지 않는 느린 극점들을 정확하게 소거함으로써 안착성능을 현격하게 향상시킬 수 있는 제어기를 설계하고자 한다. 극점들을 효과적으로 소거하기 위하여 상태궤환제어 신호 이외에 이산 임펄스 신호들을 시스템에 인가하였다. 극점소거의 정확성을 기하기 위해서 전류증폭기의 동적 특성, 제어 신호 지연의 영향, 그리고 외부 외란의 영향 등 제어의 성능을 저하시킬 수 있는 많은 요소들을 제어기 설계 시에 고려하였다. 그리고 진폭이 큰 임펄스 신호 인가에 의하여 유발될 수 있는 액츄에이터의 공진 현상을 방법 또한 제시하였다. 액츄에이터의 가속도 상수는 제작 편차 때문에 드라이브마다 다르고 또한 동일 드라이브 내에서도 액츄에이터를 구성하는 영구자석의 세기 변동으로 인하여 액츄에이터의 위치, 전류의 방향, 주변 온도에 따라 달라지게 된다. 이러한 시스템 파라미터 변동에 대한 제어기의 강인성

논문접수 : 2002. 7. 13., 채택확정 : 2002. 12. 23.

강창익 : 제주대학교 해양계측공학부(cikang@cheju.ac.kr)

김창환 : 대전대학교 컴퓨터정보통신공학부(kimch@dju.ac.kr)

임충혁 : 서울산업대학교 기계설계자동화공학부(chyim@snut.ac.kr)

을 위하여 본 논문에서는 액츄에이터 가속도 상수 변동을 정확히 측정하여 그러한 변동을 보상하는 적응제어기법도 제시하였다. 반면 기존 연구[5,6]에서는 시스템 파라미터 변동에 대한 제어기의 적응기법이 제시되지 않았다.

마지막으로 제안된 제어기의 우수성을 실험적으로 검증하기 위하여 최근의 상용 하드 디스크 드라이브를 대상으로 얻은 실험 결과를 제시하였다.

II. 헤드위치제어 시스템

1. 디스크 드라이브 시스템 구성

디스크 드라이브의 기계적 부분은 그림 1과 같이 크게 디스크, 스핀들 전동기, 회전형 전동기 (Voice Coil Motor; 이하 VCM 이라 칭함), 액츄에이터 암, 헤드장치로 구성된다. 디스크 위에는 수많은 데이터 트랙들이 동심원 형태로 분포하게 되며 스핀들 전동기에 의하여 5400 혹은 7200 RPM 속도로 디스크가 회전하게 되면 액츄에이터 끝에 달려있는 헤드에 의하여 순차적으로 데이터를 쓰거나 읽게 된다. 그리고 VCM 은 영구자석과 코일로 구성되고 코일에 전류를 인가하면 영구자석의 자계와의 상호작용에 의하여 토크가 발생하게 되며 그 토크에 의하여 헤드가 디스크 상에서 이동하게 된다. 기계적 시스템 뒷면에는 헤드신호를 처리하고 헤드의 위치 제어를 위한 전자장치가 존재하게 된다. 그림 1에 나타난 바와 같이 헤드장치와 전자장치 연결을 위해서는 연결 케이블 (Flex Cable)이 필요하다.

헤드가 데이터를 정확하게 읽거나 쓰기 위해서는 디스크 상에서 헤드의 위치에 대한 정밀한 제어가 선행되어야 한다. 이러한 위치제어를 위해서는 먼저 디스크상에서의 헤드의 위치를 정확하게 검출하는 방법이 필요하다. 이를 위하여 디스크 드라이브 제조과정에서 서보트랙기록장치(Servo Track Writer)를 사용하여 디스크 상에 헤드의 위치 정보를 기록하게 된다. 서보트랙기록장치는 디스크 전체를 폭이 일정한 수많은 트랙으로 분할하고 또한 각각의 트랙을 등 간격의 서보섹터들로 다시 구분하여 각각의 섹터마다 트랙의 번호 및 한 트랙 내에서의 위치정보 등을 기록하게 된다. 이렇게 기록된 위치정보는 헤드 및 헤드신호처리장치에 의하여 일정한 시간 간격으로 검출되므로 하드 디스크 드라이브의 헤드위치 제어시스템은 결국 이산제어시스템이 된다.

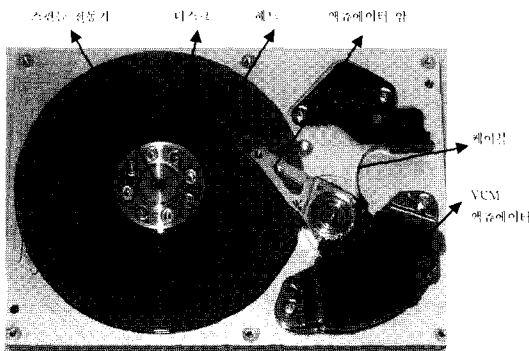


그림 1. 디스크 드라이브의 기계적 시스템 구성.
Fig. 1. Configuration of mechanical system of disk drive.

기계적 시스템 뒷면에 부착되는 전자장치는 헤드신호처리기, A/D 변환기, 디지털신호처리기 (DSP), D/A 변환기, VCM 전력증폭기 등으로 구성된다. 헤드신호처리기에 의하여 검출된 위치정보는 A/D 변환기에 의하여 DSP 에 전달되고 DSP 에서는 각종 제어 알고리즘이 프로그램으로 구현되어 처리되며 VCM 에 대한 제어입력은 D/A 변환기에 의하여 VCM 전력증폭기로 전달된다. VCM 전력증폭기는 제어입력 신호를 받아서 VCM 코일에 흐르는 전류를 제어하는 역할을 한다.

2. 시스템 모델링

고주파 진동 모드 및 마찰력과 같은 비선형 요소를 무시하여 VCM 액츄에이터에 대한 모델을 구하면 다음과 같다.

$$\ddot{x} = \dot{v} = K_a(u + w) \tag{1a}$$

여기서 상수 K_a 는 가속도 상수를 나타내고 변수 x 와 v 는 액츄에이터 위치와 속도를 각각 나타낸다. 그리고 입력 변수인 u 와 w 는 각각 VCM 액츄에이터 전류와 외란 토크를 의미한다. 그 외란 토크는 액츄에이터에 부착된 케이블의 탄성력에 의하여 발생하는 것으로 일반적으로 그 값이 시간에 따라 변하지 않는다.

$$\dot{w} = 0 \tag{1b}$$

일반적으로 고주파 진동 모드의 주파수는 제어 대역 폭에 비하여 상당히 크고 마찰력과 같은 비선형 요소의 크기는 케이블 탄성력에 의한 외란 토크에 비하여 상대적으로 작으므로 (1a)의 모델은 매우 정확하다고 볼 수 있다. VCM 전력증폭기는 전류제어 용으로 사용되며 입력력 간의 동적 특성은 아래와 같이 1차의 선형시스템으로 표현될 수 있다[8].

$$\tau \dot{u} + u = u_r \tag{1c}$$

여기서 상수 τ 는 전력증폭기의 시정수이고 변수 u_r 는 전류명령에 해당한다. (1a), (1b), 그리고 (1c)를 결합하여 상태방정식 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu_r \\ y &= CX \end{aligned} \tag{2a}$$

여기서 y 는 출력 변수이고 상태변수벡터 X , 행렬 A , 벡터 B 와 C 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} X &= \begin{bmatrix} x \\ v \\ u \\ w \end{bmatrix} & A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_a & K_a \\ 0 & 0 & -1/\tau & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & B &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/\tau \\ 0 \end{bmatrix} \\ C &= [1 \ 0 \ 0 \ 0] \end{aligned} \tag{2b}$$

헤드의 위치정보가 일정한 시간 간격으로 샘플링되어 얻어지므로 이산제어기 설계를 위하여 먼저 (2)의 연속시간시스템을 이산시간시스템으로 변환하는 과정이 필요하다. 시스템 입력 u_r 이 D/A 변환기에 의하여 한 샘플 구간 동안 일정하므로 기존에 널리 알려진 영차 홀드 이산화 기법[4]을

사용할 수 있다. 그리고 디지털신호처리의 연산에 의하여 발생하는 제어 지연 시간까지 포함하여 이산화한 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} X(n+1) &= A_d X(n) + B_{d1} u_r(n) + B_{d2} u_r(n-1) \\ y(n) &= C_d X(n) \end{aligned} \quad (3a)$$

여기서 행렬 A_d , 그리고 벡터 B_{d1}, B_{d2}, C_d 는 아래와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} A_d &= e^{AT} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & T & K_a \tau [T - \tau + \tau e^{-T/\tau}] & K_a T^2 / 2 \\ 0 & 1 & K_a \tau [1 - e^{-T/\tau}] & K_a T \\ 0 & 0 & e^{-T/\tau} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ B_{d1} &= \int_0^{T-T_d} e^{At} B dt \\ &= \begin{bmatrix} K_a [(T - T_d)^2 / 2 - \tau(T - T_d) + \tau^2 (1 - e^{-(T-T_d)/\tau})] \\ K_a [T - T_d + \tau(e^{-(T-T_d)/\tau} - 1)] \\ 1 - e^{-(T-T_d)/\tau} \\ 0 \end{bmatrix} \\ B_{d2} &= \int_{T-T_d}^T e^{At} B dt \\ &= \begin{bmatrix} K_a [(2T - T_d)T_d / 2 - \tau T_d - \tau^2 (e^{-T/\tau} - e^{-(T-T_d)/\tau})] \\ K_a [T_d + \tau(e^{-T/\tau} - e^{-(T-T_d)/\tau})] \\ -e^{-T/\tau} + e^{-(T-T_d)/\tau} \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_d &= [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \end{aligned} \quad (3b)$$

그리고 상수 T 와 T_d 는 각각 샘플링 시간과 제어 지연 시간을 의미한다. (3)을 표준화된 형태로 변환하기 위해서는 식 (3a)의 $u_r(n-1)$ 항을 소거하면 된다. 이를 위하여 다음과 같이 $u_r(n-1)$ 항을 첨가하여 상태변수벡터를 확장한다.

$$X_s(n) = [x(n) \quad v(n) \quad u(n) \quad w(n) \quad u_r(n-1)]^T \quad (4)$$

그러면 다음과 같이 표준화된 상태방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} X_s(n+1) &= A_s X_s(n) + B_s u_r(n) \\ y(n) &= C_s X_s(n) \end{aligned} \quad (5a)$$

여기서 행렬 A_s 와 벡터 B_s 와 C_s 는 아래와 같이 정의된다.

$$A_s = \begin{bmatrix} A_d & B_{d2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_s = \begin{bmatrix} B_{d1} \\ 1 \end{bmatrix} \quad C_s = [C_d \quad 0] \quad (5b)$$

3. 상태변수 추정기

검출된 액츄에이터 위치정보로부터 액츄에이터 속도, 액츄에이터 전류, 외란 토크 정보 등을 추정해내기 위하여 상태변수 추정기를 사용한다. 상태추정기로서는 현재형과 예측형이 있는데 제어지연을 최소화할 수 있고 외란에 강인한 현재형 추정기가 일반적으로 사용되고 있다[4].

현재형 추정기는 (6a)의 예측 부분과 (6b)의 업데이트

(Update) 부분으로 구성된다.

$$\bar{X}_s(n+1) = A_s \hat{X}_s(n) + B_s u_r(n) \quad (6a)$$

$$\hat{X}_s(n) = \bar{X}_s(n) + L_v [y(n) - C_s \bar{X}_s(n)] \quad (6b)$$

여기서 \bar{X}_s 와 \hat{X}_s 는 각각 상태변수벡터 X_s 에 대한 예측치와 추정치를 나타낸다. 그리고 벡터 L_v 는 추정이득 벡터로서 일반적으로 극점배치기법(Pole Placement Technique)에 의하여 설계된다. 추정오차의 동적 특성을 규명하기 위하여 (5a)에서 (6a)를 빼면 다음과 같다.

$$X_s(n+1) - \bar{X}_s(n+1) = A_s [X_s(n) - \hat{X}_s(n)] \quad (7)$$

그리고 (5a)와 (6b)로부터 다음의 관계를 얻을 수 있다.

$$X_s(n) - \hat{X}_s(n) = (I - L_v C_s) [X_s(n) - \bar{X}_s(n)] \quad (8)$$

여기서 I 는 단위행렬을 나타낸다. (7)를 (8)에 대입하면 다음과 같이 추정오차의 동적 특성을 표현하는 식을 얻을 수 있다.

$$\hat{X}_s(n+1) = (A_s - L_v C_s A_s) \hat{X}_s(n) \quad (9a)$$

여기서 \hat{X}_s 는 다음과 같이 정의되는 상태변수 추정 오차이다.

$$\hat{X}_s(n) = X_s(n) - \hat{X}_s(n) \quad (9b)$$

일반적으로 (9)와 같이 표현되는 시스템의 극점들이 충분히 빠르도록 상태이득벡터가 설정된다면 초기의 추정오차 값에 관계없이 유한한 시간 내에 추정오차는 영으로 수렴하게 된다. 드라이브의 전원이 켜질 때마다 수행되는 준비과정(Power-On Ready Process)에서 추정오차 수렴을 위한 시간이 충분히 주어지므로 준비과정 완료 후의 정상적인 동작에서는 추정오차가 거의 무시 가능하다.

4. 헤드위치결정제어

디스크 드라이브의 헤드위치결정제어의 두 가지 중요한 기능은 트랙탐색 제어와 트랙추종 제어이다. 트랙탐색 제어는 두 가지 제어모드로 구분될 수 있는데 하나는 가감속 제어 모드이고 다른 하나는 안착 제어 모드이다. 가감속 제어 모드에서는 헤드를 목적 위치까지 이동시키기 위하여 VCM 액츄에이터를 가속하고 감속하는 기능이 수행되고 반면에 안착 제어 모드는 헤드가 목적 트랙 근처에 도달 시 시작되며 헤드를 목적 트랙 중앙으로 안전하게 유도하는 기능을 수행한다. 트랙추종 제어는 안착제어 완료 후에 시작되며 어떠한 외란이 존재하더라도 헤드의 위치를 트랙의 정 중앙에 항상 유지하는 기능을 수행하게 된다.

가감속 모드 제어기로서는 최적시간제어기[24]가 대표적으로 사용되어 왔고 액츄에이터 운동에 의한 기계적 소음을 저감하면서 동시에 가감속 시간을 단축하기 위한 제어기[7] 또한 개발되어 왔다. 최적시간제어기를 사용하면 목적 트랙 근처까지 헤드를 가장 빠르게 이동시킬 수 있다. 하지만 목적 트랙 근처에서 헤드의 운동 속도가 상당히 높다면 안착제

여기가 헤드의 속도를 감소시키고 트랙의 중앙으로 유도하는 데 있어 어려움을 겪게 된다. 예를 들어 오버슈트가 발생하여 트랙의 중앙으로 완전한 안착이 되기까지 긴 시간이 소요되어 결국 트랙탐색 시간이 늘어나게 된다. 고밀도 데이터 저장을 위하여 트랙 폭이 급격하게 감소하는 추세에서 이러한 안착성능 저하는 점점 두드러지게 나타나게 된다. 따라서 고밀도 디스크 드라이브에서 트랙탐색시간 단축을 위해서는 가감속 시간 단축 뿐만아니라 안착시간 단축 또한 절실히 필요한 부분이라고 볼 수 있다. 다음 장에서는 이러한 제어 목적을 달성하기 위하여 안착시간을 현격하게 단축할 수 있는 새로운 안착제어기를 설계하고자 한다.

III. 안착제어기 설계

기존 안착제어기로서 상태궤환제어기[1, 4, 5]가 사용되어 왔지만 본 논문에서는 안착성능 향상을 위하여 상태궤환제어기에 이산 임펄스 신호들을 순차적으로 추가한 형태의 제어기를 사용하고자 한다. 제안하는 안착제어기의 수학적 형태를 쓰면 다음과 같다.

$$u_r(n) = k_x[\hat{x}(n) - x_r] + k_v\hat{v}(n) + k_a\hat{u}(n) - \hat{w}(n) + \phi_0\delta(n) + \phi_1\delta(n-1) + \phi_2\delta(n-2) + \dots + \phi_{N-1}\delta(n-N+1) \quad (10)$$

여기서 x_r 은 목적 트랙의 중앙에 해당하는 위치를 나타낸다. 일반적으로 목적 트랙의 중앙은 원점으로 ($x_r = 0$) 간주된다. 위 식에서 시간의 원점 ($n = 0$)은 가감속 제어 모드가 끝나고 안착 제어 모드가 시작되는 순간을 나타낸다. 신호 $\delta(n)$ 은 원점의 시간에서 1 의 값을 가지고 그 외의 시간에서는 영의 값을 가지는 이산 임펄스 신호를 나타낸다. 결국 식 (10)의 제어기는 안착제어기가 시작되는 시점에서부터 순차적으로 N 개의 임펄스 신호를 인가하는 구조로 되어 있다. 그리고 N 개의 파라미터 $\phi_0, \phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{N-1}$ 는 임펄스 신호들의 진폭으로서 안착성능 향상을 위하여 최적으로 결정되는 설계변수들이다. 상수 k_x, k_v 그리고 k_a 는 극점배치기법에 의하여 결정되는 상태궤환이득을 나타낸다. 외란 토크의 보상을 위하여 외란 토크에 대한 추정치 \hat{w} 가 상태궤환제어기에 포함되어 있다.

다음에는 제안한 (10)의 안착제어기를 사용 시 전체 시스템 응답 특성을 분석하여 N 개의 설계 파라미터 $\phi_0, \phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{N-1}$ 들을 최적으로 결정하는 방법을 제시하고자 한다. 이를 위하여 먼저 (10)의 제어기 형태를 실제의 상태변수 X_s 와 추정오차벡터 \tilde{X}_s 로 표현된 형태로 변형하면 다음과 같다.

$$u_r(n) = k_x[x(n) - (x(n) - \hat{x}(n))] + k_v[v(n) - (v(n) - \hat{v}(n))] + k_a[u(n) - (u(n) - \hat{u}(n))] - [w(n) - (w(n) - \hat{w}(n))] + \phi_0\delta(n) + \phi_1\delta(n-1) + \phi_2\delta(n-2) + \dots + \phi_{N-1}\delta(n-N+1) = K_s[X_s(n) - \tilde{X}_s(n)] + \phi_0\delta(n) + \phi_1\delta(n-1) + \phi_2\delta(n-2) + \dots + \phi_{N-1}\delta(n-N+1) \quad (11a)$$

여기서 벡터 K_s 는 다음과 같이 정의되는 상태궤환이득벡터이다.

$$K_s = [k_x \quad k_v \quad k_a \quad -1 \quad 0] \quad (11b)$$

(11.a)를 (5.a)에 대입하면 다음과 같다.

$$X_s(n+1) = (A_s + B_s K_s)X_s(n) - B_s K_s \tilde{X}_s(n) + B_s[\phi_0\delta(n) + \phi_1\delta(n-1) + \phi_2\delta(n-2) + \dots + \phi_{N-1}\delta(n-N+1)] \quad (12)$$

전 장에서 이미 언급된 바와 같이 디스크 드라이브가 준비과정 이후 정상동작 시 상태변수 추정오차는 항상 영이므로 제안된 제어기에 의한 전체 시스템 응답은 아래 식으로 표현될 수 있다.

$$X_s(n+1) = (A_s + B_s K_s)X_s(n) + B_s[\phi_0\delta(n) + \phi_1\delta(n-1) + \phi_2\delta(n-2) + \dots + \phi_{N-1}\delta(n-N+1)] \quad (13)$$

(13)을 z 변환하여 주파수 영역에서의 시스템 응답을 구하면 다음과 같다.

$$x(z) = H(z)[zX_s(0) + B_s\Delta_1(z)\Phi_1] \quad (14a)$$

여기서 $X_s(0)$ 는 안착제어기가 시작되는 시점에서의 초기 상태변수 값을 나타내고 전달함수 벡터 $H(z)$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$H(z) = C_s(zI - A_s - B_s K_s)^{-1} \quad (14b)$$

그리고 벡터 Φ_1 는 아래와 같이 임펄스 신호들의 진폭 값들로 구성되는 벡터이고 $\Delta_1(z)$ 는 시간 지연 연산자들로 구성되는 벡터이다.

$$\Phi_1 = [\phi_0 \quad \phi_1 \quad \phi_2 \quad \dots \quad \phi_{N-1}]^T \quad \Delta_1(z) = [1 \quad z^{-1} \quad z^{-2} \quad \dots \quad z^{-N+1}] \quad (14c)$$

(14.a)의 우변에서 첫번째 항은 초기 상태변수 값에 의한 시스템 응답을 나타내고 두번째 항은 임펄스 신호에 의한 시스템 응답을 나타낸다. 이것으로부터 시스템 응답 $x(z)$ 의 영점은 상태변수 초기값 $X_s(0)$ 와 임펄스 신호 진폭 Φ_1 에 의하여 결정됨을 알 수 있다. 다음에는 시스템 응답 성능 향상을 위하여 임펄스 신호의 진폭 벡터 Φ_1 를 상태변수 초기값 $X_s(0)$ 에 따라 결정하는 방법을 제시하고자 한다.

(14.a)로부터 N 개의 임펄스 신호를 시스템에 인가하면 시스템 응답에는 N 개의 영점이 추가되어 나타난다는 사실을 알 수 있다. 그리고 생성되는 영점들의 위치는 임펄스 신호의 진폭에 의하여 결정된다. 응답속도가 느린 극점들을 영점에 의하여 효과적으로 소거하면 시스템 응답 성능이 현격하게 향상된다는 것은 이미 알려진 사실이다. 만약 소거하고

자하는 N 개의 극점들의 위치가 $z_0, z_1, z_2, \dots, z_{N-1}$ 인 경우 영점에 의한 극점의 소거를 위해서는 (14.a)에 의하여 다음의 관계가 만족되어야 한다.

$$\begin{aligned} H(z_0)[z_0 X_a(0) + B_a \Delta_1(z_0) \Phi_1] &= 0 \\ H(z_1)[z_1 X_a(0) + B_a \Delta_1(z_1) \Phi_1] &= 0 \\ H(z_2)[z_2 X_a(0) + B_a \Delta_1(z_2) \Phi_1] &= 0 \\ &\vdots \\ H(z_{N-1})[z_{N-1} X_a(0) + B_a \Delta_1(z_{N-1}) \Phi_1] &= 0 \end{aligned} \quad (15)$$

따라서 극점 소거를 위한 임펄스 신호의 진폭은 아래와 같이 선정하면 된다.

$$\Phi_1^* = - \begin{bmatrix} H(z_0) B_a \Delta_1(z_0) \\ H(z_1) B_a \Delta_1(z_1) \\ H(z_2) B_a \Delta_1(z_2) \\ \vdots \\ H(z_{N-1}) B_a \Delta_1(z_{N-1}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} H(z_0) z_0 \\ H(z_1) z_1 \\ H(z_2) z_2 \\ \vdots \\ H(z_{N-1}) z_{N-1} \end{bmatrix} X_a(0) \quad (16)$$

고밀도 데이터 저장을 위하여 트랙 폭이 좁아질수록 외부 충격으로부터 드라이브를 보호하기 위하여 서보 섹터 수가 증가하여야 한다. 결국 샘플링 시간이 점점 짧아지게 되면 (16)에 의하여 결정되는 임펄스 신호의 진폭은 그만큼 증가하게 된다. 만약 진폭이 큰 임펄스 신호가 시스템에 인가 되면 액추에이터의 고주파 진동 모드를 자극하여 불필요한 진동 현상이 유발될 수 있다. 따라서 임펄스 신호의 진폭을 완화할 수 있는 방법이 필요하다. 이를 위하여 개개의 임펄스 신호를 한 샘플동안이 아니라 여러 개의 샘플에 분산하여 인가하면 된다. 만약 각각의 임펄스 신호를 M 개의 샘플에 걸쳐 인가하는 경우 제어기의 형태는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} u_r(n) &= k_x[\hat{x}(n) - x_r] + k_v \hat{v}(n) + k_a \hat{u}(n) - \hat{w}(n) \\ &+ \phi_{M0}[\delta(n) + \delta(n-1) + \dots + \delta(n-M+1)] \\ &+ \phi_{M1}[\delta(n-M) + \delta(n-M-1) + \dots + \delta(n-2M+1)] \\ &+ \phi_{M2}[\delta(n-2M) + \delta(n-2M-1) + \dots + \delta(n-3M+1)] \\ &\vdots \\ &+ \phi_{M,N-1}[\delta(n-(N-1)M) + \delta(n-(N-1)M-1) \\ &\quad + \dots + \delta(n-NM+1)] \end{aligned} \quad (17)$$

이 경우 시스템 응답은 다음과 같이 주어지게 된다.

$$x(z) = H(z)[zX_a(0) + B_a \Delta_M(z) \Phi_M^*] \quad (18a)$$

여기서 벡터 Φ_M^* 과 $\Delta_M(z)$ 은 아래와 같이 정의된다.

$$\Phi_M^* = [\phi_{M0} \quad \phi_{M1} \quad \phi_{M2} \quad \dots \quad \phi_{M,N-1}]^T \quad (18b)$$

$$\Delta_M(z) = (1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-M+1}) \times [1 \quad z^{-M} \quad z^{-2M} \quad \dots \quad z^{-M(N-1)}] \quad (18c)$$

따라서 개개의 임펄스 신호를 여러 개의 샘플에 분산시켜 인

가하는 경우 극점 소거를 위한 진폭은 다음 식으로 결정될 수 있다.

$$\Phi_M^* = - \begin{bmatrix} H(z_0) B_a \Delta_M(z_0) \\ H(z_1) B_a \Delta_M(z_1) \\ H(z_2) B_a \Delta_M(z_2) \\ \vdots \\ H(z_{N-1}) B_a \Delta_M(z_{N-1}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} H(z_0) z_0 \\ H(z_1) z_1 \\ H(z_2) z_2 \\ \vdots \\ H(z_{N-1}) z_{N-1} \end{bmatrix} X_a(0) \quad (19)$$

다음에는 (17)과 (19)와 같이 여러 샘플에 분산하여 임펄스 신호를 인가하면 (13)과 (16)과 같이 한 샘플에 임펄스 신호를 인가하는 경우에 비하여 임펄스 신호의 진폭이 감소함을 입증하고자 한다. 먼저 $N=1$ 의 경우에 대하여 언급한다. 이 경우는 위치 및 속도 응답을 결정하는 쌍 극점 중간에 하나의 실수 영점 $z_0, 0 < z_0 < 1$ 를 배치하여 극점의 영향을 소거하는 경우로서 실제적으로 사용되는 일반적 경우에 해당한다. 이 경우 (16)과 (19)에 의해

$$|\Phi_1^*| = \frac{|z_0 H(z_0) X_a(0)|}{|H(z_0) B_a \Delta_1(z_0)|}, |\Phi_M^*| = \frac{|z_0 H(z_0) X_a(0)|}{|H(z_0) B_a \Delta_M(z_0)|} \quad (20)$$

또한 (14.c)와 (18.c)에 의해 $\Delta_1(z_0) = 1$ 이고 $\Delta_M(z_0) = (1 + z_0^{-1} + \dots + z_0^{-M+1}) > 1$ 이므로 $|\Delta_M(z_0)| > |\Delta_1(z_0)|$ 임을 알 수 있다. 따라서 (20)으로부터 $|\Phi_1^*| > |\Phi_M^*|$ 임을 쉽게 알 수 있다. 다음에는 전류증폭기의 동적특성에 나타나는 극점의 영향 또한 소거하기 위하여 또 다른 실수 영점 $z_1, 0 < z_1 < 1$ 을 추가하는 경우 ($N=2$)로서 이 경우에도 $\|\Phi_1^*\| > \|\Phi_M^*\|$ 가 성립함을 보일 수 있는데 이에 대한 자세한 증명은 부록을 참조하기 바란다.

마지막으로 본 논문과 관련있는 기존의 연구[5,6]에 대하여 소개하고자 한다. 먼저 상태변수 추정오차를 유발하여 극점을 소거하는 기법[5]을 언급한다. 안착제어기 시작 시 추정오차가 강제로 유발되었다고 가정하자. 이 경우 추정오차에 의한 시스템 응답은 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} X_s(n+1) \\ \tilde{X}_s(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A_s + B_s K_s) & -B_s K_s \\ 0 & (A_s - L_s C_s A_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_s(n) \\ \tilde{X}_s(n) \end{bmatrix} \quad (21)$$

(21)에 대하여 z 변환하여 시스템 응답을 구하면 다음과 같다.

$$x(z) = H(z)[zX_a(0) - B_a K_s(zI - A_s + L_s C_s A_s)^{-1} z \tilde{X}_a(0)] \quad (22)$$

이 식으로부터 시스템 응답의 영점들은 상태변수의 초기값 $X_s(0)$ 과 추정오차의 초기값 $\tilde{X}_s(0)$ 에 의하여 결정됨을 알 수 있다. 따라서 추정오차의 초기값을 상태변수 초기값에 따라 적절히 조절하면 응답속도가 느린 극점들을 효과적으로 소거할 수 있다. 그러나 초기상태 변수 중 초기속도 값을 얻기 위해서는 위치 정보에 대한 수치 미분이 필요하고 또한 강제로 유발한 추정오차가 안착제어의 전체적인 동작을 불안하게 만들 수 있다는 단점이 있게 된다. 반면 기존 연구[6]

에서는 속도가 느린 극점 소거를 위하여 안착제어기 시작 시 하나의 임펄스 신호를 인가하는 방법을 사용하였다. 하지만 전력증폭기의 동적 특성, 제어신호 지연의 영향, 그리고 외란 토크의 영향 등 실제적인 여러 요소들이 제어기 설계에 반영되지 않아 극점 소거의 정확성이 떨어지게 된다. 게다가 단일 샘플 동안 임펄스 신호를 인가하여 극점을 소거하다 보면 임펄스 신호의 진폭이 커질 수 있어 액츄에이터의 고주파 진동 모드를 자극하여 공진이 유발될 수도 있다. 결론적으로 기존 연구[6]에서 제시된 제어기는 (17)과 (19)로 구성되는 제어기의 특별한 경우로서 제어기 파라미터들을 $\tau = T_d = 0$ 과 $N = M = 1$ 로 선택한 경우에 해당한다고 볼 수 있다.

IV. 시스템 파라미터 변동에 대한 적응제어

(19)로부터 알 수 있듯이 극점 소거를 위한 임펄스 신호의 진폭 Φ_M^* 를 계산하기 위해서는 시스템 파라미터에 대한 정확한 정보가 필요하다. 실제적으로 VCM 액츄에이터의 가속도 상수는 제작 편차 때문에 드라이브마다 다르게 나타난다. 드라이브에 따른 가속도 상수 변동은 VCM 액츄에이터를 구성하는 영구자석의 세기가 다르기 때문이다. 또한 영구자석의 세기가 동일 드라이브 내에서도 액츄에이터 위치 및 주변 온도에 따라 달라지므로 가속도 상수는 액츄에이터 위치 및 주변 환경에 따라서도 변동한다. 그리고 가속도 상수는 액츄에이터 전류 방향에 따라서도 변동한다는 사실이 관측되었다. 전류 방향에 따른 변동의 원인은 액츄에이터 전류에 의한 자기장이 전류 방향에 따라 영구자석의 세기를 감소 혹은 증가시키기 때문이다. 본 논문에서 제안한 안착제어기가 정확히 극점을 소거하는 기능을 하기 위해서는 이러한 가속도 상수 변동을 감지하여 보상하는 기법이 필요하다. 그럼에도 불구하고 기존 연구[5,6]에서는 제어기 설계 시 이러한 점들이 고려되지 못했다. 본 절에서는 가속도 상수 변동을 측정하고 보상하는 적응제어 기법을 제시하고자 한다.

(3)의 상태방정식에서 액츄에이터 속도 성분에 관한 식만 추출해내면 다음과 같다.

$$v(n+1) - v(n) = K_a [b_1 u(n) + b_2 w(n) + b_3 u_r(n) + b_4 u_r(n-1)] \quad (23a)$$

여기서 파라미터 b_1, b_2, b_3, b_4 들은 아래와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} b_1 &= \tau(1 - e^{-T/\tau}) \\ b_2 &= T \\ b_3 &= T - T_d + \tau(e^{(T - T_d)/\tau} - 1) \\ b_4 &= T_d + \tau(e^{-T/\tau} - e^{-(T - T_d)/\tau}) \end{aligned} \quad (23b)$$

만약 유한 시간 $1 \leq n \leq N$ 동안 상태 변수 $v(n), u(n), w(n), u_r(n)$ 들을 측정하였다고 가정하자. 상태변수 추정오차가 영이므로 $v(n), u(n), w(n)$ 의 데이터는 추정치 $\hat{v}(n), \hat{u}(n), \hat{w}(n)$ 로 대치 가능하다. 이러한 데이터들을 이용하여 가속도 상수에 대한 추정치를 최적으로 결정하고자 한다.

(23)으로부터 각각의 샘플마다 식별 오차를 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$e(n) = \hat{v}(n+1) - \hat{v}(n) - K_a [b_1 \hat{u}(n) + b_2 \hat{w}(n) + b_3 u_r(n) + b_4 u_r(n-1)], \quad 1 \leq n \leq N \quad (24)$$

그러면 (24)의 오차를 제공하여 N 개의 샘플동안 합한 값을 시스템 파라미터 식별을 위한 목적함수로 설정한다.

$$\begin{aligned} J(K_a) &= \sum_{n=1}^N e^2(n) \\ &= \sum_{n=1}^N [\hat{v}(n+1) - \hat{v}(n) - K_a [b_1 \hat{u}(n) + b_2 \hat{w}(n) + b_3 u_r(n) + b_4 u_r(n-1)]]^2 \end{aligned} \quad (25)$$

목적함수를 최소화하는 값을 구하기 위하여 목적함수를 K_a 에 대하여 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial K_a} &= -2 \sum_{n=1}^N [\hat{v}(n+1) - \hat{v}(n)] [b_1 \hat{u}(n) + b_2 \hat{w}(n) + b_3 u_r(n) + b_4 u_r(n-1)] \\ &\quad + 2K_a \sum_{n=1}^N [b_1 \hat{u}(n) + b_2 \hat{w}(n) + b_3 u_r(n) + b_4 u_r(n-1)]^2 \end{aligned} \quad (26)$$

따라서 가속도 상수에 대한 최적의 추정치는 아래와 같이 결정된다.

$$\hat{K}_a = \frac{\sum_{n=1}^N [\hat{v}(n+1) - \hat{v}(n)] [b_1 \hat{u}(n) + b_2 \hat{w}(n) + b_3 u_r(n) + b_4 u_r(n-1)]}{\sum_{n=1}^N [b_1 \hat{u}(n) + b_2 \hat{w}(n) + b_3 u_r(n) + b_4 u_r(n-1)]^2} \quad (27)$$

위에서 언급한 가속도 상수 식별 작업은 드라이브의 전원이 켜질 때마다 수행되는 준비과정에서 이루어진다. 트랙 탐색 동작에서 가속도 상수 추정에 필요한 데이터를 유한 시간 동안 수집하여 (27)의 계산 알고리즘으로 최적의 추정치를 산출하게 된다. 추정의 정확성을 위하여 시스템 입력 값 $u_r(n)$ 이 클 때의 데이터들을 수집하게 되는 데 통상적으로 가속모드를 이용한다. 가속도 상수는 액츄에이터 위치에 따라 변동하므로 몇 개의 대표적인 트랙을 중심으로 추정을 하게 되고 다른 트랙에서의 추정치는 선형 내삽법(Interpolation)에 의하여 근사화된다. 그리고 전류 방향에 따라서도 가속도 상수가 변동하므로 양쪽 전류 방향에 대하여 가속도 상수 값을 추정한다.

가속도 상수 추정을 위한 모든 작업 완료 후에는 추정치 \hat{K}_a 값이 가속도 상수 변동 보상을 위한 적응제어기에 사용된다. 가속도 상수 변동에 대한 적응제어 기법은 그림 2에 묘사되어 있다. 그림 2에서 보는 바와 같이 제어신호를 시스템에 인가하기 전에 대표 가속도 상수 값 K_{nom} 과 추정치 \hat{K}_a 간의 비율을 곱한 이후에 시스템에 인가하면 가속도 상수 변동을 보상하게 된다.

V. 실험결과

본 장에서는 전장에서 제시한 안착제어기의 성능을 실제적으로 검증하기 위하여 상용 제품을 대상으로 실험을 수행하여 얻은 결과를 제시한다.

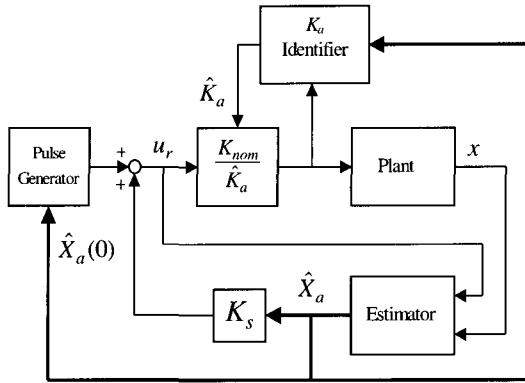


그림 2. 가속도 상수 변동에 대한 적응제어기의 구조.
Fig. 2. Structure of adaptation of controller to the variation in acceleration constant.

실험 대상으로서는 삼성전자의 최신 제품인 3.5 인치 하드 디스크 드라이브를 사용하였다. 디스크 한 장 당 무려 60 GByte 만큼의 데이터를 저장할 수 있고 데이터 트랙의 폭은 0.37 μm 에 불과한 첨단 기술 제품으로서 중요한 사양은 표 1 에 제시되었다. 이 제품의 제어용 PCB 실제 모습은 그림 3 에 나타나 있다. 이 PCB 는 디지털신호처리기 (DSP), VCM 액츄에이터 전력증폭기, 헤드신호 처리장치, 플래쉬 메모리 (Flash Memory) 등으로 구성된다. 개발된 제어 프로그램은 주 컴퓨터로부터 RS232C 직렬 포트를 통하여 플래쉬 메모리로 다운로드되고 디지털신호처리기에 의하여 실행된다.

표 1. 실험용 하드 디스크 드라이브의 사양.

Table 1. The data of disk drive used for experiment.

Capacity	60 GB/Platter	K_a (nominal)	21063 A-rad/sec ²
Disk speed	5,400 RPM	τ	10 μsec
Servo sectors/track	216	T	51.44 μsec
Track density	75,000 TPI	T_d	25 μsec
Track width	0.37 μm	Arm length	0.0499 m

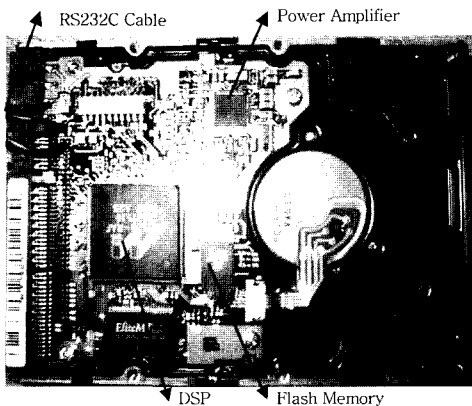


그림 3. 실험에 사용한 하드 디스크 드라이브.
Fig. 3. Hard disk drive used for experiment.

(6)의 상태변수 추정기, (17)의 안착제어기, 그리고 (27)의 가속도 상수 추정 알고리즘 등 모든 제어 알고리즘은 DSP 프로그램으로 구현되었다. 상태변수 추정기의 극점들을 0.3182 $\pm j0.1391$, 0.0057, 0.9629 에 배치하기 위하여 추정 이득을 아래와 같이 설정하였다.

$$L_c = [0.9 \quad 9656.3 \quad 100 \quad 322.3] \quad (28)$$

그리고 상태궤환제어기에 의한 폐루프 시스템 극점을 0.8290 0.5329 $\pm j0.1275$, -0.0144, 1 에 설정하기 위하여 극점배치기법을 사용하여 상태궤환제어기 이득을 결정할 결과는 다음과 같다.

$$K_s = [733.8 \quad 0.3395 \quad 0 \quad 1 \quad 0] \quad (29)$$

이 경우 개루프(Open-Loop) 시스템의 게인 크로스오버 (Gain Crossover) 주파수는 1000 Hz 에 해당하게 된다. 극점 1 은 외란 토크의 동적 특성에 기인한 것으로 상태변수 추정기의 추정 기능에 의하여 적절히 소거될 수 있다. 1 을 제외하고 속도가 가장 느린 극점은 0.8290 이고 이 극점이 시스템의 응답 속도를 떨어뜨리게 된다. 이 극점을 소거하기 위하여 안착제어기 시작 시 하나의 임펄스 신호를 시스템에 인가한다. 그런데 한 샘플 동안 진폭이 큰 임펄스 신호 인가 시 진동 현상을 유발할 수 있으므로 하나의 임펄스 신호를 두 샘플 구간 동안 분산하여 인가하는 방법을 택한다. 결국 (17)에서 $N=1$ 과 $M=2$ 으로 선택한 셈이다. (19)에 의하여 임펄스 신호의 진폭은 아래와 같이 상태변수의 초기값에 따라 결정된다.

$$\phi_{M0}^* = -[1612.8 \hat{x}(0) + 0.261 \hat{v}(0) + 0.0835 \hat{u}(0) + 0.2814 \hat{w}(0) + 0.1979 u_r(-1)] \quad (30)$$

가속도 상수 변동에 대한 적응제어를 위하여 (27)의 가속도 상수 추정 알고리즘을 구현하였고 여기에 필요한 파라미터들의 값은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} b_1 &= 9.94 \times 10^{-6} \\ b_2 &= 51.44 \times 10^{-6} \\ b_3 &= 17.15 \times 10^{-6} \\ b_4 &= 24.35 \times 10^{-6} \end{aligned} \quad (31)$$

가속도 상수 추정 결과를 먼저 제시한다. 14 개의 대표 트랙에서 양쪽 전류 방향으로 가속도 상수를 추정하였다. 그 결과는 그림 4에 나타나 있다. 그림 4에서 가속도 상수는 예상대로 액츄에이터 위치 및 전류 방향에 따라 변동함을 알 수 있다. 안쪽 및 바깥쪽 트랙으로 갈수록 가속도 상수가 감소하는 이유는 영구자석에 의하여 발생하는 자기장의 일부 부분이 VCM 액츄에이터 양끝에서 유실되기 때문이다. 그리고 두 개의 가속도 상수 추정치 곡선은 25000 트랙 근처에서 일치함을 볼 수 있다. 그것은 VCM 액츄에이터 내부 구조 상 25000 트랙 근처에서 전류에 의하여 발생한 자기장이 한 쪽 영구자석의 세기를 감소시키고 한 편 다른 영구자석의 세기는 증가시키기 때문이다. 이러한 가속도 상수 추정 결과는

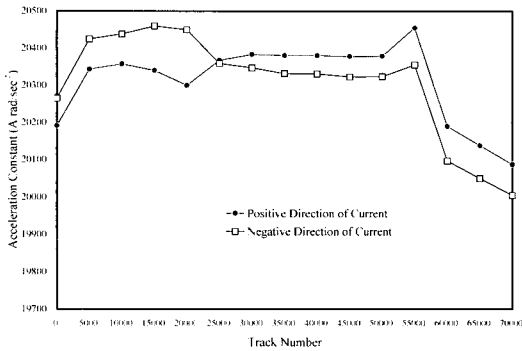


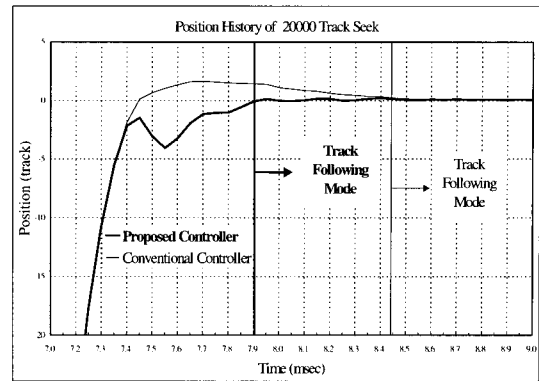
그림 4. 가속도 상수 추정 결과.

Fig. 4. Estimation result for acceleration constant.

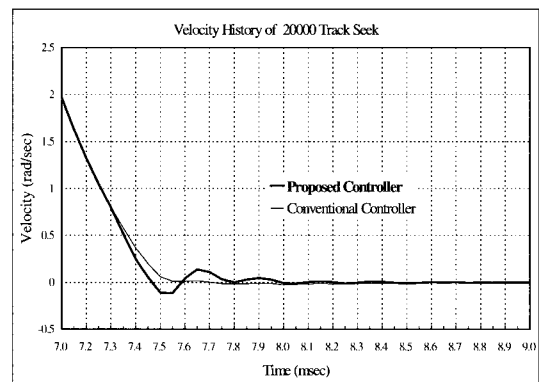
테이블 형태로 저장되어 그림 2에 나타난 바와 같이 가속도 상수 변동을 보정하기 위한 적응제어기에 사용된다.

다음에는 제한한 안착제어기의 우수한 성능을 보여주는 실험 결과를 제시한다. 이를 위하여 탐색 거리가 20000 트랙 인 탐색 동작이 수행되었고 헤드의 위치가 목적 트랙의 17.9 트랙 전이고 헤드의 속도가 1.04 rad/sec 일 때 안착제어기가 시작되도록 하였다. 이 경우 실험결과는 그림 5와 같다. 극점 소거 기능이 없는 기존 상태제환 제어기 사용 시에는 속도가 느린 극점이 시스템의 응답 성능을 좌우하여 오버슈트가 발생하고 안착 시간이 증가함을 알 수 있다. 반면에 극점소거 기능을 수행하는 제안된 제어기를 사용 시에는 느린 극점이 적절히 소거되어 기존 제어기에 비하여 0.55 msec 만큼 안착 시간이 단축되고 있음을 알 수 있다. 그림 6에는 1000 트랙 탐색 인 경우의 실험 결과가 제시되었다. 이 경우에는 헤드의 위치가 목표트랙의 15.6 트랙 전이고 헤드 속도가 1.02 rad/sec 일 때 안착제어기가 시작되도록 하였다. 이 그림 6 으로부터 제안된 제어기 사용 시 0.3 msec 만큼 안착시간이 단축되고 있음을 알 수 있다. 드라이브 동작 시 1 트랙 탐색 이 일어날 가능성이 확률적으로 가장 크므로 1 트랙 탐색의 속도 성능이 전체적인 드라이브의 속도 성능을 좌우하게 된다. 1 트랙 탐색 경우의 실험결과는 그림 7에 제시되었다. 이 그림으로부터 1 트랙 탐색인 경우에도 제안한 제어기를 사용 시 현격하게 (0.55msec) 탐색 시간을 단축할 수 있음을 알 수 있다. 결론적으로 제안한 제어기는 드라이브의 전체적인 속도 성능 및 신뢰성 향상을 위하여 매우 효과적으로 사용될 수 있다고 볼 수 있다.

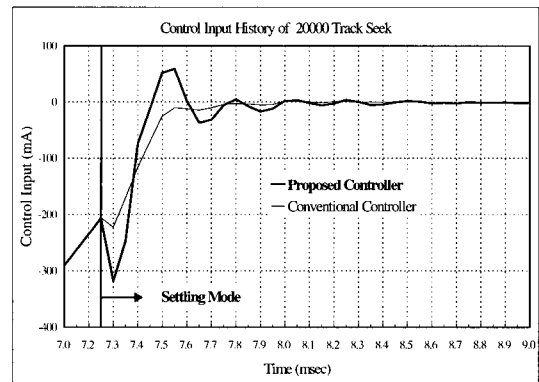
다음에는 기존 연구[6]과의 성능 비교 결과를 제시한다. 기존 연구[6]에서는 단일 임펄스 신호를 시스템에 인가하여 안착성능을 개선하고자 하였지만 임펄스 신호에 의하여 기계적 진동이 유발될 수 있다. 반면 본 논문에서는 기계적 진동을 최소화하기 위하여 단일 임펄스 신호 대신에 여러 샘플에 분산시켜 인가하는 (17)과 (19)의 다중 임펄스 신호를 사용하였다. 20000 트랙 탐색 경우 기존 연구[6]과 비교 실험한 결과를 그림 8에 제시하였다. 그림 (c)의 제어입력 신호를 보면 본 논문의 제어기는 기존 제어기에 비하여 크기가 반으로 감소된 임펄스 신호를 사용하고 있고 그 결과 임펄스 신호 인가 이후에도 기존 제어기에 비하여 진동이 감소함 알 수



(a) 위치



(b) 속도



(c) 제어입력

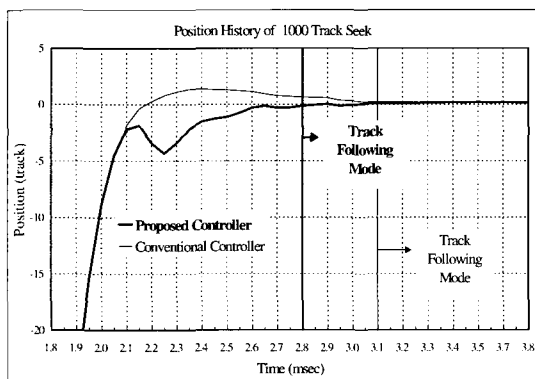
그림 5. 20000 트랙 탐색 경우 안착 응답.

Fig. 5. Settling response in the case of 20000 track seek .

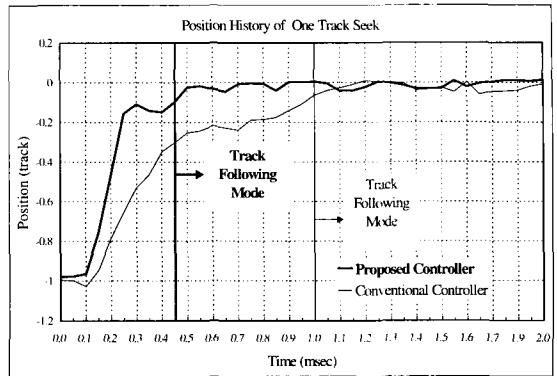
있다. 그리고 그림 (a)로부터 기존 제어기에 비해 위치 응답의 언더슈트(Undershoot)가 감소하고 트랙추종모드(Track-Following Mode)에서의 잔여 진동이 감소함을 알 수 있다. 반면 기존 제어기 사용 시에는 트랙추종모드 진입 후에도 트랙 중심으로부터 10 % 이상의 위치오차 (Off-Track)가 발생하여 드라이브 동작 오류가 일어날 수 있음을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제시된 제어기를 사용하면 기존 제어기에 비하여 좀더 안정적인 안착 응답 성능을 얻을 수 있게 된다.

마지막으로 (27)에 제시된 가속도 상수 추정 알고리즘 및 그림 2의 적응 제어 알고리즘의 효과를 입증하기 위하여 실험한 결과를 제시한다. 액츄에이터의 가속도 상수는 액츄에

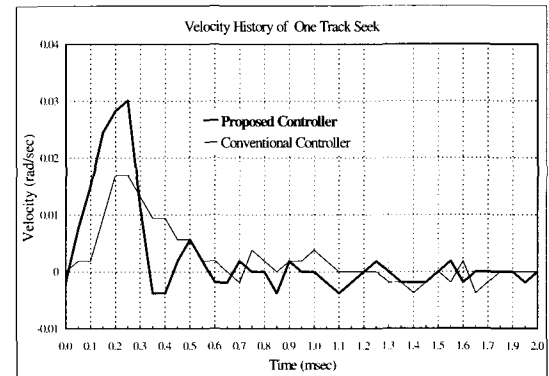
이터의 위치 및 전류 방향에 따라 변동하므로 디스크의 3 개 위치 (안쪽, 중간, 바깥쪽)에서 1000 트랙 만큼의 트랙 탐색 동작을 수행하여 각각 안착 응답을 측정하였고 또한 트랙 탐색 방향이 반대인 경우에도 안착 응답을 측정하였다. 그 측정 결과는 그림 9 에 제시되었다. 그림 (a)는 전진 방향 트랙 탐색 경우 위치 응답을 나타내고 그림 (b)는 후진 방향 트랙 탐색 경우 위치 응답을 나타낸다. 이 그림으로부터 액츄에이터의 위치 및 전류 방향에 상관없이 안착 응답이 거의 동일함을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제시한 가속도 상수 추정 및 보상 알고리즘이 액츄에이터 위치 및 전류 방향에 따른 가속도 상수 변동을 정확하게 추정하고 보상하고 있음을 알 수 있다.



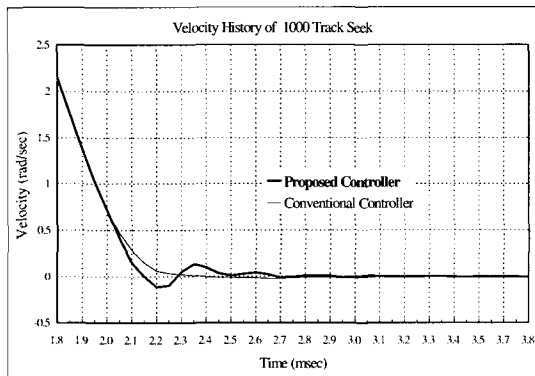
(a) 위치



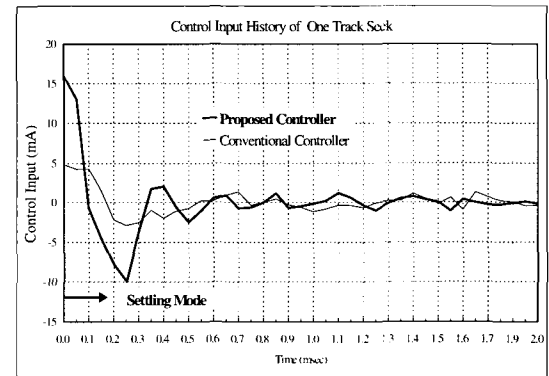
(a) 위치



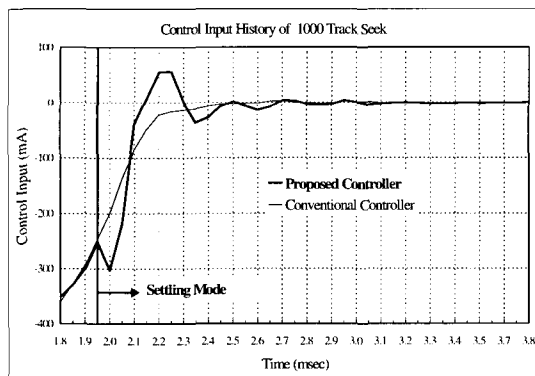
(b) 속도



(b) 속도

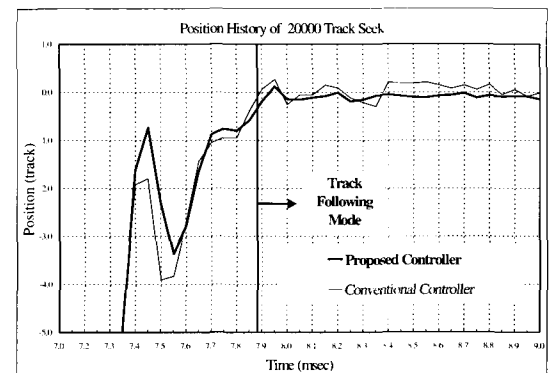


(c) 제어입력



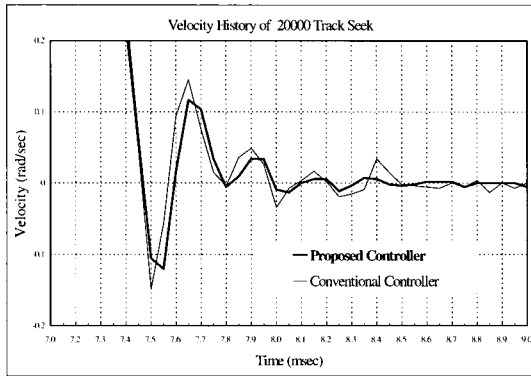
(c) 제어입력

그림 7.1 트랙 탐색 경우 안착 응답.
Fig. 7. Settling response in the case of one track seek.

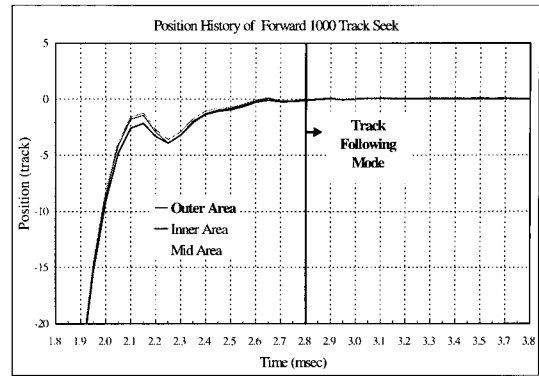


(a) 위치

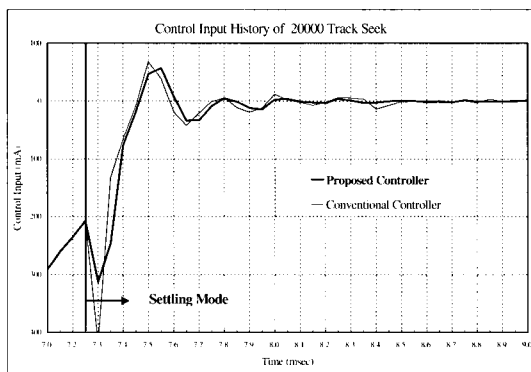
그림 6. 1000 트랙 탐색 경우 안착 응답.
Fig. 6. Settling response in the case of 1000 track seek.



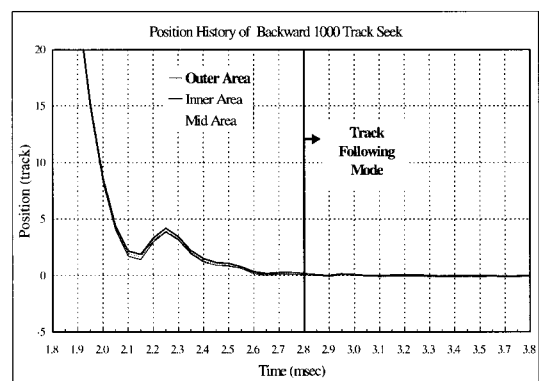
(b) 속도



(a) 전진탐색



(c) 제어입력



(b) 후진탐색

그림 8. 기존 제어기와의 안착 응답 성능 비교.

Fig. 8. Comparison of settling response with conventional controller.

VI. 결론

본 논문에서는 안착시간을 최소화할 수 있는 새로운 안착제어기가 제안되었다. 안착 응답을 빠르게 하기 위하여 시스템에 임펄스 신호를 인가하여 응답을 지연시키는 느린 극점들을 소거하는 방법을 사용하였다. 좀더 정확한 극점 소거를 위하여 전력증폭기의 동적 특성, 제어 신호 지연의 영향, 외란 토크의 영향 등을 제어기 설계 시 반영하였다. 또한 시스템 파라미터 변동에 대한 제어기의 강인성을 확보하기 위하여 가속도 상수 변동을 추정하고 보상하는 적응제어 기법 또한 제안하였다. 그리고 실험을 통하여 제안한 제어기가 드라이브의 속도 성능 및 신뢰성 향상을 위하여 결정적인 기여를 할 수 있음을 실험을 통하여 검증하였다.

본 논문에서 제안한 제어기는 CD-ROM, MODD 등 다른 정보저장장치의 동작 속도 향상에 크게 기여할 수 있다. 액츄에이터의 공진 현상을 방지하기 위하여 액츄에이터의 고주파 진동 모드까지 고려하여 제어기를 설계하는 기법에 대한 연구는 차후에 진행되어야 할 과제이다.

부록

$\|\Phi_i^*\| > \|\Phi_M^*\|$ 에 대한 증명 ($N=2$ 인 경우) >

본 증명에서는 증명의 간결성을 위하여 $M=2$ 인 경우 즉 임펄스 신호를 두 개 샘플에 분산하여 인가하는 경우에 대하여 $\|\Phi_i^*\| > \|\Phi_M^*\|$ 임을 증명한다.

그림 9. 디스크의 안쪽, 중간, 바깥쪽 위치에서의 안착 응답.

Fig. 9. Settling responses at inner area, mid area, and outer area of disk.

먼저 계산을 간단히 하기 위해 다음의 기호를 정의한다.

$$\begin{aligned} G_0 &= H(z_0)B_s, & G_1 &= H(z_1)B_s, \\ F_0 &= H(z_0)z_0X_s(0), & F_1 &= H(z_1)z_1X_s(0) \end{aligned} \tag{A1}$$

그러면 (16)으로부터 다음의 식을 얻는다.

$$\Phi_i^* = -A_i^{-1} F \tag{A2}$$

여기서

$$\begin{aligned} A_i &= \begin{bmatrix} G_0\Delta_1(z_0) \\ G_1\Delta_1(z_1) \end{bmatrix}, & F &= \begin{bmatrix} F_0 \\ F_1 \end{bmatrix}, \\ \Phi_i^* &= \begin{bmatrix} \phi_0^* \\ \phi_1^* \end{bmatrix}, & \Delta_1(z) &= \begin{bmatrix} 1 & z^{-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{A3}$$

또한 (19)로부터 다음의 식을 얻는다.

$$\Phi_M^* = -A_M^{-1} F \tag{A4}$$

여기서

$$\begin{aligned} A_M &= \begin{bmatrix} G_0\Delta_M(z_0) \\ G_1\Delta_M(z_1) \end{bmatrix}, & F &= \begin{bmatrix} F_0 \\ F_1 \end{bmatrix}, \\ \Phi_M^* &= \begin{bmatrix} \phi_{M0}^* \\ \phi_{M1}^* \end{bmatrix}, & \Delta_M(z) &= (1+z^{-1}) \begin{bmatrix} 1 & z^{-2} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{A5}$$

이제

$$\|\Phi_1^*\|^2 - \|\Phi_M^*\|^2 > 0 \quad (A6)$$

임을 보인다. (A2)와 (A4)에 의해

$$\begin{aligned} \|\Phi_1^*\|^2 - \|\Phi_M^*\|^2 &= F^T M F, \\ M &= (A_1^{-1})^T A_1^{-1} - (A_M^{-1})^T A_M^{-1} \end{aligned} \quad (A7)$$

이 식으로부터 알 수 있듯이 $M > 0$ 즉 M 이 positive definite 임을 보이기만 하면 (A6)에 대한 증명이 끝난다. (A3)과 (A5)로부터

$$\begin{aligned} A_1^{-1} &= H_1^{-1} \begin{bmatrix} G_1 z_1^{-1} & -G_0 z_0^{-1} \\ -G_1 & G_0 \end{bmatrix}, \\ H_1 &= G_0 G_1 (z_1^{-1} - z_0^{-1}) \end{aligned} \quad (A8)$$

$$\begin{aligned} A_M^{-1} &= H_M^{-1} \begin{bmatrix} G_1(1+z_1^{-1})z_1^{-2} & -G_0(1+z_0^{-1})z_0^{-2} \\ -G_1(1+z_1^{-1}) & G_0(1+z_0^{-1}) \end{bmatrix}, \\ H_M &= H_1(1+z_0^{-1})(1+z_1^{-1})(z_1^{-1}+z_0^{-1}) \end{aligned} \quad (A9)$$

(A7)-(A9)로부터

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{12} & M_{22} \end{bmatrix} \quad (A10)$$

여기서

$$\begin{aligned} M_{11} &= H_1^{-2} G_1^2 (1+z_1^{-2}) - H_M^{-2} G_1^2 (1+z_1^{-1})^2 (1+z_1^{-4}) \\ M_{12} &= -H_1^{-2} G_0 G_1 (1+z_0^{-1} z_1^{-1}) \\ &\quad + H_M^{-2} G_0 G_1 (1+z_0^{-1})(1+z_1^{-1})(1+z_0^{-2} z_1^{-2}) \\ M_{22} &= H_1^{-2} G_0^2 (1+z_0^{-2}) - H_M^{-2} G_0^2 (1+z_0^{-1})^2 (1+z_0^{-4}) \end{aligned} \quad (A11)$$

행렬 M 이 positive definite 임을 보이기 위해서는 다음 식이 성립함을 보이면 된다.

$$M_{11} > 0, \det(M) = M_{11} M_{22} - M_{12}^2 > 0 \quad (A12)$$

먼저 $M_{11} > 0$ 임을 보인다. $z_0^{-1} > 1, z_1^{-1} > 1$ 인 점에 주목하면 (A8), (A9), (A11)과 에 의해

$$\begin{aligned} M_{11} &= H_1^{-2} G_1^2 (1+z_1^{-2}) - H_M^{-2} G_1^2 (1+z_1^{-1})^2 (1+z_1^{-4}) \\ &= H_M^{-2} G_1^2 (1+z_1^{-1})^2 \\ &\quad \times \left\{ (1+z_0^{-1})^2 (1+z_1^{-2})(z_0^{-1}+z_1^{-1})^2 - (1+z_1^{-4}) \right\} \\ &> H_M^{-2} G_1^2 (1+z_1^{-1})^2 \left\{ (1+z_0^{-1})^2 (1+z_1^{-2})^2 - (1+z_1^{-4}) \right\} \\ &> 0 \end{aligned} \quad (A13)$$

이제 $\det(M) > 0$ 임을 보인다. (A10)-(A11)에 의해

$$\begin{aligned} \det(M) &= H_1^{-4} G_0^2 G_1^2 D_1 + H_M^{-4} G_0^2 G_1^2 D_2 \\ &\quad - H_1^{-2} H_M^{-2} G_0^2 G_1^2 D_3 \end{aligned} \quad (A14)$$

여기서

$$\begin{aligned} D_1 &= (1+z_0^{-2})(1+z_1^{-2}) - (1+z_0^{-1} z_1^{-1})^2 \\ D_2 &= (1+z_0^{-4})(1+z_1^{-4})(1+z_0^{-1})^2 (1+z_1^{-1})^2 \\ &\quad - (1+z_0^{-2} z_1^{-2})^2 (1+z_0^{-1})^2 (1+z_1^{-1})^2 \\ D_3 &= (1+z_0^{-2})(1+z_1^{-4})(1+z_1^{-1})^2 \\ &\quad + (1+z_1^{-2})(1+z_0^{-4})(1+z_0^{-1})^2 \\ &\quad - 2(1+z_0^{-1})(1+z_1^{-1})(1+z_0^{-1} z_1^{-1})(1+z_0^{-2} z_1^{-2}) \end{aligned} \quad (A15)$$

한편 복잡한 계산과정을 거치면 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} D_1 &= (z_0^{-1} - z_1^{-1})^2 \\ D_2 &= (1+z_0^{-1})^2 (1+z_1^{-1})^2 (z_0^{-1} + z_1^{-1})^2 (z_0^{-1} - z_1^{-1})^2 \\ D_3 &= (z_0^{-1} - z_1^{-1})^2 \\ &\quad \times \left\{ 2 + (z_0^{-1} + z_1^{-1} + z_0^{-2} + z_1^{-2} + z_0^{-1} z_1^{-1})^2 + z_0^{-2} z_1^{-2} (1+z_0^{-1} + z_1^{-1})^2 \right\} \end{aligned} \quad (A16)$$

(A14), (A16)과 (A9)에 의해

$$\begin{aligned} \det(M) &= H_M^{-4} G_0^2 G_1^2 (1+z_0^{-1})^4 (1+z_1^{-1})^4 (z_0^{-1} + z_1^{-1})^4 (z_0^{-1} - z_1^{-1})^2 \\ &\quad + H_M^{-4} G_0^2 G_1^2 (1+z_0^{-1})^2 (1+z_1^{-1})^2 (z_0^{-1} + z_1^{-1})^2 (z_0^{-1} - z_1^{-1})^2 \\ &\quad - H_M^{-4} G_0^2 G_1^2 (1+z_0^{-1})^2 (1+z_1^{-1})^2 (z_0^{-1} + z_1^{-1})^2 (z_0^{-1} - z_1^{-1})^2 \left\{ 2 + \right. \\ &\quad \left. (z_0^{-1} + z_1^{-1} + z_0^{-2} + z_1^{-2} + z_0^{-1} z_1^{-1})^2 + z_0^{-2} z_1^{-2} (1+z_0^{-1} + z_1^{-1})^2 \right\} \end{aligned} \quad (A17)$$

따라서

$$\begin{aligned} R &= H_M^{-4} G_0^2 G_1^2 (1+z_0^{-1})^2 (1+z_1^{-1})^2 (z_0^{-1} + z_1^{-1})^2 (z_0^{-1} - z_1^{-1})^2 \\ P &= z_0^{-1} + z_1^{-1} + z_0^{-2} + z_1^{-2} + z_0^{-1} z_1^{-1}, \\ Q &= z_0^{-1} z_1^{-1} (1+z_0^{-1} + z_1^{-1}) \end{aligned} \quad (A18)$$

로 정의하고 $z_0^{-1} > 1, z_1^{-1} > 1$ 인 점에 주목하면 (A17)로부터 다음의 관계를 얻을 수 있다.

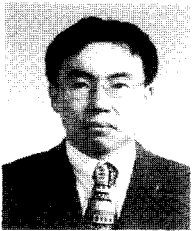
$$\begin{aligned} \det(M) &= R \left\{ (1+z_0^{-1})^2 (1+z_1^{-1})^2 (z_0^{-1} + z_1^{-1})^2 + 1 \right. \\ &\quad \left. - 2 - (z_0^{-1} + z_1^{-1} + z_0^{-2} + z_1^{-2} + z_0^{-1} z_1^{-1})^2 \right. \\ &\quad \left. - z_0^{-2} z_1^{-2} (1+z_0^{-1} + z_1^{-1})^2 \right\} \\ &= R \left\{ (P+Q)^2 - (1+P^2+Q^2) \right\} = (2PQ-1)R \\ &> 0 \end{aligned}$$

따라서 증명이 완료된다.

참고문헌

- [1] L.-S. Fan, H. H. Ottesen, T. C. Reiley, and R. W. Wood (1995), "Magnetic recording head positioning at very high track densities using a Microactuator-based Two-stage servo system", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 42, No. 3, pp. 222-233, June 1995.
- [2] Y. Xiong, S. Weerasooriya, and T.-S. Low, "Improved discrete proximate time optimal controller of a disk drive actuator", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 32, No. 5, pp. 4010-4012, Sep. 1996.
- [3] R. K. Oswald, "Design of a disk file Head-positioning servo", *IBM J. of Res. & Develop.*, Nov. 1974.

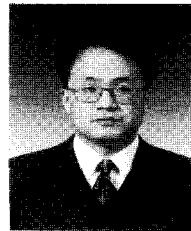
- [4] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley, 1990.
- [5] T. Yamaguchi, K. Shishida, S. Tohyama, and H. Hirai, "Mode switching control design with initial value compensation and Its application to head positioning control on magnetic disk drives," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 43, No. 1, pp. 65-73, February 1996.
- [6] Z. Liu, "Minimizing settling time in a disc drive servo system," US Patent 6, 166, 876, December 2000.
- [7] 강창익, 추상훈, "디스크 드라이브의 탐색시간 단축제어", 제어·자동화시스템공학논문지, 제 8 권, 제 2 호, pp. 104-112, 2002.
- [8] H. S. Lee, "Controller optimization for minimum position error signals of hard disk drive," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 5, pp. 945-950, October 2001.



강 창 익

1967년 3월 25일 생. 1989년 서울대학교 제어계측공학과(공학사). 1991년 서울대학교 제어계측공학과(공학석사). 1995년 서울대학교 제어계측공학과(공학박사). 1995년 삼성전자 스토리지 시스템 사업부 선임연구원. 1999년~현재 제주

대학교 해양계측공학과 조교수. 관심분야는 비선형제어, 스토리지 시스템 제어, 소나신호처리.



김 창 환

1965년 11월 13일 생. 1988년 서울대학교 제어계측공학과(공학사). 1990년 서울대학교 제어계측공학과(공학석사). 1995년 서울대학교 제어계측공학과(공학박사). 1995년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 선임연구원. 1999년~현재

대전대학교 컴퓨터정보통신공학부 조교수. 관심분야는 비선형제어 및 응용, 전기기제어.

임 충 혁

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제 8 권 11 호 참조