

디스크 드라이브의 탐색시간 단축제어

Control for Seek Time Reduction in Disk Drives

강창익, 추상훈

(Chang-Ik Kang and Sang-Hun Chu)

Abstract : Controllers for acoustic noise reduction in disk drives have been developed but they have slower seek time performance than time-optimal controllers. We propose a new seek servo controller that has acoustic noise reduction benefit and faster seek time performance than conventional controllers. The proposed controller is designed to make sure that head is moved with maximized acceleration and deceleration under the voltage limitation imposed on head-positioning motor and so it provides faster seek time than conventional controllers designed by considering the current limitation. The experimental results using a commercially available disk drive confirm that the use of the proposed controller results in faster seek time than conventional controllers for acoustic noise reduction.

Keywords : disk drives, seek servo controller, acoustic noise, seek time, voltage limitation

I. 서론

디스크 드라이브에서 트랙탐색이란 데이터를 읽거나 쓰기 위하여 헤드를 가능한 신속하게 목적 트랙으로 이동시키는 것으로 이러한 운동시간을 탐색시간이라고 부른다. 디스크 드라이브의 전체적인 데이터 처리 속도를 향상시키기 위해서는 헤드의 탐색시간 단축이 절대적으로 중요하며 최근 시판되고 있는 디스크 드라이브의 평균탐색시간은 9msec 이내이다.

탐색시간 단축을 위하여 최적시간제어기(Time-Optimal Controller)[1]-[3]가 널리 사용되어 왔지만 직각과 형태의 가속도 곡선에 의한 급격한 가속속도로 인하여 기계적 진동이 생기고 소음이 심하다는 단점이 있었다. 이러한 소음은 사용자에게 불편한 환경을 제공하게 되므로 기계적 소음을 저감하기 위한 제어기들이 개발되어 왔고 이러한 제어기들은 탐색시간을 다소 희생하더라도 급격하게 변하는 가속도 곡선 대신에 부드러운 가속도 운동 곡선을 사용하여 기계적 소음 및 진동을 저감하고자 하였다[4]-[6].

기존 연구[4]에서는 가속도의 시간에 대한 미분치에 해당하는 저크(Jerk)를 최소화하는 가속도 곡선을 수학적으로 유도하여 사용함으로써 소음을 저감하였고 기존 연구[5]에서는 1-cosine 형태의 수식을 가지는 가속도 곡선을 사용하여 노트북 컴퓨터 용 디스크 드라이브의 소음을 저감하고자 하였다. 반면에 기존 연구[6]에서는 순수한 정현파 형태의 가속도 곡선을 채택하여 고주파 가속도 성분을 가능한 한 억제하고 기계적 소음 및 진동을 저감하고자 하였다. 기존 연구[6]에서 제안된 정현파 형태의 가속도 곡선을 사용한 소음저감 제어기를 사용하면 직각과 형태의 가속도 곡선을 사용하는 최적시간제어기에 비하여 현격하게 (약 4dB) 소음을 저감할 수 있으며 저크를 최소화하는 가속도 곡선을 사용한 소음저감 제어기[4]에 비해서 가속도의 고주파 성분을

저감할 수 있다. 그리고 1-cosine 형태의 가속도 곡선을 사용한 소음저감 제어기[5]에 비하여 탐색시간이 빠르지만 최적 시간제어기에 비해서는 6% 정도 느리다.

본 연구에서는 기존의 소음저감 제어기[4]-[6]의 탐색시간 성능을 보완하기 위하여 소음을 저감하면서도 9msec 이내의 평균탐색시간 성능을 낼 수 있는 새로운 탐색시간단축 제어기를 제안하고자 한다. 기존 소음저감 제어기 연구에서는 전동기 구동장치에 공급되는 전압의 제한 값과 헤드의 운동속도에 대한 제한 값을 고려하여 가속도 곡선을 설계하였지만 탐색거리에 따라 전동기 구동전류의 진폭이 일정하여 결과적으로는 전압제한 대신에 전류제한을 고려한 셈이 된다. 결국 기존 연구에서 설계한 가속도 곡선은 헤드의 운동속도 제한에 걸리는 경우에는 탐색시간 측면에서 최적의 해가 되지만 속도제한에 걸리지 않은 경우에는 탐색시간을 줄일 수 있는 여분을 가지고 있다.

본 연구에서는 전동기 구동 전압제한 하에서 허용될 수 있는 최대의 전류진폭을 탐색거리에 따라 구하여 속도제한이 걸리지 않은 경우에도 탐색시간을 최소화하는 가속도 곡선을 설계하는 방법을 제시하였다. 그리고 비례이득제어기와 전치피드백(Feed-Forward) 제어기로 구성된 위치추종제어기를 설계하여 헤드가 설계된 가속도 곡선을 따라 운동하도록 하였다. 그리고 제어기 구현 시에 이산적 정현파 신호 생성을 위하여 일반적으로 참조테이블(Look-Up Table)을 사용하지만 본 연구에서는 메모리 절약을 위하여 순차적 연산에 의한 이산적 정현파 신호 자동 생성 알고리즘을 사용하였다. 그리고 실험을 통하여 본 연구에서 제안된 탐색시간단축 제어기를 사용하면 기존의 소음저감 제어기에 비하여 6% 정도 탐색시간을 단축할 수 있음을 실험을 통하여 입증하고 확인하였다.

II. 소음저감제어

1. 디스크 드라이브 시스템 구성

디스크 드라이브의 기계적 부분은 그림 1과 같이 크게 디스크, 디스크 회전용 스피들 전동기, 헤드 위치 조절을 위한

회전형 음성코일전동기(Rotary Voice Coil Motor; 이하 VCM 이라 칭함), 헤드장치로 나눌 수 있다.

자성물질이 입혀져 있는 디스크 위에는 동심원 형태의 수많은 데이터 트랙들이 밀집하여 있고 스피들 전동기에 의하여 5400 혹은 7200RPM 속도로 디스크가 회전하게 되면 헤드에 의하여 순차적으로 데이터를 쓰거나 읽게 된다. 각각의 데이터 트랙은 동일한 각도로 분포하는 수백 개의 섹터(Sector)로 구성된다. 헤드는 디스크 위에서 미소 크기(μ -inch 단위)만큼 부상하여 자계를 이용하여 데이터를 읽거나 쓰게 되며 VCM에 연결된 팔과 서스펜션(Suspension)에 의하여 지지된다. 그리고 영구자석과 코일로 구성된 VCM에서 발생하는 토크에 의하여 헤드가 디스크 상에서 이동하게 된다.

기계적 시스템 뒷면에는 디스크 상에서 헤드의 위치를 정밀하게 제어하기 위한 제어용 회로 보드가 부착되어 있고 통상 제어 알고리즘 구현을 위한 디지털신호처리기(DSP), 헤드신호 처리장치, 전동기 구동장치로 구성된다. 그리고 헤드의 위치제어에 필요한 위치정보는 디스크 드라이브 제조과정에서 데이터 트랙의 섹터마다 기록이 되며 헤드에 의하여 읽혀서 사용된다.

VCM 코일에 전류를 공급하게 되면 고정된 영구자석과의 자계 상호작용에 의하여 토크가 발생하게 되는데 고주파 특성 및 비선형 성분을 무시하여 VCM의 동적 방정식을 구하면 아래 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} M \frac{d^2x}{dt^2} &= K_t i + K_l w \\ L \frac{di}{dt} + Ri + K_e v &= u \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, 변수 x, v, i, u 는 전동기의 회전위치, 회전 속도, VCM 코일에 공급된 전류, VCM코일에 인가된 전압을 각각 나타낸다. 그리고 변수 w 는 헤드장치와 제어용 회로 보드를 연결해주는 케이블의 탄성력에 의해 야기되는 외란을 나타낸다. 또한 상수 M, K_t, L, R, K_e 는 각각 전동기의 회전관성모멘트, 토크 상수, 코일의 인덕턴스, 코일의 저항, 역기전력

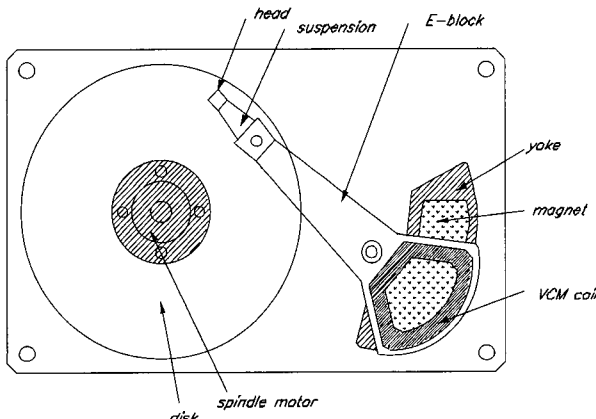


그림 1. 디스크 드라이브의 기계적 시스템 구성.
Fig. 1. Configuration of mechanical system of disk drive.

상수를 나타낸다.

2. 소음저감 제어알고리즘

디스크 드라이브에서 헤드의 위치 제어는 트랙탐색제어(Track Seek Control)와 트랙추종제어(Track Following Control)로 나눌 수 있다[7]. 헤드를 현재 트랙에서 원하는 목적 트랙으로 가능한 신속하게 이동시키기 위하여 트랙탐색제어가 사용되고 외부의 외란이 존재하더라도 헤드가 항상 목적 트랙의 정중앙에서 동작하도록 하기 위하여 트랙추종제어가 사용된다. 헤드를 목적 트랙으로 이동시키는데 소요되는 시간을 트랙탐색시간이라고 부르며 디스크 드라이브의 전체적인 데이터 처리 속도를 향상시키기 위해서는 트랙탐색시간 단축이 매우 중요하다.

트랙탐색시간을 단축하기 위하여 기존 디스크 드라이브에서는 최적시간 제어기(Time-Optimal Controller)가 활발하게 사용되어 왔다[1]-[3]. 그런데 이 제어방법은 전동기 구동장치에서 허용하는 범위내에서 최대로 가속했다가 최대로 감속하는 직각과 형태의 가속도 곡선을 채택한 방법으로서 급가감속에 의한 가속도의 고주파 성분이 기계적 진동을 유발하여 드라이브 사용자가 원하지 않은 소음이 커진다는 단점을 가지고 있다.

따라서 직각과 형태의 가속도 곡선 대신에 부드러운 형태의 가속도 곡선을 사용함으로써 탐색시간을 다소 희생하더라도 소음을 저감하기 위한 제어기 설계에 관한 연구 또한 진행되어 왔다[4]-[6]. 이러한 부드러운 형태의 가속도 곡선으로는 가속도의 시간 미분치에 해당하는 저크가 최소화된 곡선[4], 1-cosine 함수로 주어지는 곡선[5], 순수한 정현과 형태의 곡선[6] 등이 제안되었는데 본 절에서는 정현과 형태의 가속도 곡선을 사용한 기존 연구[6]의 결과에 대하여 간략하게 소개하고자 한다.

기존의 소음저감을 위한 연구[6]에서는 헤드가 트랙탐색시 가속도의 고주파 성분을 최소화하여 기계적 소음을 저감하고자 다음 식으로 표현되는 정현과 형태의 가속도 곡선을 사용하였다.

$$a(t) = \frac{K_t}{M} I_m \sin\left(\frac{2\pi}{T_{sk}} t\right) \quad (2)$$

여기서, I_m 과 T_{sk} 은 각각 VCM 코일에 공급된 전류의 진폭과 헤드의 탐색시간을 나타낸다. 이 가속도 곡선에 상응하는 속도 및 위치 곡선은 가속도 곡선을 연속적으로 적분하여 다음 (3)과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} v(t) &= \int_0^t a(\tau) d\tau = \frac{K_t}{M} I_m \frac{T_{sk}}{2\pi} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T_{sk}} t\right) \right] \\ x(t) &= \int_0^t v(\tau) d\tau = \frac{K_t}{M} I_m \frac{T_{sk}}{2\pi} \left[t - \frac{T_{sk}}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{T_{sk}} t\right) \right] \end{aligned} \quad (3)$$

그리고 (1), (2), 그리고 (3)으로부터 전동기 코일에 인가되는 전압은 아래와 같이 주어지게 된다.

실제로 VCM 구동장치에 의하여 코일에 인가되는

$$u(t) = LI_m \frac{2\pi}{T_{sk}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{sk}}t\right) + RI_m \sin\left(\frac{2\pi}{T_{sk}}t\right) + \frac{K_e K_t}{M} I_m \frac{T_{sk}}{2\pi} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T_{sk}}t\right)\right] \quad (4)$$

전압과 헤드의 운동 속도에는 제한 값이 설정되는데 (2)의 전류 진폭 I_m 은 이러한 전압 제한값과 헤드의 속도 제한 값에 의하여 아래와 같이 결정되었다.

$$I_m = \frac{\sqrt{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 16\beta}}}{2\sqrt{2LK_t}} \quad (5a)$$

여기서 α 와 β 는 각각

$$\begin{aligned} \alpha &= 2LK_e K_t M V_m^2 - R^2 M^2 V_m^2 \\ \beta &= U_m (U_m - K_e V_m) M^2 V_m^2 L^2 K_t^2 \end{aligned} \quad (5b)$$

으로 정의된 상수이며 U_m 은 VCM 구동장치에 의하여 코일에 인가될 수 있는 최대 전압을 나타내고 V_m 은 헤드가 제어에 필요한 위치 정보를 정확하게 읽기 위해서 설정된 헤드의 속도 제한값을 나타낸다. 전류의 진폭이 (5)로 결정되기까지의 중간 과정은 다음 장에서 설명하고자 한다.

(2), (3), (5)로 주어지는 정현파 형태의 가속도 곡선을 사용한 소음저감 제어기를 구현하여 트랙탐색 시 기계적 소음을 측정된 결과 기존 직각과 형태의 가속도 곡선을 사용한 최적시간 제어기 경우에 비하여 현격하게 (약 4dB) 기계적 소음을 저감할 수 있었지만 탐색시간이 최적시간 제어기 경우에 비해 6% 정도 증가하는 문제가 발생하였다. 다음 장에서는 이러한 탐색시간 지연 문제를 해결하는 방법을 제시하고자 한다.

III. 탐색시간 단축제어

1. 탐색시간 최소화 가속도 곡선 설계

전 장에서도 언급이 되었지만 VCM 구동장치에 의하여 코일에 인가되는 전압의 크기에는 실제적으로 제한을 두게 되므로 (예를 들어 $|u(t)| < U_m$) 코일에 흐르는 전류의 진폭 I_m 또한 제한을 받게 된다. 본 절에서는 탐색시간을 최소화하기 위하여 주어진 전압 제한 하에서 허용될 수 있는 최대의 전류진폭을 결정하여 전 장에서 소개한 기존 소음저감 제어기의 탐색시간 성능을 개선하고자 한다.

이를 위하여 먼저 (3)에 의하여 탐색거리는

$$X_{sk} = x(T_{sk}) = \frac{K_t I_m T_{sk}^2}{M 2\pi} \quad (6)$$

으로 표현되므로 탐색거리 X_{sk} 와 탐색시간 T_{sk} 사이의 관계는 다음과 같이 주어진다

$$T_{sk} = \sqrt{\frac{2\pi M X_{sk}}{K_t I_m}} \quad (7)$$

그러면 (7)를 이용하여 (4)의 VCM 코일 전압식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$u(t) = \sqrt{\frac{2\pi L^2 K_t I_m^3}{M X_{sk}}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{sk}}t\right) + RI_m \sin\left(\frac{2\pi}{T_{sk}}t\right) + \sqrt{\frac{K_e^2 K_t X_{sk} I_m}{2\pi M}} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T_{sk}}t\right)\right] \quad (8)$$

그리고 삼각함수 정리를 이용하여 탐색시간 동안 VCM코일 전압의 최대치는

$$\begin{aligned} \max_{0 \leq t \leq T_{sk}} u(t) &= \sqrt{\frac{K_e^2 K_t X_{sk} I_m}{2\pi M}} \\ &\quad + \sqrt{R^2 I_m^2 + \left(\sqrt{\frac{2\pi L^2 K_t I_m^3}{M X_{sk}}} - \sqrt{\frac{K_e^2 K_t X_{sk} I_m}{2\pi M}}\right)^2} \\ &= \sqrt{\frac{K_e^2 K_t X_{sk} I_m}{2\pi M}} \\ &\quad + \sqrt{\frac{2\pi L^2 K_t I_m^3}{M X_{sk}} + \frac{R^2 M - 2LK_e K_t}{M} I_m^2 + \frac{K_e^2 K_t X_{sk} I_m}{2\pi M}} \end{aligned} \quad (9)$$

와 같이 구할 수 있다.

전압 제한 하에서 허용되는 전류 진폭 I_m 의 최대값은 (9)의 전압 최대치가 전압 제한 값(U_m)과 일치하는 경우의 전류 진폭 값에 해당한다. 이러한 전류 진폭은

$$\begin{aligned} &\frac{4\pi^2 K_t^2 L^4}{M^2 X_{sk}^2} I_m^6 + \frac{4\pi K_t L^2 (R^2 M - 2LK_e K_t)}{M^2 X_{sk}} I_m^5 \\ &+ \frac{(R^2 M - 2LK_e K_t)^2}{M^2} I_m^4 - \frac{4\pi K_t L^2 U_m^2}{M X_{sk}} I_m^3 \\ &- \frac{2(R^2 M - 2LK_e K_t) U_m^2}{M} I_m^2 - \frac{2K_e^2 K_t X_{sk} U_m^2}{\pi M} I_m \\ &+ U_m^4 = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

으로 주어지는 6차 방정식을 풀어서 구할 수 있음을 약간의 중간 계산을 통하여 알 수 있다. 그리고 이에 해당하는 탐색시간 T_{sk} 는 (7)에 의하여 결정된다.

그런데 (10)의 6차 방정식의 계수들은 탐색거리 X_{sk} 에 의하여 결정되므로 전압 제한하에서 허용되는 최대의 전류 진폭은 탐색거리에 따라 변동하게 된다. 반면에 기존 소음저감 제어기인 경우에는 전류 진폭이 탐색거리에 상관없이 (5)와 같이 일률적으로 결정되고 있으므로 기존 소음저감 제어기는 탐색시간 측면에서 최적의 해가 아님을 알 수 있다. 다음에는 (5)의 기존 소음저감 제어기의 전류 진폭이 결정되기까지의 중간과정에 대하여 언급하고자 한다.

헤드의 위치제어를 위하여 디스크 드라이브 생산과정에서 위치 정보를 데이터 트랙의 섹터마다 기록하고 있는 데 실제 동작시 헤드의 운동속도가 지나치게 큰 경우 제어에 필요한 위치정보를 정확하게 읽기 어려워지므로 헤드의 속도에 제한값을 설정하고 있다(예를 들어 $|v(t)| < V_m$).

이러한 헤드의 속도제한을 고려하기 위하여 먼저 (3)의 속도식과 (7)의 탐색시간과 탐색거리 관계식으로부터 탐색 시간 동안 헤드 속도의 최대치는

$$v(T_{sk}/2) = \frac{K_t I_m T_{sk}}{M\pi} = \sqrt{\frac{2K_t I_m X_{sk}}{M\pi}} \quad (11)$$

으로 주어짐을 알 수 있다. 따라서

$$\frac{2K_t I_m X_{sk}}{M\pi} = V_m^2 \quad (12)$$

관계가 성립하는 탐색거리부터는 헤드 속도제한($|v(t)| < V_m$)에 걸리기 시작하므로 가속과 감속 사이에 등속구간을 삽입하여 헤드속도가 제한 값을 넘지 않도록 하여야 한다.

속도제한에 걸리기 시작하는 탐색거리인 경우, 즉 (12)가 성립하는 탐색거리인 경우 (10)의 6차 방정식은 아래와 같은 4차 방정식이 된다.

$$\left(\frac{4L^2 K_t^2}{M^2 V_m^2} I_m^4 + \frac{R^2 M - 2LK_e K_t}{M} I_m^2 - U_m^2 + K_e U_m V_m \right)^2 = 0 \quad (13)$$

위의 4차방정식의 해를 구하면 (5)와 같아짐을 약간의 중간 계산을 통하여 알 수 있다.

결국 기존 소음저감 제어기에서는 탐색거리에 상관없이 (5)로 표현되는 전류 진폭을 사용하고 있으므로 실제적으로 주어지는 전압 제한대신에 전류 제한을 고려한 결과가 되고 속도제한에 걸리는 탐색거리에 한하여 탐색시간 측면에서 최적이고 그 이하의 탐색거리에 대해서는 최적이 되지 못한다는 사실을 알 수 있다.

2. 위치 제어기 설계

본 절에서는 전 절에서 설계한 탐색시간 최소화 가속도 곡선에 따라 헤드가 운동하도록 제어하는 위치 제어기를 설계하고자한다.

디스크 위에서 헤드의 위치정보는 트랙 방향으로 섹터마다 기록되어 디스크 회전에 의해 일정한 시간간격마다 헤드에 의하여 읽혀져서 얻어지므로 헤드의 위치제어시스템은 이산제어시스템이 된다[8]-[10]. 따라서 (2)와 (3)으로 주어지는 연속시간 곡선을 이산화하는 과정이 필요하다.

이러한 이산화 과정에 앞서 실제 구현 시 편리성을 위하여 (7)을 이용하여 (2)와 (3)으로 표현되는 가속도, 속도, 위치 곡선식을 전류 진폭 I_m 이 소거된 형태로 표현하면 아래 (14)와 같다.

$$\begin{aligned} a(t) &= \frac{2\pi X_{sk}}{T_{sk}^2} \sin\left(\frac{2\pi}{T_{sk}} t\right) \\ v(t) &= \frac{X_{sk}}{T_{sk}} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T_{sk}} t\right) \right] \\ x(t) &= \frac{X_{sk}}{T_{sk}} t - \frac{X_{sk}}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{T_{sk}} t\right) \end{aligned} \quad (14)$$

(14)의 연속시간 곡선들을 이산화한 결과는

$$\begin{aligned} a^*(n) &= \frac{2\pi X_{sk}}{N_{sk}^2 T^2} \sin\left(\frac{2\pi}{N_{sk}} n\right) \\ v^*(n) &= \frac{X_{sk}}{N_{sk} T} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{N_{sk}} n\right) \right] \\ x^*(n) &= \frac{X_{sk}}{N_{sk}} n - \frac{X_{sk}}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{N_{sk}} n\right) \end{aligned} \quad (15)$$

으로 주어지고 여기서, N_{sk} , T , n 은 각각 샘플수로 표현된 탐색시간, 샘플링 주기, 샘플번호를 나타낸다.

본 연구에서 제안하는 위치제어시스템의 구성은 그림 2와 같다.

위치제어기로서는 아래 식으로 주어지는 이산 위치추종 제어기를 사용한다.

$$v_{cmd}(n) = K_p [x^*(n) - x_e(n)] + v^*(n) \quad (16)$$

여기서, V_{cmd} 은 위치제어기의 출력을 나타내며 x_e 는 헤드의 위치정보에 대한 추정치를 나타낸다. 상수 K_p 는 비례이득을 나타내고 위치명령곡선 $x^*(n)$ 에 대한 정확한 추종을 위해 속도곡선 $v^*(n)$ 이 전치되먹임(Feed-Forward) 보상 역할을 하고 있다.

그리고 위치제어루프내에 다음 식으로 주어지는 속도추종 제어루프가 존재한다.

$$i_{cmd}(n) = K_v [v_{cmd}(n) - v_e(n)] + \frac{M}{K_t} a^*(n) + w_e(n) \quad (17)$$

여기서, i_{cmd} 은 VCM 구동장치로 들어가는 전류명령에 해당하고 변수 v_e 와 w_e 는 속도추정치와 외란추정치를 각각 나타낸다. 상수 K_v 는 속도제어 비례이득을 나타내고 가속도 곡선 $a^*(n)$ 이 전치되먹임(Feed-Forward) 보상 역할을 하고 있다.

전치보상 항은 제어명령을 정확하게 추종하기 위하여 필요한 제어입력 값을 미리 계산한 값으로서 (17)에서 보던 전동기의 토크상수에 의하여 결정된다. 따라서 전동기의 토크

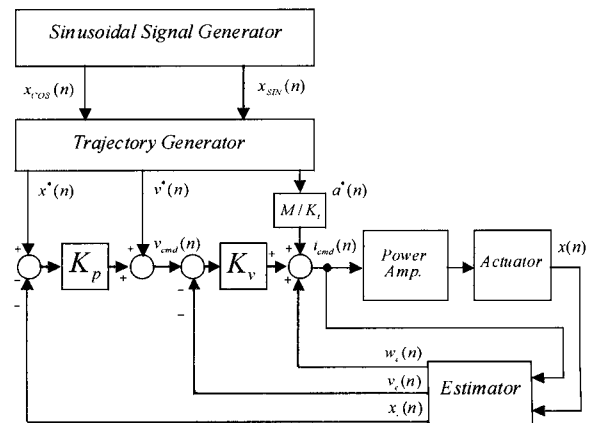


그림 2. 헤드의 위치결정 제어시스템의 구성도.
Fig. 2. Block-diagram of head-positioning servo system.

상수가 변동하는 경우 제어성능 향상에 기여할 수 없게 되지만 다음 절에서 언급하겠지만 본 논문에서는 토크 상수 변동을 측정하여 그 변동을 보상하므로 전치보상제어기는 제어성능 향상에 큰 기여를 하게 된다.

(15)에서 알 수 있듯이 제어시스템에 사용되는 세가지 시간에 대한 함수 곡선 $x^*(n)$, $v^*(n)$, $a^*(n)$ 을 발생시키기 위해서는 이산적 정현과 신호가 필요하다. 이러한 이산적 정현과 신호 발생을 위하여 정현과 데이터가 내장된 참조테이블(Look-Up Table)을 사용하면 되지만 탐색거리에 따라 정현과 신호의 주기가 달라지므로 상당한 메모리가 소요되어 효율적이지 못하다.

본 연구에서는 참조테이블을 사용하지 않고 순차적 연산에 의하여 이산적 정현과 신호를 내부적으로 자동 발생시키는 방법[11]을 사용하고자 한다. 이러한 정현과 신호 발생 알고리즘은 다음과 같이 주어지는 삼각함수 정리에서 출발하여 얻어지게 된다.

$$\begin{aligned} \cos\left(\frac{2\pi}{N_{sk}}(n+1)\right) &= \cos\left(\frac{2\pi}{N_{sk}}\right)\cos\left(\frac{2\pi}{N_{sk}}n\right) - \sin\left(\frac{2\pi}{N_{sk}}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{N_{sk}}n\right) \\ \sin\left(\frac{2\pi}{N_{sk}}(n+1)\right) &= \sin\left(\frac{2\pi}{N_{sk}}\right)\cos\left(\frac{2\pi}{N_{sk}}n\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{N_{sk}}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{N_{sk}}n\right) \end{aligned} \quad (18)$$

(18)의 등식으로부터 진폭이 B 이고 주기가 N_{sk} 인 이산적 정현과 신호는 다음과 같이 주어지는 이산 연산식과 초기조건에 의하여 얻어질 수 있음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_{cos}(n+1) \\ x_{sin}(n+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(2\pi/N_{sk}) & -\sin(2\pi/N_{sk}) \\ \sin(2\pi/N_{sk}) & \cos(2\pi/N_{sk}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{cos}(n) \\ x_{sin}(n) \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} x_{cos}(0) \\ x_{sin}(0) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

여기서, x_{cos} 은 코사인과 신호를 나타내고 x_{sin} 은 사인과 신호를 나타낸다. 이러한 정현과 신호 자동 발생 알고리즘을 사용 시에는 (19) 연산에 필요한 2개의 계수만 메모리에 저장하면 되므로 상당한 양의 메모리를 절약할 수 있다.

그림 2의 전체제어시스템 구성도에서 상태궤환과 외란 보상을 위하여 이산 추정기가 사용되고 있다. 이산 추정기 설계를 위하여 먼저 (1)로 주어지는 연속시간 시스템을 이산화하는 과정이 필요하다.

디스크 드라이브 제어시스템에 작용하는 외란 w 는 제어용 기판과 헤드장치를 연결하는 케이블의 탄성력에 의하여 VCM에 작용하는 외력(통상 Bias force라고 칭함)과 D/A 변환기의 옴셋 전압으로 구성된다. 이러한 탄성력에 의한 외력과 옴셋 전압은 시간에 따라 거의 변동하지 않으므로 HDD 제어시스템 구성시 DC 값으로 가정하여 모델링될 수 있다. 이러한 가정 하에서 (1)를 상태 방정식으로 표현하면

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bi(t) \quad (20a)$$

으로 주어지고 여기서 상태변수 벡터 X 와 행렬 A 와 B 는 아래와 같이 정의된다.

$$X(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ v(t) \\ w(t) \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & K_a \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ K_a \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20b)$$

그리고 상수 K_a 는 가속도 상수로서 K/M 값을 나타낸다.

디지털 제어 입력 값을 연속시간신호로 변환하기 위하여 D/A 변환기(Zero-Order Holder)를 사용하는 경우 샘플구간 사이에서는 제어입력이 일정하고 또한 디지털제어기 연산에 의한 제어입력신호의 시간지연(T_d)이 있게 되므로 상태공간 상에서의 이산화 기법[8]를 사용하여 (20)의 연속시간 상태 방정식을 이산화 한 결과는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} X(n+1) &= e^{AT} X(n) + i(n) \int_0^{T-T_d} e^{A\tau} B d\tau + i(n-1) \int_{T-T_d}^T e^{A\tau} B d\tau \\ &= \begin{bmatrix} 1 & T & K_a T^2 / 2 \\ 0 & 1 & K_a T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} X(n) + \begin{bmatrix} K_a (T-T_d)^2 / 2 \\ K_a (T-T_d) \\ 0 \end{bmatrix} i(n) \\ &\quad + \begin{bmatrix} K_a (2T-T_d) T_d \\ K_a T_d \\ 0 \end{bmatrix} i(n-1) \end{aligned} \quad (21)$$

이러한 이산화 결과를 이용하여 이산 추정기를 설계할 수 있고 이산 추정기로서는 이전 측정 데이터를 이용하여 현재의 상태변수 값을 추정하는 예측형 추정기(Predictive Estimator)와 현재 측정 데이터를 이용하여 상태변수 값을 추정하는 현재형 추정기(Current Estimator)[8][10]가 있다. 본 논문에서는 외란에 대한 강인성을 위하여 현재형 추정기를 사용하고자 한다.

이러한 현재형 추정기의 수학적 형태는 아래의 (22a)와 (22b)로 주어진다.

$$\begin{bmatrix} x_e(n) \\ v_e(n) \\ w_e(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_p(n) \\ v_p(n) \\ w_p(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} [x(n) - x_p(n)] \quad (22a)$$

여기서 l_1, l_2, l_3 는 궤환 이득을 나타내고 첨자 p 를 가지는 변수들은 아래 (22b)에 의하여 계산되는 예측값을 나타낸다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_p(n+1) \\ v_p(n+1) \\ w_p(n+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & T & K_a T^2 / 2 \\ 0 & 1 & K_a T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_e(n) \\ v_e(n) \\ w_e(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_a (T-T_d)^2 / 2 \\ K_a (T-T_d) \\ 0 \end{bmatrix} i(n) \\ &\quad + \begin{bmatrix} K_a (2T-T_d) T_d \\ K_a T_d \\ 0 \end{bmatrix} i(n-1) \end{aligned} \quad (22b)$$

(22b)의 예측식에서 VCM 코일에 흐르는 실제전류가 필요하지만 실제 제품에서 전류 측정이 현실적으로 어렵다. 그림 2의 제어시스템 구성도에서 보면 실제전류 대신에 명령 값이 사용되고 있음을 알 수 있다. 전장에서 설계한 가속도 및 전류 곡선은 전동기 구동장치에 의한 전압제한을 고려하여 설계되었으므로 실제 전류는 명령 값을 완벽하게 추종

한다고 볼 수 있으므로 추정기 동작을 위해 실제 전류 대신에 명령 값을 사용하더라도 추정기 성능이 저하되지 않는다.

본 절 서두에서 언급하였지만 (16)과 (17)로 주어지는 위치추종제어기는 전치보상 항을 포함하고 있다. 이러한 전치보상항은 제어명령을 정확하게 추종하는데 필요한 제어입력의 양으로서 전동기의 가속도 상수($K_a=K_t/M$)에 의하여 결정된다. 또한 가속도 상수는 (22)로 주어지는 이산 추정기에 설계에도 필요하다. 그런데 전동기의 가속도 상수는 주변 온도에 따라 변동하고 또한 제품마다의 제작오차로 인하여 달라지게 되므로 위치추종제어기의 추종 성능 및 이산 추정기의 추정 성능 향상을 위하여 가속도 상수를 정밀하게 측정하고 획득하는 방법이 반드시 필요하다. 본 논문에서는 이러한 가속도 상수 변동을 측정하여 보상하기 위하여 시스템 식별(System Identification) 이론 중 한가지 방법인 최소자승(Least Square)법을 사용한다.

이러한 방법으로 가속도 상수를 획득하기 위하여 먼저 (21)의 이산 상태방정식에서 속도 성분 에 대한 차분 방정식만을 쓰면 아래와 같다.

$$v(n+1) - v(n) = K_a[(T - T_d)i(n) + T_d i(n-1) + Tw(n)] \quad (23)$$

이산 추정기로부터 속도 정보 $v(n)$ 와 외란 정보 $w(n)$ 를 얻을 수 있고 전동기 입력정보 $i(n)$ 는 이미 알려진 값이므로 (23)로부터 가속도 상수를 측정할 수 있음을 알 수 있다.

한 샘플 정보를 이용하여 가속도 상수를 얻을 수도 있지만 N 개의 샘플 정보를 이용하면 좀더 정밀한 측정이 가능하다. N 개의 샘플정보로부터 최적의 가속도 상수를 결정하기 위하여 (23)를 이용하여 목적함수를 다음과 같이 정의한다.

$$E = \sum_{n=1}^N \{v(n+1) - v(n) - K_a[(T - T_d)i(n) + T_d i(n-1) + Tw(n)]\}^2 \quad (24)$$

그러면 목적함수를 최소화하는 최적의 가속도 상수 값을 결정하기 위하여 가속도 상수에 대하여 미분하면

$$\frac{\partial E}{\partial K_a} = -2 \sum_{n=1}^N \{v(n+1) - v(n) - K_a[(T - T_d)i(n) + T_d i(n-1) + Tw(n)]\} \times [(T - T_d)i(n) + T_d i(n-1) + Tw(n)] \quad (25)$$

으로 주어지고 결국 최적의 가속도 상수 값은 다음과 같이 결정된다.

$$K_a^* = \frac{\sum_{n=1}^N [v(n+1) - v(n)][(T - T_d)i(n) + T_d i(n-1) + Tw(n)]}{\sum_{n=1}^N [(T - T_d)i(n) + T_d i(n-1) + Tw(n)]^2} \quad (26)$$

이러한 방법으로 진행되는 가속도 상수 측정(통상 Calibration이라고 칭함)은 디스크 드라이브에 전원 인가시 수행되는 준비과정 (Power-On Ready Process)에서 수행되고 가속도 상수를 측정하기 위하여 필요한 속도정보, 외란정보,

제어입력정보 수집은 드라이브가 탐색동작시에 이루어진다. 이러한 가속도 상수 측정용 탐색제어에는 가속도 상수 측정 전이므로 전치보상제어기에 대표값(Nominal Value)이 사용되지만 그 이후에는 대표값 대신에 측정값이 사용되므로 정밀한 탐색제어가 이루어지게 된다.

IV. 실험결과

본 장에서는 전장에서 제시한 탐색시간 단축제어기의 성능을 입증하기 위하여 상용 제품을 대상으로 실험을 수행하여 얻은 결과를 제시한다.

실험대상으로는 삼성전자에서 제작된 3.5인치 MR 헤드 디스크 드라이브를 사용하였다. 실험에 사용된 드라이브의 제어용 보드의 실제 사진은 그림 3에 나타나 있다. 이 그림에서 보는 바와 같이 전체적인 시스템은 제어 알고리즘 구현용 디지털신호처리기(DSP), VCM 구동 드라이버, 헤드 신호 처리장치(Head Signal Processor), 제어 프로그램 저장 및 개발용 플래쉬 메모리(Flash Memory)로 구성되었다. 본 연구의 탐색시간 단축제어 알고리즘을 구현하기 위한 프로그램은 주 컴퓨터로부터 RS232C 직렬 포트를 사용하여 플래쉬 메모리로 전송되어 실행된다.

실험용 디스크 드라이브의 제원은 표 1과 같고 VCM 관련 데이터는

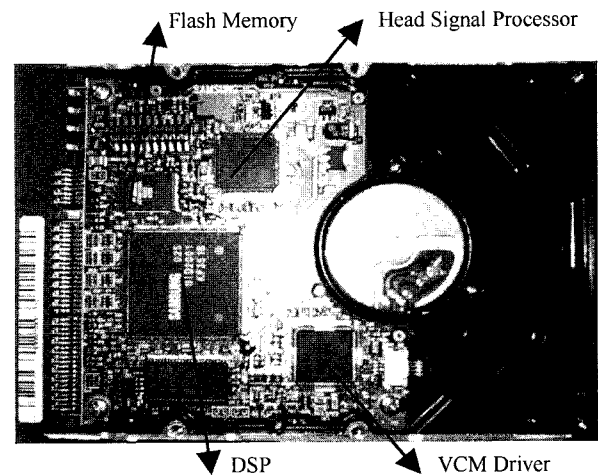


그림 3. 실험용 하드 디스크 드라이브.

Fig. 3. Hard disk drive used for experimental work.

표 1. 실험용 디스크 드라이브의 제원.

Table 1. Specification of disk drive used for experimental work.

구분	제원
트랙밀도	35400 TPI (tracks/inch)
트랙갯수	34486
트랙 당 VCM 회전각	1.4362×10^{-5} (rad/track)
트랙당 섹터 수	156
디스크 회전속도	5,400RPM
샘플링 주파수	14.04KHz
샘플링 주기	71.22 μ sec

$$M = 32.64 \times 10^{-7} \text{ Kg}m^2, \quad K_t = 0.0798 \text{ Nm} / A,$$

$$L = 1.4 \text{ mH}, \quad R = 13.1 \Omega, \quad K_e = 0.0798 \text{ V sec} / \text{rad} \quad (27)$$

으로 주어지고 헤드의 속도제한 값(V_m)은 50.84 rad/sec 이고 VCM 구동 드라이브에는 12V 전원이 사용되지만 트랜지스터의 전압 강하분과 전원의 전압 변동분을 고려하여 VCM 코일에 직접 인가될 수 있는 최대 전압값(U_m)은 10V로 설정하였다.

이러한 설계 데이터를 이용하여 탐색시간단축을 위한 가속도 곡선을 설계하기 위하여 (10)으로 주어지는 6차 방정식의 해를 탐색거리에 따라 구하여 전압 제한하에서의 최적의 전류진폭 값을 결정하였다. 그리고 기존 소음저감 제어기의 전류진폭은 탐색거리에 따라 일정하며 (5)를 이용하여 계산한 결과 0.5969A이다.

탐색시간단축 제어기와 기존 제어기의 탐색거리에 따른 전류진폭 계산 결과는 그림 4에 나타나 있다. 이 그림 4에서 가로축 최대값은 속도제한 값(50.84 rad/sec)에 걸리기 시작하는 시점의 트랙 탐색거리로서 (12)로부터 구하면 19374트랙이 되고 이 탐색거리에서 전류진폭 값이 서로 일치함을 알 수 있다. 계산된 전류진폭값과 (9)를 이용하여 VCM 코일 전압의 최대치를 탐색시간단축 제어기와 기존 제어기 각각

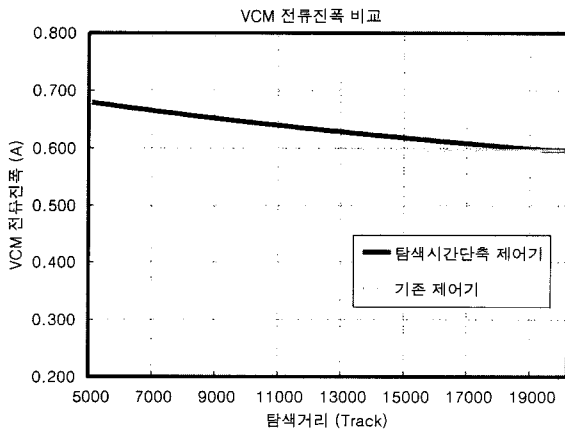


그림 4. VCM 코일 전류 계산 결과.
Fig. 4. Calculated VCM coil current.

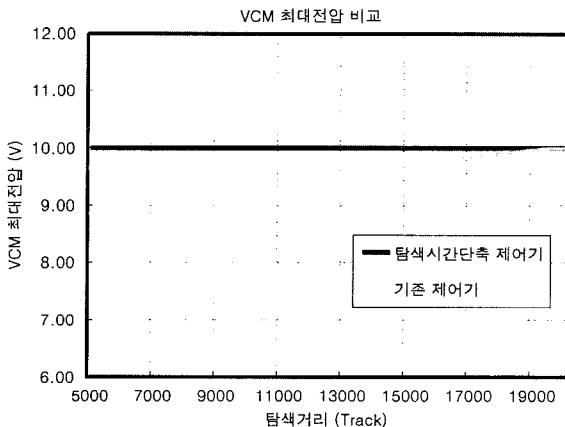


그림 5. VCM 전압 계산 결과.
Fig. 5. Calculated VCM coil voltage.

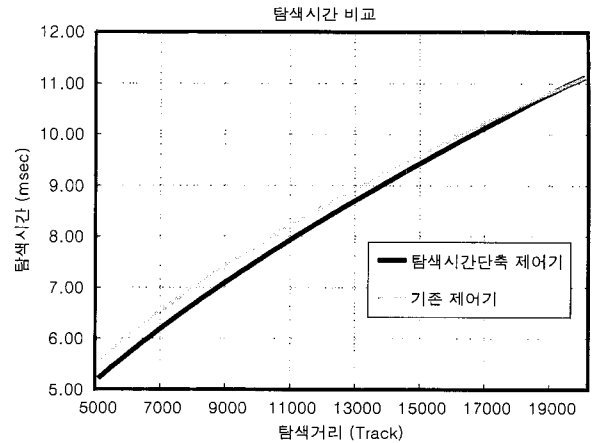


그림 6. 탐색시간 계산 결과.
Fig. 6. Calculated seek time.

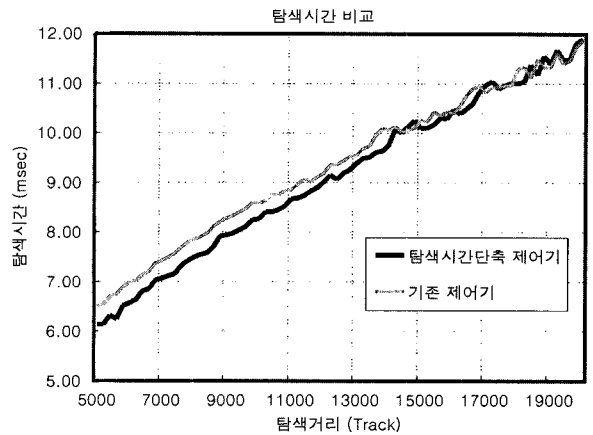


그림 7. 실험에 의한 탐색시간 측정 결과.
Fig. 7. Measurement of seek time through experiment.

에 대하여 구한 결과는 그림 5와 같고 탐색시간 단축제어기인 경우 허용되는 전압(10V)을 완전하게 사용한 반면 기존의 소음저감 제어기인 경우에는 사용 가능한 전압을 덜 사용하고 있음을 알 수 있다.

그리고 (7)를 이용하여 트랙탐색시간을 두 제어기 각각에 대하여 계산한 결과는 그림 6과 같고 제안된 제어기를 사용하면 기존 제어기에 비해 탐색시간을 단축할 수 있음을 알 수 있다.

다음에는 이러한 탐색시간단축 성능을 실험에 의해 검증하기 위하여 제안된 제어기와 기존 제어기 각각을 DSP 프로그램으로 구현하여 각각의 제어기에 대하여 탐색거리에 따른 탐색시간을 측정하여 비교하였다.

제어 알고리즘 구현시 (7)의 탐색거리에 따른 탐색시간 데이터를 모든 탐색거리 (19374개)에 대하여 저장하기에는 상당한 양의 메모리가 필요하므로 10개의 탐색거리에 대해서만 데이터를 저장하여 사용하고 사이구간에서는 1차의 보간 연산을 하여 데이터를 결정하였다. 그리고 가속도, 속도, 위치 곡선은 (19)의 이산 정현파 신호 자동발생 알고리즘을 사용하였다.

기존 소음 저감 제어기를 사용한 경우와 제안하는 새로운 제어기를 사용한 경우의 탐색 시간 성능을 각각 측정하

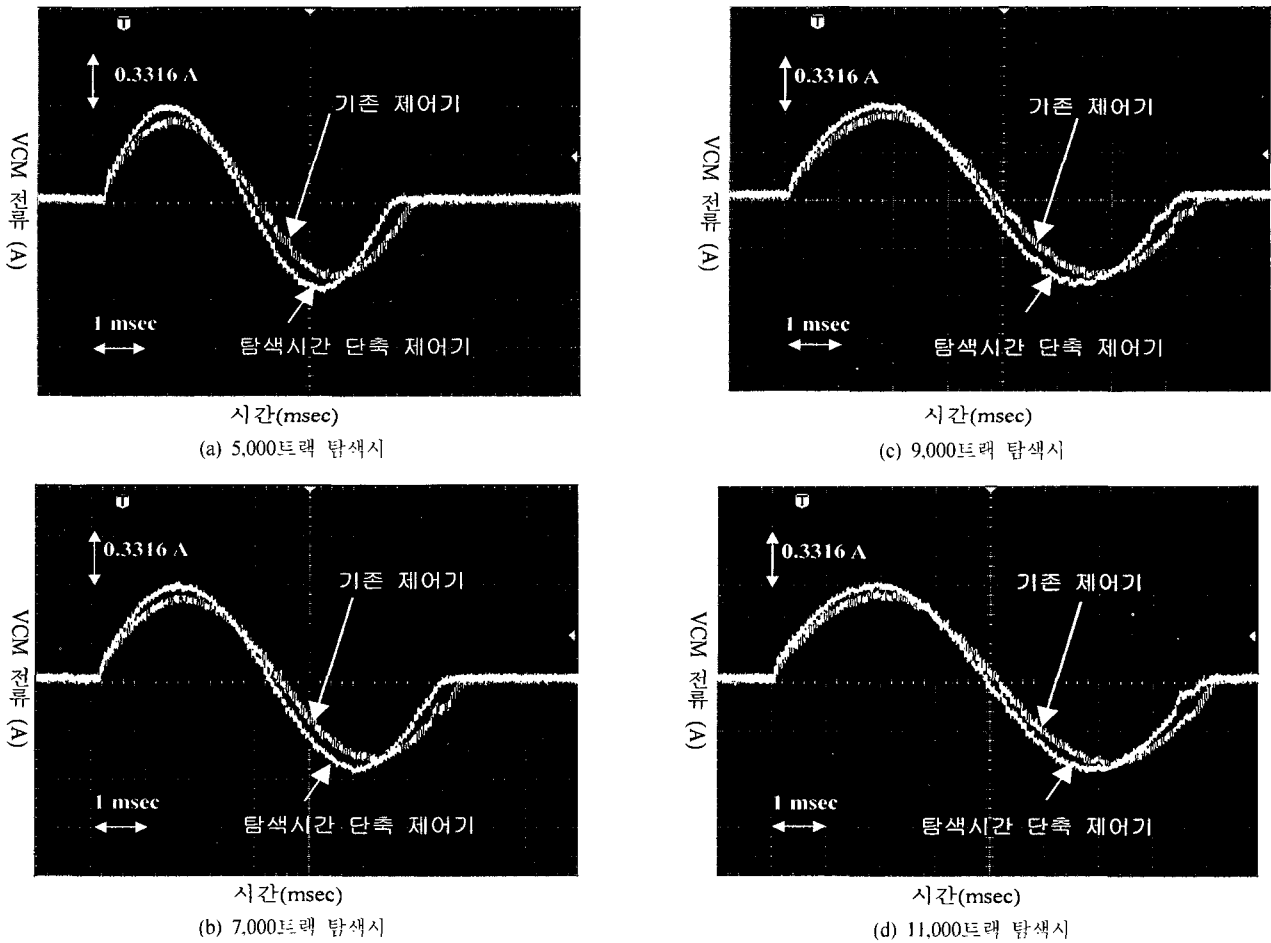


그림 8. VCM 전류파형
Fig. 8. VCM current waveform.

여 비교한 결과는 그림 7에 도시하였다. 이 그림으로부터 제안하는 탐색시간 단축제어기를 사용하면 기존 소음저감 제어기에 비하여 탐색시간을 단축할 수 있음을 알 수 있고 정량적인 비교를 위하여 탐색시간을 탐색거리에 따라 평균한 결과 기존 소음 저감 제어기의 평균탐색시간 성능은 9.18 msec이고 제안한 제어기의 평균탐색시간 성능은 8.63msec로서 6.37%의 성능 향상이 있었다. 그림 7의 실험에 의한 탐색시간이 그림 6의 계산 결과에 비하여 1msec 정도 증가한 이유는 헤드가 안전하게 목적트랙으로 도달하기 위하여 목적트랙 근처에서 제어시스템이 일반적인 선형제어기(통상 Settling Mode Controller라고 칭함)로 전환되기 때문이다[9].

그리고 그림 8(a), (b), (c), (d)는 탐색거리가 5000, 7000, 9000, 11000 트랙인 경우 두 개의 제어기 각각에 대해 탐색시 VCM 코일에 흐르는 전류파형을 직접 측정된 결과로서 제안된 제어기의 탐색시간단축 성능을 직접 확인할 수 있다.

다음에는 제안한 탐색시간 단축제어기는 정현파 형태의 부드러운 가속도 궤적을 사용하므로 급격하게 변하는 구형파(Square Wave) 형태의 가속도 궤적을 사용하는 기존의 최적시간제어기에 비하여 소음을 저감할 수 있음을 실험적으로 입증한 결과를 제시한다. 최적시간 제어기를 사용하는 기존 디스크 드라이브 제품의 소음과 제안한 제어기를 사용한 디스크 드라이브의 소음을 음압 측정기를 사용하여 주파

수 별로 측정하여 비교하였다. 디스크 드라이브의 기계적 소음은 무작위 탐색 동작(Random Seek Operation)시 최대가 되므로 이러한 무작위 탐색 동작 환경 하에서 소음을 측정하였다. 각각의 소음을 측정하여 비교한 결과는 그림 9에 나타나 있고 이 그림으로부터 제안한 제어기를 사용하면 기존 최적시간제어기에 비하여 4dB 정도 소음을 저감할 수 있음을 알 수 있다.

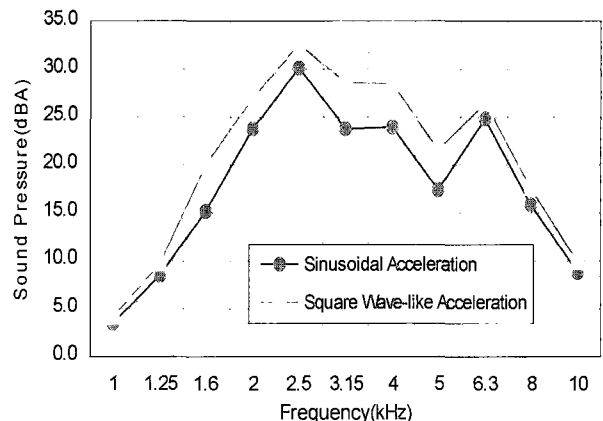


그림 9. 무작위 트랙탐색시 소음측정 결과.
Fig. 9. Acoustic noise measurement during random seek.

V. 결론

본 논문에서는 디스크 드라이브의 소음저감 제어기의 트랙탐색시간 성능을 개선하기 위한 트랙탐색시간단축 제어기를 제안하였다. 기존 소음저감 제어기는 VCM 전류제한을 고려하여 설계되었기 때문에 탐색시간 성능이 저하되는 문제가 있었고 본 논문에서는 VCM 전압제한 하에서 헤드가 최대의 가속속 운동을 할 수 있도록 VCM 전류진폭을 결정하여 기존 소음저감 제어기의 트랙탐색시간 성능을 개선하였다. 그리고 실험을 통하여 제안된 탐색시간 제어기를 사용하면 기존 소음저감 제어기에 비하여 6% 정도 탐색시간을 단축할 수 있음을 입증하였다.

본 논문에서 제안한 가속도 곡선은 가속 파형과 감속 파형이 동일한 대칭형 파형이다. 그런데 비대칭형 가속도 곡선을 사용하면 전동기의 역기전력 효과를 이용하여 대칭형 가속도 곡선을 사용하는 경우에 비하여 더욱 탐색시간을 단축할 수 있다. 이러한 비대칭형 가속도 곡선을 사용한 탐색시간단축에 관한 연구는 차후에 계속 진행되어야 할 과제이다.

참고문헌

- [1] R. K. Oswald, "Design of a disk file head-positioning servo," *IBM J. of Res. & Develop.*, Nov., 1974.
- [2] M. L. Workman, *Adaptive Proximate Time Optimal Servomechanisms*, Ph. D. thesis, Stanford University, 1987.
- [3] 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.



강창익

1967년 3월 25일생. 1989년 서울대 제어계측공학과 졸업(학사). 1991년 동대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 제어계측공학과 졸업(박사). 1995년~1998년 삼성전자 선임연구원. 1999년~현재 제주대학교 해양계측공학과 조교수. 관심분야는 데이터저장장치 제어, 수중로봇.

교 해양계측공학과 조교수. 관심분야는 데이터저장장치 제어, 수중로봇.

- [4] Y. Mizoshita, S. Hasegawa, and K. Takaishi, "Vibration minimized access control for disk drives," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 32, no. 3, pp. 1793-1798, May, 1996.
- [5] T. L. Andrews and G. E. Counts, "Low acoustic noise seeking method and apparatus," US Patent 5,465,034, November, 1995.
- [6] C.-I. Kang, "A new seek servo controller for acoustic noise reduction in disk drives," *Journal of Information Storage and Processing Systems*, vol. 3, no. 1/2, pp. 53-60, January/April, 2001.
- [7] L.-S. Fan, H. H. Ottesen, T. C. Reiley, and R. W. Wood, "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.
- [8] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley, 1990.
- [9] 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.
- [10] S. Weerasooriya and D. T. Phan, "Discrete-time lqg/ltr design and modeling of a disk drive actuator tracking servo system," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 42, no. 3, pp. 240-247, June, 1995.
- [11] C.-I. Kang and M. Abed, "Servo loop gain identification and compensation in hard disk head-positioning servo," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 34, no. 4, pp. 1889-1891, July, 1998.



추상훈

1966년 4월 5일생. 1990년 서울대 제어계측공학과 졸업(학사). 1992년 동대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1996년 동대학원 제어계측공학과 졸업(박사). 1996년~1999년 삼성종합기술원. 1999년~현재 삼성전자 스

토리사업부 선임연구원. 관심분야는 데이터저장장치 제어, 서보전동기 제어.