

고밀도 디스크 드라이브의 서보트랙 기록오차 보정 알고리즘

A New Correction Algorithm of Servo Track Writing Error in High-Density Disk Drives

강 창 익, 김 창 환
(Chang-Ik Kang and Chang-Hwan Kim)

Abstract : The servo tracks of disk drives are constructed at the time of manufacture with the equipment of servo track writer. Because of the imperfection of servo track writer, disk vibrations and head fluctuations during servo track writing process, the constructed servo tracks might deviate from perfect circles and take eccentric shapes. The servo track writing error should be corrected because it might cause interference with adjacent tracks and irrecoverable operation error of disk drives. The servo track writing error is repeated every disk rotation and so is periodic time function. In this paper, we propose a new correction algorithm of servo track writing error based on iterative learning approach. Our correction algorithm can learn iteratively the servo track writing error as accurately as is desired. Furthermore, our algorithm is robust to system model errors, is computationally simple, and has fast convergence rate. In order to demonstrate the generality and practical use of our work, we present the convergence analysis of our correction algorithm and some simulation results.

Keywords : disk drive, servo track writing error, iterative learning, correction algorithm

I. 서론

최근 자기저항 헤드(Magneto-Resistive Head)분야에서의 급격한 기술 발전에 힘입어 디지털 장비의 대표적인 데이터 저장 장치인 하드 디스크 드라이브의 데이터 저장 밀도는 급격하게 증가하고 있고 디스크 한 장 당 무려 80 GByte 의 데이터를 저장할 수 있는 고밀도 디스크 드라이브가 조만간 개발될 예정이다. 이러한 고밀도 디스크 드라이브의 트랙밀도는 93,000 TPI(Tracks Per Inch)로서 트랙 폭은 0.27 μm 에 불과하다. 이러한 고밀도 디스크 드라이브의 성공적 개발을 위해서는 정밀한 서보트랙 구성 및 헤드 위치제어 기술이 필요하다. 서보트랙은 생산공정에서 서보트랙 기록장비(Servo Track Writer)에 의하여 디스크 위에 동심원 형태로 만들어지게 된다. 그런데 서보트랙 기록 도중에 서보트랙 기록장비의 결함 및 외부 진동에 의하여 불규칙한 디스크의 진동 혹은 헤드의 흔들림이 발생하는 경우 실제로 기록되는 서보트랙의 형태가 이상적인 원형이 되지 못하고 불규칙한 형태가 되는 서보트랙 기록오차(Servo Track Writing Error)가 발생하게 된다. 이러한 서보트랙 기록오차는 인접 트랙 간의 간섭을 일으켜 디스크 드라이브의 치명적인 동작 오류를 유발할 수 있다. 특히 디스크 드라이브의 트랙밀도가 증가할수록 이러한 간섭 현상은 더욱 심화되므로 고밀도 디스크 드라이브의 성공적 개발을 위해서는 서보트랙 기록오차를 정확히 추정하여 보정해주는 알고리즘이 필요하다. 디스크의 회전 속도는 일정하므로 서보트랙 기록오차는 디스크가 회전할 때마다 반복적으로 나타나는 시간에 대한 주기 함수가 된다. 이러한 주기적인 서보트랙 기록오차 신호는 헤드 위치검출 시에 포함되어 나타나기 때문에 위치센서 오차신호로서 작용하게 된다.

기존 연구[1-6]에서는 서보트랙 기록오차를 추정하기 위하여 디지털 필터를 사용하였다. 먼저 [1-4]의 방법에서는 반복적으로 나타나는 위치제어오차 신호를 유한응답(FIR) 디지털 필터에 통과시켜 서보트랙 기록오차를 식별하고자 하였다. 그런데 유한응답 필터 설계 시 정확한 시스템 모델이 필요하고 지나치게 큰 필터의 차수 때문에 많은 연산 시간이 소요되는 문제가 있다. 또한 [5-6]의 방법은 비인과성 (Non-Causal) 유한응답 디지털 필터를 사용한 경우로서 [1-4]의 방법에 비하여 좀더 정확한 식별이 가능하지만 시스템 파라미터 변동에 대한 취약성 및 과도한 연산량은 여전히 남아있는 문제이다.

본 논문에서 제안하는 서보트랙 기록오차 보정방식은 전체 시스템을 안정화하는 제어기와 서보트랙 기록오차를 추정하여 보정해주는 보상기로 구성된다. 안정화 제어기는 기존에 널리 사용되어온 상태궤환 제어기와 외란관측기가 결합된 형태의 제어기를 사용하였다. 그리고 서보트랙 기록오차가 주기적으로 나타난다는 점에 착안하여 서보트랙 기록오차 추정 알고리즘은 서보모터의 주기적인 외란토크를 억제하기 위한 용도로 제안된 반복학습 방법[7, 8]에 기초하여 설계하였다. 서보트랙 기록오차 때문에 발생하는 위치제어오차를 디스크가 회전할 때마다 반복적으로 적절하게 누적하여 서보트랙 기록오차 추정치를 갱신한다. 이렇게 갱신된 추정치를 이용하여 검출된 서보트랙 위치 신호를 보정하고 이 보정된 위치 신호를 사용하여 위치제어를 하면 반복학습이 진행됨에 따라 위치제어오차와 서보트랙 기록오차에 대한 추정오차가 영으로 수렴하게 된다. 본 논문에서는 위치제어오차와 추정오차에 대한 수렴조건에 대해 수학적으로 엄밀하게 분석하였다. 제안된 반복학습에 의한 보정 알고리즘은 기존 방법과는 달리 설계 시 시스템 모델이 필요 없으며 연산이 간단하고 추정 속도가 빠르다.

마지막으로 제안한 보정 알고리즘의 성능을 검증하기 위

하여 최신의 상용 하드 디스크 드라이브를 대상으로 얻은 모 의실험 결과를 제시하였다.

II. 디스크 드라이브의 헤드 위치제어시스템

1. 위치제어시스템 구성

디스크 드라이브의 기계적 시스템은 그림 1과 같이 크게 디스크, 스핀들 전동기, 회전형 전동기 (Voice Coil Motor; 이하 VCM이라 칭함), 액츄에이터 암, 헤드장치, 케이블 (Cable)로 구성된다. 디스크 위에는 수많은 원형 서보트랙들이 밀집하여 있으며 스핀들 전동기에 의하여 5400 혹은 7200 RPM 속도로 디스크가 회전하게 되면 액츄에이터 끝에 달려있는 헤드에 의하여 순차적으로 데이터를 쓰거나 읽게 된다. VCM은 영구자석과 코일로 구성되어 있으며 코일에 전류를 인가하던 영구자석의 자계와의 상호작용에 의하여 토크가 발생하게 된다. 기계적 시스템 뒷면에는 헤드신호를 처리하고 헤드의 위치제어를 위한 전자장치가 존재한다. 케이블은 탄성을 가지며 전자장치와 기계적 시스템과의 연결을 위하여 사용된다.

디스크 드라이브에서 헤드의 위치제어는 트랙탐색제어 (Track Seek Control)와 트랙추종제어 (Track Following Control)로 나눌 수 있다[9-11]. 헤드를 현재 트랙에서 목적 트랙으로 가능한 신속하게 이동시키기 위하여 트랙탐색제어가 사용되고 헤드가 목적 트랙의 정 중앙을 정확히 추종하도록 하기 위하여 트랙추종제어가 사용된다. 이러한 헤드의 위치 제어에 사용되는 위치 정보는 디스크 드라이브 생산과정에서 서보트랙 기록장비(Servo Track Writer)에 의하여 디스크 상에 기록된다. 서보트랙 기록장비는 디스크 전체를 폭이 일정한 수많은 동심원 트랙으로 분할하고 또한 각각의 트랙을 트랙 방향으로 등 간격의 서보 섹터들로 다시 구분하여 각각의 섹터마다 트랙 번호 및 트랙 중심으로부터의 위치정보를 기록하게 된다. 그림 2는 특정 섹터에 헤드의 위치 정보를 기록하는 방식을 표현한 그림이다. 4 개의 버스트(Burst) 패턴들 (A 버스트, B 버스트, C 버스트, D 버스트)이 일정한 위상차를 두고 디스크의 반지름 방향으로 순차적으로 기록된다. 헤드가 버스트를 지날 때 얻어지는 신호의 크기는 헤드와 버스트가 겹쳐진 넓이에 비례하게 되므로 헤드의 위치에 따른 각각의 버스트 신호의 크기는 그림 3 (a)과 같이 나타난다. 이 그림에서 헤드의 위치 값(x)는 트랙의 중심을 기준으로 하여 표시하였다. A 버스트 신호와 B 버스트 신호의 차(A-B)를 구하면 그림 3(b)와 같이 한 트랙 내에서 트랙 중심으로부터 헤드의 위치 정보를 정확하게 검출할 수 있게 된다. 이렇게 얻어지는 신호를 통상 PES (Position Error Signal) 신호라고 부른다. 반면 C 버스트 신호와 D 버스트 신호의 차(C-D)를 구하면 트랙의 가장자리를 중심으로 선형적으로 변하는 PES 신호를 얻을 수 있다. C-D 신호를 추가로 사용하는 이유는 실제적으로 트랙의 가장자리에서 A-B 신호가 비선형 특성을 나타내기 때문이다.

전술한 바와 같이 서보트랙은 디스크 드라이브 생산공정에서 서보트랙 기록장비에 의하여 만들어진다. 그런데 서보트랙 기록장비의 결함 혹은 외란에 의하여 서보트랙 구성 도중에 디스크가 진동하거나 헤드가 흔들리는 경우 실제로 기

록되는 서보트랙은 이상적인 원형이 되지 못하고 그림 4와 같이 불규칙한 형태가 된다. 이것을 통상 서보트랙 기록오차 (Servo Track Writing Error)라고 한다. 이 경우 인접 트랙 간의 간섭이 일어나 데이터 쓰기 동작에서 인접 트랙의 데이터를 지워버리는 치명적인 동작 오류가 발생할 수 있다. 최근 디

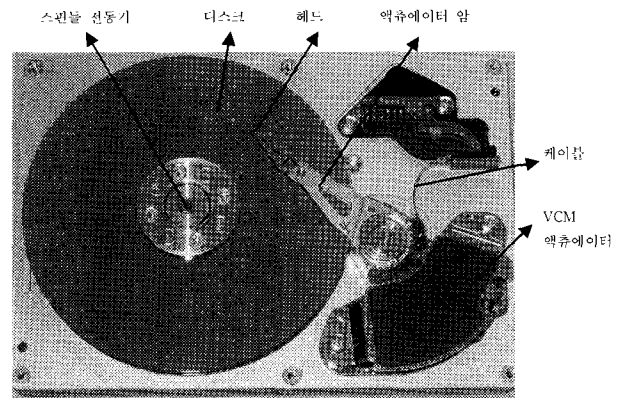


그림 1. 디스크 드라이브의 기계적 시스템 구성.
Fig. 1. Configuration of mechanical system of disk drive.

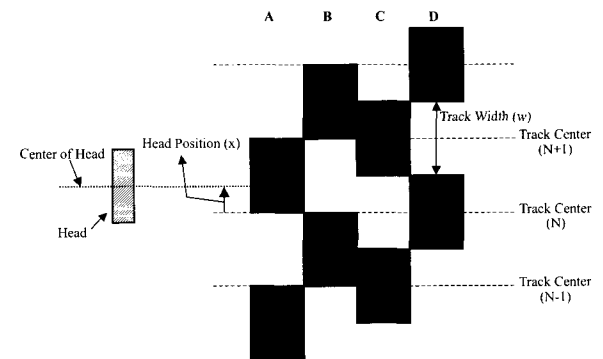


그림 2. 위치정보 기록방식.
Fig. 2. Burst patterns written for position information.

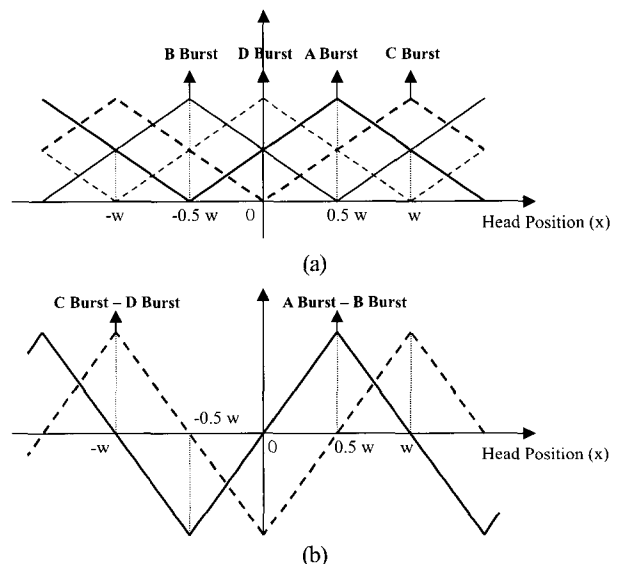


그림 3. 헤드 위치검출신호.
Fig. 3. Detected position error signal.

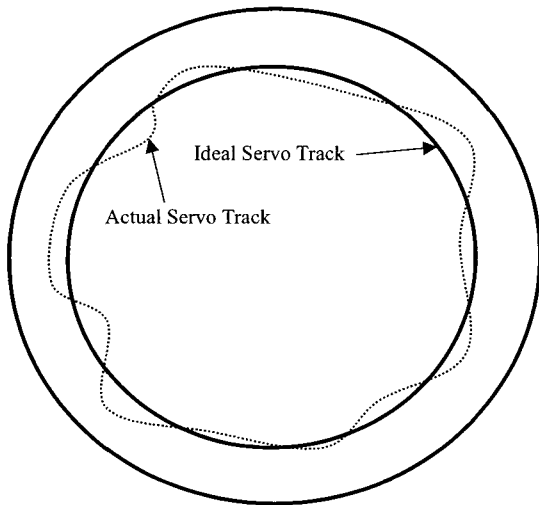


그림 4. 서보트랙 기록오차.
Fig. 4. Servo track writing error.

스크 드라이브의 트랙 밀도는 급격하게 증가하고 있으며 조만간 디스크 한 장 당 80GByte 의 데이터를 저장할 수 있는 고밀도 디스크 드라이브가 출시될 예정이다. 이러한 디스크 드라이브의 트랙밀도는 93,000 TPI(Tracks Per Inch)로서 트랙 폭은 0.27 μm 에 불과하다. 이렇게 트랙 폭이 좁아질수록 서보트랙 기록오차에 의해 발생하는 데이터 간섭 현상은 더욱 두드러지게 나타나게 된다. 따라서 고밀도 디스크 드라이브가 신뢰성 있게 동작하기 위해서는 이러한 서보트랙 기록오차를 추정하여 보상해주는 알고리즘이 절대적으로 필요하다.

2. 시스템 모델링 및 서보트랙 기록오차에 의한 영향

고주파 특성 및 마찰력과 같은 비선형 요소를 무시한 경우 VCM 액츄에이터에 대한 모델을 구하면 다음과 같다.

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

여기서 상수 K_a 는 가속도 상수를 나타내고 변수 x 는 액츄에이터 위치를 각각 나타낸다. 그리고 입력 변수인 u 와 w 는 각각 VCM 액츄에이터 코일에 흐르는 전류와 외란 토크를 나타낸다. 이 외란 토크는 그림 1의 케이블 탄성력에 의하여 액츄에이터에 작용하는 토크로서 일반적으로 액츄에이터의 위치 및 운동 방향에 따라 변동한다. 그런데 트랙추종제어 시에는 액츄에이터의 위치가 거의 고정되므로 시간에 대하여 일정하다고 가정해도 무방하고 다음 장에서 제시될 상태 변수 추정기를 사용하면 쉽게 보상 가능하다.

(1)에서 외란 항을 제외하면 다음과 같다.

$$\ddot{x} = K_a u \tag{2}$$

디스크 드라이브에서 트랙추종제어를 위하여 일반적으로 다음과 같은 PD 제어가 사용되고 있다[9, 10].

$$u = -K_x x_d - K_v \dot{x}_d \tag{3}$$

여기서 K_x, K_v 는 제어기 이득을 나타내고 x_d 는 전 절에서

소개한 트랙 중심으로부터의 헤드의 위치 신호인 PES 신호를 나타낸다. 그리고 서보트랙 기록장비의 한계 때문에 발생하는 서보트랙 기록오차는 다음 식과 같이 PES 신호 x_d 에 포함되어 나타나게 되고 디스크가 회전할 때마다 시간에 대하여 반복적으로 나타나는 주기함수가 된다.

$$x_d = x + \eta \tag{4}$$

여기서 η 는 서보트랙 기록오차를 나타내고 시간에 대해 T-주기함수이다. 즉,

$$\eta(t + T) = \eta(t), \quad \forall t \geq 0 \tag{5}$$

따라서 서보트랙 기록오차 η 는 위치 센서의 주기적인 오차로서 작용하게 된다.

(2)-(4)로부터 전체 폐루프 시스템은 다음과 같이 표시된다.

$$\ddot{x} + K_a K_v \dot{x} + K_a K_x x = -K_a K_v \dot{\eta} - K_a K_x \eta \tag{6}$$

함수 η 가 T-주기함수 이므로 (6)의 우변 항도 T-주기함수가 된다. 따라서 잘 알려진 선형시스템 이론으로부터 전체 폐루프시스템이 안정하도록 제어기 이득을 선택하면 정상상태에서 액츄에이터의 실제 위치 x 도 T-주기함수가 된다. 이것은 헤드의 실제 위치 x 가 0으로 수렴하지 않고 주기적인 오차가 발생하게 됨을 의미한다. 전 절에서 이미 언급한 바와 같이 이러한 주기적 오차로 인하여 인접 트랙 간의 데이터 간섭 등 디스크 드라이브의 치명적인 동작 오류가 일어날 수 있으므로 본 논문에서는 이러한 주기적인 오차를 줄이기 위해 서보트랙 기록오차 η 를 보상하는 새로운 방법을 제안한다.

III. 반복학습을 이용한 서보트랙 기록오차 보정

1. 보상 알고리즘 설계

본 논문에서는 다음 식과 같이 서보트랙 기록오차에 대한 추정치를 구한 다음 이를 전치 보상해 주는 방법을 사용한다.

$$x' = x_d - \hat{\eta} \tag{7}$$

여기서 $\hat{\eta}$ 는 서보트랙 기록오차의 추정치를 나타내고 x' 는 서보트랙 기록오차가 보상된 위치신호를 나타낸다. 서보트랙 기록오차의 추정치 $\hat{\eta}$ 는 T-주기함수 형태로 선택한다. 즉,

$$\hat{\eta}(t + T) = \hat{\eta}(t), \quad \forall t \geq 0 \tag{8}$$

$\hat{\eta}$ 는 반복학습을 통해 추정하는데 $\hat{\eta}$ 를 결정하는 방법에 대해서는 나중에 구체적으로 설명한다. 이렇게 보상된 위치신호 x' 를 사용하여 다음과 같이 제어기를 구현한다.

$$u = -K_x x' - K_v \dot{x}' \tag{9}$$

서보트랙 기록오차에 대한 추정오차 ϕ 를

$$\phi = \eta - \hat{\eta} \quad (10)$$

르 정의하면 (5)와 (8)에 의해 추정오차 ϕ 역시 T-주기함수 이다. 즉,

$$\phi(t+T) = \phi(t), \quad \forall t \geq 0 \quad (11)$$

그러면 (2), (4), (7)에 의해 (9)의 제어기를 사용했을 때 전체 페루프 시스템은 다음과 같이 주어진다.

$$\ddot{x} + K_a K_v \dot{x} + K_a K_x x = \psi \quad (12a)$$

여기서

$$\psi = -K_a K_v \dot{\phi} - K_a K_x \phi, \quad \phi = \eta - \hat{\eta} \quad (12b)$$

ϕ 가 T-주기함수 이므로 ψ 또한 T-주기함수 임은 자명하다. 따라서 선형시스템 이론으로부터 전체 페루프시스템이 안정 하도록 제어기 이득을 선택하면 정상상태 실제 위치 x 가 T-주기함수가 됨을 알 수 있다. 이제부터 전체 페루프 시스템 (12)의 정상상태 해를 \bar{x} 로 표시한다. 그러면 \bar{x} 는 유일하게 결정되며 T-주기함수가 된다.

이제 서보트랙 기록오차 추정치 $\hat{\eta}$ 를 결정하는 방법에 대해 설명한다. 먼저 몇 가지 기호를 정의한다. 아래첨자 k 는 반복학습의 회수를 나타내고 $\hat{\eta}_k$ 는 서보트랙 기록오차 추정치 $\hat{\eta}$ 에 대한 k 번째 갱신치를 나타낸다. 그리고 (12)에서 $\hat{\eta} = \hat{\eta}_k$ 로 놓았을 때 영향을 받는 모든 변수들에 아래첨자 k 를 사용한다. 다음은 서보트랙 기록오차 추정치 $\hat{\eta}$ 를 반복적으로 갱신하는 학습과정을 나타낸다.

과정 1: $k = 0$ 으로 두고 T-주기함수 $\hat{\eta}_0$ 를 $\hat{\eta}_0(\bar{t}) = 0, \forall \bar{t} \in [0, T]$ 로 정의한다. 그리고 T-주기함수 $\hat{\eta}$ 를 $\hat{\eta}(\bar{t}) = \hat{\eta}_0(\bar{t}), \forall \bar{t} \in [0, T]$ 로 둔다.

과정 2: (7)에 의해 PES 신호 x_{dk} 를 보정하고 (2), (4), (9)로 주어지는 페루프 시스템이 정상상태에 도달할 때까지 기다린다.

과정 3: 정상상태에 도달한 시점을 $t = n_k T$ 라 하자. 여기서 n_k 는 어떤 양의 정수이다. 이 시점부터 한 주기동안 즉, $t \in [n_k T, (n_k + 1)T]$ 시간동안 PES 신호 $\bar{x}_{dk}(\bar{t}), \forall \bar{t} \in [0, T]$ 를 측정한다. PES 신호 \bar{x}_{dk} 는 서보트랙 기록오차로 인해 정상상태 응답 \bar{x}_k 와 다음의 관계를 갖는다.

$$\bar{x}_{dk}(\bar{t}) = \bar{x}_k(\bar{t}) + \eta(\bar{t}), \quad \forall \bar{t} \in [0, T] \quad (13)$$

측정된 PES 신호 $\bar{x}_{dk}(\bar{t}), \forall \bar{t} \in [0, T]$ 를 이용하여 T-주기함수 $\hat{\eta}_{k+1}$ 를 다음 식에 의해 결정한다.

$$\hat{\eta}_{k+1}(\bar{t}) = (1 - \lambda)\hat{\eta}_k(\bar{t}) + \lambda\bar{x}_{dk}(\bar{t}), \quad \forall \bar{t} \in [0, T] \quad (14)$$

여기서 λ 는 학습이득 이고 그 선택범위에 대해서는 정리 1 에서 설명한다. 그리고 나서 계산된 $\hat{\eta}_{k+1}(\bar{t}), \bar{t} \in [0, T]$ 는 다음 학습을 위해 메모리에 저장해 둔다.

과정 4 : $t = (n_k + 1)T$ 인 시점에서 T-주기함수 $\hat{\eta}$ 를 $\hat{\eta}(\bar{t}) = \hat{\eta}_{k+1}(\bar{t}), \forall \bar{t} \in [0, T]$ 로 갱신한다. 그리고 나서 k 를 1 증가시키고 (과정 2)로 가서 반복한다.

그림 5는 본 논문에서 제안하는 서보트랙 기록오차 보상 방법을 나타내는 그림이다.

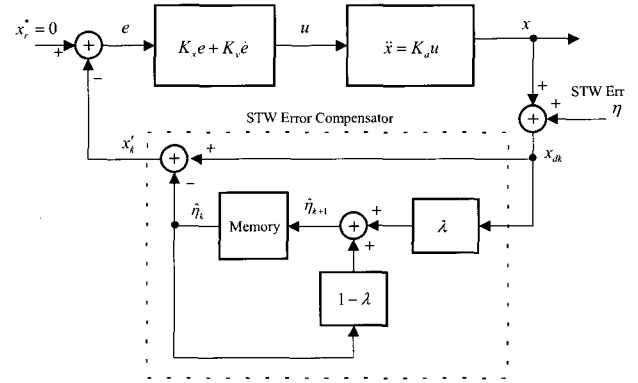


그림 5. 반복학습에 의한 서보트랙 기록오차 보정.
Fig. 5. Correction algorithm of servo track writing error based on iterative learning approach.

다음의 정리 1은 제안된 알고리즘의 수렴성에 대해 설명하는데 정리 1을 언급하기에 앞서 T-주기함수에 대한 노름 (norm)과 내적을 다음과 같이 정의한다.

$$\langle f, g \rangle_T = \int_0^T f(t)g(t)dt, \quad |f|_T = \langle f, f \rangle_T^{1/2}$$

그리고 k 번째 반복학습 과정의 정상상태 응답 \bar{x}_k 는 다음 식을 만족함은 자명하다.

$$\ddot{\bar{x}}_k + K_a K_v \dot{\bar{x}}_k + K_a K_x \bar{x}_k = \psi_k \quad (15a)$$

여기서

$$\psi_k = -K_a K_v \dot{\phi}_k - K_a K_x \phi_k, \quad \phi_k = \eta - \hat{\eta}_k \quad (15b)$$

이제 정리 1에 대해 설명한다.

정리 1: 서보트랙 기록오차 η 가 N 차 ($N \geq 1$) 이상의 고조파 성분만을 갖는다고 가정한다. (7)과 (9)로 주어지는 제어기를 사용하며 서보트랙 기록오차 추정치 $\hat{\eta} = \hat{\eta}_k$ 는 (14)와

같이 반복적으로 갱신한다. 그리고 제어기 이득 K_v, K_x 와 학습이득 λ 는 다음 식을 만족하도록 선택한다.

$$0 < \lambda < \frac{2\mu}{2\mu+1}, 0 < K_v \leq \frac{\sqrt{1-\gamma^2}}{2K_a(1+\mu)}(N\omega_r),$$

$$\frac{1-\gamma}{2K_a(1+\mu)}(N\omega_r)^2 \leq K_x \leq \frac{1+\gamma}{2K_a(1+\mu)}(N\omega_r)^2$$
(16)

여기서 μ 와 γ 는 각각 $\mu > 0, 0 < \gamma < 1$ 인 임의의 실수이고 ω_r 은 서보트랙 기록오차 η 의 기본주파수 즉, $\omega_r = 2\pi/T$ 이다. 그러면 정상상태에서 다음의 성질이 만족된다.

i) 반복학습 횟수 $k \rightarrow \infty$ 에 따라 실제 위치 x_k 는 0 으로 수렴한다. 즉,

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |x_k|_T = 0$$
(17)

ii) 서보트랙 기록오차 $\eta(t)$ 가 임의의 유한한 주파수 성분만을 가진다고 가정하면 반복학습 횟수 $k \rightarrow \infty$ 에 따라 추정오차 ϕ_k 는 0 으로 수렴한다. 즉,

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\phi_k|_T = 0$$
(18)

증명: 부록 참조

정리 1은 (16)과 같이 PD 제어기 이득과 학습이득을 선택하고 (14)의 서보트랙 기록오차 추정 알고리즘을 사용하면 반복 회수가 증가함에 따라 서보트랙 기록오차가 보상되어 헤드의 실제 위치 및 추정오차가 0으로 수렴한다는 사실을 말해준다. 결국 인접 트랙 간의 데이터 간섭 현상을 막을 수 있게 된다. 그리고 (16)은 제안된 보상 알고리즘이 수렴하기 위한 충분 조건으로서 PD 제어기 이득 및 반복학습 이득 선택을 위한 구체적인 형태를 제시하고 있다.

2. 보상 알고리즘의 이산화

전 장에서 이미 언급한 바와 같이 헤드가 등 간격으로 배치된 서보 섹터를 만날 때마다 PES 신호 x_d 를 얻게 되므로 디스크 드라이브의 헤드 위치제어시스템은 이산제어시스템이 된다. 그리고 샘플링 주파수는 디스크의 회전 주파수와 트랙 당 섹터 수와의 곱으로 나타난다. 따라서 전 절에서 제시한 위치제어기 및 서보트랙 기록오차 보상 알고리즘을 실제로 구현하기 위해서는 이산화 작업이 필요하다.

이를 위해 먼저 (1)의 연속시간시스템을 이산시간시스템으로 변환한다. 시스템 입력 u 이 D/A 변환기에 의하여 한 샘플 구간 동안 일정하므로 기준에 널리 알려진 영차 홀드 이산화 기법[10]을 사용할 수 있다. 그리고 디지털신호처리기(Digital Signal Processor)의 연산에 의하여 발생하는 제어 지연 시간까지 포함하여 이산화하면 그 결과는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} x(n+1) \\ v(n+1) \\ w(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s & K_a T_s^2 / 2 \\ 0 & 1 & K_a T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(n) \\ v(n) \\ w(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_a(T_s - T_d)^2 / 2 \\ K_a(T_s - T_d) \\ 0 \end{bmatrix} u(n) + \begin{bmatrix} K_a(2T_s - T_d)T_d \\ K_a T_d \\ 0 \end{bmatrix} u(n-1)$$
(19)

여기서 상수 T_s 와 T_d 는 각각 샘플링 시간과 제어 지연 시간을 의미하고 외란 토크 w 는 시간에 대해 일정하다고 가정하였다. (9)의 PD 제어기에 대응되는 이산제어기로서는 아래와 같은 상태궤환제어기를 사용한다.

$$u(n) = -K_x \hat{x}(n) - K_v \hat{v}(n) - \hat{w}(n)$$
(20)

여기서 변수 $\hat{x}, \hat{v}, \hat{w}$ 는 상태변수 추정기에 의하여 얻어지는 위치, 속도, 외란에 대한 추정치를 각각 나타낸다. 시간에 대하여 일정한 외란 토크를 보상하기 위하여 외란에 대한 추정치가 사용되었다. 상태변수 추정기는 시스템 입력 u 과 PES 신호 x_d 를 입력으로 하여 상태변수들을 추정하는 장치로서 현재형과 예측형 두 종류가 있는 데 외란에 강인한 현재형 추정기가 일반적으로 사용되고 있다[10, 11]. 현재형 추정기(Current Estimator)는 (21a)의 갱신부분과 (21b)의 예측부분으로 구성된다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}(n) \\ \hat{v}(n) \\ \hat{w}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}(n) \\ \tilde{v}(n) \\ \tilde{w}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} [x_d(n) - \tilde{x}(n)]$$
(21a)

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}(n+1) \\ \tilde{v}(n+1) \\ \tilde{w}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s & K_a T_s^2 / 2 \\ 0 & 1 & K_a T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}(n) \\ \tilde{v}(n) \\ \tilde{w}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_a(T_s - T_d)^2 / 2 \\ K_a(T_s - T_d) \\ 0 \end{bmatrix} u(n) + \begin{bmatrix} K_a(2T_s - T_d)T_d \\ K_a T_d \\ 0 \end{bmatrix} u(n-1)$$
(21b)

(21a)에서 변수 $\tilde{x}, \tilde{v}, \tilde{w}$ 는 각각 위치, 속도, 외란에 대한 예측치를 나타내고 상수 l_1, l_2, l_3 는 각각 위치, 속도, 외란에 대한 추정이득을 나타낸다. 그리고 이어서 설명되겠지만 서보트랙 기록오차를 보상하는 경우에는 x_d 대신에 보정된 신호인 x' 가 입력으로 사용된다.

다음에는 이산화된 서보트랙 기록오차 보상 알고리즘에 대하여 언급한다. 이를 위하여 디스크 회전의 이산시간 주기는 M 이라고 가정한다. 먼저 서보트랙 기록오차의 추정 초기치를 0으로 설정한다.

$$\hat{\eta}_0(n) = 0, \quad n = -M + 1, -M + 2, \dots, -1, 0 \quad (22)$$

다음에는 디스크의 첫 번째 회전 시간 동안 PES 신호 x_{d0} 를 측정하고 (23a)와 같이 추정 초기치 $\hat{\eta}_0$ 를 사용하여 보정한다. 그리고 보정된 위치 신호 x'_0 는 (21)의 상태변수 추정기의 입력으로 들어간다. 또한 (23b)와 같이 PES 신호 및 추정 초기치를 사용하여 추정치를 갱신하고 다음 단계에서의 추정을 위하여 메모리에 저장한다.

$$x'_0(n) = x_{d0}(n) - \hat{\eta}_0(n - M), \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (23a)$$

$$\hat{\eta}_1(n) = (1 - \lambda)\hat{\eta}_0(n - M) + \lambda x_{d0}(n), \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (23b)$$

디스크의 두 번째 회전에도 마찬가지로 PES 신호 x_{d1} 를 측정하고 (24a)와 같이 갱신된 추정치 $\hat{\eta}_1$ 를 사용하여 보정한다. 그리고 보정된 위치 신호 x'_1 는 (21)의 상태변수 추정기의 입력으로 들어간다. 또한 (24b)와 같이 추정치를 갱신하고 다음 단계에서의 추정을 위하여 메모리에 저장한다.

$$x'_1(n) = x_{d1}(n) - \hat{\eta}_1(n - M), \quad n = M + 1, M + 2, \dots, 2M \quad (24a)$$

$$\hat{\eta}_1(n) = (1 - \lambda)\hat{\eta}_1(n - M) + \lambda x_{d1}(n), \quad n = M + 1, M + 2, \dots, 2M \quad (24b)$$

그리고 디스크의 $k + 1$ 번째 회전에도 마찬가지로 PES 신호 x_{dk} 를 측정하여 아래와 같이 보정하고 추정치를 갱신한다.

$$x'_k(n) = x_{dk}(n) - \hat{\eta}_k(n - M), \quad n = kM + 1, kM + 2, \dots, (k + 1)M \quad (25a)$$

$$\hat{\eta}_{k+1}(n) = (1 - \lambda)\hat{\eta}_k(n - M) + \lambda x_{dk}(n), \quad n = kM + 1, kM + 2, \dots, (k + 1)M \quad (25b)$$

그러면 k 가 증가함에 따라 추정오차 및 헤드의 실제 위치는 0으로 수렴하게 된다. 그런데 위의 학습과정에서 추정치를 제어루프에 인가 후 정상상태까지 기다리지 않고 바로 PES 신호를 취하는 이유는 제어시스템의 반응 속도가 디스크 회전 주기에 비하여 매우 빠르기 때문이다. 그림 6은 서보트랙 기록오차 보정 알고리즘의 이산화된 형태를 표현한 그림이다. 이 그림에서 제어기 $C(z)$ 는 (21)의 상태변수 추정기와 (20)의 상태궤환 제어기가 결합된 등가의 제어기이고 제어시스템 $P(z)$ 는 (19)로 표현되는 이산시스템이다.

지금까지 언급한 서보트랙 기록오차 보정 알고리즘은 시스템에 대한 파라미터가 필요하지 않으며 그 구조가 매우 간단함을 알 수 있다. 따라서 보정 알고리즘 연산이 간단하고 시스템 파라미터가 변동하더라도 정확한 보상이 가능하다. 다음에는 제안하는 알고리즘의 기존 알고리즘과의 차별성을

강조하기 위하여 기존 연구[1-6]에 대하여 간략하게 소개한다.

그림 6에서 보상 알고리즘을 사용하지 않은 경우 PES 신호와 서보트랙 기록오차 간의 관계는 다음과 같이 표현된다.

$$\eta(z) = H(z)x_d(z) \quad (26a)$$

여기서 전달함수 $H(z)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$H(z) = 1 + C(z)P(z) \quad (26b)$$

따라서 PES 신호를 측정하여 전달함수 $H(z)$ 에 해당하는 필터를 통과시키면 서보트랙 기록오차를 구할 수 있게 된다. 일반적으로 $H(z)$ 의 임펄스 응답은 무한시간까지 지속되고 비인과성 특성을 갖는다. 기존 연구 [1-4]에서는 유한응답 인과성 필터로 근사화하였고 반면 기존 연구 [5, 6]에서는 정확성을 향상시키기 위하여 유한응답 비인과성 (Non-Causal) 필터로 근사화하여 사용하였다. 그런데 필터의 계수가 시스템 파라미터에 의존하여 파라미터 변동 시 서보트랙 기록오차 추정 정확도가 떨어지게 된다. 그리고 일반적으로 필터 계수의 개수가 200 개 이상이어서 구현 시 연산량이 많아져 추정에 많은 시간이 소요된다. 그리고 측정된 PES 신호에는 여러 백색 잡음이 존재하므로 PES 신호를 여러 번 측정하여 평균하는 과정이 필요하여 추정 시간은 더욱 늘어나게 된다. 반면 제안하는 알고리즘은 연산이 간단하고 별도의 잡음 제거 필터링 과정이 필요치 않아 추정 속도가 빠르고 시스템 파라미터 변동에 무관하게 보상이 가능하다.

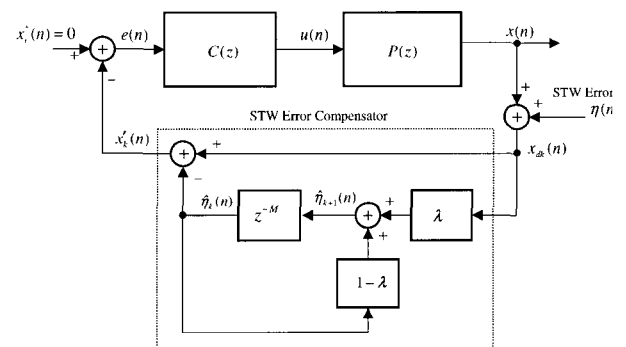


그림 6. 서보트랙 기록오차 보정 알고리즘의 이산시간 구현 형태.

Fig. 6. Digital realization of correction algorithm of servo track writing error.

IV. 모의실험결과

본 장에서는 전 장에서 제안한 서보트랙 기록오차 보정 알고리즘의 성능을 실제적으로 검증하기 위하여 상용 제품을 대상으로 모의실험을 수행하여 얻은 결과를 제시한다.

실험 대상으로서는 삼성전자의 최신 제품인 3.5 인치 하드 디스크 드라이브를 사용하였다. 이 모의실험 용 하드 디스크 드라이브는 디스크 한 장 당 60 GByte 만큼의 데이터를 저장

할 수 있고 데이터 트랙의 폭은 0.37 μm 에 불과한 첨단 기술 제품으로서 중요한 사양은 표 1 에 제시되었다.

표 1. 모의실험 용 하드 디스크 드라이브의 사양.

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

Capacity	60 GB/Platter	K_a	21063 A·rad/sec ²
Disk speed	5,400 RPM	T_s	51.44 μsec
Servo sectors/track	216	T_d	25 μsec
Track density	75,000 TPI	Track width	0.37 μm

가능한 한 실제에 가까운 모의실험을 위하여 VCM 액츄에이터의 공진현상, 전력증폭기 (Power Amplifier)의 동적특성, 제어 지연 시간, 측정 잡음 등 실제적 요소들을 충분히 반영하였다. 측정 잡음은 디스크의 불규칙한 진동 및 버스트 신호의 잡음에서 기인하는 백색잡음으로서 그림 7 에 제시하였다. 디스크 회전 주파수가 90 Hz 이므로 서보트랙 기록오차 신호는 90 Hz 의 정수배가 되는 주파수 성분들만 가지게 된다. 실제적으로 발생하는 서보트랙 기록오차를 주파수 분석해보면 5 고조파 이상의 주파수 성분들을 갖게 된다. 정리 1 의 수식 16 에 의하면 제어대역 폭이 증가할수록 (제어기 이득 K_x, K_v 이 증가할수록) 본 논문에서 제안한 서보트랙 기록오차 보상 알고리즘에 의하여 보정될 수 있는 서보트랙 기록오차의 최소 주파수(N)는 증가하게 된다. 본 논문의 모의 실험에서는 제어대역 폭을 최근 디스크 드라이브 산업계에서 널리 사용되고 있는 1 kHz 로 설정하고자 한다. 이 경우 보정할 수 있는 서보트랙 기록오차의 주파수는 10 고조파 이상임을 정리 1 의 수식 16 으로부터 확인할 수 있다. 따라서 본 모의실험에서는 서보트랙 기록오차의 주파수 성분은 10 고조파 이상이라고 가정하였다. 그런데 수식 16 를 사용하여 제어기의 이득을 낮추면 5 고조파 이상의 서보트랙 기록오차 또한 보정 가능하게 된다.

(16)에서 파라미터를 $\mu = 1$, $\gamma = 0.1$, $N = 10$, $\omega_r = 2\pi 90$ (rad/sec)으로 설정하여 반복학습 이득 및 (20)의 상태궤환 제어기 이득을 다음과 같이 결정하였다.

$$\lambda = 0.4, \quad K_x = 417, \quad K_v = 0.0668 \quad (27a)$$

이렇게 제어기 이득을 설정하면 제어대역 폭이 목표 값 1 kHz 가 됨을 약간의 계산을 통하여 확인할 수 있다. 그리고 상태변수 추정기의 극점들을 $0.3490 \pm j0.1188, 0.9589$ 에 배치하기 위하여 추정 이득을 아래와 같이 설정하였다.

$$l_1 = 0.9, \quad l_2 = 9029, \quad l_3 = 0.3233 \quad (27b)$$

먼저 10고조파 (900 Hz) 경우의 모의실험 결과를 그림 8에 제시하였다. 서보트랙 기록오차의 진폭은 트랙 폭의 1/4로 설정하였다. 그림 8(a)로부터 서보트랙 기록오차에 대한 추정오

차가 반복학습이 진행됨에 따라 감소하여 디스크 3 회전 시간 (약 30 msec) 이 지나면 충분히 수렴함을 확인할 수 있다. 그리고 그림 7의 백색잡음에도 영향을 거의 받지 않음을 알 수 있다. 그림 8(b)는 서보트랙 기록오차 보상에 의한 PES 신호의 성능을 나타낸 그림으로서 보상하지 않은 경우에 비하여 PES 신호가 크게 감소함을 알 수 있다. 그림 8(d)는 PES 성능 향상을 주파수 영역에서 확인하기 위하여 PES 신호를 스펙트럼 분석한 결과이다. 이러한 스펙트럼 분석을 위하여 4000 포인트 이산 푸리에 변환 (DFT)을 사용하였고 성능 비교를 위하여 이산 푸리에 변환 결과를 1로 표준화하여 표현하였다. 이 그림으로부터 서보트랙 기록오차 보상 알고리즘을 사용하는 경우 PES 성능을 2 배 이상 향상시킬 수 있음을 명확하게 알 수 있다. 그리고 그림 8(c)는 헤드의 실제적 위치를 나타낸 그림으로서 보상하지 않은 경우 서보트랙 기록오차 때문에 헤드의 위치가 0으로 유지되지 못하고 흔들리고 있음을 알 수 있다. 이 경우 인접 트랙과의 데이터 간섭 현상이 발생하여 드라이브의 치명적인 동작 오류가 일어날 수 있다. 반면 서보트랙 기록오차를 보상해준 경우 반복학습이 진행됨에 따라 헤드의 흔들림이 0으로 수렴함을 알 수 있다. 20 고조파 (1.8 kHz), 40고조파 (3.6 kHz), 60 고조파 (5.4 kHz) 경우의 모의실험 결과는 각각 그림 9, 그림 10, 그림 11에 제시되었다. 이 그림들로부터 서보트랙 기록오차의 주파수가 높아질수록 보상 알고리즘의 성능이 좋아짐을 알 수 있다. 그 이유는 서보트랙 기록오차의 주파수가 높아져 제어기 대역폭 (1 kHz)을 벗어날수록 제어 시스템의 반응이 느려지고 결국 서보트랙 기록오차 추정에 사용되는 PES 신호가 커지기 때문이다.

마지막으로 서보트랙 기록오차의 주파수가 7 고조파 (630 Hz) 인 경우 서보트랙 기록오차 보상 알고리즘의 성능을 조사하였다. 이 경우 서보트랙 기록오차의 주파수 (630 Hz)가 제어기 대역폭 (1 kHz) 안에 있게 되므로 보정 알고리즘에 의한 성능 향상을 기대할 수 없고 모의실험 결과는 그림 12에 제시되었다. 그림 12(a)로부터 반복학습이 진행되더라도 추정오차가 거의 감소하지 않음을 알 수 있다. 그리고 그림 12(b)와 (d)로부터 PES 성능 향상이 미미함을 알 수 있다. 이러한 모의실험 결과는 서보트랙 기록오차 수렴에 필요한 (16)의 제어기 이득 선택 조건이 실제와 잘 일치함을 입증한다.

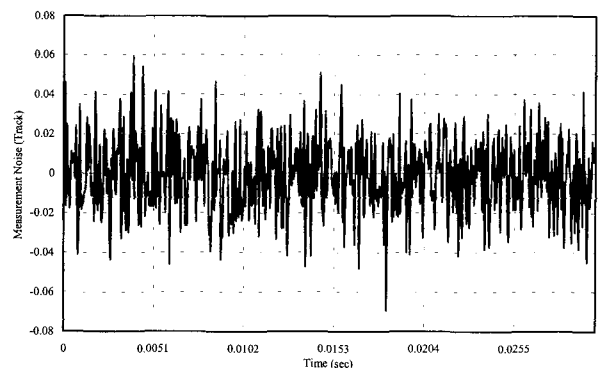
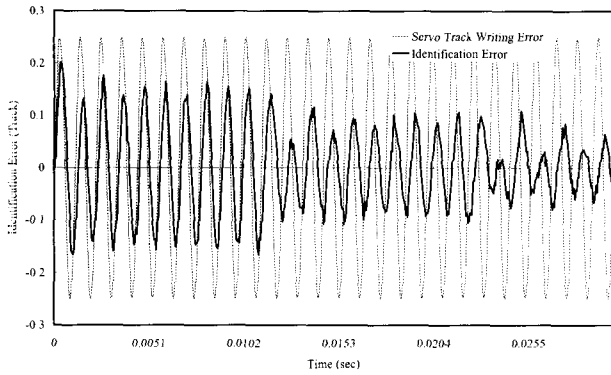
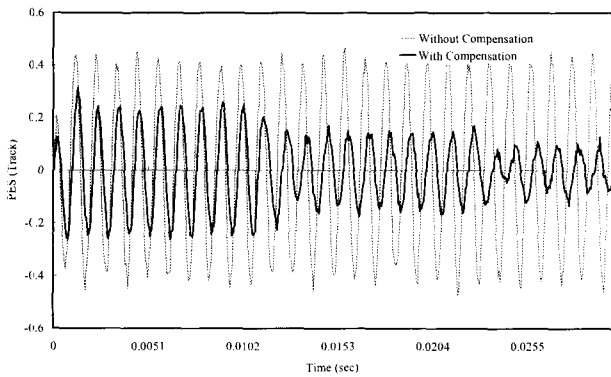


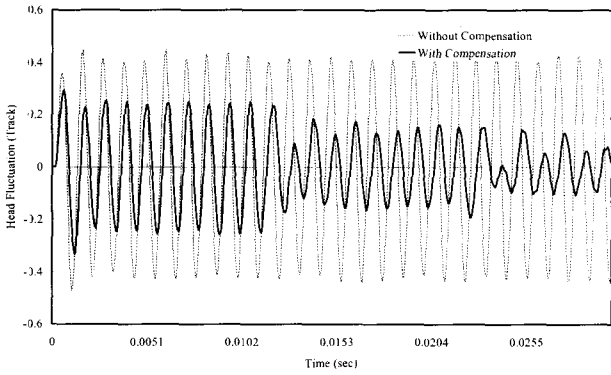
그림 7. 모의실험 시 사용된 백색 잡음 신호.
Fig. 7. White noise signal used for simulation.



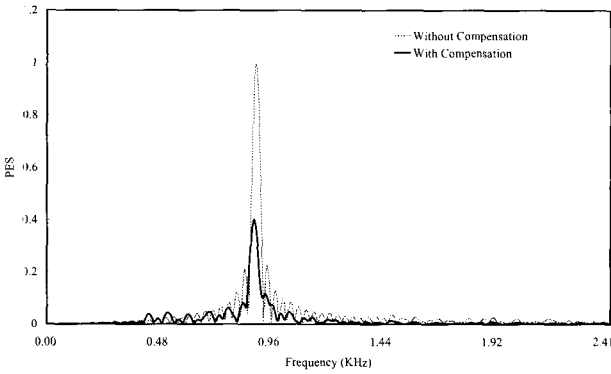
(a) 서보트랙 기록오차의 추정오차



(b) PES 신호



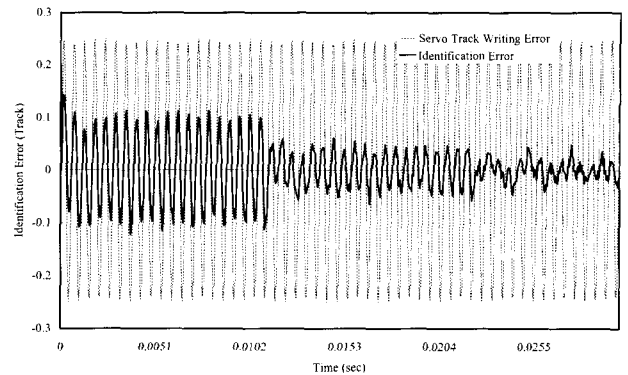
(c) 헤드의 위치 신호



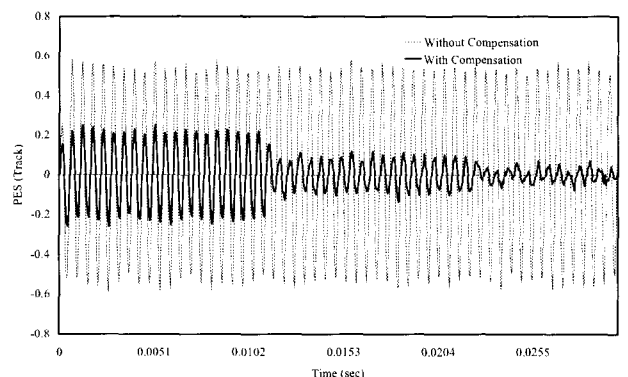
(d) PES 신호의 주파수 스펙트럼

그림 8. 10X 주파수 (900 Hz)의 서보트랙 기록오차 경우 보정 알고리즘의 성능.

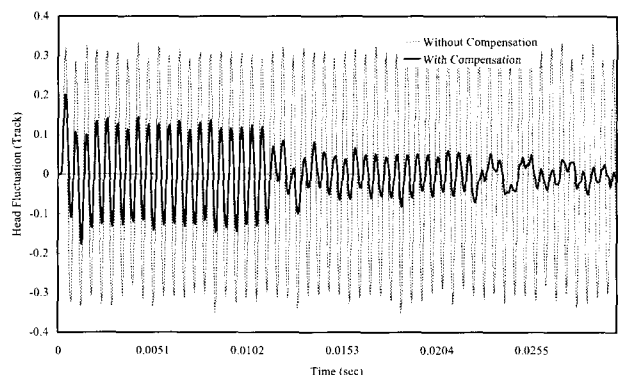
Fig. 8. Performance of correction algorithm in case of servo track writing error with 10X frequency.



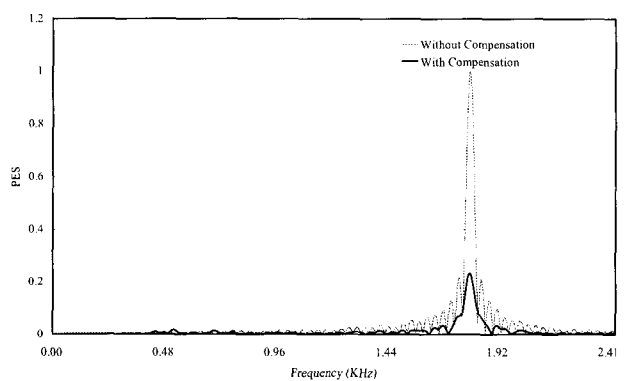
(a) 서보트랙 기록오차의 추정오차



(b) PES 신호



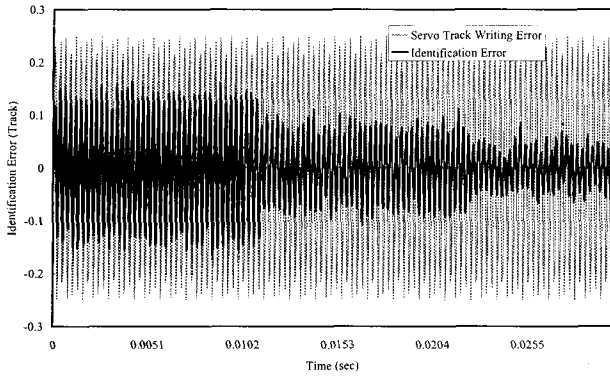
(c) 헤드의 위치 신호



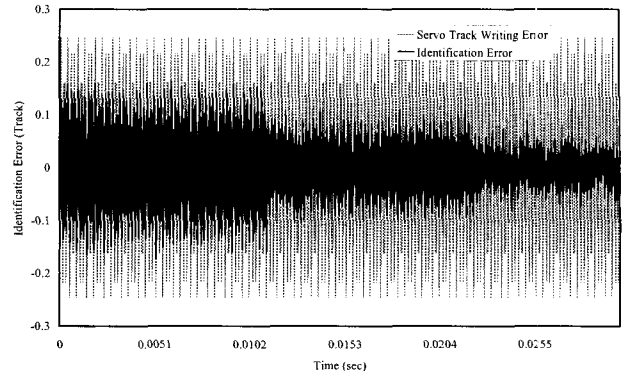
(d) PES 신호의 주파수 스펙트럼

그림 9. 20X 주파수 (1.8 kHz)의 서보트랙 기록오차 경우 보정 알고리즘의 성능.

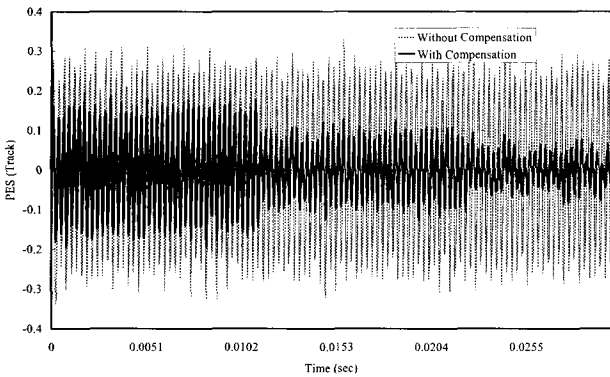
Fig. 9. Performance of correction algorithm in case of servo track writing error with 20X frequency.



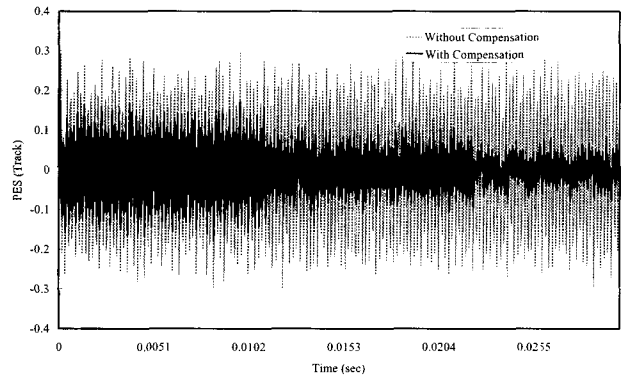
(a) 서보트랙 기록오차의 추정오차



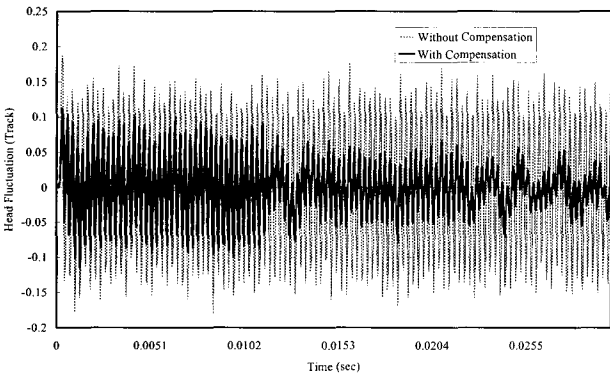
(a) 서보트랙 기록오차의 추정오차



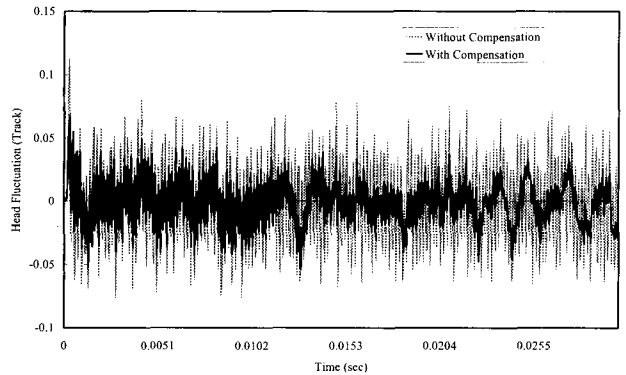
(b) PES 신호



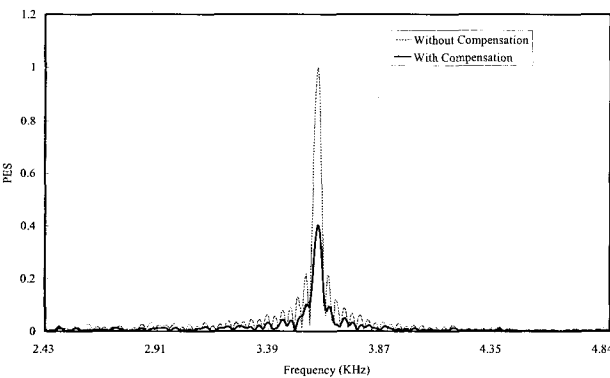
(b) PES 신호



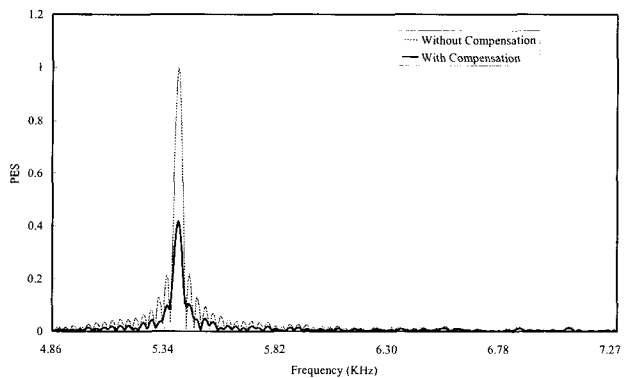
(c) 헤드의 위치 신호



(c) 헤드의 위치 신호



(d) PES 신호의 주파수 스펙트럼



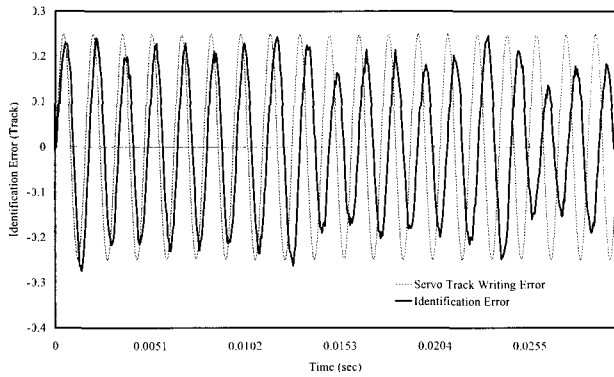
(d) PES 신호의 주파수 스펙트럼

그림 10. 40X 주파수 (3.6 kHz)의 서보트랙 기록오차 경우 보정 알고리즘의 성능.

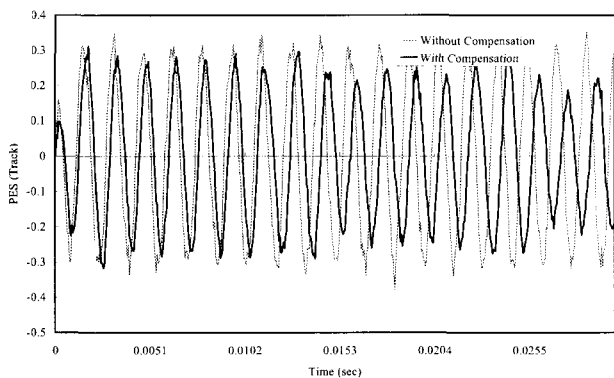
Fig. 10. Performance of correction algorithm in case of servo track writing error with 40X frequency.

그림 11. 60X 주파수 (5.4 kHz)의 서보트랙 기록오차 경우 보정 알고리즘의 성능.

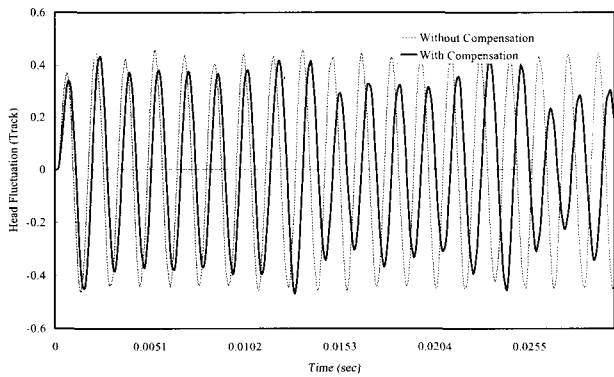
Fig. 11. Performance of correction algorithm in case of servo track writing error with 60X frequency.



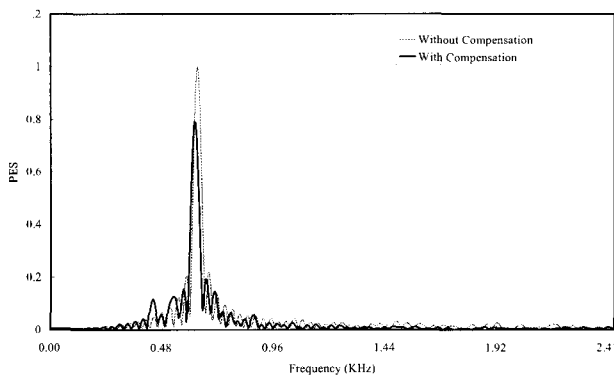
(a) 서보트랙 기록오차의 추정오차



(b) PES 신호



(c) 헤드의 위치 신호



(d) PES 신호의 주파수 스펙트럼

그림 12. 7X 주파수 (630 Hz)의 서보트랙 기록오차 경우 보상 알고리즘의 성능.

Fig. 12. Performance of correction algorithm in case of servo track writing error with 7X frequency.

V. 결론

본 논문에서는 고밀도 디스크 드라이브에서 치명적인 동작 오류를 일으킬 수 있는 서보트랙 기록오차를 반복학습에 기반하여 보상하는 새로운 알고리즘을 제시하였고 수렴성을 수학적으로 증명하였다. 그리고 최신 고밀도 디스크 드라이브 제품을 대상으로 모의실험한 결과 30 msec 이내에 서보트랙 기록오차의 추정 및 보상이 가능함을 확인할 수 있었다. 또한 제안된 보상 알고리즘은 기존 알고리즘과 비교하여 시스템 파라미터 변동에 강인하고 연산이 간단하다는 장점을 갖는다.

이러한 보상 알고리즘은 하드 디스크 드라이브 뿐만 아니라 CD-ROM, 광자기 디스크 드라이브 등 기타 데이터 저장 장치의 서보트랙 오차 보정을 위해서도 효과적으로 사용될 수 있다.

부록

<정리 1의 증명>

(13), (14), (15b)에 의해

$$\phi_{k+1} = (1-\lambda)\phi_k - \lambda \bar{x}_k \tag{A1}$$

이 식과 노음과 내적에 대한 정의로부터 다음관계를 얻는다.

$$|\phi_{k+1}|_T^2 = (1-\lambda)^2 |\phi_k|_T^2 + \lambda^2 |\bar{x}_k|_T^2 - 2\lambda(1-\lambda) \langle \bar{x}_k, \phi_k \rangle_T \tag{A2}$$

한편 서보트랙 기록오차 η 가 T-주기함수이고 N 차 ($N \geq 1$) 이상의 고조파 성분만을 가지므로 잘 알려진 선형시스템이론으로부터 \bar{x}_k 역시 T-주기함수이고 N 차 이상의 고조파 성분만을 가짐을 알 수 있다. 따라서 학습규칙((13)-(14))과 ϕ_k 의 정의((15b))로부터 알 수 있듯이 $\hat{\eta}_k$, ϕ_k 또한 T-주기함수이고 N 차 이상의 고조파 성분만을 가진다. 따라서 ϕ_k 와 \bar{x}_k 는 다음 식과 같이 푸리에 급수 전개될 수 있다.

$$\phi_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{n,k} e^{jn\omega_r t} = \sum_{n=N}^{\infty} \{ a_{n,k} e^{jn\omega_r t} + a_{-n,k} e^{-jn\omega_r t} \} \tag{A3}$$

$$\bar{x}_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{n,k} e^{jn\omega_r t} = \sum_{n=N}^{\infty} \{ c_{n,k} e^{jn\omega_r t} + c_{-n,k} e^{-jn\omega_r t} \} \tag{A4}$$

또한 (15)와 선형시스템 이론으로부터 $c_{n,k}$ 과 $a_{n,k}$ 사이에는 다음의 관계가 성립한다.

$$c_{n,k} = b_n a_{n,k}, b_n = \frac{-(K_a K_x) - j(n\omega_r K_a K_v)}{\{(K_a K_x) - (n\omega_r)^2\} + j(n\omega_r K_a K_v)} \tag{A5}$$

그리고 ϕ_k 는 실함수(real function)이므로 $a_{-n,k} = a_{n,k}^*$, $c_{-n,k} = c_{n,k}^*$ 가 성립한다. 여기서 위첨자 *는 공액복소수

(complex conjugate)를 나타낸다. 이 성질을 이용하면 (A3)-(A5)과 Parseval의 공식으로부터 다음의 관계 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle \bar{x}_k, \phi_k \rangle_T &= T \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{n,k} a_{n,k}^* = T \sum_{n=N}^{\infty} \{c_{n,k} a_{n,k}^* + c_{-n,k} a_{-n,k}^*\} \\ &= T \sum_{n=N}^{\infty} \{b_n |a_{n,k}|^2 + b_n^* |a_{n,k}|^2\} \\ &= 2T \sum_{n=N}^{\infty} \text{Re}\{b_n\} |a_{n,k}|^2 \end{aligned} \quad (\text{A6})$$

$$\begin{aligned} |\bar{x}_k|_T^2 &= T \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_{n,k}|^2 = T \sum_{n=N}^{\infty} \{|c_{n,k}|^2 + |c_{-n,k}|^2\} \\ &= T \sum_{n=N}^{\infty} \{|c_{n,k}|^2 + |c_{n,k}^*|^2\} = 2T \sum_{n=N}^{\infty} |c_{n,k}|^2 \\ &= 2T \sum_{n=N}^{\infty} |b_n|^2 |a_{n,k}|^2 \end{aligned} \quad (\text{A7})$$

이제 다음 관계식이 성립함을 보인다.

$$\langle \bar{x}_k, \phi_k \rangle_T \geq \mu |\bar{x}_k|_T^2 \quad (\text{A8})$$

(A5)에 의해

$$\text{Re}\{b_n\} = \frac{-(K_a K_x)^2 + (n\omega_r)^2 K_a K_x - (n\omega_r)^2 (K_a K_v)^2}{\{(K_a K_x) - (n\omega_r)^2\}^2 + (n\omega_r)^2 (K_a K_v)^2}, \quad (\text{A9})$$

$$n = N, N+1, \dots$$

$$|b_n|^2 = \frac{(K_a K_x)^2 + (n\omega_r)^2 (K_a K_v)^2}{\{(K_a K_x) - (n\omega_r)^2\}^2 + (n\omega_r)^2 (K_a K_v)^2}, \quad (\text{A10})$$

$$n = N, N+1, \dots$$

한편 (16)과 $0 < \gamma < 1$, $\mu > 0$ 인 점에 주목하면 $\forall n \geq N$ 에 대하여 다음의 관계를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} &-(n\omega_r)^2 K_a K_x + (1+\mu)(n\omega_r)^2 (K_a K_v)^2 \\ &\leq -(N\omega_r)^2 K_a K_x + (1+\mu)(N\omega_r)^2 (K_a K_v)^2 - \\ &\quad (n^2 - N^2)\omega_r^2 (N\omega_r)^2 \frac{(1-\gamma)^2}{4(1+\mu)} \\ &\leq -(N\omega_r)^2 K_a K_x + (1+\mu)(N\omega_r)^2 (K_a K_v)^2 \end{aligned}$$

이 식과 (16)으로부터 다음의 관계가 성립한다.

$$\begin{aligned} &(1+\mu)(K_a K_x)^2 - (n\omega_r)^2 K_a K_x + (1+\mu)(n\omega_r)^2 (K_a K_v)^2 \\ &\leq (1+\mu)(K_a K_x)^2 - (N\omega_r)^2 K_a K_x + (1+\mu)(N\omega_r)^2 (K_a K_v)^2 \\ &\leq (1+\mu)(K_a K_x)^2 - (N\omega_r)^2 K_a K_x + \frac{1-\gamma^2}{4(1+\mu)} (N\omega_r)^4 \\ &\leq (1+\mu) \left\{ K_a K_x - \frac{1-\gamma}{2(1+\mu)} (N\omega_r)^2 \right\} \left\{ K_a K_x - \frac{1+\gamma}{2(1+\mu)} (N\omega_r)^2 \right\} \\ &\leq 0 \end{aligned} \quad (\text{A11})$$

이 식으로부터 다음 부등식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} &-(K_a K_x)^2 + (n\omega_r)^2 K_a K_x - (n\omega_r)^2 (K_a K_v)^2 \\ &\geq \mu \{(K_a K_x)^2 + (n\omega_r)^2 (K_a K_v)^2\} \end{aligned} \quad (\text{A12})$$

이 식과 (A9), (A10)에 의해

$$\text{Re}\{b_n\} \geq \mu |b_n|^2, \quad \forall n = N, N+1, \dots \quad (\text{A13})$$

가 성립하고 이 식과 (A6)-(A7)에 의해 (A8)이 증명된다.

이제, (16), (A2), (A8)에 의해 다음 부등식이 성립한다.

$$|\phi_{k+1}|_T^2 \leq |\phi_k|_T^2 + \lambda((1+2\mu)\lambda - 2\mu) |\bar{x}_k|_T^2 \quad (\text{A14})$$

이 식과 수학적귀납법에 의해 다음 식을 쉽게 보일 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda(2\mu - (1+2\mu)\lambda) \sum_{k=0}^{\infty} |\bar{x}_k|_T^2 &\leq \sum_{k=0}^{\infty} (|\phi_k|_T^2 - |\phi_{k+1}|_T^2) \\ &= |\phi_0|_T^2 < \infty \end{aligned} \quad (\text{A15})$$

(16)에 의해 $\lambda(2\mu - (1+2\mu)\lambda) > 0$ 이므로 (A15)는

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\bar{x}_k|_T^2 = 0 \quad (\text{A16})$$

를 의미하고 따라서 성질 i)에 대한 증명이 완료된다.

한편 (A16)와 (A7)에 의해

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |c_{n,k}|^2 = \lim_{k \rightarrow \infty} |b_n|^2 |a_{n,k}|^2 = 0, \quad \forall n = N, N+1, \dots \quad (\text{A17})$$

여기서 주의해야 할 점은 (A17)가 모든 $n \geq N$ 에 대해서

$\lim_{k \rightarrow \infty} |a_{n,k}|^2 = 0$ 을 의미하지는 않는다는 점이다. 그 이

유는 (A10)로부터 알 수 있듯이 $\lim_{n \rightarrow \infty} |b_n|^2 = 0$ 이기 때

문이다. 그런데 만약 서보트랙 기록오차 η 가 임의의 유한한

L 고조파 이하의 성분만을 가진다고 가정하면

$$|a_{n,k}|^2 = 0, \quad \forall n = L+1, L+2, \dots \quad (\text{A18})$$

임을 쉽게 알 수 있다. 또한 (A10)로부터

$$|b_n|^2 > 0, \quad \forall n = N, N+1, \dots, L$$

이므로 이 식과 (A17)에 의해

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |a_{n,k}|^2 = 0, \quad \forall n = N, N+1, \dots, L \quad (\text{A19})$$

따라서 (A3)과 (A18)-(A19) 그리고 Parseval의 공식에 의해

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} |\phi_k|_T^2 &= 2T \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{n=N}^{\infty} |a_{n,k}|^2 = 2T \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{n=N}^L |a_{n,k}|^2 \\ &= 2T \sum_{n=N}^L \lim_{k \rightarrow \infty} |a_{n,k}|^2 = 0 \end{aligned} \quad (\text{A20})$$

가 성립하고 따라서 ii)에 대한 증명이 완료된다. Q.E.D.

참고문헌

- [1] S. H. Shepherd, R.M. Ehrlich, J. V. Wiseman, R. T. Curran, and W. R. Akin, "In-drive correction of servo pattern errors," US Patent 6,061,200, May 9, 2000.
- [2] J. C. Morris, B. R. Pollock, and T. F. Ellis, "Compensation for repeatable run-out error," US Patent 6,069,764, May 30, 2000.
- [3] H. H. Ottesen, "Method and apparatus for real time filtering of a position error signal for a disk drive servo system," US Patent 6,049,441, April 11, 2000.
- [4] M. Sri-Jayantha, A. Sharma, H. Dang, and H. Suzuki, "Repeatable runout free servo architecture in direct access storage device," US Patent 6,097,565, August 1, 2000.
- [5] H. T. Ho, T. Q. Doan, and B. A. Liikanen, "Efficient drive-level estimation of written-in servo position error," US Patent 6,115,203, September 5, 2000.
- [6] H. T. Ho, T. Q. Doan, and B. A. Liikanen, "Drive drive with compensation values calculated using a non-causal impulse response," US Patent 6,292,324, September 18, 2001.
- [7] S. H. Han, C. H. Kim, and I. J. Ha, "Iterative Identification of State-Dependent Disturbance for High Precision Speed Control

of Servo Motors," *Journal of KIEE*, vol. 9, no. 2, pp. 99-105, 1996.

- [8] Y. H. Kim and I. J. Ha, "A Learning Approach to Precision Speed Control of Servomotors and Its Application to a VCR," *IEEE Trans. Control Systems Technology*, vol. 7, no. 4, pp. 466-477, July 1999.
- [9] 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.

- [10] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley, 1990.
- [11] 강창익, 추상훈, "디스크 드라이브의 탐색시간 단축제어", 제어·자동화·시스템공학 논문지 제 8 권 제 2 호, pp. 104-112, 2002.



강 창 익

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

제주대학교 해양계측공학과 조교수. 관심분야는 비선형 제어, 스토리지 시스템 제어, 소나신호처리.



김 창 환

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

~현재 대전대학교 컴퓨터공학부 조교수. 관심분야는 비선형 제어 및 응용, 전기기기 제어.