

디스크 드라이브의 주기적 외란 고속 보상 제어

부 찬 혁* · 강 창 익** · 김 호 찬***

Fast Compensator of Periodic Disturbance in Disk Drives

Chan-Hyuk Boo* · Chang-Ik Kang** · Ho-Chan Kim***

ABSTRACT

The control objective in hard disk drives is to move head as fast as possible to target track and position the head over the center of target track in the presence of external disturbances. The external shock or disk clamping error in manufacturing process causes the disk center to deviate from the disk rotation center. The disk shift acts on control system as disturbance and degrades severely the performance of disk drives. In this paper, we present a new controller that compensates for the periodic disturbance very fast. The disturbance compensator is arranged in parallel with the state feedback controller. To avoid the interference with the state feedback controller, the compensator creates compensation signal without feedback of system output until steady state. Finally, in order to demonstrate the superior performance of the proposed compensator, we present some simulation results using a matlab.

Key Words : disk drive periodic disturbance, disturbance compensator

1. 서론

자기저항(magneto-resistive) 헤드 기술의 발전에 힘입어 대표적인 정보저장 장치인 하드디스크 드라이브의 트랙밀도는 급격하게 증가하고 있다. 현재 3.5인치 드라이브인 경우 디스크 한 장 당 80GByte의 데

이터를 저장 가능한 제품이 개발되어 시판되고 있고 이러한 제품의 트랙밀도는 93000 TPI(tracks per inch)로서 트랙 폭은 0.27 μ m에 불과하다. 조만간 3.5인치 디스크 한 장 당 무려 120GByte의 데이터를 저장할 수 있는 제품이 개발될 것으로 예측되고 있다. 또한 PDA(personal digital assistance), 디지털 카메라, MP3 재생기, 노트북 PC 등 휴대형 정보기기용 초소형 정보저장장치인 1인치 마이크로 디스크 드라이브에 대한 수요가 증가하고 있으며 그 트랙밀도 또한 계속 높아지고 있다. 최근 개발되어 시판되고 있는 1인치 마이크로 드라이브는 그 폭 및 중량이 각각 4.3cm 및 16g에 불과한 초소형 제품으로서 1인치 디스크 한 장에 4GB 데이터를 저장할 수 있고 트랙밀도는

* 제주대학교 대학원

Graduate School, Cheju Nat'l Univ.

** 제주대학교 해양계측공학과

Department of Marine Instrumentation Eng. Cheju Nat'l Univ.

*** 제주대학교 전기전자공학부

Faculty of Electrical & Electronic Eng., Cheju Nat'l Univ.

90,000 TPI(tracks per inch)에 육박하고 있다. 이렇게 고밀도 트랙 내에서 헤드가 데이터를 정확히 읽고 쓰기 위해서는 매우 정교한 헤드 위치 제어 기술이 필요하다.

하드디스크 드라이브에서 헤드 위치 제어의 목적은 신속하게 목적 트랙으로 헤드를 이동시키고 외란이 존재하더라도 헤드를 목적 트랙 정 중앙에 위치시키기 위한 것이다. 그런데 드라이브가 외부 충격을 받거나 생산과정에서 디스크 체결이 불완전한 경우 디스크 회전 중심이 동심원 트랙 중심에서 벗어나는 디스크 편심 현상이 발생하게 된다. 특히 휴대형 환경에서 동작하는 1 인치 마이크로 드라이브 경우 외부 충격에 쉽게 노출되고 또한 생산과정에서 디스크는 3.5 인치 드라이브에 비해 낮은 강도로 체결되므로 디스크 편심 현상이 쉽게 발생한다. 이러한 디스크 편심은 주기적인 제어 오차를 유발하게 되는 데 산업계에서는 이러한 주기적 외란을 통상 RRO(repeatable run out) 외란 이라고 부른다. 특히 디스크가 드라이브에 체결되기 전에 미리 서보 트랙이 기록되는 오프라인 서보트랙 기록방식(off-line servo writing)을 사용하는 경우 RRO 외란은 더욱 두드러지게 나타나게 된다. 예를 들어 오프라인 서보트랙 기록방식을 사용하여 93,000TPI 드라이브를 조립한 경우 200 트랙 이상의 디스크 편심이 예상된다. 이렇게 과도한 RRO 외란은 디스크 드라이브 동작 속도 성능을 극히 저하시키게 되므로 보상 대책이 반드시 필요하다.

RRO 외란 보상의 중요성에 걸맞게 이 분야에 대한 기존연구가 매우 활발하게 진행되어 왔다. 먼저 이산제어시스템의 주기적 외란을 보상하기 위하여 내부모델원리(internal model principle)[1]에 근거한 이산 반복제어기(repetitive controller)가 제시되었다[2]. 이 제어기는 상태폐환 제어기(state feedback controller)에 직렬형태로 추가(add-on) 되어 구성되며 정상상태에서 정확한 외란 보상이 가능하지만 플랜트 파라미터 변동에 강인하지 못하다. 반면 기존연구[3,4]에서는 Q 필터 알고리즘을 사용하여 플랜트 파라미터 변동에 대한 견실성과 보상의 정확도 사이의 상호조정(trade-off)이 가능한 개선된 반복제어기가 제시되었다. 그런데 지금까지 소개한 내부모델원리에

근거하여 개발된 반복제어기[2-4]들은 설계 시 과도 응답 특성이 고려되지 않아 외란을 완전히 보상하기 까지 상당한 시간이 소요되어 과도한 RRO를 지닌 디스크 드라이브에서 실제적으로 사용하기에 적합하지 못하다. 따라서 실제제품에서는 반복제어기 대신에 주기적 외란을 적응적으로 전치 보상하는 적응형 전치보상제어기(adaptive feed-forward controller)가 널리 사용되고 있다[5-8]. 이 보상제어기는 상태폐환 제어기에 병렬 형태로 추가되어 구성되며 외란 보상 값이 정해진 갱신규칙(update rule)에 의하여 반복적으로 갱신되므로 플랜트 파라미터 변동에 강인하다. 그리고 외란의 주파수에서 무한대 이득을 갖는 고이득 필터(high gain filter)를 사용하여 전치 보상하는 기법 또한 산업계에서 널리 사용되고 있다[9]. 그런데 이러한 전치보상제어기[5-9]들은 충분한 시간이 지나면 RRO 외란을 정확히 보상할 수 있지만 상태폐환 제어기와외의 상호간섭으로 인하여 과도상태에서 원하지 않은 진동이 유발되어 과도한 RRO 외란을 보상하기에 적합하지 못하다. 기존연구[9]에서는 이러한 상호간섭에 의한 과도응답성능 저하 문제를 해결하기 위하여 보상제어기 출발 시 미리 알고있는 정상상태 값으로 초기화하는 기법이 제시되었다. 그런데 초기화 기법에 의하여 과도응답을 어느 정도 개선할 수 있었지만 상호간섭문제가 완전히 해결되지 못하여 과도한 RRO를 갖는 디스크 드라이브가 규정된 동작속도 성능을 유지하기 위해서는 여전히 개선의 여지가 많이 남아 있다.

본 논문에서는 상태폐환 제어기와외의 상호간섭문제를 완벽하게 해결한 새로운 RRO 외란 보상기를 제안하였다. 제안된 RRO 외란 보상기는 외란의 주파수에서 극점을 갖는 고이득 필터로 구성되며 상태폐환 제어기와 병렬로 연결된다. 상태폐환 제어기와외의 상호간섭문제를 해결하기 위하여 제안된 RRO 보상기는 기존 연구[9]의 기법과는 달리 과도 상태에서는 시스템 출력 폐환 없이 독립적으로 보상신호를 발생시키고 정상상태에서 도달하면 비로소 시스템 출력을 폐환 받아 동작하게 된다. 이러한 제어상태에 따른 시스템 출력 폐환의 ON/OFF 동작을 통해서 RRO 보상기와 상태폐환 제어기 사이의 상호 간섭을 완전히 배제할 수 있었다. 과도상태에서 RRO 보상기가 위치정

보 제한없이 RRO 외란을 정확하게 보상하기 위해서는 매우 정밀한 초기 값 설정이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 RRO 보상기 초기화에 사용되는 값들을 정확하게 측정하기 위한 기법 또한 제시되었다.

마지막으로 디스크 드라이브가 과도한 RRO 외란을 받더라도 제안된 RRO 보상기를 사용하면 디스크 드라이브의 동작속도 성능이 전혀 저하되지 않음을 입증하기 위하여 모의 실험한 결과를 제시한다.

II. 디스크 드라이브 제어 시스템

2.1. RRO 외란

디스크 드라이브에서 헤드의 위치제어는 트랙탐색 제어(track seek control)와 트랙추종제어(track following control)로 구분된다[11]. 헤드를 현재 트랙에서 목적 트랙으로 가능한 신속하게 이동시키기 위하여 트랙탐색제어가 사용되고 헤드가 목적 트랙의 정중앙을 정확히 추종하도록 하기 위하여 트랙추종제어가 사용된다. 이러한 헤드의 위치 제어에 사용되는 위치 정보 및 서보 트랙은 디스크 드라이브 생산과정에서 서보 트랙 기록장비(servo track writer)에 의하여 디스크 상에 기록된다. 서보 트랙 기록장비는 디스크 전체를 폭이 일정한 수많은 동심원 트랙으로 분할하고 또한 각각의 트랙을 원주 방향으로 등 간격의 서보 섹터들로 다시 구분하여 각각의 섹터마다 트랙 번호 및 트랙 중앙으로부터의 위치정보를 기록하게 된다.

디스크 드라이브에서 헤드의 움직임은 VCM(voice coil motor) 액츄에이터에 의하여 제어된다. 고주파 특성을 무시한 경우 VCM 액츄에이터에 대한 수학적 모델은 다음과 같다.

$$\dot{y} = K_A(u + w) \quad (1)$$

여기서 상수 K_A 는 액츄에이터의 가속도 상수를 나타내고 입력 변수인 u 와 w 는 각각 VCM 코일에 흐르는 전류와 바이어스(bias) 외란 토크를 나타낸다. 이 바이어스 외란 토크는 기계장치와 전자장치를 연

결해주는 케이블의 탄성력에 의하여 액츄에이터에 작용하는 토크를 의미한다. 이 바이어스 외란 토크는 헤드가 특정 트랙에 고정된 경우 시간에 대하여 일정하므로 차후에 언급될 상태변수 추정기에 의하여 쉽게 보상된다. 그리고 변수 y 는 액츄에이터의 절대적 위치를 나타낸다. 전 단락에서 이미 설명된 서보 섹터로부터 측정되는 헤드 위치 신호는 절대적 위치 신호가 아니라 트랙 중앙을 기준으로 한 상대적 위치 신호로서 통상 PES(position error signal)라고 부른다. 만약 서보 트랙 기록 후 디스크가 외부 충격을 받는 경우 동심원 트랙의 중심이 디스크 회전 중심에서 이탈하는 디스크 편심이 발생할 수 있다. 이 경우 그림 1에 잘 표현된 바와 같이 동심원 트랙과 헤드의 궤적 사이의 편차가 발생하여 위치 제어시스템에 대한 주기적 외란으로 작용하게 된다. 특히 디스크가 드라이브에 체결되기 전에 미리 서보 트랙이 기록되는 오프라인 서보트랙 기록방식(off-line servo writing)을 사용하는 경우 이 편차는 수백 트랙 이상이 될 수 있다. 이러한 디스크 편심에 의한 주기적 편차를 산업계에서는 통상 RRO(repeatable run out)라고 부른다. RRO는 다음과 같이 헤드의 상대적 위치 신호인 PES에 포함되어 나타난다.

$$x = y + s \quad (2)$$

여기서 변수 x 와 s 는 PES와 RRO를 각각 나타낸다. RRO는 디스크가 회전할 때마다 반복적으로 나타나는 주기적 함수이므로 디스크 회전 주파수의 정수배 주파수를 갖는 정현파 신호들이 합성된 신호라고 볼 수 있다. PES x 를 출력으로 간주하고 RRO의 2차 미분 값을

$$d = \frac{1}{K_A} \ddot{s} \quad (3)$$

와 같이 정의하여 VCM 액츄에이터의 모델을 구하면 다음과 같다.

$$\ddot{x} = K_A(u + w = d) \quad (4)$$

따라서 PES x 를 출력으로 간주한 경우 RRO 편차는 VCM 액츄에이터 입력 단에 영향을 주는 일종의 외란 토크로 볼 수 있다. RRO 편차 s 는 N 개의 고조파가 합성된 신호이므로 RRO 외란 d 또한 다음 식과 같이 N 개의 고조파가 합성된 신호로 표현될 수 있다.

$$d(t) = d_1(t) + d_2(t) + \dots + d_N(t) \\ = A_1 \sin(\omega_0 t + \phi_1) + A_2 \sin(\omega_0 t + \phi_2) \\ + \dots + A_N \sin(\omega_0 t + \phi_N) \quad (5)$$

여기서 ω_0 는 디스크 회전 주파수를 나타낸다.

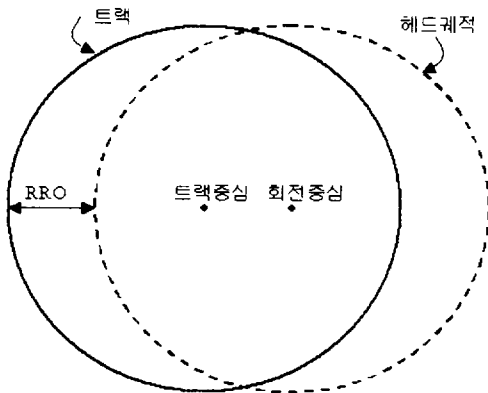


Fig. 1. RRO disturbance due to disk shift.

2.2. 위치제어기 설계

이미 언급된 바와 같이 하드디스크 드라이브의 헤드 위치 제어의 목적은 RRO와 같은 외란이 존재하더라도 신속 정확하게 헤드를 목적 트랙의 중앙에 위치시키기 위한 것이다. 즉 PES 를 가능한 신속 정확하게 0으로 만들기 위한 것이다. 이러한 목적을 달성하기 위하여 일반적으로 제어의 상태를 트랙탐색모드 (seek mode), 안착모드(settling mode), 트랙추종모드(track-following mode) 세 가지로 구분하고 각각 적합한 제어기를 사용하게 된다[11]. 트랙탐색모드는 현재 트랙에서 목적 트랙 근처까지 헤드를 신속하게 이동시키기 위한 것으로 미리 정해진 운동 궤적을 따라가는 궤적추종제어기가 사용된다. 안착모드는 헤드를 목적 트랙 근처에서 트랙 중앙으로 안전하게 유도하기 위한 것으로 상태궤환 및 상태 추정기가 결합된 제어기가 일반적으로 사용된다. 트랙추종모드는 헤드

를 항상 목적트랙 중앙에 위치시키기 위한 것으로 안착모드와 동일한 제어가 사용된다. 식 (3)으로 표현되는 RRO 외란은 헤드가 목적 트랙에 근접할수록 제어시스템에 더욱 큰 영향을 주기 때문에 트랙탐색 모드보다는 안착모드와 트랙추종모드의 제어 성능을 두드러지게 저하시키게 된다. 따라서 안착모드와 트랙추종모드에서는 상태궤환 제어기 이외에 RRO 보상이 추가로 사용되어야 한다. RRO 보상 제어기 설계에 앞서 상태궤환 제어기를 설계하고 RRO 외란에 의한 영향을 분석하고자 한다.

헤드의 위치 신호인 PES는 헤드가 등 간격으로 배치된 서보 섹터를 만날 때마다 이산적으로 측정되므로 하드디스크 드라이브 제어 시스템은 이산제어시스템이 된다. 디지털신호처리기(DSP) 연산에 의한 제어 지연시간까지 고려하여 기존에 잘 알려진 영차 홀드 이산화 기법[12]에 의하여 식 (4)의 액츄에이터의 모델을 이산화 하면 다음과 같다.

$$x(n+1) = AX(n) + B[u(n) - d(n)]$$

$$\begin{bmatrix} x(n+1) \\ \dot{x}(n+1) \\ u(n+1) \\ u_d(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s & K_A T_s^2/2 & K_A (T_s - T_D/2) T_D \\ 0 & 1 & K_A T_s & K_A T_D \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x(n) \\ \dot{x}(n) \\ u(n) \\ u_d(n-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_A (T_s - T_D)^2/2 \\ K_A (T_s - T_D) \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} [u(n) + d(n)] \quad (6)$$

여기서 상수 T_s 와 T_D 는 샘플링 주기와 제어지연시간을 각각 나타내고 u_d 는 보조 변수로서 $u + d$ 를 나타낸다. 이산화 과정에서 바이어스 외란 w 은 시간에 대하여 일정하다고 가정하였다. 바이어스 외란은 액츄에이터 위치에 따라 변동하지만 안착모드와 트랙추종모드에서 액츄에이터 위치 변동은 극히 미소하므로 이 가정은 타당하다. 안착모드와 트랙추종모드 제어를 위하여 다음과 같이 상태궤환 제어기와 RRO 외란 보상을 병렬로 구성한다.

$$u(n) = u_s(n) - u_c(n) \quad (7)$$

여기서 u_s 는 상태궤환 제어입력을 나타내고 u_c 는 RRO 외란 d 를 보상하기 위한 제어입력을 나타낸다. RRO 외란 보상의 구체적 형태는 다음 장에서 제

시될 예정이고 먼저 상태궤환 제어를 제시하면 아래 식으로 표현된다.

$$u_s(n) = -k_x \hat{x}(n) - k_v \hat{v}(n) - \hat{w}(n) = -K_S \hat{X}(n) \quad (8)$$

여기서 K_S 는 상태궤환 이득으로 구성된 가로 벡터로서 $[k_x \ k_v \ 1 \ 0]$ 을 나타내고 \hat{X} 는 상태변수의 추정 값들로 구성된 세로 벡터로서 $[\hat{x} \ \hat{v} \ \hat{w} \ \hat{u}_d]^T$ 를 나타낸다. 바이어스 추정치 \hat{w} 는 직류 신호인 바이어스 외란 w 을 보상하는 기능을 한다. 상태 추정기는 상태궤환 제어입력 u_s 와 측정된 PES 신호 x 를 입력으로 하여 \hat{X} 를 계산하는 장치로서 식 (6)에 근거하여 설계되며 다음 식으로 표현된다[10].

$$\hat{X}(n+1) = A \hat{X}(n) + B u_s(n) \quad (9a)$$

$$\hat{X}(n) = \bar{X}(n) + LC[X(n) - \bar{X}(n)] \quad (9b)$$

여기서 L 은 추정기 이득으로 구성된 세로 벡터 $[l_x \ l_v \ l_w \ 0]^T$ 를 나타내고 반면 C 는 가로 벡터 $[1 \ 0 \ 0 \ 0]$ 를 나타낸다.

다음에는 식 (6)-(9)로 표현되는 전체 폐루프 제어 시스템의 동적 반응을 분석하고자 한다. 먼저 식 (6)-(8)에 의하여

$$\begin{aligned} X(n+1) = & \\ & AX(n) - BK_S \hat{X}(n) + B[-u_c(n) + d(n)] \end{aligned} \quad (10)$$

임이 성립한다. 그리고 식 (6)에서 식 (9a)를 빼면 다음 식을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} X(n+1) - \bar{X}(n+1) & \\ = A[x(n) - \hat{X}(n)] + B[-u_c(n) + d(n)] \end{aligned} \quad (11)$$

그리고 식 (9b)를 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$X(n) - \hat{X}(n) = (I - LC)[X(n) - \bar{X}(n)] \quad (12)$$

여기서 I 는 단위 행렬을 의미한다. 상태 추정오차 \hat{X} 를

$$\hat{X}(n) = X(n) - \bar{X}(n) \quad (13)$$

으로 정의하고 식 (10)-(12)를 결합하면 전체 폐루프 제어 시스템의 반응을 결정하는 동적 방정식은 아래의 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X(n+1) \\ \hat{X}(n+1) \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} A - BK_S & BK_S \\ 0 & (I - LC)A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(n) \\ \hat{X}(n) \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} B \\ (I - LC)B \end{bmatrix} [-u_c(n) + d(n)] \end{aligned} \quad (14)$$

이 식에서 바이어스 외란 상태 변수 w 을 제외한 나머지 모든 상태 변수들은 가제어성 (controllability)을 갖는다는 사실을 식 (6)으로부터 어렵지 않게 알 수 있다. 따라서 만약 RRO 보상이 사용되지 않는다면 즉 $u_c(n) = 0$ 인 경우 RRO 외란 d 때문에 PES x , 속도 v , 추정오차 \hat{X} 는 0으로 수렴하지 못하고 흔들리게 된다. 결국 RRO 보상이 필요하다.

III. RRO 보상제어 시스템

3.1. RRO 보상기 설계

본 절에서는 RRO 외란 보상기 설계에 관하여 트랙추종모드와 안착모드로 구분하여 언급하고자 한다.

먼저 트랙추종모드에서의 보상기를 언급한다. 먼저 식 (5)와 같이 RRO 외란은 N 개의 고조파가 합성된 신호이므로 다음과 같이 N 개의 보상기를 병렬로 합성한 형태로 RRO 외란 보상기를 구성한다.

$$u_c(n) = r_{a,1}(n) + r_{a,2}(n) + \dots + r_{a,N}(n) \quad (15)$$

여기서 $r_{a,k}$ 는 RRO 외란의 k 번째 고조파 성분을 보상하기 위한 신호를 나타내고 PES 신호 x 로부터 아래의 상태방정식에 의거하여 계산된다.

$$\begin{bmatrix} r_{a,k}(n+1) \\ r_{b,k}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(k\omega_o T_S) & -\sin(k\omega_o T_S) \\ \sin(k\omega_o T_S) & \cos(k\omega_o T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{a,k}(n) \\ r_{b,k}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_k \\ b_k \end{bmatrix} x(n), k=1,2,\dots,N \quad (16)$$

여기서 상수 a_k 와 b_k 는 k 번째 보상기의 제어 이득을 나타낸다. 전체 RRO 보상 제어시스템의 블록도는 그림 2에 제시되었다. 식 (16)의 보상기의 보상 능력을 확인하기 위하여 전달함수를 구하면

$$H_{F,k}(z) = \frac{r_{a,k}(z)}{x(z)} = \frac{a_k z^2 - a_k \cos(k\omega_o T_S)z - b_k \sin(k\omega_o T_S)}{z^2 - 2\cos(k\omega_o T_S)z + 1}, k=1,2,\dots,N \quad (17)$$

으로 표현되고 이 전달함수의 극점 (pole)을 구하면 $e^{-jk\omega_o T_S}$ 임을 약간의 계산을 통하여 쉽게 알 수 있다. 이 사실과 그림 2로부터 $e^{-jk\omega_o T_S}$ 는 k 번째 RRO 외란 d_k 와 PES x 사이의 전달함수의 영점 (zero)임을 알 수 있다. 따라서 잘 알려진 선형시스템 이론으로부터 PES x 는 0으로 수렴하게 된다. 또한 PES는 시스템입력에 의하여 제어 가능 (controllable)하므로 식 (14)에 의하면 보상 신호 u_c 는 RRO 외란 d 에 수렴하게 된다.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} x(n) = 0, \lim_{n \rightarrow \infty} u_c(n) = d(n) \quad (18a)$$

그리고 이 사실과 식 (14)에 의하여 추정오차 벡터도 \tilde{X} 는 0으로 수렴하게 된다.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \tilde{X}(n) = 0 \quad (18b)$$

다음에는 안착모드에서 사용할 RRO 보상기 구조에 대하여 언급한다. 안착모드는 PES 값이 작지 않은 상태에서 출발하므로 식 (16)의 트랙추종모드 RRO 보상기를 그대로 사용하는 경우 상태궤환 제어기와의 상호간섭으로 인하여 PES 및 보상기의 수렴속도가 극히 느려지는 문제가 발생한다. 이러한 문제점을 해

결하기 위하여 기존에는 보상기를 미리 측정된 정상 상태 값으로 초기화하여 출발시키는 기법이 사용되었다[9]. 그러나 상태궤환 제어기와의 상호 간섭이 여전히 존재하여 수렴속도가 느려지는 문제가 근본적으로 해결될 수 없었다. 이러한 사실은 본 논문의 실험결과 부분에서 극명하게 예시될 예정이다. 본 논문에서는 상호 간섭을 완전히 배제하기 위하여 식 (16)의 RRO 보상기에서 PES 궤환을 제거하여 다음과 같은 RRO 보상기를 제안한다.

$$\begin{bmatrix} r_{a,k}(n+1) \\ r_{b,k}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(k\omega_o T_S) & -\sin(k\omega_o T_S) \\ \sin(k\omega_o T_S) & \cos(k\omega_o T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{a,k}(n) \\ r_{b,k}(n) \end{bmatrix}, k=1,2,\dots,N \quad (19)$$

이 보상기는 식 (16)의 트랙추종모드 보상기와는 달리 PES 궤환없이 독립적으로 동작함을 알 수 있다. 결국 본 논문에서 제안하는 RRO 보상기는 과도상태인 안착제어모드에서는 PES 궤환없이 독립적으로 동작하고 정상상태인 트랙추종모드에 도달하면 비로소 PES 궤환을 사용하여 동작하게 된다. 이러한 제어모드에 따른 PES 궤환의 ON/OFF 동작은 그림 2의 Feedback Switch로 표현되어 있다. 이러한 Feedback Switching 동작을 통하여 상태궤환 제어기와의 상호 간섭 문제가 해결될 수 있다.

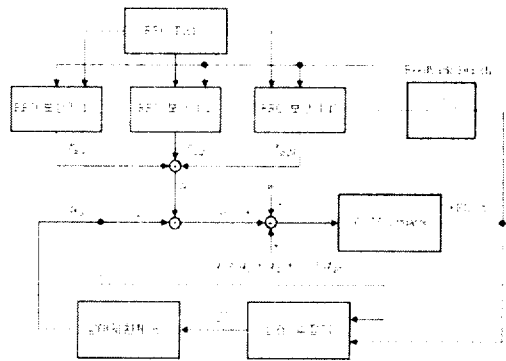


Fig. 2. RRO compensation system.

식 (19)의 보상기는 정현파 신호를 자체적으로 발생시키는 기능을 하며 발생하는 정현파 신호의 진폭 및 위상은 상태변수 $r_{a,k}$, $r_{b,k}$ 의 초기 값에 의하여

결정된다. 따라서 식 (19)의 보상기 출발 시 상태변수 $r_{a,k}, r_{b,k}$ 가 RRO 외란 d_k 를 소거할 수 있도록 적절하게 초기화된다면 RRO 외란이 바로 보상되는 결과가 된다. 드라이브에 전원이 인가될 때마다 수행되는 준비과정 (power-on ready process)에서 식 (16)의 트랙추종모드 보상기가 완전히 수렴할 때까지 충분히 기다린 후 보상기의 수렴 값 $r_{a,k}^*, r_{b,k}^*$ 를 측정하면 이러한 보상기 초기화 값들을 얻을 수 있게 된다. 그런데 이러한 초기화 값은 서보 섹터에 따라 달라지므로 모든 서보 섹터에서의 값을 메모리에 저장해야 하는 어려움이 있게 된다. 그러나 섹터 번호가 0 인 위치에서의 초기화 값만을 저장해두면 나머지 섹터에서의 초기화 값은 삼각함수 정리에 의하여 다음 식으로 계산될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_{a,k}^*(m) \\ r_{b,k}^*(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(km\omega_s T) & \sin(km\omega_s T) \\ \sin(km\omega_s T) & \cos(km\omega_s T) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{a,k}^*(0) \\ r_{b,k}^*(0) \end{bmatrix}$$

$k=1, 2, \dots, N, \quad m=0, 1, \dots, M-1$

(20)

여기서 상수 M 은 전체 서보 섹터의 수를 나타낸다. $r_{a,k}^*(m)$ 과 $r_{b,k}^*(m)$ 는 섹터 번호 m 위치에서의 초기화 값을 나타내고 $r_{a,k}^*(0)$ 과 $r_{b,k}^*(0)$ 는 섹터 번호 0 위치에서의 초기화 값을 나타낸다. 그림 2에 나타낸 바와 같이 초기화 값들은 RRO Table에 저장되어 사용된다. 특히 RRO 외란의 진폭 및 위상은 시간 및 환경에 따라 변동할 수 있으므로 보상기 초기화 값 $r_{a,k}^*, r_{b,k}^*$ 측정은 드라이브의 준비과정 이후 정규 동작 시에도 계속 진행되어야 한다. 즉 트랙추종모드에 진입한 후 헤드가 0번 서보 섹터를 만날 때 보상기의 값을 RRO Table에 저장시켜 두면 된다.

이미 언급한 바와 같이 식 (19)의 RRO 보상기가 식 (20)에 의거하여 초기화된다면 상태제환 제어기와 의 간섭 없이 RRO 외란이 바로 보상된다. 즉 $u_c = d$ 이므로 식 (14)에 의하여 페루프 제어 시스템의 동적 방정식은 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}(n+1) \\ \dot{\tilde{X}}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A-BK_s & BK_s \\ 0 & (I-LC)A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(n) \\ \tilde{X}(n) \end{bmatrix}$$

(21)

또한 식 (21)에서 추정기 이득 L 은 추정기행렬 $(I-LC)A$ 의 극점이 충분히 빠르도록 설계되므로 페루프 시스템의 동적 방정식은 아래와 같이 단순화될 수 있다.

$$X(n+1) = (A-BK_s)X(n) \tag{22}$$

결국 안착모드에서의 시스템 응답은 RRO 외란의 영향을 전혀 받지 않음을 알 수 있다. 즉 시스템응답은 단지 시스템 행렬 $A-BK_s$ 의 극점 및 벡터 X 의 초기 상태 $X(0)$ 에 따라 결정된다. 그런데 만약 초기치가 큰 상태에서 안착모드가 시작된다면 안착응답 성능이 저하될 수도 있다[12]. 본 논문에서는 초기 상태에 의한 과도 응답 성능 향상을 위하여 RRO 보상기 이외에 별도의 제어기를 추가로 설계하고자 한다. 이러한 제어기 설계에 앞서 먼저 보상기 이득을 체계적으로 결정하는 방법을 제시하고자 한다.

3.2. RRO 보상기 이득 설정

RRO 보상기는 제어 시스템의 안정도에 크게 영향을 주기 때문에 보상기 이득이 적절히 선정되어야 한다. 보상기들이 병렬로 연결된 경우 보상기 이득과 안정성과의 관계는 매우 복잡하므로 안정성을 고려하여 이득을 설정하기가 매우 어렵다. 반면 보상기들이 직렬로 연결된 경우에는 안정도 계산이 용이하여 제어 이득을 쉽게 결정할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 직렬형태로 보상기를 구성하여 제어 이득을 설정하고 병렬형태로 변환하는 기법을 사용하고자 한다. 먼저 직렬형태로 구성되는 보상기의 구조는 아래와 같다.

$$H_{s,k}(z) = \frac{z^2 - 2q_k \cos(k\theta)z + q_k^2}{z^2 - 2\cos(k\theta)z + 1}, \quad k=1, 2, \dots, N \tag{23}$$

여기서 θ 는 보상기의 중심주파수를 결정하는 파라미터로서 $\omega_0 T_s$ 를 나타내고 q_k 는 설계 파라미터로서 0 과 1사이의 값을 갖는다. 설계 파라미터 q_k 는 수렴속

도 및 안정성을 동시에 고려하여 적절히 선택되어야 하는데 일반적으로 q_k 는 1 근처의 값으로 설계된다.

식 (23)의 보상기를 직렬로 연결된 경우 제어시스템의 개루프 전달함수는 아래와 같다.

$$H_s(z) = C(z) \left(\frac{z^2 - 2q_1 \cos(\theta)z + q_1^2}{z^2 - 2 \cos(\theta)z + 1} \right) \left(\frac{z^2 - 2q_2 \cos(2\theta)z + q_2^2}{z^2 - 2 \cos(2\theta)z + 1} \right) \dots \left(\frac{z^2 - 2q_N \cos(N\theta)z + q_N^2}{z^2 - 2 \cos(N\theta)z + 1} \right) \quad (24)$$

여기서 $C(z)$ 는 상태추정기와 상태궤환 제어가 결합되어 나타나는 등가의 제어기 전달함수를 의미한다. N 개의 보상기에 의한 전체 위상 감소량은 개개의 보상기 위상 감소량의 합이므로 허용 가능한 최대의 위상 감소량이 결정되면 각각의 파라미터 q_k 를 어렵지 않게 선정할 수 있게 된다. 이제 직렬형태로 구성된 전달함수를 병렬형태로 변환하면 아래와 같다.

$$H_s(z) = C(z) + \frac{\alpha_1 z + \beta_1}{z^2 - 2 \cos(\theta)z + 1} + \frac{\alpha_2 z + \beta_2}{z^2 - 2 \cos(2\theta)z + 1} + \dots + \frac{\alpha_N z + \beta_N}{z^2 - 2 \cos(N\theta)z + 1} \quad (25)$$

이 경우에는 각각의 보상기마다 2개의 제어이득 α_k, β_k 이 설정되고 있음을 알 수 있다. 이러한 제어이득은 아래의 수식에 의거하여 결정됨을 약간의 수식 전개를 통하여 알 수 있다.

$$\alpha_k = \frac{\text{Im}\{F_k(e^{jk\theta})\}}{\sin(k\theta)}, \quad \beta_k = \text{Re}\{F_k(e^{jk\theta})\} - \alpha_k \cos(k\theta) \quad (26)$$

여기서 함수 F_k 는 아래와 같이 정의된다.

$$F_k(z) = (z^2 - 2 \cos(k\theta)z + 1)H_s(z) \quad (27)$$

이제 최종적으로 식 (17)의 병렬형태 보상기의 제어이득을 구하면 다음과 같다.

$$a_k = \alpha_k, \quad b_k = \frac{-\alpha_k \cos(k\theta) - \beta_k}{\sin(k\theta)} \quad (28)$$

IV. 모의실험

본 장에서는 제안된 RRO 보상 시스템의 성능을 검증하기 위하여 모의실험 한 결과를 제시한다.

모의실험은 서두에서 설명한 1인치 마이크로 드라이브를 대상으로 하므로 실제 제품 사양을 시스템 파라미터로 사용하였고 주요 제품 사양은 표 1에 제시되었다.

모의실험에서 총 4 가지 경우로 나누어 모의실험을 하였다. 첫째는 RRO 보상기를 연결하지 않은 경우, 둘째는 초기화를 0으로 하고 보상한 경우, 셋째는 초기화를 추정된 값으로 하고 보상한 경우, 넷째는 초기화하고 시스템 출력 궤환의 ON/OFF 동작을 하여 보상한 경우이다.

디스크 회전속도가 4500rpm 이므로 RRO 외란의 기본 주파수는 75Hz가 되고 RRO 외란의 크기는 200트랙으로 가정하였고 그림 3에서 나타내었다. 그리고, 초기 헤드 위치는 6트랙 떨어져 있다고 가정하였다.

최종적으로 모의실험한 결과를 그림 4에 나타내었다. RRO 보상기를 사용하지 않은 경우에는 RRO 외란에 의하여 PES가 약 1.7트랙 이상임을 알 수 있다. 디스크 드라이브가 정상적인 읽기/쓰기 동작을 하기 위해서는 PES가 0.1트랙 이하가 되어야 하므로 RRO 보상기가 사용되지 않은 경우 디스크 드라이브는 정상적으로 동작할 수 없다. 그리고 초기화가 이루어진 경우 0에서 출발한 것보다 추정된 값으로 초기화 된 경우가 PES가 적었다. 하지만 아직도 디스크 드라이브의 정상적인 동작이 어렵다. 반면에 본 논문의 RRO 보상기를 사용한 경우 정상상태 응답 성능이 향상되었음을 알 수 있다. 따라서 RRO 외란이 존재 하더라도 본 논문에서 제안된 보상기를 사용하면 디스크 드라이브의 성능이 전혀 저하되지 않음을 보여 준다.

Table 1. Specification of 1-inch micro drive used for simulation

Specification	Value
Track density	35,000 TPI
Track pitch	0.75 μm
Disk rotation speed	4,500 rpm
Sampling period T_S	69.44 μsec
Control delay T_D	20 μsec
Acceleration constant K_A	110,520 $rad/s^2 A$

V. 결 론

본 논문에서는 디스크 드라이브의 RRO 외란을 고속으로 보상할 수 있는 새로운 RRO 외란 보상을 제안하였고 모의실험을 통하여 RRO 외란이 존재하더라도 제안된 보상을 사용하면 디스크 드라이브의 동작속도 성능이 전혀 저하되지 않음을 입증하였다. 이러한 RRO 외란 보상은 하드디스크 드라이브뿐만 아니라, 광자기디스크 드라이브, 광 디스크 드라이브 등 다른 정보 저장장치에도 직접 적용 가능하다.

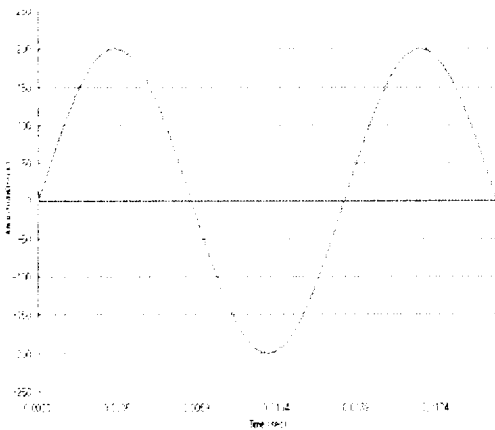


Fig. 3. RRO disturbance used for simulation.

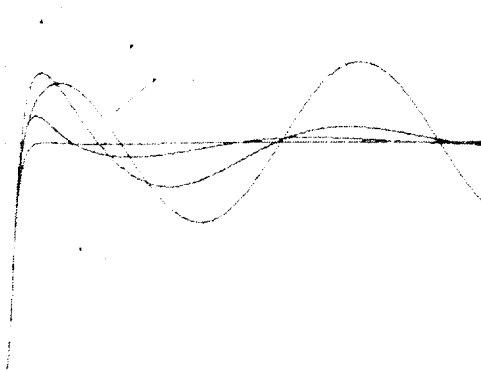


Fig. 4. PES performance for RRO compensator.

참고문헌

- [1] B. Francis and B. Wonham, "The internal model principle of control theory," *Automatica*, vol. 12, pp. 457-465, 1976.
- [2] M. Tomizuka, T.C. Tsao, and K. Chew, "Discrete-time domain analysis and synthesis of repetitive controllers," *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 3, pp. 353-358, September, 1989.
- [3] K.K. Chew and M. Tomizuka, "Steady-state and stochastic performance of a modified discrete-time prototype repetitive controller," *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 112, pp. 35-41, March 1990.
- [4] K. Chew and M. Tomizuka, "Digital control of repetitive errors in disk-drive systems," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 10, pp. 16-20, January 1990.
- [5] W. Messner, R. Horowitz, W. Kao, and M. Boals, "A new adaptive learning rule," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 36, pp. 188-197, February 1991.
- [6] C. Kempf, W. Messner, M. Tomizuka, and R. Horowitz, "Comparison of four discrete-time repetitive control algorithms," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 12, pp. 48-54, 1993.

- [7] A.H. Sacks, M. Bodson, and W. Messner, "Advanced methods for repeatable runout compensation," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 31, pp. 1031-1036, March 1995.
- [8] S. Weerasooriya, J.L. Zhang, and T.S. Low, "Efficient implementation of adaptive feed-forward runout cancellation in a disk drive," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 32, pp. 3920-3922, September 1996.
- [9] S.M. Sri-Jayantha et. al, "TrueTrack™ servo technology for high TPI disk drives," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 37, pp. 871-876, March 2001.
- [10] 강창익, 김창환, 임충혁, "고밀도 디스크 드라이브의 안착시간 최소화 제어," *제어자동화시스템 공학회*, 제 9권, 제 1호, pp. 10-21, 2003 년 1월.
- [11] 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.
- [12] G.F. Franklin, J.D. Powell, and M.L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley, 1990.