

디스크 드라이브의 주기적 외란 고속 보상 제어

Fast Compensator of Periodic Disturbance in Disk Drives

부 찬 혁, 강 창 익*, 김 호 찬
(Chan-Hyuk Boo, Chang-Ik Kang, and 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 the 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 disturbances 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 the feedback of system output until steady state. The pulse type controller is included additionally for improving the transient performance due to initial state. Finally, in order to demonstrate the superior performance of the proposed compensator, we present some experimental results using a commercially available disk drive.

Keywords : disk drive, periodic disturbance, disturbance compensator, transient performance, pulse type controller

I. 서론

자기저항 (Magneto-Resistive) 헤드 기술의 발전에 힘입어 대표적인 정보저장 장치인 하드 디스크 드라이브의 트랙밀도는 급격하게 증가하고 있다. 현재 3.5인치 드라이브 경우 디스크 한 장 당 80GByte 의 데이터를 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 120GByte 의 데이터를 저장할 수 있는 제품이 개발될 것으로 예측되고 있다. 또한 Personal Digital Assistance(PDA), 디지털 카메라, MP3 재생기, 노트북 컴퓨터 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 3cm 및 16g에 불과한 초소형 제품으로서 1인치 디스크 한 장에 4GB 데이터를 저장할 수 있고 트랙밀도는 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.

하드 디스크 드라이브에서 헤드 위치 제어의 목적은 신속하기 목적 트랙으로 헤드를 이동시키고 외란이 존재하더라도 헤드를 목적 트랙 정 중앙에 위치시키기 위한 것이다. 그런데 드라이브가 외부 충격을 받거나 생산과정에서 디스크 체계가 불완전한 경우 디스크 회전 중심이 동심원 트랙 중심에 벗어나는 디스크 편심 현상이 발생하게 된다. 특히 휴대 환경에서 동작하는 1인치 마이크로 드라이브 경우 외

부 충격에 쉽게 노출되고 또한 생산과정에서 디스크는 3.5인치 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) 외란이라고 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 93,000 TPI 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 기존 연구가 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 상태궤환 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 과도응답 특성이 고려되지 않아 외란을 완전히 보상하기까지 상당한 시간이 소요되어 과도한 RRO를 지닌 디스크 드라이브에서 실제적으로 사용하기에 적합하지 못하다. 따라서 실제 제품에서는 반복제어기 대신에 주기적 외란을 적응적으로 전치 보상하는 적응형 전치보상제어기 (Adaptive Feed-Forward Controller)가 널리 사용되고 있다[5-8]. 이 보상제어기는 상태궤환 제어기에 병렬 형태로 추가되어 구성되며 외란 보상 값이 정해진 갱신규칙(Update Rule)에 의

* 책임저자(Corresponding Author)

논문 접수 : 2003. 11. 18., 채택확정 : 2004. 1. 26.

부찬혁 : 제주대학교 대학원 전기전자공학부(booch@dreamwiz.com)

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

김호찬 : 제주대학교 전기전자공학부(hckim@cheju.ac.kr)

※ 본 연구는 삼성종합기술원의 지원에 의하여 수행되었고 지원에 감사드립니다.

하여 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 전치보상 제어기[5-9]들은 충분한 시간이 지나면 RRO 외란을 정확히 보상할 수 있지만 상태궤환 제어기와의 상호간섭으로 인하여 과도상태에서 원하지 않은 진동이 유발되어 과도한 RRO 외란을 보상하기에 적합하지 못하다. 기존연구 [9]에서는 이러한 상호간섭에 의한 과도응답 성능 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 RRO 를 갖는 디스크 드라이브가 규정된 동작속도 성능을 유지하기 위해서는 여전히 개선의 여지가 많이 남아 있다.

본 논문에서는 상태궤환 제어기와의 상호간섭 문제를 완벽하게 해결한 새로운 RRO 외란 보상을 제안하였다. 제안된 RRO 외란 보상은 외란의 주파수에서 극점을 갖는 고이득 필터로 구성되며 상태궤환 제어기와 병렬로 연결된다. 상태궤환 제어기와의 상호간섭문제를 해결하기 위하여 제안된 RRO 보상은 기존 연구[9]의 기법과는 달리 과도 상태에서는 시스템 출력 궤환없이 독립적으로 보상신호를 발생시키고 정상상태에서 도달하면 비로소 시스템 출력을 궤환받아 동작하게 된다. 이러한 제어상태에 따른 시스템 출력 궤환의 ON/OFF 동작을 통해서 RRO 보상기와 상태궤환 제어기 사이의 상호 간섭을 완전히 배제할 수 있었다. 과도상태에서 RRO 보상이 위치정보 궤환없이 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. 또한 RRO 외란이 보상에 의하여 완전히 보상되더라도 시스템 초기 상태에 의하여 과도응답 성능이 저하될 수 있다[10]. 본 논문에서는 초기 상태에 의한 과도응답 성능을 향상시키기 위하여 영점에 의한 극점 소거 기법에 기반한 펄스 제어기를 추가로 제시하였다.

마지막으로 디스크 드라이브가 과도한 RRO 외란을 받더라도 제안된 RRO 보상을 사용하면 디스크 드라이브의 동작속도 성능이 전혀 저하되지 않음을 실제적으로 입증하기 위하여 상용 제품을 대상으로 실험한 결과를 제시한다.

II. 디스크 드라이브 제어 시스템

1. RRO 외란

디스크 드라이브에서 헤드의 위치제어는 트랙탐색제어(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 정 중앙을 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.

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

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 연결해주는 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. RRO 는 다음과 같이 헤드의 상대적 위치 신호인 PES에 포함되어 나타난다.

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

여기서 변수 x 와 s 는 PES 와 RRO 를 각각 나타낸다. RRO 는 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 RRO 의 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

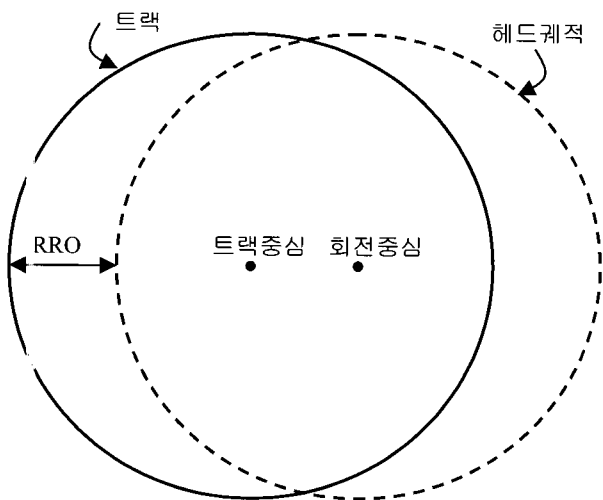


그림 1. 디스크 편심에 의한 RRO 외란.

Fig. 1. RRO disturbance due to disk shift.

고 조파가 합성된 신호로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 a(t) &= d_1(t) + d_2(t) + \dots + d_N(t) \\
 &= A_1 \sin(\omega_o t + \phi_1) + A_2 \sin(2\omega_o t + \phi_2) + \dots + A_N \sin(N\omega_o t + \phi_N)
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

여기서 ω_o 는 디스크 회전 주파수를 나타낸다.

2. 위치제어기 설계

이미 언급된 바와 같이 하드 디스크 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 트래킹탐색모드(Seek Mode), 안착모드(Settling Mode), 트랙추종모드(Track-Following Mode) 세가지로 구분하고 각각 적합한 제어기를 사용하게 된다[11]. 트래킹탐색모드는 현재 트랙에서 목표 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 헤드를 항상 목적트랙 중앙에 위치시키기 위한 것으로 안착모드와 동일한 제어기가 사용된다. (3)으로 표현되는 RRO 외란은 헤드가 목적 트랙에 근접할수록 제어시스템에 더욱 큰 영향을 주기 때문에 트래킹탐색모드보다는 안착모드와 트랙추종모드의 제어 성능을 두드러지게 저하시키게 된다. 따라서 안착모드와 트랙추종모드에서는 상태궤환 제어기 이외에 RRO보상기가 추가로 사용되어야 한다. RRO 보상제어기 설계 앞서 상태궤환 제어기를 설계하고 RRO 외란에 의한 영향을 분석하고자 한다.

헤드의 위치 신호인 PES는 헤드가 등 간격으로 배치된 서보 트랙을 만날 때마다 이산적으로 측정되므로 하드 디스크 드라이브 제어 시스템은 이산제어시스템이 된다. 디지털신호처리(DSP) 연산에 의한 제어지연시간까지 고려하여 기존

에 잘 알려진 영차 홀드 이산화 기법[12]에 의하여 (4)의 액추에이터의 모델을 이산화하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 X(n+1) &= AX(n) + B[u(n) + d(n)] \\
 \begin{bmatrix} x(n+1) \\ v(n+1) \\ w(n+1) \\ u_d(n) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & T_s & K_A T_s^2 / 2 & K_A (T_s - T_D) / 2 T_D \\ 0 & 1 & K_A T_s & K_A T_D \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(n) \\ v(n) \\ w(n) \\ u_d(n-1) \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} K_A (T_s - T_D)^2 / 2 \\ K_A (T_s - T_D) \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} [u(n) + d(n)]
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

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 액추에이터 위치에 따라 변동하지만 안착모드와 트랙추종모드에서 액추에이터 위치 변동은 극히 미소하므로 이 가정은 타당하다.

안착모드와 트랙추종모드 제어를 위하여 다음과 같이 상태궤환 제어기와 RRO 외란 보상기를 병렬로 구성한다.

$$u(n) = u_s(n) - u_c(n)
 \tag{7}$$

여기서 u_s 는 상태궤환 제어입력을 나타내고 u_c 은 RRO 외란 d 를 보상하기 위한 제어입력을 나타낸다. RRO 외란 보상의 구체적 형태는 다음 장에서 제시될 예정이고 먼저 상태궤환 제어기를 제시하면 아래 식으로 표현된다.

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

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 (6)에 근거하여 설계되며 다음 식으로 표현된다[10].

$$\bar{X}(n+1) = A\hat{X}(n) + Bu_s(n)
 \tag{9a}$$

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

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

$$X(n+1) = AX(n) - BK_s \hat{X}(n) + B[-u_c(n) + d(n)]
 \tag{10}$$

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

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

그리고 (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 \tilde{X} 를

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

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

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

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

III. RRO 보상제어 시스템

1. RRO 보상기 설계

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

먼저 트랙추종모드에서의 보상기를 언급한다. 먼저 (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.

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

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

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

으로 표현되고 이 전달함수의 극점(pole)을 구하면 $e^{\pm jk\omega_o T_S}$ 임을 약간의 계산을 통하여 쉽게 알 수 있다. 이 사실과 그림 2로부터 $e^{\pm jk\omega_o T_S}$ 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 시스템 입력에 의하여 제어 가능 (Controllable)하므로 (14)에 의하면 보상 신호 u_c 는 RRO 외란 d 에 수렴하게 된다.

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

그리고 이 사실과 (14)에 의하여 추정오차 벡터 \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 (16)의 트랙추종모드 RRO 보상기를 그대로 사용하는 경우 상태회환 제어기와의 상호 간섭으로 인하여 PES 및 보상기의 수렴속도가 극히 느려지는 문제가 발생한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 기존에는 보상기를 미리 측정된 정상상태 값으로 초기화하여 출발시키는 기법이 사용되었다 [9]. 그러나 상태회환 제어기와의 상호 간섭이 여전히 존재하여 수렴속도가 느려지는 문제가 근본적으로 해결될 수 없었다.

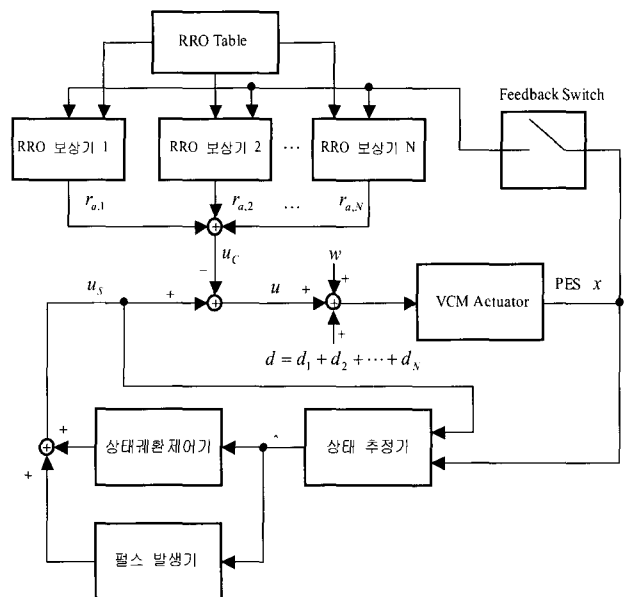


그림 2. RRO 보상 제어 시스템.
Fig. 2. RRO compensation system.

이러한 사실은 본 논문의 실험결과 부분에서 극명하게 예시될 예정이다. 본 논문에서는 상호 간섭을 완전히 배제하기 위하여 (16)의 RRO 보상기에서 PES 궤환을 제거하여 다음과 같은 RRO 보상기를 제안한다.

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

이 보상기는 (16)의 트랙추종모드 보상기와는 달리 PES 궤환 없이 독립적으로 동작함을 알 수 있다. 결국 본 논문에서 제안하는 RRO 보상기는 과도상태인 안착제어모드에서는 PES 궤환없이 독립적으로 동작하고 정상상태인 트랙추종모드에도 같다면 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 제어기와와의 상호 간섭 문제가 해결될 수 있다.

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 (19)의 보상기 출발 시 상태변수 $r_{a,k}$, $r_{b,k}$ 가 RRO 외란 d_k 를 소개할 수 있도록 적절하게 초기화된다면 RRO 외란이 바로 보상되는 결과가 된다. 드라이브에 전원이 인가될 때마다 수행되는 준비과정 (Power-On Ready Process)에서 (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.

$$\begin{bmatrix} r_{a,k}^*(m) \\ r_{b,k}^*(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(km\omega_o T_s) & -\sin(km\omega_o T_s) \\ \sin(km\omega_o T_s) & \cos(km\omega_o T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{a,k}^*(0) \\ r_{b,k}^*(0) \end{bmatrix}, \quad k=1, 2, \dots, N, \quad m=0, 1, \dots, M-1 \quad (20)$$

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 나타난 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 정지 동작 시에도 계속 진행되어야 한다. 즉 트랙추종모드에 진입한 후 헤드가 0 번 서보 섹터를 만날 때 보상기의 값을

RRO Table에 저장시켜 두면 된다. 또한 RRO 외란은 트랙위치에 따라 변동할 수도 있다. 이 경우에는 몇 개의 대표적 트랙 별로 RRO Table을 구성할 필요가 있다.

이미 언급한 바와 같이 (19)의 RRO 보상기가 (20)에 의하여 초기화된다면 상태궤환 제어기와와의 간섭없이 RRO 외란이 바로 보상된다. 즉 $u_c = d$ 이므로 (14)에 의하여 페루프 제어 시스템의 동적 방정식은 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} X(n+1) \\ \tilde{X}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A-BK_S & BK_S \\ 0 & (I-LC)A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(n) \\ \tilde{X}(n) \end{bmatrix} \quad (21)$$

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

$$X(n+1) = (A-BK_S)X(n) \quad (22)$$

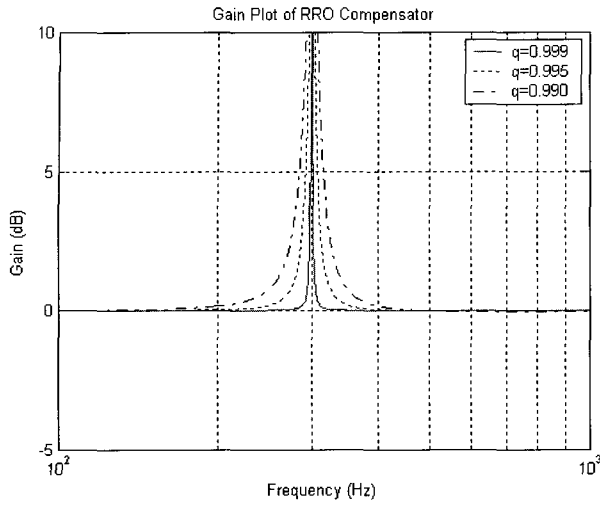
결국 안착모드에서의 시스템 응답은 RRO 외란의 영향을 전혀 받지 않음을 알 수 있다. 즉 시스템 응답은 단지 시스템 행렬 $A-BK_S$ 의 극점 및 벡터 X 의 초기 상태 $X(0)$ 에 따라 결정된다. 그런데 만약 초기치가 큰 상태에서 안착모드가 시작된다면 안착응답 성능이 저하될 수도 있다[10]. 본 논문에서는 초기 상태에 의한 과도 응답 성능 향상을 위하여 RRO 보상기 이외에 별도의 제어기를 추가로 설계하고자 한다. 이러한 제어기 설계에 앞서 먼저 보상기 이득을 체계적으로 결정하는 방법을 제시하고자 한다.

2. RRO 보상기 이득 설정

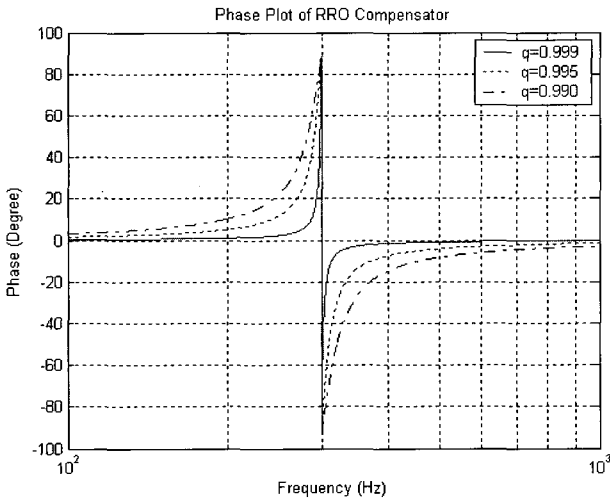
RRO 보상기는 제어 시스템의 안정도에 크게 영향을 주기 때문에 보상기 이득이 적절히 선정되어야 한다. 보상기들이 병렬로 연결된 경우 보상기 이득과 안정성과의 관계는 매우 복잡하므로 안정성을 고려하여 이득을 설정하기가 매우 어렵다. 반면 보상기들이 직렬로 연결된 경우에는 안정도 계산이 용이하여 제어 이득을 쉽게 결정할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 직렬형태로 보상기를 구성하여 제어 이득을 설정하고 병렬형태로 변환하는 기법을 사용하고자 한다. 먼저 직렬형태로 구성되는 보상기의 구조는 아래와 같다.

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

여기서 θ 는 보상기의 중심주파수를 결정하는 파라미터로서 $\omega_o T_s$ 를 나타내고 q_k 는 설계 파라미터로서 0과 1사이의 값을 갖는다. 일반적으로 q_k 는 1 근처의 값으로 설계되며 중심주파수가 300 Hz 인 경우 주파수 응답 특성의 예는 그림 3에 제시되었다. 이 보상기는 중심주파수에서 고이득을 갖는 필터가 되며 q_k 가 1에 멀어질수록 밴드 폭이 증가함을 알 수 있다. 밴드 폭이 증가하면 보상 속도가 향상될 수 있지만 그림 3의 위상 응답의 예에서 알 수 있듯이 고주파 영역에서의 위상 감소가 증가하여 결국 제어 시스템의 안정성이 저하된다. 따라서 설계 파라미터 q_k 는 수렴속도 및 안정성을 동



(a)



(b)

그림 3. RRO 보상기의 주파수 응답: (a) 이득 (b) 위상.
Fig. 3. Frequency response of RRO compensator: (a) Gain (b) Phase.

시에 고려하여 적절히 선택되어야 한다.

(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 상태회환 제어기가 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.

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

이 경우에는 각각의 보상기마다 2개의 제어이득 α_k, β_k 이 설정되고 있음을 알 수 있다. 이러한 제어 이득은 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 (17)의 병렬형태 보상기의 제어 이득을 구하면 다음과 같다.

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

3. 펄스 제어기 설계

이미 1절 마지막 단락에서 언급한 대로 제안된 RRO 보상기에 의하여 RRO외란이 정확하게 보상되더라도 초기조건이 큰 상태에서 안착모드가 시작되는 경우 안착응답 성능이 저하될 수 있다. 본 절에서는 RRO 보상기 이외에 안착모드 출발 시 펄스를 추가로 시스템에 인가하여 안착제어 성능을 더욱 향상시키는 기법을 제시하고자 한다.

먼저 (8)의 상태회환 제어입력에 다음과 같이 L 개의 펄스를 추가한다.

$$u_s(n) = -K_S X(n) + \phi_0 \delta(n) + \phi_1 \delta(n-1) + \dots + \phi_{L-1} \delta(n-L+1) \quad (29)$$

여기서 안착모드가 시작되는 시점을 시간의 원점 ($n=0$)으로 설정하였다. 신호 δ 는 원점에서만 1이 되는 이산 펄스 신호를 나타낸다. 결국 안착모드가 출발하는 시점부터 순차적으로 L 개의 펄스 신호가 시스템에 인가되는 셈이다. 이러한 펄스 제어기가 상태회환 제어기 및 RRO 보상기와 연결되는 형태는 그림 2에 잘 표현되어 있다. 파라미터 $\phi_0, \phi_1, \dots, \phi_{L-1}$ 는 펄스 신호의 진폭으로서 안착제어 성능 향상을 위하여 최적으로 결정되는 설계 변수들이다. 다음에는 이러한 설계 변수들을 최적으로 결정하는 방법을 제시한다.

(29)와 같이 펄스 입력을 추가한 경우 (22)의 시스템 응답 식은 다음과 같이 변형된다.

$$X(n+1) = (A - BK_S)X(n) + B[\phi_0 \delta(n) + \phi_1 \delta(n-1) + \dots + \phi_{L-1} \delta(n-L+1)] \quad (30)$$

이 식을 z 변환하여 PES 응답을 구하면 다음과 같다.

$$x(z) = H_{TR}(z)[zX(0) + B\Delta(z)\Phi] \quad (31)$$

여기서 $X(0)$ 는 안착모드가 시작되는 시점에서의 상태변수 벡터 X 의 초기 값을 나타내고 전달함수 벡터 $H_{TR}(z)$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$H_{TR}(z) = C(zI - A + BK_S)^{-1} \quad (32)$$

벡터 Φ 는 펄스 신호들의 진폭으로 구성되는 벡터이고 $\Delta(z)$ 는 지연 연산자들로 구성되는 벡터이다.

$$\Phi = [\phi_0 \ \phi_1 \ \phi_2 \ \dots \ \phi_{L-1}]^T \quad (33)$$

$$\Delta(z) = [1 \ z^{-1} \ z^{-2} \ \dots \ z^{-L+1}]$$

(31)의 우변 첫 번째 항은 상태변수 초기 값에 의한 응답을 나타내고 두 번째 항은 펄스에 의한 응답을 나타낸다. 이것으로부터 PES 응답 $x(z)$ 의 영점은 상태변수 초기값 $X(0)$ 와 펄스 신호 진폭 Φ 에 의하여 결정됨을 알 수 있다. 따라서 L 개의 펄스 신호를 시스템에 인가하면 시스템 응답에는 L 개의 영점이 추가되어 나타난다는 사실을 알 수 있다. 그리고 추가되는 영점들의 위치는 펄스 신호의 진폭에 의하여 결정된다. 만약 시스템 응답속도를 느리게 하는 극점들이 영점에 의하여 소거된다면 시스템 응답 성능이 향상될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 느린 극점들이 영점에 의하여 소거될 수 있도록 펄스 신호의 진폭을 결정하고자 한다.

만약 소거하고자 하는 L 개의 극점들의 위치가 $z_0, z_1, z_2, \dots, z_{L-1}$ 인 경우 (31)에 의하여 다음의 관계가 만족되어야 한다.

$$\begin{aligned} H_{TR}(z_0)[z_0 X(0) + B\Delta(z_0)\Phi] &= 0 \\ H_{TR}(z_1)[z_1 X(0) + B\Delta(z_1)\Phi] &= 0 \\ H_{TR}(z_2)[z_2 X(0) + B\Delta(z_2)\Phi] &= 0 \\ &\vdots \\ H_{TR}(z_{L-1})[z_{L-1} X(0) + B\Delta(z_{L-1})\Phi] &= 0 \end{aligned} \quad (34)$$

따라서 극점 소거를 위한 펄스 신호의 진폭은 초기 상태 $X(0)$ 에 따라 아래와 같이 결정된다.

$$\Phi^* = - \begin{bmatrix} H_{TR}(z_0)B\Delta(z_0) \\ H_{TR}(z_1)B\Delta(z_1) \\ H_{TR}(z_2)B\Delta(z_2) \\ \vdots \\ H_{TR}(z_{L-1})B\Delta(z_{L-1}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} H_{TR}(z_0)z_0 \\ H_{TR}(z_1)z_1 \\ H_{TR}(z_2)z_2 \\ \vdots \\ H_{TR}(z_{L-1})z_{L-1} \end{bmatrix} X(0) \quad (35)$$

그런데 (35)에서 확인할 수 있듯이 정확한 극점 소거를 위해서는 액추에이터 가속도 상수 K_A , 제어지연시간 T_D 등 시스템에 관한 정확한 정보 및 정확한 바이어스 외란 w 보상이 필요하다[10]. 만약 시스템 파라미터 및 바이어스 외란 보상이 정확하지 못한 경우에는 펄스 인가에 의하여 오히려 응

답이 저하될 수도 있으므로 드라이브 준비과정에서 액추에이터 가속도 상수 추정 및 바이어스 외란 추정 등 선행 작업이 반드시 수행되어야 한다.

IV. 실험결과

본 장에서는 제안된 RRO 보상 시스템의 성능을 실제로 검증하기 위하여 상용 디스크 드라이브를 대상으로 실험한 결과를 제시한다.

실험에 사용된 디스크 드라이브는 그 크기가 3×4 cm에 불과한 1인치 마이크로 드라이브로서 삼성종합기술원에서 제작되었다. 디스크가 체결되기 전에 미리 서보 트랙이 기록되는 오프라인 방식(Off-Line Servo Track Writing)에 의하여 서보 트랙이 기록되어 기본적으로 상당한 크기의 RRO 편차를 갖고 있으므로 실험용으로 매우 적합하다. 자세한 제품 사양은 표 1에 제시되었다. 디스크 회전속도가 4500 rpm 이므로 RRO 외란의 기본 주파수는 75 Hz가 된다. 그림 4는 드라이브 내부의 기계적 장치를 확대하여 보여준 사진이다. 뒷면에는 고속 디지털신호처리기(DSP), VCM 전력증폭기, 헤드신호 처리장치, 플래쉬 메모리(Flash Memory)등으로 구성된 전자제어장치(PCB)가 부착되어 있다. 본 논문에서 제안된 모든 제어기는 DSP 프로그램으로 구현된다. 이 제어 프로그램은 호스트 컴퓨터에서 어셈블리어를 사용하여 개발되고 RS232C 직렬 포트를 통하여 플래쉬 메모리로 다운로드 된다. 그리고 DSP내부의 제어 신호들을 실시간으로 관측하기 위하여 12 bit D/A 변환기를 내장하고 있는 진단보드(Diagnostic Board)를 사용하였다.

표 1. 실험에 사용된 1인치 마이크로 드라이브의 사양.
Table 1. Specification of 1-inch micro drive used for experiment.

Specification	Value
Track density	35,000 tracks per inch (TPI)
Track pitch	0.75 μ m
Disk rotation speed	4,500 rpm (75 Hz)
Sampling period T_S	69.44 μ sec
Control delay T_D	20 μ sec
Acceleration constant K_A	110,520 rad·s ⁻² ·A ⁻¹

다음에는 상태회환 제어기 및 RRO 보상이 설계에 관하여 언급한다. 먼저 개루프 전달함수의 이득교차 (Gain Crossover) 주파수를 1000 Hz에 맞추기 위하여 잘 알려진 극점배치기법 [12]을 사용하여 상태회환 이득 및 상태 추정기 이득을 결정 한 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} K_S &= [148.3 \ 0.0655 \ 1 \ 0] \\ L &= [0.958 \ 10224 \ 69.94 \ 0]^T \end{aligned} \quad (36)$$

RRO 보상은 5 고조파까지 보상이 될 수 있도록 설계되었다. 즉 (15)에서 $N=5$ 로 설정하였다. 그 이유는 7 고조파까지 보상을 구성하여 보상해 본 결과 6고조파 및 7 고조파는 무시 가능했기 때문이다.

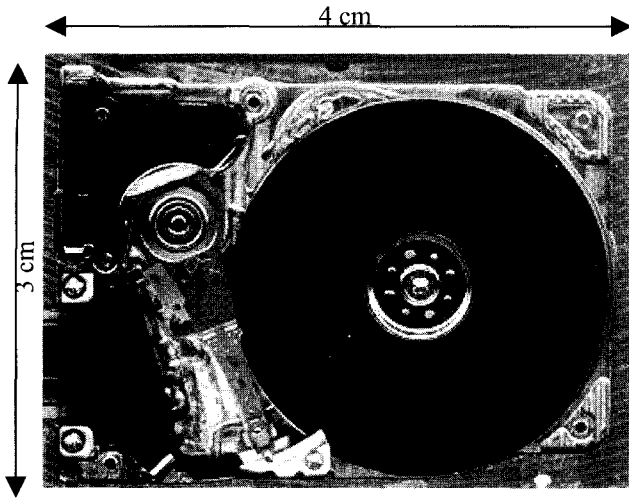


그림 4. 마이크로 드라이브의 확대 사진.

Fig. 4. Photograph of micro drive.

보상기 이득을 결정하기 위하여 먼저 (23)의 직렬형태 보상기의 설계 파라미터들을 다음과 같이 결정하였다.

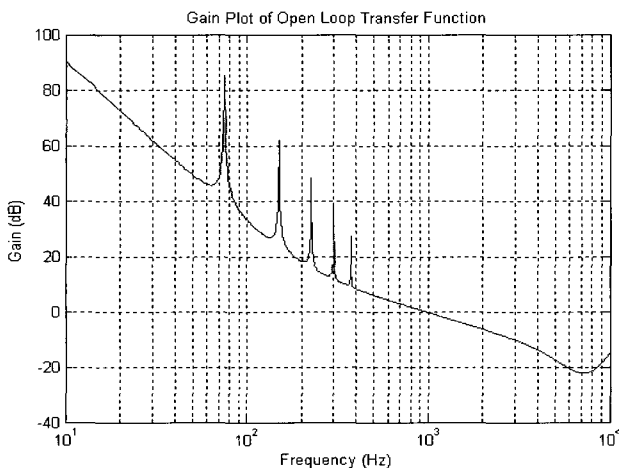
$$q_1 = 0.995, q_2 = 0.996, q_3 = 0.997, q_4 = 0.998, q_5 = 0.999 \quad (37)$$

(26)-(28)에 의하여 최종적으로 보상기의 이득을 결정한 결과는 다음과 같다.

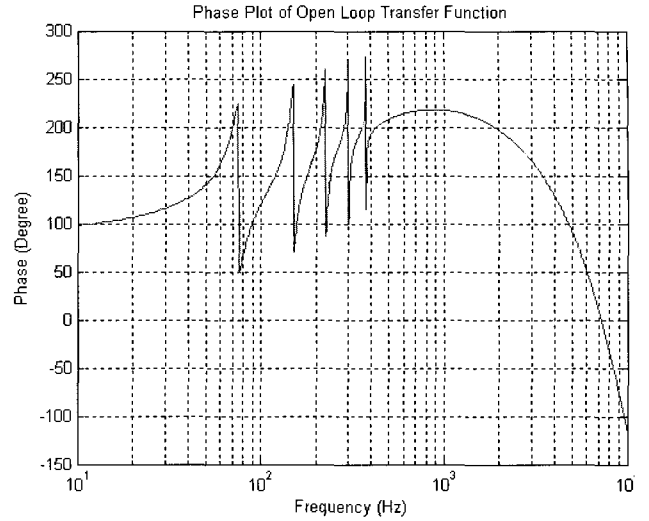
$$a_1 = 1.4166, a_2 = 1.0482, a_3 = 0.8143, a_4 = 0.5665, a_5 = 0.2909$$

$$b_1 = -1.3040, b_2 = -0.3453, b_3 = 0.0127, b_4 = 0.1549, b_5 = 0.1490 \quad (38)$$

(36), (38)과 같이 제어 이득들이 선정된 경우 전체 제어시스템의 개루프 주파수 응답을 계산한 결과를 그림 5에 제시하였다. 그림 5로부터 이득교차 주파수와 위상교차 주파수는 각각 1000, 2500 Hz 근처이고 또한 위상 여유와 이득 여유는 각각 38°, 8.5 dB 임을 확인할 수 있다. 그리고 RRO의 기본 주파수 (75 Hz)의 정수배 주파수에서 이득이 무한대에 접근함을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 5. 개루프 제어 시스템의 주파수 응답: (a) 이득 (b) 위상.

Fig. 5. Frequency response of open loop system: (a) Gain (b) Phase.

다음에는 실험을 수행하여 얻은 RRO 보상기의 성능을 제시한다. 먼저 정상상태에서 PES를 관측한 결과를 그림 6에 제시하였다. RRO 보상기를 사용하지 않은 경우에는 RRO 외란 때문에 0.2 트랙만큼의 PES가 주기적으로 발생하고 있다. 디스크 드라이브가 정상적인 읽기/쓰기 동작을 하기 위해서는 PES가 0.1 트랙 이하가 되어야 하므로 RRO 보상기가 사용되지 않은 경우 디스크 드라이브는 정상적으로 동작할 수 없다. 그리고 그림 6의 PES파형은 정확한 정현파 형태가 아니므로 RRO 외란에는 기본파 이외에 여러 개의 고조파가 존재함을 알 수 있다. 반면 제안된 보상기를 사용하여 5고조파까지 보상하면 주기적인 PES 신호가 사라짐을 확인할 수 있다. 그리고 그림 6에는 RRO 외란을 보상하기 위한 신호인 (15)의 u_C 파형 또한 제시되었다. 반면 이 보상 신호의 5개 고조파 성분들 $r_{a,1}, r_{a,2}, \dots, r_{a,5}$ 을 관측한 결과는 그림 7에 제시되었다. 결국 RRO 외란에는 5고조파까지 존재함을 알 수 있다.

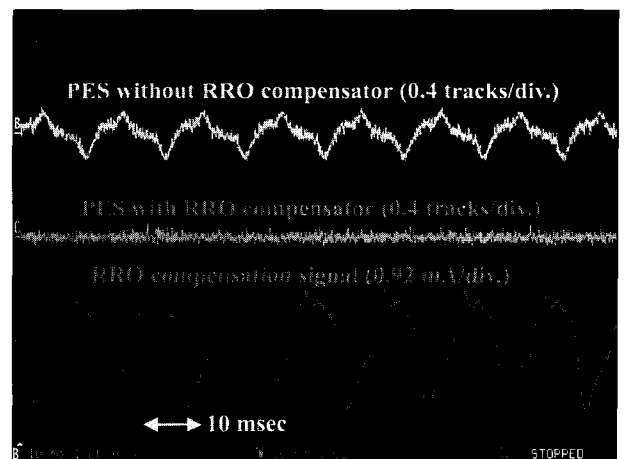


그림 6. 정상상태에서의 시스템 응답.

Fig. 6. System response in the steady state.

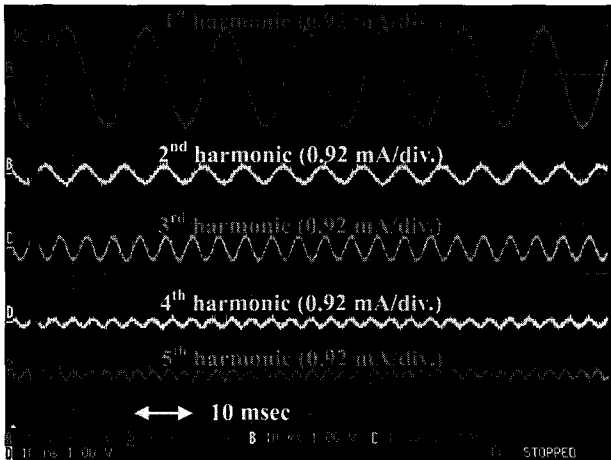


그림 7. RRO보상신호의 고조파 성분.
Fig. 7. Harmonics of RRO compensation signal.

다음에는 과도상태 즉 안착모드에서의 RRO 보상기 성능을 확인하고 기존 연구에서 제안된 제어기와 성능을 비교한 결과를 제시한다. 이를 위하여 탐색거리가 1000 트랙인 트랙탐색을 수행하였고 안착모드는 헤드가 목적 트랙에서 8 트랙만큼 떨어진 지점에서 출발하였다. 그리고 PES가 안정화되고 그 크기가 0.1 트랙 이하인 경우에 안착모드에서 트랙추종모드로 전환되도록 하였다. 지금부터 제시되는 모든 파형은 안착모드부터 관측된 것이다. 그림 8과 9는 기존 연구에서 제안된 RRO 보상기를 사용한 경우 PES와 보상신호를 나타낸 그림이다. 즉 PES 궤환을 이용하는 (16)의 제어기를 안착모드 및 트랙추종모드에서 사용한 경우이다. 그림 8은 RR) 보상기가 초기화 없이 제로 상태에서 출발한 경우이고 반면 그림 9는 RRO Table 값으로 초기화되어 출발한 경우이다. 초기화가 이루어진 경우 제로 상태에서 출발한 경우에 비하여 성능이 다소 향상되었지만 두 경우 공히 PES 궤환에 의한 제어기 상호 간섭 때문에 주기적인 큰 진동이 발생하여 안착모드부터 트랙추종모드 진입 시 까지 무려 40 msec 이상의 시간이 소요되고 있다. 이러한 경우 디스크 드라이브의 동작 속도 성능이 현격하게 저하된다. 따라서 기존 제어 방식은 과도한 RRO 외란을 받는 제품에서 실제적으로 사용하기에 적합하지 못하다고 볼 수 있다. 반면에 본 논문의 RRO 보상기를 사용한 경우의 시스템 응답은 그림 10에 제시되었다. 즉 안착모드에서는 PES 궤환없이 단지 초기화에 의하여 독자적으로 동작하는 (19)의 보상기가 사용되고 트랙추종모드에서는 PES 궤환에 의하여 동작하는 (16)의 보상기가 사용되는 경우로서 3 msec 이내에 트랙추종모드에 진입하고 있음을 보여주고 있다. 이러한 실험결과는 과도한 RRO 외란이 존재하더라도 본 논문에서 제안된 보상기를 사용하면 디스크 드라이브의 성능이 전혀 저하되지 않음을 극명하게 보여준다.

마지막으로 RRO 보상기 이외에 펄스 제어기를 추가하여 과도 응답 성능을 더욱 향상시킨 내용에 대하여 언급한다. 먼저 22)의 페루프 제어 시스템의 극점을 구한 결과 0.751, 0.474, 0.397, 1이었다. 4개의 극점 중에서 0.397은 DSP의 연산에 의한 제어지연 (20 μsec)에 의하여 발생하는 극점이고 1

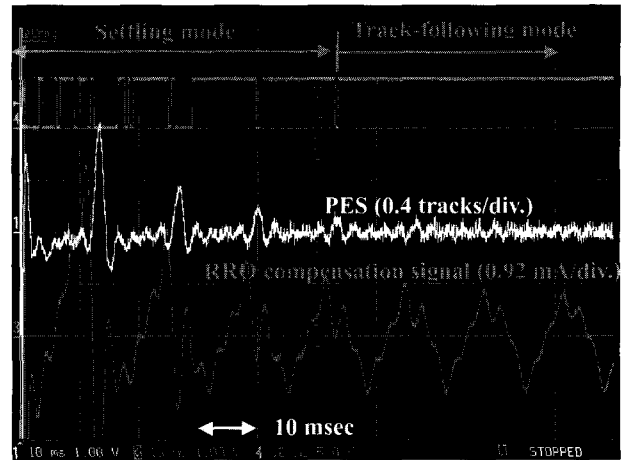


그림 8. 기존 보상기에 의한 시스템 응답 (초기 값 설정을 안 한 경우).

Fig. 8. System response with the conventional compensator (without initialization).

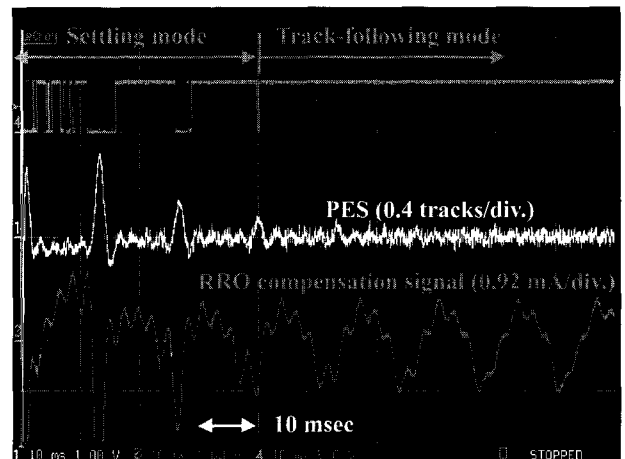


그림 9. 기존 보상기에 의한 시스템 응답 (초기 값을 설정한 경우).

Fig. 9. System response with the conventional compensator (with initialization).

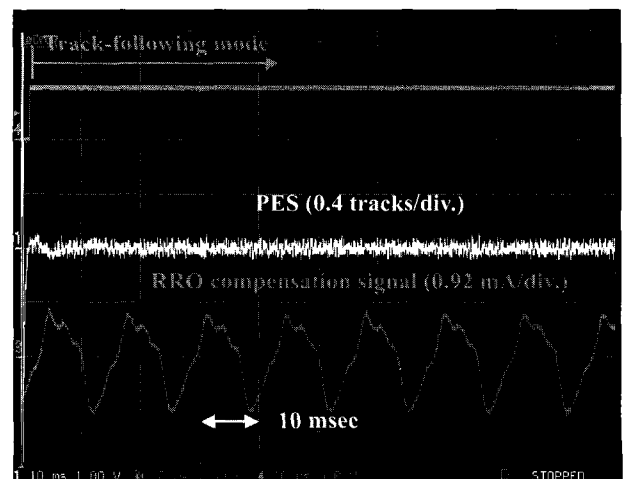


그림 10. 제안된 보상기를 사용한 경우 시스템 응답.

Fig. 10. System response with the proposed compensator.

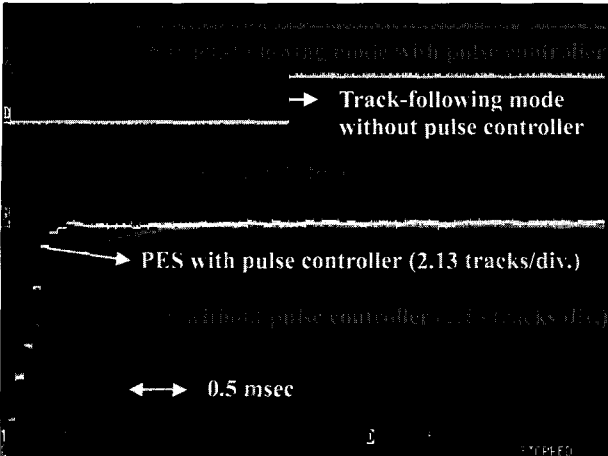


그림 11. 펄스 제어기를 추가한 경우 시스템 응답.
Fig. 11. System response with the pulse type controller included.

은 직류 신호인 바이어스 외란의 극점이다. 4개의 극점 중 소거 가능한 느린 두 개의 극점 (0.751, 0.474) 을 2개의 영점을 추가하여 소거하고자 하였다. 즉 (29) 에서 $L = 2$ 으로 선정하였다. 영점에 의한 극점 소거를 위하여 안착모드 출발 시 시스템에 인가되는 2 개 펄스의 진폭을 결정하는 수식은 (35)에 의하여 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} \phi_0^* \\ \phi_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -838.3x(0) - 0.12v(0) - 0.38w(0) - 0.38u_s(-1) \\ 294.3x(0) + 0.034v(0) + 0.069w(0) + 0.069u_s(-1) \end{bmatrix} \quad (39)$$

그림 11은 설계된 펄스 제어기를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우 PES 파형을 비교한 그림이다. 그림 11에서 펄스 제어기를 사용하지 않은 경우의 PES 파형은 그림 10의 PES 파형을 비교의 명확성을 위하여 시간 축 방향으로 확대하여 나타낸 것이다. 그리고 펄스 제어기에 의하여 시스템에 인가된 2 개의 펄스 신호 또한 제시되었다. 그림 11로부터 펄스 제어기를 사용한 경우 느린 2 개의 극점들이 소거되어 트랙추종모드로 진입 시간이 1 msec 이상 단축되고 있음을 알 수 있다.

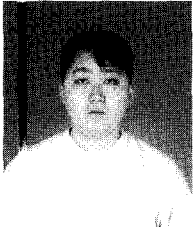
V. 결론

본 논문에서는 디스크 드라이브의 RRO 외란을 고속으로 보상할 수 있는 새로운 RRO 외란 보상기를 제안하였고 실제 실험을 통하여 RRO 외란이 존재하더라도 제안된 보상기를 사용하면 디스크 드라이브의 동작속도 성능이 전혀 저하

되지 않음을 입증하였다. 이러한 RRO 외란 보상기는 하드디스크 드라이브 뿐만 아니라, 광자기 디스크 드라이브, 광 디스크 드라이브 등 다른 정보 저장장치에도 직접 적용 가능하다.

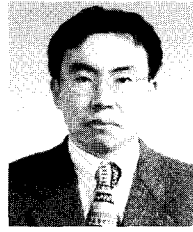
참고문헌

- [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 feedforward 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," 제어·자동화·시스템공학회, 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.



부 찬 혁

1979년 7월 8일 생. 1998년 제주대학교 해양계측공학과(공학사). 2002년 현재 제주대학교 전기전자공학과 석사과정 재학 중. 관심분야는 정보저장기기 시스템 제어.



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 제주대학교 해양계측공학과 조교수. 관심분야는 비선형 제어, 스토리지 시스템 제어, 소나 신호처리.



김 호 찬

1964년 11월 8일 생. 1987년 서울대학교 제어계측공학과 졸업. 동대학원 석사(1989). 박사(1994). 1995년 ~ 현재 제주대학교 전기전자공학부 부교수. 1999년 ~ 2000년 펜실베이니아주립대 방문교수. 관심분야는 적응제어, 강인제어, 전기임피던스 단층촬영, 이상 유동장 계측 등.