

하드 디스크 드라이브의 반복 추종 오차 제어

전도영*, 정일용**

Repetitive Control of Track Following Error in a Hard Disk Drive

Doyoung Jeon*, Ilyong Jong**

ABSTRACT

This paper suggests a servo control algorithm to reduce the repeatable tracking error which is not explicitly taken into account in the design of a conventional PID controller of a computer hard disk drive. The robust stability of the repetitive control system with multiplicative modelling error is analyzed, and the controller was implemented using a fixed point DSP (Digital Signal Processor). Experimental results show that the repetitive errors are suppressed effectively by the proposed controller.

Key Words : Digital Repetitive Control(이산반복제어), Digital Signal Processing(디지털 시그널 프로세싱), Hard Disk Drive(하드 디스크 드라이브), Robust Stability(강인 안정성)

1. 서론

지난 수 십년 동안 컴퓨터 하드 디스크 드라이브(HDD) 기술의 발전은 VLSI와 소프트웨어 기술의 비약적인 발전과 더불어 현대 정보산업 발전의 중요한 견인차 역할을 해 왔다. 디스크 드라이브의 기술 추세는 소형화, 대용량화라고 말할 수 있으며, 데이터 기록 밀도로 볼 때 십년 마다 거의 열배씩 증가해 왔으며 이런 추세는 앞으로 계속 될 전망이다.

HDD 서보제어기는 트랙 찾기(seek) 모드, 정착(settle) 모드, 트랙 추종(follow) 모드의 세 가지 모드^(1,2)에서 동작하도록 구성되어 있다. 데이터의 기록밀도를 높이기 위해서는 트랙 폭에 대한 트랙 중심과 실제 헤드의 위치 차이로 정의되는 TMR (Track MisRegistration)⁽²⁾를 줄이는 것이 관건이며 이를 위해서는 트랙 추종 모드

에서 헤드 암(head arm)의 고정밀 서보제어기술을 요한다.

트랙 추종(follow) 모드에서의 기존의 HDD 서보제어기는 데이터의 재생 및 기록이 가능하도록 자기헤드(magnetic head)를 트랙 중심에 근접시키는 PID 구조의 제어기로 구성되어 있다. 만약 디스크 원판의 트랙 중심이 정확히 스피들 중심과 일치한다면, 기존의 제어기를 사용했을 때 입력추종오차성분 중에는 반복되는 성분이 없을 것이다. 그러나 실제 디스크 원판의 중심과 스피들 중심이 항상 일치할 수는 없으므로, 오차성분 중 디스크의 회전 주파수를 기본모드로 하는 주파수 성분이 나타날 수 있다. 이런 스피들 중심과 디스크 중심의 불일치는 스피들 베어링과 함께 RRO(Repeatable Run Out)오차를 유발시킨다. 로봇트가 일정한 주기를 가지고 반복되는 일을 수행할 때와 일정한 속도로 회전하는 기계 시스템에

* 서강대학교 기계공학과

** 서강대학교 전자공학과 대학원

도 이런 반복되는 오차성분은 항상 존재하기 마련이다.

Internal model 원리⁽³⁾에 의하면 제어기의 되먹임루우프에 외란의 주파수와 같은 주파수를 갖는 주기신호발생기를 포함하고 있으면 반복되는 오차성분은 완벽히 보상될 수 있으며, 이는 반복제어기의 원리가 된다. Tomizuka⁽⁴⁾ 등은 이산시간상에서 반복제어기를 해석하였으며, Chew⁽⁵⁾ 등은 기존의 연속시간제어기에 반복제어기를 도입하여 Winchest 디스크 드라이브 시스템에 적용하여 반복되는 RRO오차성분을 제거하였다.

본 논문에서는 반복제어기를 현재 상용화되고 있는 HDD를 대상으로 설계하여 정수연산 DSP에 구현하며 반복적인 오차를 효과적으로 제거하는 것을 보인다. 2절에서는 HDD의 동작원리 및 모델링에 대하여 논하였고, 3절에서는 반복제어기의 강인 안정성에 관하여 논하였으며, 4절에서는 반복제어기를 HDD에 적용한 실험 및 결과, 5절에서는 결론을 내렸다.

2. HDD의 동작 원리 및 모델링

HDD는 데이터가 직접 쓰여질 디스크 원판과 이를 일정한 각속도로 회전시키는 스피indle 모터, 슬라이더 베어링에 탑재되어 있는 자기헤드 그리고 이 헤드를 지탱하고 있는 서스펜션 암 및 이를 구동시키는 VCM (Voice Coil Motor)로 구성되어 있다. 디스크가 최대 속도의 절반 정도 일 때 자기헤드는 슬라이더 베어링으로 인해서 디스크 원판 위에서 약간 떠서 움직이면서 데이터의 기록 및 재생을 하게 된다.

HDD는 PES(Position Error Signal)를 검출하는 방식에 따라 크게 데디케이티드(dedicated) 서보방식과 임베디드(embedded) 서보방식으로 나눌 수 있다.^(1,2,7,8) 데디케이티드 서보방식은 헤드의 위치정보만으로 기록되어 있는 독립된 디스크 원판을 이용하여 PES신호를 검출하는 방식이다. 이와는 달리 임베디드 서보방식은 위치정보가 데이터 트랙의 매 부분(sector)마다 기록되어 있는 방식이다. 데디케이티드 방식은 위치정보를 연속적으로 검출할 수 있으므로 임베디드 서보방식보다는 큰 대역폭의 제어기를 설계 할 수 있는 장점이 있다. 그러나 열화(熱化)로 인한 위치정보 디스크와 데이터 디스크간의 불일치는 TMR의 원인이 된다.

본 논문에서는 임베디드 서보방식의 HDD를 대상으로 연구하였다. 이 서보방식에서 위치정보는 등간격으로 기록되어 있고 자기 헤드가 이 정보를 일정한 시간간격으로

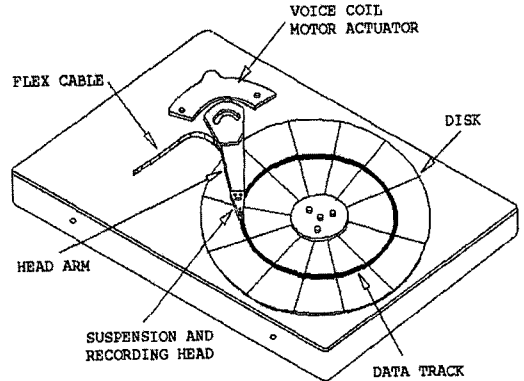


Fig. 1 A Hard disk assembly

재생하게 되므로 제어기의 샘플링시간은 위에서 결정된 시간간격으로 결정되어 진다. 또한 이 재생된 위치정보데이터는 복조기를 통해서 PES로 형성되어 제어기의 되먹임신호로 이용하게 된다. 이때 제어기는 빠른 연산을 위해 DSP 핵심(core)에 내장되어 있으며 이 제어기의 출력 값은 VCM를 제어하는 전류신호로 변환된다.

HDD의 VCM에서 전기적 시상수는 헤드 암의 기계적 시상수보다 작으므로 액츄에이터의 동특성은 상수항으로 간략화 시킬 수 있다. 그리고 헤드 암을 강체로 가정하면 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.⁽⁶⁾

$$m \ddot{y} + k_f \dot{y} = k_t k_y u \quad (1)$$

여기서 m 은 헤드 암의 질량, k_t 는 액츄에이터의 힘 상수, k_f 는 마찰 계수 그리고 k_y 는 위치 이득 상수이다. 식 (1)의 양변에 라플라스 변환을 하면 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_p(s) = \frac{k_t k_y}{ms(s + k_f/m)} \quad (2)$$

그러나 위의 모델은 헤드 암의 고주파 영역에서의 동특성을 무시한 식으로 이 특성을 고려한 헤드 암의 수학적 모델은 다음 식과 같이 표현될 수 있다.⁽⁹⁾

$$G_{pc}(s) = G_p(s) G_c(s) \quad (3)$$

여기서 $G_c(s)$ 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$G_c(s) = \frac{\omega_1^2}{s^2 + 2\zeta\omega_1s + \omega_1^2} \quad (4)$$

위에서 제시된 모델의 실험적 검증과 정확한 모델의 계수를 추정하기 위해서 넓은 주파수 영역의 신호를 VCM에 인가하고 이에 대한 헤드의 PES신호를 측정하여, 다음 식과 같은 수학적 모델을 얻을 수 있었다.

$$G_c(s) = \frac{6.28319 \times 10^7}{s^2 + 6.28319 \times 10^2 s} \quad (5)$$

$$G_{ps}(s) = \frac{3.58185 \times 10^{16}}{s^4 + 4.44850 \times 10^3 s^3 + 5.72469 \times 10^8 s^2 + 3.58185 \times 10^{11} s} \quad (6)$$

여기서 컴플라이언스(compliance) 모델의 공진주파수는 약 3.8 KHz 였다.

본 논문에서는 전산 모의실험 및 강인 안정해석을 위해 위에서 실험적으로 구한 헤드 암의 모델은 식 (6)을 실제 제어하고자 하는 플랜트(plant)라고 가정하였고, 식 (5)의 2차 모델은 제어기 설계시 필요한 공칭(nominal) 모델로 가정하였다.

3. 모델오차에 대한 반복제어의 강인성

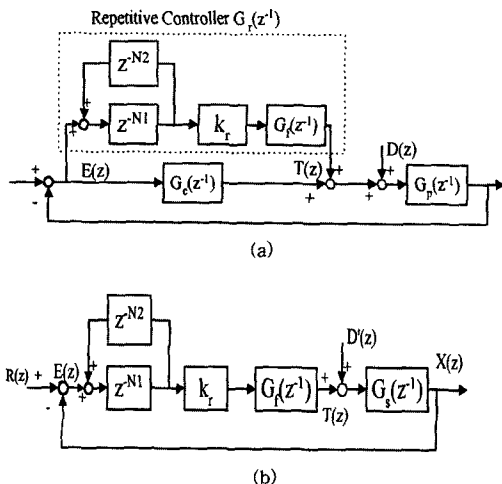


Fig. 2 Discrete repetitive control system

반복제어기는 오차의 주기적인 신호성분이 영으로 수렴 하더라도 제어입력신호를 제공하는 주기신호발생기와 오차의 수렴특성을 향상시키는 보상기로 구성되어 있다. 주기가 N 인 주기신호 발생기 $G_{r1}(z^{-1})$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{r1}(z^{-1}) = \frac{k_r z^{-N_1}}{1 - z^{-N}} = \frac{k_r z^{N_2}}{z^N - 1} \quad (7)$$

여기서 N_1, N_2 는 지연 스텝수로서 $N_1 + N_2 = N$ 을 만족하며 k_r 은 반복제어 이득 값이다. 기존의 제어기에 반복제어기를 첨가한 블록선도를 Fig. 2에 나타내었다. 그림에서 $G_p(z^{-1})$ 은 플랜트의 전달함수이며 $G_c(z^{-1})$ 은 전체 되먹임제어루우프를 안정화시키는 제어기이다.

Fig. 2에서 $T(z)$ 에서부터 $E(z)$ 까지의 전달함수를 $G_s(z^{-1})$ 라 하면, 다음과 같이 표현할 수 있으며,

$$G_s(z^{-1}) = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (8)$$

식 (8)의 극점이 모두 안정화 영역에 있다고 가정하면, 보상기 $G_f(z^{-1})$ 는 다음과 같이 $B(z^{-1})$ 가 불안정한 영점을 가지고 있는 지의 여부에 따라 다르게 설계되어진다. ⁽¹⁰⁾ $B(z^{-1})$ 의 영점이 모두 단위원 안에 있을 경우, 식 (7)의 N_2 는 d 로 되며, 보상기 $G_f(z^{-1})$ 는 다음과 같이 설계할 수 있다.

$$G_f(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} \quad (9)$$

만일 $B(z^{-1})$ 가 단위원 밖에 영점을 가지고 있다면, 다음과 같이 단위원 안에 영점을 가진 $B^+(z^{-1})$ 부분과 단위원 밖에 영점을 가진 $B^-(z^{-1})$ 로 인수분해되어

$$B(z^{-1}) = B^+(z^{-1})B^-(z^{-1}) \quad (10)$$

보상기 $G_f(z^{-1})$ 는 Zero Phase Error Tracking 제어기 (ZPETC)의 형태⁽¹⁰⁾로 설계할 수 있다.

$$G_f(z^{-1}) = \frac{z^{-N_s} A(z^{-1}) B^-(z)}{B^+(z^{-1}) b} \quad (11)$$

$$b \geq \max |B^-(e^{-j\omega})|^2 \quad \omega \in \left[0, \frac{\pi}{T}\right]$$

여기서 T 는 샘플링 시간이다. 따라서 $G_r(z^{-1})$ 는 다음과 같이 표현되며

$$G_r(z^{-1}) = \frac{k_r z^{N_2}}{z^N - 1} G_f(z^{-1}) \quad (12)$$

여기서 k_r 은 반복제어기의 이득값이고 N_2 는 $d+N_0$ 로 되며, 이때 N_0 는 $B^-(z^{-1})$ 의 차수이다.

반복제어시스템의 안정성은 small gain 정리⁽¹¹⁾를 이용하여 해석될 수 있다. Fig. 2.b의 외란 $D(z)$ 를 주기적이며 크기가 제한되어 있다고 가정하면 외란 $D(z)$ 로부터 추종 오차 $E(z)$ 까지의 전달 함수는 다음과 같으며

$$E(z) = \frac{-G_s(z^{-1})(1-z^{-N})}{1-z^{-N}(1-k_r z^{N_2} G_s(z^{-1}) G_f(z^{-1}))} D'(z) \quad (13)$$

이때 small gain 정리로부터, 다음과 같은 조건을 만족하면 시스템은 BIBO 안정하다.

$$|1 - k_r z^{N_2} G_s(z^{-1}) G_f(z^{-1})| < 1 \quad (14)$$

$$\text{for all } z = e^{j\omega}, \quad \omega \in \left[0, \frac{\pi}{T}\right]$$

일반적으로 실제 시스템을 정확히 알 수는 없는 것이므로, 파라미터의 변화 및 모델링 오차와 같은 불확실성을 고려하여 반복제어 시스템을 분석하여야 한다. 헤드 암의 경우 2차 진동모드를 제어기의 설계단계에서 고려하기는 어려우므로 일반적인 저차모델에서 제어기를 설계하고 실제 고차모델에 대한 강인성을 보인다. 시스템의 불확실성을 다음과 같이 고차의 실제모델로 하기 위해 곱셈형 불확실성 $E_m(z^{-1})$ 로 나타내면 다음과 같으며

$$G_{s/a}(z^{-1}) = G_{s/n}(z^{-1})(1 + E_m(z^{-1})) \quad (15)$$

여기서 $G_{s/a}(z^{-1})$ 와 $G_{s/n}(z^{-1})$ 는 각각 실제 및 공칭 시스템을 나타낸다. 이때 $G_{s/a}(z^{-1})$ 를 식(14)의 안정화 조건에 대입하고 정리하면, 다음과 같이 나타내어 질 수 있다.

$$\left| \frac{1-\beta}{\beta} - E_m(z^{-1}) \right| < \frac{1}{\beta} \quad (16)$$

여기서 $\beta = k_r z^{N_2} G_{s/n}(z^{-1}) G_f(z^{-1})$ 이다. 만약 불안

정한 영점이 존재하지 않을 경우 β 는 k_r 이며, 불안정한 영점이 존재한다면, β 는 다음과 같다.

$$\max_{z \in (0, \frac{\pi}{T})} \beta = \max_{z \in (0, \frac{\pi}{T})} \frac{k_r B^-(z^{-1}) B^-(z)}{b} = k_r \quad (17)$$

따라서 BIBO 안정조건을 만족하기 위해서 식 (16)로부터 $E_m(z^{-1})$ 는 Fig. 3의 원내부에 존재해야 함을 알 수 있으며, 원의 반지름은 k_r 에 반비례하므로 안정성을 보장하기 위해서 k_r 값은 충분히 작아야 함을 알 수 있다.

강인 안정성을 위해 저역통과 필터 $Q(z, z^{-1})$ 를 기존의 반복제어기에 도입하면,^(5,6) 수정된 반복제어기는 Fig. 4에 나타난 바와 같으며 식 (12)의 반복제어기는 다음과 같이 된다.

$$G_r(z^{-1}) = \frac{k_r Q(z, z^{-1}) z^{N_2}}{z^N - Q(z, z^{-1})} G_f(z^{-1}) \quad (18)$$

이때 식 (14)의 안정화 조건은 다음과 같이 수정됨을 알 수 있다.

$$\left| 1 - k_r z^{N_2} G_s(z^{-1}) G_f(z^{-1}) \right| < \left| \frac{1}{Q(z, z^{-1})} \right| \quad (19)$$

$$\text{for all } z = e^{j\omega}, \quad \omega \in \left[0, \frac{\pi}{T}\right]$$

여기에서 식 (14)와 비교하여 식 (19)의 우변은 $Q(z, z^{-1})$ 에 따라, 즉 주파수의 특성에 따라 바뀌게 됨을 알 수 있다. 즉 특정 주파수에서 $Q(z, z^{-1})$ 의 값이 작다면

그 주파수에서 안정화 영역이 매우 커지므로 강인성을 가질 수 있다.

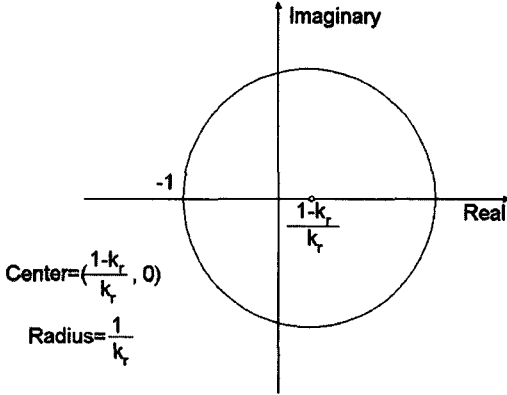


Fig. 3 Stability boundary for $E_m(z^{-1})$

이때 사용된 디지털 PID제어기는 비례, 미분, 적분 제어기 계수가 각각 0.08, 0.42, 0.02 이었다.

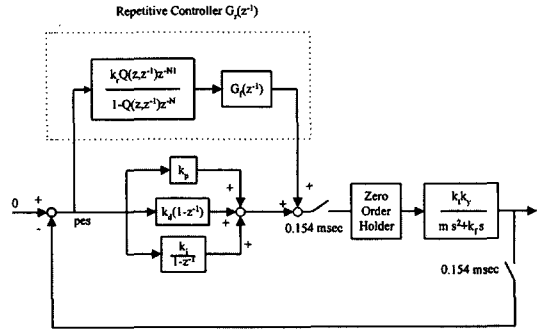


Fig. 5 Proposed repetitive control system of the HDD

곱셈형 불확실성 $E_m(z^{-1})$ 는 식 (15)로부터 다음과 같이 계산되었다.

$$E_m(z^{-1}) = \frac{-0.33076 + 1.26697z^{-1}}{1 - 0.39867z^{-1} - 1.19290z^{-2}} \frac{-1.6805z^{-2} + 0.64520z^{-3} + 0.43933z^{-4}}{+0.46050z^{-3} + 0.35827z^{-4} - 0.16378z^{-5}} \frac{-0.44241z^{-5} + 0.10220z^{-6}}{-0.06233z^{-6} + 0.12485z^{-7}} \quad (21)$$

4. 트랙 추종 모드의 모의실험

위에서 제시된 반복제어기를 하드 디스크를 대상으로 전산 모의실험을 하여 그 실현 가능성을 알아보고 실험을 한다. Fig. 5는 제안된 반복제어시스템으로 식 (6)의 모델을 실제 플랜트모델로 가정하였고, 반복제어기 설계시 설정된 모델은 식 (5)의 2차식을 ZOH 변환하여 사용하여 전산모의실험을 수행하였다. 실험에 사용될 HDD는 섹터(sector)의 갯수가 72개이고 샘플링시간은 각 섹터 지수와 동기화되어 있으므로 주기신호발생기의 지연수 N 은 72개로 하였다. 또한 계산된 $G_f(z^{-1})$ 는 $N_u=0$ 이고 $d=0$ 이므로 다음과 같이 설계되었다.

$$G_f(z^{-1}) = \frac{1.38016 - 3.49492z^{-1} + 3.46432z^{-2}}{1 - 0.03180z^{-1}} \frac{-1.72540z^{-3} + 0.40704z^{-4}}{-0.96819z^{-2}} \quad (20)$$

모의실험에서 PES신호의 RRO오차성분은 디스크의 회전 주파수인 90Hz를 기본 모드로 하고, 그것의 네 번째 고조파(harmonic)까지 이루어진 사인파를 합성하여

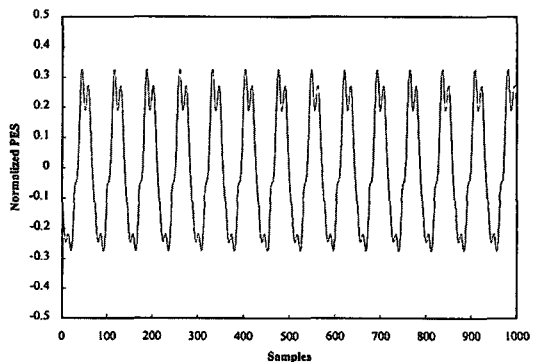


Fig. 6 Time response of PES under conventional PID control

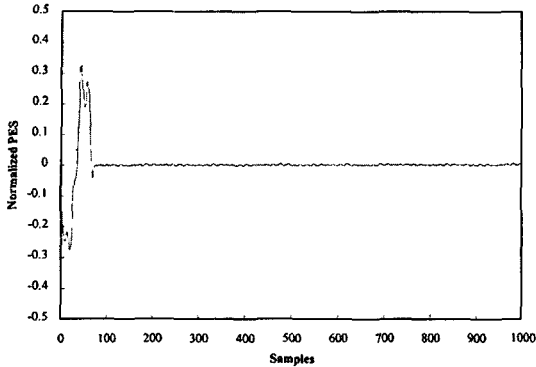


Fig. 7 Time response of PES under modified repetitive control ($k_r=1$)

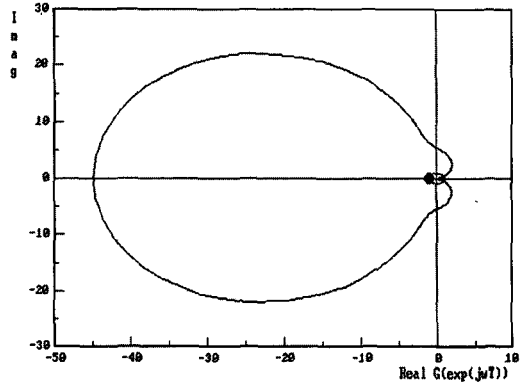
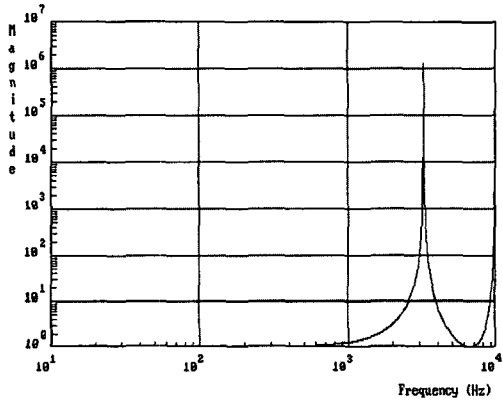
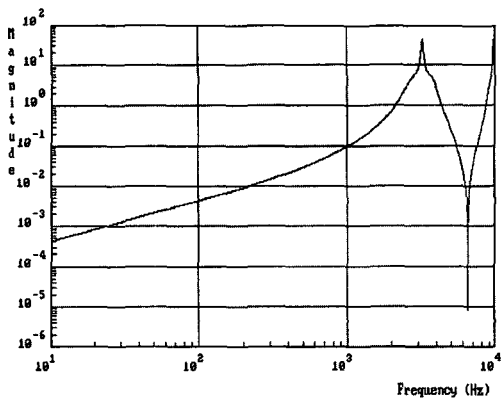


Fig. 9 Nyquist plot of $E_m(z^{-1})$



(a) $|1/Q(z, z^{-1})|$, $Q(z, z^{-1}) = \frac{z+2+z^{-1}}{4}$



(b) $|1 - k_r z^{M_s} G_s(z^{-1}) G_f(z^{-1})|$ ($k_r=1$)

Fig. 8 Robust stability analysis for a modified repetitive control system ($k_r=1$)

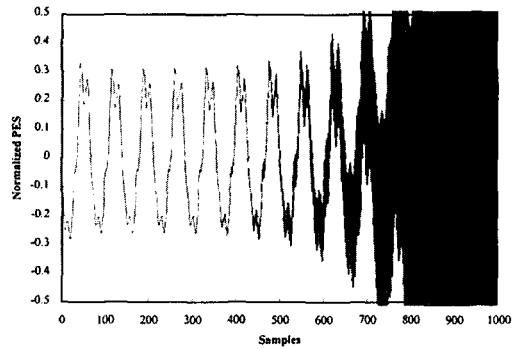


Fig.10 PES under repetitive control without $Q(z, z^{-1})$ filter ($k_r=0.07$)

만들었다. Fig. 6은 PID 제어기만을 사용했을 때의 PES 신호를 나타낸 것으로 PID제어기는 반복되는 RRO오차 성분을 제거하지 못함을 알 수 있다. Fig. 7은 기존의 PID 제어기에 $Q(z, z^{-1}) = \frac{z^1 + 2 + z^{-1}}{4}$ 필터를 포함한 반복제어기의 이득 k_r 이 1인 반복제어기를 도입한 경우로, 반복되는 오차를 거의 1 cycle만에 제거하고 있음을 알 수 있다. 강인 안정성여부를 살펴보기 위해 주파수 영역상에서 $|1/Q(z, z^{-1})|$ 와 $|1 - k_r z^{M_s} G_s(z^{-1}) G_f(z^{-1})|$ 의 크기를 Fig. 8에 나타내었으며 식 (19)의 강인 안정 조건을 만족함을 알 수 있다. $Q(z, z^{-1})$ 가 없는 반복제어 시스템의 강인 안정성 여부를 살펴보기 위하여 Fig. 9에 $E_m(z^{-1})$ 의 나이퀴스트 선도를 나타내었으며, $E_m(z^{-1})$ 이 매우 넓은 영역에 걸쳐서 존재하므로 강인 안정성을 보장하기 위해서는 k_r 값이 상대적으로 작아야 하나, 어떤 경우도 Fig. 3의 (-1,0)을 지나서 원안에 들어오지 못하

는 것을 알 수 있다. Fig 10에서는 $Q(z, z^{-1})$ 가 없는 반복제어기를 이용한 것으로, 예상했던 것과 같이 k_r 값이 0.07로 매우 작은 값임에도 불구하고, PES신호는 점점 발산하고 있음을 알 수 있다.

5. 정수 연산 DSP를 이용한 반복제어기의 구현

모의 실험단계에서 설계된 반복제어기를 16비트 정수 연산 DSP에 구현하여 실험을 한다. DSP는 곱셈과 덧셈 연산을 하나의 명령어로 수행할 수 있으므로 고속의 제어 알고리즘의 구현이 가능하다. 또한 복잡한 제어 알고리즘 구현도 용이하고, 알고리즘의 수정이 매우 쉽다. 그리고 정수 연산 DSP는 실수 연산 DSP에 비해 가격 및 전력 소비면에서 유리하다. 구현에 사용될 정수연산 DSP는 소수점이 부호 비트의 바로 다음에 위치하고 2의 보수연산 모드로 사용할 수 있는 Q15연산을 하도록 하였다. Q15연산을 할 경우 표현 가능한 필터 계수의 범위는 -1.0부터 0.9999까지로 곱셈연산 후 폭주(overflow)가 일어나지 않는 장점이 있다. Fig. 11은 식 (20)과 같이 설계된 $G_f(z^{-1})$ 필터를 구현한 그림이다.

Q15형식으로 표현 가능한 숫자의 범위를 넘는 필터의 계수와 연산을 피하기 위해서, 일단 필터의 전체 이득을 4배로 줄이고 Direct Form II 형태의 구조로 구현을 하였다. 그런 다음 필터의 출력 값을 4배 하도록 하였다. 4 배 연산은 DSP제어기의 좌로 2비트 이동 연산자를 이용하여 구현하였다. 기존의 PID 제어기의 수행시간은 25 사이클이고, 구현된 반복제어기의 수행시간은 110 사이클이었다.

RRO 성분이 큰 HDD에 대한 반복제어 시스템의 성능을 평가를 위해 외부에서 디스크의 회전주파수를 기본 주파수로 갖는 외란을 인가하여 실험을 하였다. Fig. 12(a)는 이 경우 측정된 PES신호의 주파수 응답을 나타낸 것인데 디스크 회전으로 인한 90Hz와 그의 하모닉으로 이루어진 PRO 오차성분을 포함하고 있음을 알 수 있다. Fig. 12(b)는 $Q(z, z^{-1})$ 필터가 포함된 반복제어기와 기존의 PID 제어기를 사용했을 경우, PES 신호의 주파수 응답으로 PID 제어기가 제거하지 못하는 PRO 오차성분을 제거하고 있음을 알고 있다. 그러나 Fig.12(b)는 (a)에 비해서 약간의 주파수 왜곡이 있음을 알 수 있고, 이것은 internal model 원리에 근거한 반복제어기가 되먹임 구조의 제어기의 루프 이득에 변화를 주기 때문이다. Fig. 13는 위에서 측정된 주파수 응답에 대한 PES

신호의 시간 영역에서의 응답을 나타낸다. Fig. 13(b)에서 반복제어기는 약 3 회전동안 80%의 외란 억제 성능을 나타내고 있다.

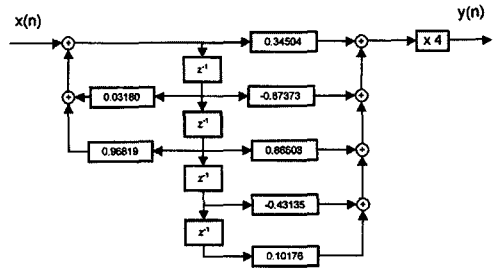
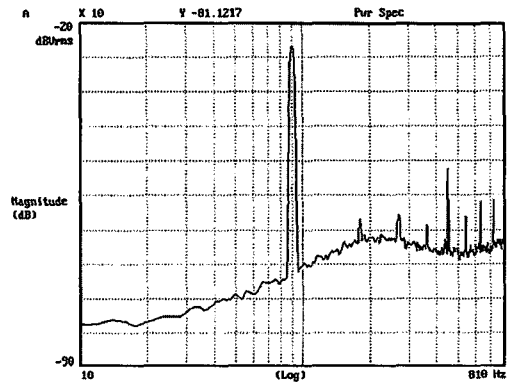
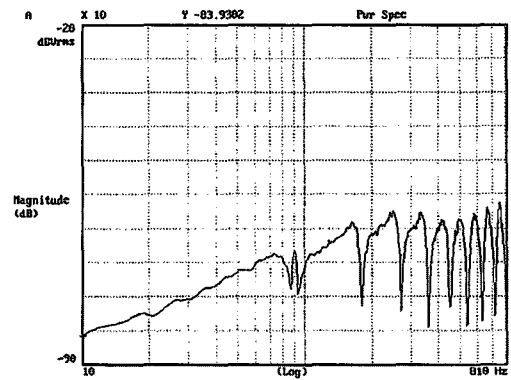


Fig.11 Difference equation implementation of the $G_f(z^{-1})$ filter



(a) Under PID control



(b) Under repetitive control

Fig.12 Measured FFT of PES (with an addition of 90Hz RRO error)

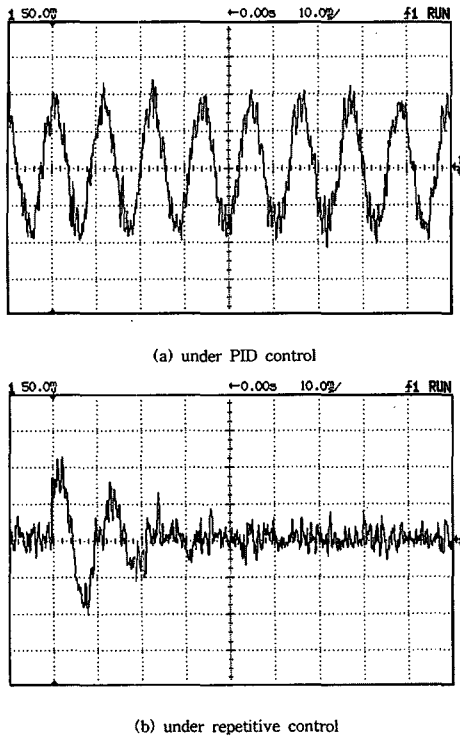


Fig.13 Measured time response of PES(with an addition of 90Hz RRO error)

6. 결론

본 논문에서는 컴퓨터 하드 디스크가 트랙 추종 모드로 동작중일 때 발생하는 반복되는 추종오차를 줄이기 위해 반복제어법을 도입한 새로운 형태의 제어기를 제안하였고 정수연산 DSP를 이용하여 실험한 결과를 보임으로써 그 적용가능성을 입증하였다. 또한 제안된 반복제어시스템의 강인안정해석을 하였다. 실험결과 실제 하드 디스크에서 반복되는 오차성분을 줄일 수 있음을 알 수 있었고, 디스크 회전과 같은 주파수를 기본 모드로 하는 주파수를 가지는 외란을 인가하여 반복되는 오차성분을 크게 하여 실험한 결과 반복되는 오차성분이 클수록 큰 효과를 얻을 수 있음을 알 수 있었다. 향후 반복되는 외란이 추가 되는 하드 디스크에서 반복 제어기는 큰 성능 향상을 가져올 수 있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

1. D. K. Miu, and Y. C. Tai, "Silcon Micromachined

SCALED Technology," IEEE Trans. Ind, Electron., vol. 42, pp. 234-239, June 1995.

2. 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. Ind, Electron., vol. 42, pp. 240-247, June 1995.
3. B. A. Francis and W. M. Wonham, "The Internal Model Principle for Linear Multivariable Regulators," Appl. Math. Opt., vol. 2, pp. 170-194, 1975.
4. M. Tomizuka, T. C. Tsao and K. K. chew, "Discrete Time Domain Analysis and Synthesis of Repetitive Controllers," Proc. Amer. Contr. Conf., pp. 115-120, 1988.
5. K. K. Chew, and T. Tomizuka, "Digital Control of Repetitive Errors in Disk Drive Systems," IEEE Control Systems Magazine, 10(1):16-20, January 1990.
6. D. Jeon and M. Tomizuka, "Repetitive Contact Force Control with a Compliant End Effector," Control of System with Inexact Dynamic Models, pp 117-123, ASME, 1991.
7. S. Hasegawa, Y. Mizoshita, T. Ueno, and K. Takaishi, "Fast access control of head positioning using a digital signal processor," in Proc. SPIE/SPSE Symp. Stor. Retrive Syst. Appl., 1248, 1990, pp. 104-113.
8. G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, Digital Control of Dynamic Systems. Reading, MA: Addison-Wesley, 1990.
9. H. Hanselmann and A. Engelke, "LQG-control of a highly resonant disk drive head positioning actuator," IEEE Trans. Ind, Electron., vol. 35, no 1, pp. 100-104, 1988.
10. M. Tomizuka, "Zero-Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control," Trans. ASME, J. Dynam. Syst., Meas., Contr., vol. 109, no. 1, pp. 65-68, 1987.
11. C.A. Desoer and M. Vidyasagar, Feedback Systems: Input-Output Properties, New York, Academic Press, 1975.