

하드 디스크 드라이브의 Spiral Servo Writing을 위한 초정밀 등속 제어 기법 연구

A Study of High Precision Constant Velocity Control for Spiral Servo Writing in Hard Disk Drive

조규남*, 강현재†, 이충우**, 정정주***, 심준석*
Cho. K. N., Kang. H. J., Lee. C. W., Chung. C. J., and Sim. J. S

ABSTRACT

According to recent trend, hard disk drive(HDD) has been smaller and less weight. Therefore, it needs new method of writing position information. In this thesis, a new controller that is suitable for SSW is proposed. The controller accepted SSW technology that is used to write position information in current HDD industry. The important condition to perform SSW is to reach constant velocity decided from the head velocity profile as fast as possible. The constant velocity decides the positional accuracy of spiral pattern and setup time decides the capacity of HDD. The head velocity profile as a reference signal must be designed not to cause resonance mode. The proposed controller was designed with consideration of these 3 elements, and it properly works for SSW. The velocity profile designed with SMART control not only minimizes the jerk, but also does not cause the resonance mode of a plant. After designing a conventional PID controller, it compared with electrical spring technique and ZPET technique.

Key Words: HDD, Servo Writing, Feedback Control, Velocity Profile

1. 서 론

HDD(Hard disk drive)의 트랙 밀도가 매년 증가함에 따라 위치 정보를 정확하고 빠르게 기록하여 생산량을 증가시키는 것이 중요한 문제로 대두되고 있다. 현재 많이 사용되고 있는 STW(Servo Track Writing)방식은 Push-pin을 이용한 기록방식이다.[1] 이 방식은 TPI(Track Per Inch)가 증가할수록 위치 정보를 기록하는데 오랜 시간이 소요된다. 따라서 Servo Writing 시간을 줄이면서 정확성을 향상시키기 위해 기존과 다른 Writing 기술이 요구된다. 이에 대한 대안으로서 다수의 디스크를 적층하여 기록

하는 두 가지 Media-level 방식이 있다.[2] 하나는 반도체 리소그래피 과정을 이용한 Patterned-media 방식이고,[3] 다른 하나는 자기 효과를 이용한 Printed-media 방식이다.[4] 이 방식들은 생산량을 증가시키는 장점을 갖지만, 위치 정보를 정밀하게 기록하지 못하는 기술적인 한계가 존재한다. 제안된 또 다른 방식은 SSTW(Self-servo Track Writing) 방식이다.[5] 이 방식은 외부 장치에 의존하지 않고 HDD 스스로가 위치 정보를 기록하는 방식으로 Servo Writer를 필요로 하지 않기 때문에 생산성이 향상되지만, 정확한 위치 정보 기록 측면에서는 기술적으로 해결해야 할 문제들이 상당히 존재한다.

SSTW 방식 중 하나인 SSW(Spiral Servo Writing)는 Servo Writing 시간이 비교적 짧고, Servo 정보의 정확성을 보장하는 장점이 있다. 이때 중요한 요소는 등속 운동과 설정 시간이다. 정밀한 등속 운동은 Spiral

† 한양대학교 전자통신전파공학과

E.mail: khj-1123@hanmail.net

* 삼성종합기술원 HDD Program Team

** 한양대학교 전자통신전파공학과

*** 한양대학교 전기제어생체공학부

(논문접수일 : 2005년 3월 30일)

Pattern을 정밀하게 기록할 수 있으므로 TPI를 증가시킬 수 있고, 빠른 설정 시간은 등속 운동을 얼마나 빨리 하는가를 결정하는 요소이므로 HDD의 기록 용량을 증가시킬 수 있다. 본 논문에서는 기존의 Push-pin을 이용한 Spiral Pattern을 기록하는 방법에 중점을 두어 SSW용 제어기의 설계 및 성능을 평가한 내용에 대해서 기술한다.

2. Servo track writing

HDD에서 위치 정보가 저장되어 있는 공간을 Servo Sector라 한다. Servo Sector의 Burst Pattern을 이용하여 위치 정보를 알아내고, 이를 이용하여 HDD의 Actuator를 제어한다. 따라서 이 위치정보를 정밀하고 정확하게 기록하는 것이 HDD의 TPI를 결정하는 중요한 요소가 된다. Fig. 1은 Servo Track에 있는 Servo Pattern을 나타낸다. A, B, C, D를 Burst라 하고 헤드가 Burst를 지날 때 검출된 신호를 이용하여 PES(Position Error Signal)를 만든다. 이 Servo Pattern은 높은 Resolution의 위치신호를 제공한다. 기존의 Push-pin 방식은 HDD의 VCM(Voice Coil Motor) Actuator가 Positioner 방향으로 Bias가 걸려 있는 상태에서, Servo Writer의 Positioner가 HDD의 VCM Actuator를 일정한 트랙 간격으로 이동시키며 위치 정보를 기록한다. 따라서 Writing은 정확하나, 오랜 시간이 소요되는 문제가 있다.

이 문제를 해결하기 위해 Quantum사가 제안한 방식인 SSW는 Spiral Pattern을 이용하여 위치 정보를 기록하기 때문에 Push-pin 방식보다 Writing 하는 시간을 줄일 수 있다는 장점이 있다.[5] Fig.2는

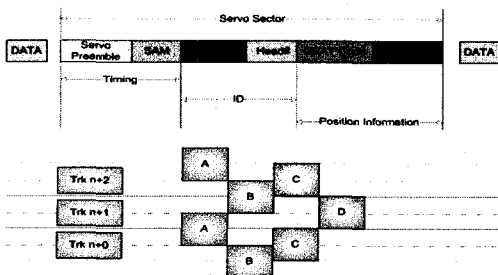


Fig. 1 Servo pattern

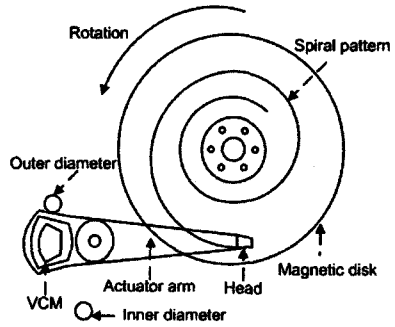


Fig. 2 Spiral pattern generation [5]

Spiral Writing의 기본 개념을 나타낸 그림이다. SSW는 Positioner가 HDD의 VCM Actuator를 등속도로 밀면서, 헤드가 Spiral Pattern을 디스크 표면에 기록하게 된다. HDD의 spindle 모터는 일정한 RPM으로 회전하고, STW가 HDD의 E-block을 등속도로 이동시킨다.

3. 플랜트 모델링

본 논문에서는 MicroE사의 Positioner인 PA2000을 이용하여 SSW(Spiral Servo Writing)을 구현한다. 따라서 3장에서는 플랜트의 특성에 대해 알아보고, 그 특성을 고려한 플랜트 모델을 구성한다.

MicroE사의 PA2000은 STW을 위한 초정밀 Positioning 시스템이다. 또한, Double Integrator, 6.64Khz에 1차 공진을 가지며, Bearing과 마찰 등에 의한 저주파에서의 이득 감소 현상이 존재한다. PA2000은 특정 범위의 각을 회전하는 일반적인 VCM 모터이다. 즉, 모델링은 VCM 모터와 동일하다. 전기적인 모델링을 무시하고 기계적인 모델링과 1차 공진모드를 포함한 모델은 식 (1)과 같다.

$$G_p(s) = \frac{K_t}{J_m s^2} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1)$$

여기서 K_t : Torque constant, J_m : Inertia
 ζ : Damping, ω_n : Resonance Frequency이다.

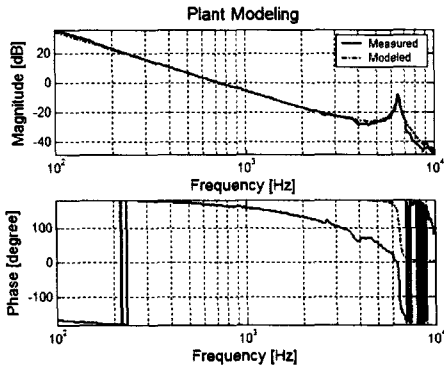


Fig. 3 Plant modeling

연속 시간 모델을 구하면 Fig.3과 같다. 측정은 HP 35670A DSA(Dynamic Signal Analyzer)를 사용하였다.

4. 제어기 설계

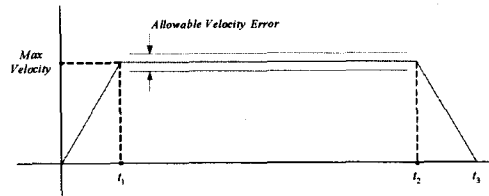
앞 장에서 모델링한 시스템의 성능을 향상시키기 위해 본 장에서는 제어기 설계 기법에 대해 서술한다. 먼저 제어기 설계 시 고려 사항에 대해 알아보고, Velocity Profile 설계 기법에 대해 살펴본다. 그 후 일반적인 PID 제어기를 설계하고, 이를 개선하고자 Electrical Spring을 고려한 PID 제어기를 설계한다. 마지막으로 Feedforward 보상기인 ZPET(Zero Phase Error Tracking) 제어기를 설계하여 그 성능을 확인할 것이다.

4.1 Velocity and Position profile 설계

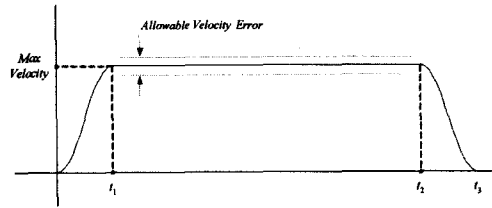
SSW에서 초정밀 속도 제어를 위해 제어기만으로 원하는 성능을 얻기 어렵다. 따라서 속도와 위치 제어를 위한 기준 신호를 공진모드가 여기 되지 않게 생성하는 것도 중요한 요소이다. Fig. 4(a)는 기본적인 Trapezoidal Profile을 나타낸 그림이다. 아래 그림에서 설정 시간 t_1 과 t_2 를 구하면 식 (2)와 같다.

$$t_1 = \frac{MaxVel}{MaxAcc}, t_2 = \frac{Pos}{MaxVel} \quad (2)$$

Profile을 최적으로 만드는 방법에는 여러



(a) Trapezoidal profile



(b) S-curve profile

Fig. 4 Velocity profile

가지가 있지만, 기본적으로 공진모드를 여기하지 않는 방법은 Velocity Profile을 절점 없이 부드럽게 만드는 것이다. Fig. 4(b)는 S-curve Profile로 Sin 함수를 이용하여 가감속을 하여 좀 더 부드러운 Velocity Profile을 구성할 수 있다.

SMART 제어 개념은 Velocity Profile을 절점 없이 부드럽게 하는 최적 설계 기법이다.[9-10] 본 기법은 식 (3)과 같이 Jerk를 최소화하는 가역함수를 결정하여 최적 문제를 풀으로써 원하는 Profile을 만들 수 있다.

$$P = \int_0^{T_0} \left(\frac{d\alpha}{dt} \right)^2 dt \quad (3)$$

여기서 α 는 Acceleration, T_0 는 탐색 시간이다. 초기 조건과 말기 조건은 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} t=0: x_1(t) &= a, x_2(t) = 0, x_3(t) = 0 \\ t=T_s: x_1(t) &= 0, x_2(t) = 0, x_3(t) = 0 \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $x_1(t)$ 은 위치, $x_2(t)$ 는 속도, $x_3(t)$ 는 가속도, a 는 탐색 거리이다.

최적 제어 이론을 이용하여 해를 정상화 하면 식 (5)와 같은 시간 영역의 함수로 나타낼수 있다.

$$\begin{aligned}
 x_1(t) &= -60a \left[\frac{1}{10} \left(\frac{t}{T_0} \right)^5 - \frac{1}{4} \left(\frac{t}{T_0} \right)^4 + \frac{1}{6} \left(\frac{t}{T_0} \right)^3 \right] \\
 x_2(t) &= -60 \frac{a}{T_0} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{t}{T_0} \right)^4 - \left(\frac{t}{T_0} \right)^3 + \frac{1}{2} \left(\frac{t}{T_0} \right)^2 \right] \\
 x_3(t) &= -60 \frac{a}{T_0^2} \left[2 \left(\frac{t}{T_0} \right)^3 - 3 \left(\frac{t}{T_0} \right)^2 + \left(\frac{t}{T_0} \right) \right] \quad (5)
 \end{aligned}$$

식 (5)를 이용하여 Velocity Profile을 만들면, Jerk를 최소화할 수 있다.

4.2 PID 제어기 설계

일반적인 디지털 PID 제어기의 블록도는 Fig. 5와 같다. 연속적인 PID의 전달함수는 식 (6)과 같다.

$$U(s) = (k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s) E(s) \quad (6)$$

여기서 k_p , k_I , k_D 는 각각 비례, 적분, 미분 이득이다. 이를 시간 영역으로 표기하면 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned}
 u(t) &= k_p e(t) + k_I \int_0^t e(\tau) d\tau + k_D \dot{e}(t) \\
 &= u_p(t) + u_I(t) + u_D(t) \quad (7)
 \end{aligned}$$

식 (7)을 이산화해서 z-변환하여 디지털 PID 제어기를 구하면 식 (8)과 같다.

$$U(z) = \left(k_p + k_I \frac{T_s}{2} \frac{z+1}{z-1} + k_D \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \right) E(z) \quad (8)$$

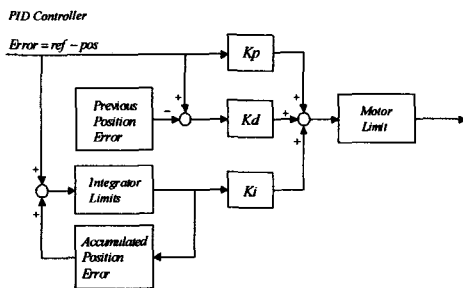


Fig. 5 PID controller structure

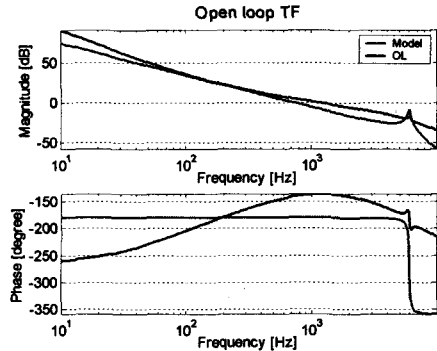


Fig. 6 Open loop transfer function with PID

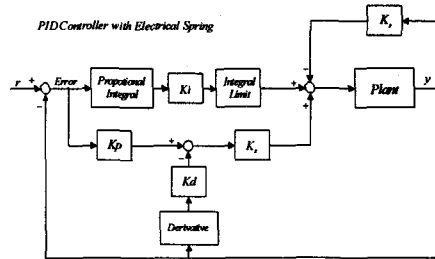


Fig. 7 PID controller structure with electrical spring

디지털 PID 제어기를 설계하였을 경우 개루프 주파수 응답은 Fig. 6과 같다. 1차 공진에 해당하는 6.4KHz에 Notch Filter를 삽입하여 제어기를 설계하였다. 교차 주파수는 1.16KHz, 이득 여유는 16.6dB, 위상 여유는 43.4° 이다.

4.3 Electrical spring을 고려한 PID 제어기 설계

앞 절에서 설계한 일반적인 PID 구조로는 정밀한 등속 제어와 설정 시간을 줄이기 어렵다. 왜냐하면, 플랜트가 Type II 시스템이기 때문에 Ramp 입력에 대해 '0'으로 수렴할 수밖에 없기 때문이다. 따라서 본 절에서 신속하게 등속 운동 상태에 도달하도록 Electrical Spring을 고려한 수정된 PID 구조를 제안하고, 설계 기법에 대하여 설명한다.

Fig.7은 Electrical Spring을 고려한 수정된 PID 구조의 제어기를 나타낸다. 순수 적분은 실제 구현 불가능하기 때문에 비례적분 제어인 $C_{PI}(s)$ 를 식 (9)와 같이 설계한다.

$$C_{PI}(s) = K_i \cdot \frac{s/\omega_I + 1}{s} \quad (9)$$

여기서 ω_I 는 적분 주파수, T_s 는 Sampling 주파수이며, Bilinear Transformation을 통해 이산화 하면 식 (10)과 같다.

$$C_{PI}(z) = \frac{K_i}{\omega_I} \cdot \frac{[(\omega_I T_s/2 + 1)z + (\omega_I T_s/2 - 1)]}{z - 1} \quad (10)$$

또한, 연속 시간 미분 제어기 $C_D(s)$ 는 식 (11)과 같이 설계한다.

$$C_D(s) = K_d \cdot \frac{\omega_D s}{s^2 + s\zeta_D \omega_D s + \omega_D^2} \quad (11)$$

여기서 K_d 는 미분 DC 이득, ω_D 는 미분 주파수, ζ_D 는 미분 Damping이다. Bilinear Transformation을 통해 이산화 하면 식(12)와 같다.

$$C_D(z) = K_d \cdot \frac{2\omega_D}{T_s} \cdot \frac{z^2 - 1}{a_0 z^2 + a_1 z + a_2}$$

$$a_0 = \frac{4}{T_s^2} + \zeta_D \omega_D \frac{4}{T_s} + \omega_D^2$$

$$a_1 = 2\omega_D^2 - \frac{8}{T_s^2}, a_2 = a_0 \quad (12)$$

설계한 비례적분, 미분 제어기를 합하여 전체 페루프 전달함수를 구하면 식 (13)과

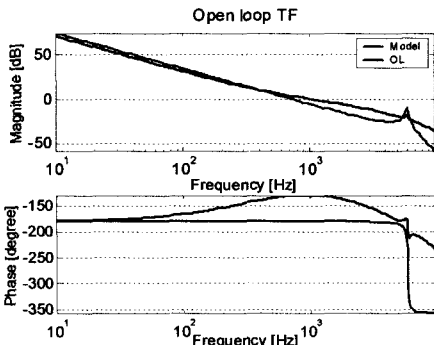


Fig. 8 Open loop transfer function with electrical spring

같고, 개루프 주파수 응답은 Fig. 8과 같다. 교차 주파수는 1.04KHz, 이득 여유는 18.1dB, 위상 여유는 50.4°이다.

$$\frac{U(z)}{Y(z)} = \frac{[K_i C_{PI}(z) + K_p K_s]P(z)}{1 + [K_i C_{PI}(z) + K_p K_s C_D(z) + K_s]P(z)} \quad (13)$$

4.4 ZPET 제어기 설계

Feedback 제어기만으로는 설정 시간을 줄이기 힘들다. 따라서 Feedforward 보상 기법인 ZPET를 적용한다. ZPET의 특징은 페루프 전달함수의 역수를 Feedforward 보상을 사용하여, 전체 입력에서 출력까지의 이득이 1이 되도록 하는 것이다. 하지만 페루프 전달함수의 역수를 취하기 때문에, 불안정한 영점이 존재할 경우 구현의 한계가 존재한다. 이를 극복한 방법이 ZPET 기법이다.[6-8]

일반적인 Feedforward 보상기를 가진 시스템의 구성도는 Fig. 9와 같다. 플랜트와 Feedback 제어기를 포함한 전체 이산시간 페루프 전달함수는 식 (14)와 같다.

$$G_c(z^{-1}) = \frac{C(z^{-1})P(z^{-1})}{1 + C(z^{-1})P(z^{-1})} = \frac{z^{-d}B_c(z^{-1})}{A_c(z^{-1})} \quad (14)$$

여기서 z^{-d} 는 d-step delay이고, $A_c(z^{-1})$ 과 $B_c(z^{-1})$ 는 식 (15)와 같다.

$$A_c(z^{-1}) = 1 + a_0 z^{-1} + \dots + a_{cn} z^{-n} \quad (15)$$

$$B_c(z^{-1}) = b_{c0} + b_{c1} z^{-1} + \dots + a_{cm} z^{-m}, b_{c0} \neq 0$$

식 (16)과 같이 기준 신호를 만들기 위한 Feedforward 보상기를 구성한다.

$$r[k] = \frac{A_c(z^{-1})}{B_c(z^{-1})} y[k + d] \quad (16)$$

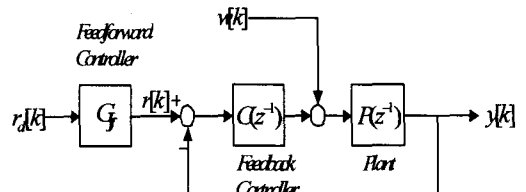


Fig. 9 Feedforward controller

여기서 $y[k+d]$ 는 d -step 이후의 원하는 출력이다. 하지만 위 방식은 $B_c(z^{-1})$ 에 불안정한 영점이 존재할 경우 역수를 취하면 불안정한 극점이 되기 때문에, Feedforward 제어기 $G_{ff}(z^{-1})$ 는 불안정해진다. 따라서 식 (16)에서 $B_c(z^{-1})$ 은 안정한 영점을 가진 $B_c^+(z^{-1})$ 와 불안정한 영점을 가진 $B_c^-(z^{-1})$ 로 식 (17)과 같이 구분한다.

$$B_c(z^{-1}) = B_c^-(z^{-1})B_c^+(z^{-1}) \quad (17)$$

이때 ZPET 제어기는 식 (16)과 같다.

$$G_{ff}(z^{-1}) = \frac{z^d A_c(z^{-1}) B_c^-(z^{-1})}{B_c^+(z^{-1}) [B_c^-(1)]^2} \quad (18)$$

여기서 $B_c^-(z)$ 는 $B_c^-(z^{-1})$ 의 z^{-1} 을 z 로 바꾸면서 공액 복소수 형태로 얻어진다. ZPET를 구성하기 위해서는 정확한 플랜트 모델링과 페루프 전달함수가 필요하다. 그렇지 않을 경우 극점, 영점의 상쇄 효과가 미미하기 때문이다. 입력에서 출력까지의 전체 전달함수를 구해 보면 식 (19)와 같다.

$$\begin{aligned} G_i(z^{-1}) &= G_{ff}(z^{-1}) \cdot G_{cl}(z^{-1}) \\ &= \frac{B_c^-(z) B_c^-(z^{-1})}{[B_c^-(z)]^2} \end{aligned} \quad (19)$$

3장에서 구한 모델과 4장에서 설계한 일반적인 PID 제어기를 이용하여 ZPET 보상을 설계하면, 전체 전달함수는 식 (20)과 같다.

$$\begin{aligned} G_i(z^{-1}) &= G_{ff}(z^{-1}) \cdot G_{cl}(z^{-1}) \\ &= \frac{0.25 + 0.5z^{-1} + 0.25z^{-2}}{z^{-1}} \end{aligned} \quad (20)$$

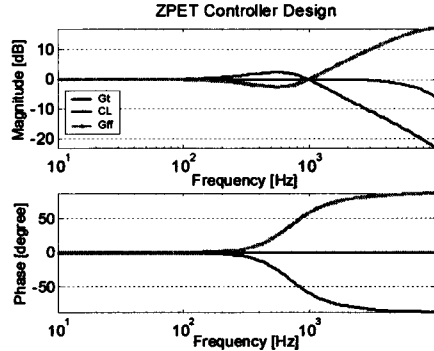


Fig. 10 Frequency response of ZPET

Table 1 Profile Parameter

Parameter	Value
Sampling frequency	40 [Khz]
Profile mode	Trapezoidal Velocity profile
Seek distance	1×10^7 [count]
Maximum velocity	1000 [count/sample]
Maximum acceleration	10 [count/sample ²]

이때의 주파수 응답은 Fig. 10과 같다. G_i 는 ZPET의 주파수 응답을 나타낸다. 그림에서 보듯이 전체 전달함수의 이득이 0 dB이고, 위상이 0°인 것을 확인할 수 있다. CL은 페루프 전달함수, G_{ff} 는 feedforward 제어기이다.

위에서 설계된 ZPET 제어기를 이용하여 미래 출력에 대해 미리 feedforward 보상을 해준다면 설정 시간을 빠르게 할 수 있다.

5. 모의 실험 및 실험 결과

본 장에서는 모의 실험 환경과 실제 실험 환경에 대해 설명한다. 모의 실험과 실험을 통해 4장에서 설계된 제어기의 성능을 평가, 검증한다. 그리하여 4장에서 제안된 제어기들 중 어떤 형태의 제어기가 SSW에 적합한지를 비교 분석한다. 각각의 모의 실험과 실험의 데이터는 Table 2와 Table 3에 나타내었다.

5.1 모의 실험 및 실험 환경 설정

모의실험과 실험의 기준신호는 Trapezoidal Velocity Profile을 사용한다. Table 1과 같은 가속도, 속도, 위치 정보를 이용하여 기준신호를 만들고, 설계된 각 제어기의 성능을 평가한다. 각각의 제어기에 대하여 유사한 환경 조건하에서 모의 실험 및 실험을 한다.

5.2 모의 실험 및 실험 결과

5.2.1 PID 제어기 모의 실험 및 실험결과

일반적인 PID 제어기의 시간 응답은 Fig. 11과 같다. PES는 Seek의 처음과 마지막 부분에서만 크고 등속 운동 구간에서는 ± 100 [count]로 정밀한 등속 운동을 하였다. 실험 결과를 보면 속도 변동률이 모의 실험과 약간의 차이를 보인다. 이것은 인코더 신호 자체의 잡음, A/D 변환 잡음, DSP 연산과정에서의 수치 오차 등의 요소 때문인 것으로 추정된다. 이때의 제어기의 출력은 Fig. 11 (b), (d)와 같다.

5.2.2 Electrical spring을 고려한 PID

Electrical Spring을 고려한 PID 제어기의 시간 응답은 Fig. 12와 같다. 설계 시 의도했던 위치 신호가 기준신호를 일정한 지연 후에 추정하는 결과를 얻었다. 이와 같은 결과로 인해 일반적인 PID 보다 0.7 [msec] 빠르게 등속 운동 상태로 들어가는 것이 확인 되었다. 실험 결과에서도 모의 실험과 같이 0.8 [msec] 빠르게 등속 운동 상태에 도달했다. 속도 변동률은 PID 실험 결과 보다 약 41.6% 우수한 성능을 보였다. Fig. 12 (b), (d)는 제어기 출력이다.

5.2.3 ZPET 제어기 모의 실험 결과

ZPET 제어기의 시간 응답은 Fig. 13과 같다. 총 Seek 시간은 253.5 [msec]이고, 등속 운동 상태에 도달하는 시간은 3.6 [msec]이다. 일반적인 PID 보다 설정 시간이 개선된 것을 확인할 수 있다. 등속 구간에서의 속도 변동률은 ± 100 [count/sample]이다. 모의실험과 실험을 정리하면 Table 2 및 Table 3과 같다. 모의 실험 결과를 보면 Electrical Spring과 ZPET가 설정 시간에서 PID보다 우수하게 나타났고, 실험결과를 보면 electrical spring이 PID보다 모든 항목에서 우수한 결과를 나타냈다.

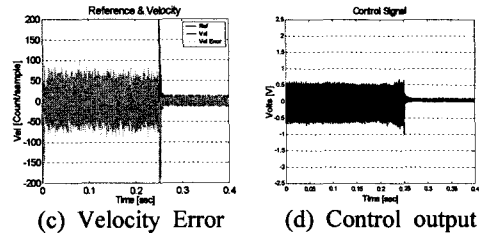
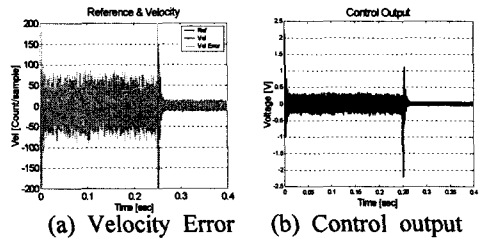


Fig. 11 (a),(b):Simulation (c),(d):experiment

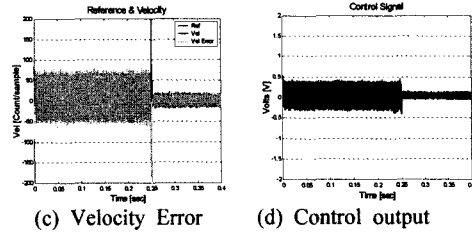
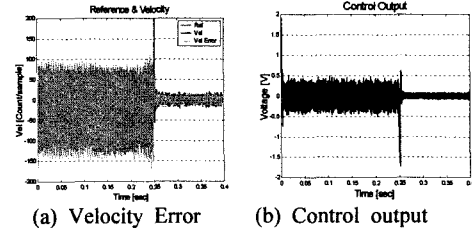


Fig. 12 (a),(b):Simulation (c),(d):experiment

4. 결론

본 논문에서는 Spiral Servo Writing을 위한 등속 제어 기법에 대해 논하였다. Spiral Servo Writing에서 중요한 요소인 등속 운동과 설정 시간을 고려하여 제어기를 설계하고, 모의실험과 실험을 통해 성능을 비교

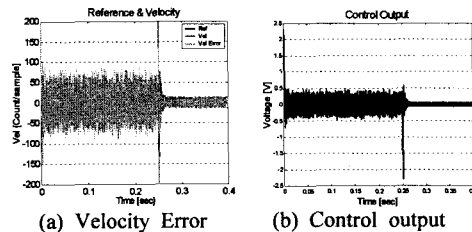


Fig. 13 (a),(b) : Simulation

참고문헌

하였다. 구현한 알고리즘은 일반적인 PID를 기준으로 하여 일반 디지털 PID의 단점을 보완하여 Electrical Spring을 고려한 제어기를 설계하였다. 또한 ZPET를 적용하여 설정시간이 감소시켰다.

설계한 제어기의 성능을 비교한 결과 Electrical Spring을 고려한 PID가 일반적인 PID에 비해 설정 시간과 속도 변동률 측면에서 우수한 성능을 보였고, ZPET 보상기를 Electrical Spring을 고려한 PID 제어기에 적용하였을 경우 그렇지 않은 경우보다 설정시간이 단축되었다. 따라서 이러한 제어기를 적용하여 Spiral Servo Writing을 하면 HDD 생산량 증가를 가져올 것이라 기대된다.

Table 2 Comparing results (Simulation)

	General PID	Electrical PID	ZPET
Seek Time [msec]	255	254	253.5
Setup Time [msec]	5	4.3	3.6
PES Regulation [count]	±100	±150	±150
Velocity Regulation [count/sample]	±100	±100	±100

Table 3 Comparing results (Experiment)

	General PID	Electrical PID
Seek Time [msec]	253	252
Setup Time [msec]	3.6	2.4
PES Regulation [count]	±250	±100
Velocity Regulation [count/sample]	±120	±70

[1] Y. Uematsu, M. Fukushi, and K. Taniguchi, 2001, "Development of the Pushpin Free STW," IEEE Trans. on Magnetics, Vol.37, pp.964-968

[2] K. Takashi, Y. Yamada, M. Kamimura, M. Fukushi, and Y. Kuroba, 2003, "Hard Disk Drive Servo Technology for Media-Level Servo Track Writing," IEEE Trans. on Magnetics, Vol.39, pp.851-856

[3] E. C. Hughes and W. C. Messner, 2003, "Characterization of three servo pattern for position error signal generation in hard drives," American Control Conference 2003, Vol.5, pp.4317-4322

[4] T. Ishida, K. Miyata, T. Hamada, and K. Tohma, 2001, "Printed Media Technology for an effective and Inexpensive servo track writing of HDDs," IEEE Trans. on Magnetics, Vol.37, pp.1875-1877

[5] P. A. Swearingen and H. Shepherd, 1997, "System for Self-Servowriting a Disk Drive," US patent, no. US5668679

[6] M. Tomizuka, 1987, "Zero Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control," Trans. on ASME, Jr. of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol.109, pp.65-18

[7] B. Haack and M. Tomizuka, 1991, "The Effect of Adding Zeros to Feedforward Controllers," Trans. on ASME, Jr. of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol.113, pp.6-10

[8] Y. Funahashi and M. Yamada, 1993, "Zero Phase Error Tracking Controllers With Optimal Gain Characteristics," Trans. on ASME, Jr. of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol.115, pp. 311-318

[9] Y. Mizoshita, S. Hasegawa, and K. Takaishi, 1996, "Vibration Minimized Access Control for Disk Drives," IEEE Trans. on Magnetics, Vol.32, pp.1793-1798

[10] H. Numasato and M. Tomizuka, 2003, "Settling Control and Performance of a

Dual-Actuator System for Hard Disk Drives,"
IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol.8,
pp.431-438

- [11] K. J. Astrom and B. Wittenmark, 1997, Computer-Controlled Systems Theory and Design 3rd edition, PHIPE
- [12] K. Astrom and T. Haggund, 1995, PID Controllers: Theory, Design, and Tuning 2nd edition, International Society for Measurement and Control
- [13] G. F. Franklin, J. D. Powell and M. Workman, 1998, Digital Control of Dynamic Systems 3rd edition, Addison Wesley