Proceedings of the 12th
KACC, October 1997

Nonlinearity 를 갖는 Micro Electrostatic Actuator 의 초정밀 추종제어

High Precision Tracking Control Algorithm for Micro Electrostatic Actuator with Nonlinearity

°김경한*, 최현택*, 서일홍*, 송재욱**, 김승한**, 정완균***

*한양대학교 전자공학과 (Tel : +82-345-408-5802; Fax : +82-345-408-5803; E-mail : khkim@scorpio.hanyang.ac.kr)

**대우고등기술원 (Tel : +82-335-80-7338; Fax : +82-335-30-7116; E-mail : jwsong@iae.re.kr)

***포항공과대학 기계공학과 (Tel : +82-562-279-2172; Fax : +82-562-279-5899; E-mail : wkchung@vision.postech.ac.kr)

Abstracts In this paper, a high precision track following control algorithm is proposed for micro electrostatic actuator considering of the application for hard disk drive. The micro electrostatic actuator proposed has nonlinear voltage-displacement characteristic in a working range of 0.8μm and has uni-directional movement. Mid range reference and open-loop bias are proposed for the revision of negative position error, and inverse model for linearization.

Keywords Control, HDD, Micro, Electrostatic, Actuator, Nonlinear

1. 서론

최근에 들어 초소형(2.5 또는 1.8 인치), 대용량(1 제곱 인치 당 400 에서 700Mbyte 이상), 저전력의 성능을 갖는 하드 디스크 드라이브(HDD, Hard Disk Drive)의 필요가 절실히 요구 되고 있다. 현재 사용 중인 보이스 코일 모터(Voice Coil Motor, VCM)를 사용한 HDD 헤드 제어 기술은 7,200 TPI(Track Per Inch), 600 Hz 대역폭(Bandwidth)의 성능으로 한계에 이르렀다. 이에 따라 2000 년대에 필요로 예상되는 25,000 TPI 이상, 2 kHz 이상의 대역폭, 1μm 이하의 track pitch, 120 nm 이하의 off-track error 를 갖는 HDD 를 설계하기 위해서는 dual-actuator 시스템이 반드시 개발되어야 한다 [1][2][3]. Dual-actuator 시스템의 piggyback actuator 로써는 piezo electric actuator, 정전(electrostatic) microactuator, 전자장(electro-magnetic) microactuator 등이 쓰인다.

HDD 의 헤드는 일정 트랙을 유지하는 중에 트랙 이동 명령에 의하여 목표하는 트랙으로 이동하며 이동한 트랙에서 다시 이동 명령이 올 때 까지 그 트랙을 유지한다. 이때 헤드가 목표 트랙으로 이동하는 것을 트랙 탐색(track seeking) 이라 하며, 데이터를 읽거나 쓰기 위하여 목표 트랙을 유지하는 것을 트랙 추종(tracking following, tracking)이라 한다. 따라서 최소 시간의 트랙 탐색과 최소의 변위 오차로 트랙을 추종하도록 제어를 하여야 한다. 트랙 추종 제어는 외란의 영향을 효과적으로 제거하여 목표하는 오차 허용 범위를 유지하는 제어 방법을 적용하여야 한다. 외란 중 대표적인 것들로는 기구적인 공진이나 열에 의한 팽창, 디스크가 회전함으로써 발생하는 주기적/비주기적인 이탈, 외부에 영향으로 발생하는 충격이나 진동 등이 있다. 특히 기록된 정보가 진원을 그리며 기록되지 않아 목표 트랙이 유동하는 주기적인 이탈(Repetitive Run Out)이나 디스크의 회전 베어링의 불완전으로 생기는 비주기적인 이탈(Non-Repetitive Run Out)은 가장 큰 문제 이다.

Embedded servo type 의 HDD 는 헤드 위치 제어에서 필요한 제어 정보인 위치 정보를 데이터와 함께 디스크에 수록하고 있다. 따라서 헤드에서 읽는 정보 중에 트랙 번호와 위치 오차 신호(PES, Position Error Signal)를 이용하여 위치 정보로 사용한다. 다른 형태로는 위치 정보를 별도의 디스크에 수록한 데디케이트 서보 타입(dedicated servo type)이 있으나 이 방식은 열에 의한 팽창의 영향에 매우 민감하다. 본 논문에서는 임베디드 서보 타입의 HDD dual-actuator 시스템의 응용을 고려한 정전(electrostatic) microactuator 의 트랙 추종 제어 알고리즘을 제시한다.

2. 모델링

2.1 플랜트

제어하려는 대상, 즉 플랜트는 그림 1 과 같이 구성 되어있는 200μm×300μm 크기의 정전(electrostatic)방식의 마이크로 구동기 이다.

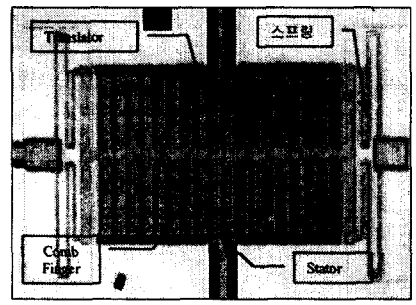

그림 1 플랜트

Fig. 1 Plant

마이크로 구동기는 인가된 전압에 의해 정전기적 힘이 발생하고 그 힘에 의해 translator 의 중가 변위가 생성되며, 전압을 인가하지 않았을 때는 스프링의 탄성에 의해 감소 변위가 생성된다. 마이크로 구동기의 동작범위는 과부하로 인한 crack 에 의해 결정되는데 가능한 인가전압의 범위는 0~20V 이며, 이때 0~0.8μm 의 이동변위 범위를 갖는다. 그림 2 는 인가전압 대 이동변위의 응답 곡선이다.

마이크로 구동기는 인가전압에 대해 비선형적인 동작 변위 특성을 보인다. 그 이유는 정전기적 힘이 인가전압에 대해 비선형적으로 생성되는 특성에서 기인하는 것이며, 히스테리시스한 특성은 보이지 않는다

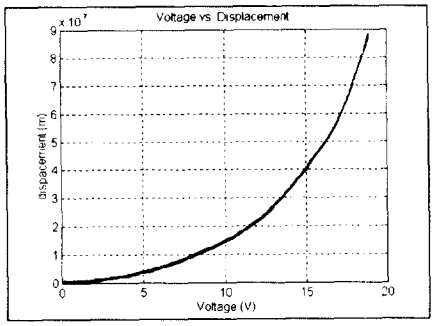

그림 2 마이크로 구동기의 인가전압 대 이동 변위 그래프

Fig. 2 Input Voltage vs. Displacement Graph

인가전압에 대해 발생되는 정전기적 힘은 근접한 두 전극, 즉 translator 와 stator 의 Comb Finger 사이의 전압 차에서 발생한다. 이 힘은 그림 3 의 finger gap g 에서 발생되는 Finger force 와 traverse gap g1, g2 에서 발생되는 Traverse force 로 나눌 수 있다. Finger force 와 Traverse force 는 식 (1)과 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$F(x) = \frac{1}{2}\varepsilon_0 V'^2 \frac{t}{g^2} \tag{1}$$

$$F(t) = \frac{1}{2}\varepsilon_0 V'^2 \frac{t \cdot l_f}{g^2} \tag{2}$$

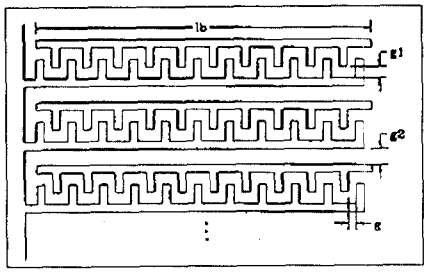

그림 3 핑거 어레이 구조

Fig. 3 Finger Array Structure

식 (2)의 traverse gap g 는 translator 의 이동변위에 의해 영향을 받게 된다. translator 의 이동 변위량을 y 라 할 경우 g_1 은 y 만큼 감소하며 g_2 는 y 만큼 증가하게 된다. 따라서 그림 3 의 finger array 구조의 finger gap 과 traverse force 를 함께 고려한 Total force 는 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} F_t &= F(x) + F(t) \\ &= n\varepsilon_0 V'^2 \frac{t}{g} + \frac{1}{2} n_h \varepsilon_0 V'^2 t \left[\frac{l_f}{(g_1 - y)^2} - \frac{l_h}{(g_2 - y)^2} \right] \end{aligned} \tag{3}$$

여기서, V' 는 인가전압, y 는 이동변위, ε_0 는 공기의 유전상수, t 는 finger 의 두께, g 는 gap size, n 은 finger 의 total 개수, n_h 는 그림 3 의 finger array 의 total 개수, l_f 는 traverse force 를 발생시키는 finger 끝의 폭의 전체 합, l_h 는 그림 4.4 의 finger array 의 길이이다.

2.2 모델링

플랜트의 모델은 그림 4 와 같이 nonlinear part 와 linear part 두 부분으로 나눌 수 있는데 nonlinear part 는 인가전압 V' 와 정전기력 F 와의 관계를, linear part 는 F 와 이동변위 y 와의 관계를 나타낸다. 인가전압에 의해 생성되는 힘 F 는 현재의 변위 y 의 영향을 받으므로 현재의 변위 y 가 Nonlinear part 에 feedback 되는 것으로 모델링 할 수 있다.

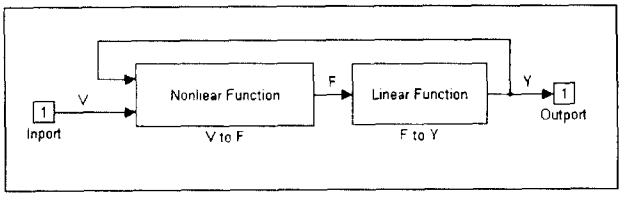

그림 4 플랜트의 모델링

Fig.4 Plant modeling

Nonlinear part 는 인가전압 V' 에 의한 생성 정전기력 F 로 표현되어야 하므로 식 (3)으로 부터 유도되며 모델링 식은 식 (4)와 같다.

$$F = \left[c_1 + \frac{c_2}{(g_1 - y)^2} - \frac{c_3}{(g_1 - y)^2} \right] V'^2 \tag{4}$$

여기서, 각 상수의 값은 표 1 에 나타내었다.

표 1 Nonlinear Part 의 모델에 사용된 상수

Table 1 Constants of Nonlinear Part

상수	값
c_1	4.7617×10^{-9}
c_2	1.7584×10^{-20}
c_3	6.632×10^{-20}
g_1	3.16×10^{-6}
g_2	4.35×10^{-6}

Linear part 는 전형적인 mass-spring-damper 모델로부터 얻어지는데 시스템 상수는 다음 표 2 와 같다.

표 2 mass-spring-damper 모델 상수

Table 2 Constants of mass-spring-damper model

상수	값
M	$1.03831\times10^{-10}(kg)$
B	$1.2544\times10^{-6}(N/m/sec)$
K	$2.31(N/m)$

따라서 Linear part 의 Transfer Function 은 식 (5)로 모델링 된다.

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{9.631\times10^9}{s^2 + 1.2082\times10^4 s + 2.2248\times10^{10}} \tag{5}$$

그러므로 전체 플랜트의 모델링 식은 State Equation 으로 식 (6)과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -12082x_1 - 2.2248\times10^{10}x_2 + f \\ &= -12082x_1 - 2.2248\times10^{10}x_2 \\ &\quad + \left[c_1 + \frac{c_2}{(g_1 - 9.631\times10^9 x_2)^2} - \frac{c_3}{(g_2 + 9.631\times10^9 x_2)^2} \right] v^2 \\ \dot{x}_2 &= x_1 \\ y &= 9.631\times10^9 x_2 \end{aligned} \tag{6}$$

3. 제어기 설계

전체 제어 시스템은 그림 5와 같이 구성될 수 있는데 reference는 현재 follow 하려는 track의 위치이므로 상수 값이 되며, 외란은 헤드센서의 PES에 의해 output disturbance의 형태로 인가된다. 본 논문의 대상으로 하는 마이크로 구동기는 식 (4)에서 보는 바와 같이 인가된 전압의 제곱의 형태로 생성된 힘에 의해 변위가 생성되기 때문에 양의 단방향성을 갖는다. 따라서 음의 오차 신호에 대한 선형 제어기의 제어 입력은 불가능하다. 이에 대한 해결 방법으로 추종하려는 reference는 마이크로 구동기의 전체 변위의 중앙위치로 설정하고 그에 해당 하는 바이어스(bias)를 feedforward의 형태로 인가하였다. 또한 실험으로부터 얻은 그림 2의 인가전압 대 이동변위의 그래프의 inverse model을 원점 대칭 후 17차 polynomial curve fitting 함으로써 nonlinear part를 linearization 하였다.

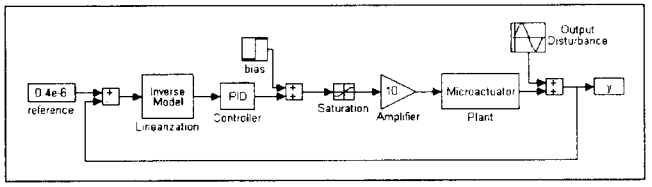

그림 5 제안한 제어 시스템의 블록도

Fig. 5 Proposed Block Diagram

마이크로 구동기의 동작 변위의 범위는 0~0.8μm 이므로 0.4μm에 해당하는 bias로써 1.5V를 인가 하였으며 PID Controller의 gain은 마이크로 구동기의 linear part가 critical damping이 되도록 설정 하였다. 그림 6은 실험으로 얻은 마이크로 구동기의 인가전압 대 이동 변위의 그래프(그림 2)의 inverse model이다.

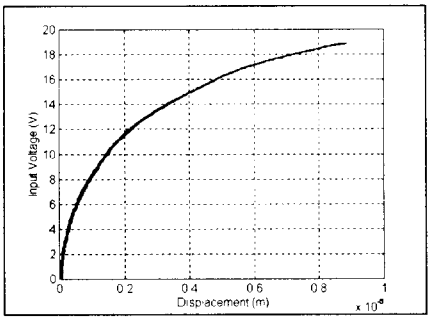

그림 6 마이크로 구동기의 이동 변위 대 인가전압 그래프

Fig. 6 2 Displacement vs. Input Voltage Graph

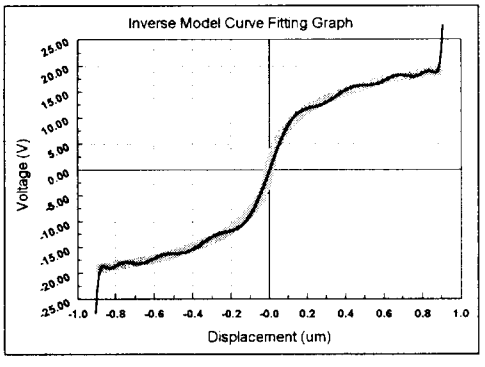

그림 7 선형화를 위해 제안된 역 모델 그래프

Fig 6. Proposed Inverse Model Graph for Linearization

그림 7은 그림 6을 원점 대칭한 제안된 역 모델 그래프와 그것을 17차 polynomial curve-fitting 한 그래프이다. 식 (7)과 표 4에 17차 polynomial curve-fitting 한 그래프의 식을 나타내었다.

$$V = \sum_{i=0}^{17} C_i x^i \tag{7}$$

표 4 제안된 역 모델 그래프의 17차 다항식 curve fitting 계수값

Table 4 Coefficient of 17th polynomial curve fitting

계수	값 ($\times 10^6$)
C_0	0
C_1	102.30759
C_2	-0.6548353e-3
C_3	-1733.2154
C_4	0.022189166
C_5	20671.91
C_6	-0.2544452
C_7	-133816.33
C_8	1.3722263
C_9	496853.51
C_{10}	-3.9333709
C_{11}	-1090814.7
C_{12}	6.1687737
C_{13}	1398344.4
C_{14}	-4.9981217
C_{15}	-966768.48
C_{16}	1.6364603
C_{17}	278340.65

4. 모의실험

그림 8은 open loop으로 bias를 인가 하였을 때의 응답 곡선이며 그림 9는 closed loop으로 bias를 인가 하였을 때의 응답 곡선이다.

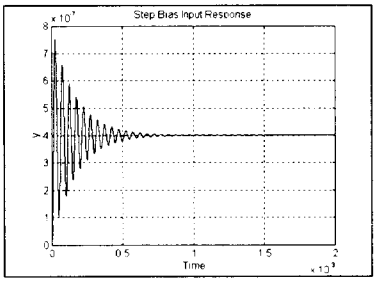

그림 8 open loop으로 bias를 인가 하였을 때의 응답

Fig. 8 Open Loop Response of Bias

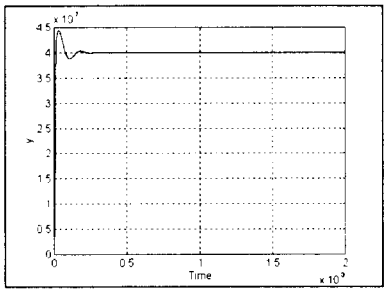

그림 9 Closed Loop으로 Bias를 인가 하였을 때의 응답

Fig. 9 Closed Loop Response of Bias

아래의 모의 실험 결과는 각각 0.1μm, 0.2μm, 0.3μm, 0.4μm 의 amplitude 를 갖는 2kHz 의 sine 파 외란을 인가하였을 때의 응답 곡선이다. 좌측 열은 open loop 의 응답이고 우측 열은 본 논문이 제시하는 알고리즘을 적용 하였을 때의 응답 곡선이다.

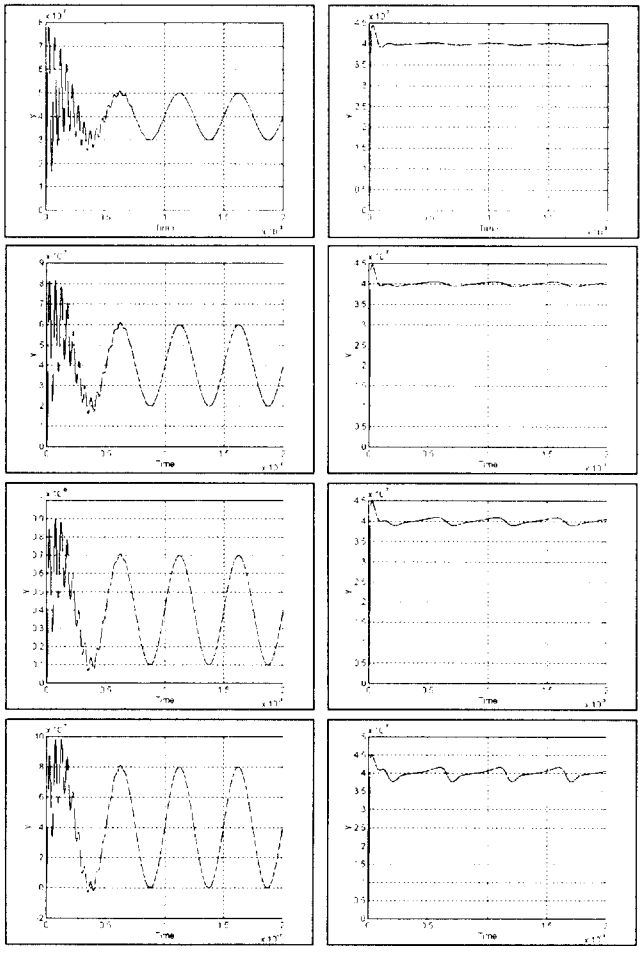

그림 10 모의 실험 결과

Fig. 10 Simulation Result

위의 결과에서 볼 수 있듯이 외란의 90%의 감쇄를 나타낸다.

5. 결론

본 논문에서는 HDD dual-actuator 시스템의 응용을 고려한 정전(electrostatic) microactuator 의 트랙 추종 제어 알고리즘과 추종 제어의 가장 큰 문제점인 외란에 대한 대응 방법을 제시 하였다. 추후과제로는 실제 실험이 행해져야 할 것이며 piezo electric actuator, 전자장(electro-magnetic) microactuator 등 여러 다른 piggyback actuator 에 대한 연구가 진행 되어야 할 것 이다.

참고문헌

[1] L. 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. on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 3, pp.222-233, June 1996

[2] M. Sasaki, E. Ida, A. Yokoi, F. Fujisawa, K. Mori and H. Hirai, "Neuro-Control System for Track-Following Control of Dual Stage Hard Disk Drive", *Proc. of Motion and Vibration Control*, pp.136-140, 1996

[3] T. Suzuki, K.Stoh, M. Sasaki, F. Fujisawa, K. Mori and O. Haruaki, "Robust Track-Following Control of Dual Stage Hard Disk Drive", *Proc. of Motion and Vibration Control*, pp.142-147, 1996.

[4] Hatem R. Radwan, Duc T. Phan and Kiet Cao, "Effect of Disk Drive Actuator Unbalance on Track Following Response to External Vibration and Shock", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 32, no. 3, pp.1749-1755, May 1996

[5] G. F. Franklin, J. Powell and M. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, Reading, MA: Addison-Wesley, 2nd edition, 1990

[6] Y. Tang, S. X. Chen and T. S. Low, "Micro Electro static Acruators in Dual-Stage Disk Drives with High Track Density", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 32, no. 5, pp.3851-3853, Sep 1996

[7] Y. Mizoshita, S. Hasegawa and K. Takaishi, "Vibration Access Control for Disk Drives", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 32, no. 3, pp.1793-1798, May 1996

[8] Y. Xiong, S. Weerasooriya, "Improved Discrete Proximate Time Optimal Controller of a Disk Drive Actuator", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 32, no. 5, pp.4010-4012, Sep 1996