

# 하드 디스크 드라이브 마이크로 구동기의 공진 영향 제거를 위한 적응 피드포워드 제어

<sup>0</sup>오동호\*, 이승희\*\*, 백상은\*\*, 나희승\*\*\*

## Adaptive Feedforward Rejection of Microactuator Resonance in Hard Disk Drive Dual-stage Actuator Servo

<sup>0</sup>Dong-Ho Oh\*, Seung-Hi Lee\*\*, Sang-Eun Baek\*\*, Hee-Seung Na\*\*\*

### ABSTRACT

We propose a novel adaptive feed forward controller (AFC) design method for rejecting the effect of micro actuator resonance in the design of dual-stage actuator servo systems for disk drives. Microactuator's resonance is one of important issues in dual-stage actuator servo, which varies up to  $\pm 10\%$  per product and even during operation. We derive an adaptive algorithm for the proposed AFC design, which turns out to be identical to the delayed-x LMS algorithm which is a special form of the filtered-x LMS algorithm. In the algorithm, coefficients of the AFC are adapted by the residuals of constrained structure defined in such a way that the coefficients become time invariant. Contrary to the conventional AFC, it considers the phase delay of closed-loop transfer function at resonance frequency for system stability. We also apply an adaptive algorithm with frequency tracking capability. The frequency tracking algorithm is induced by the orthogonality of AFC coefficients. Computer simulations are carried out to demonstrate effect of the proposed AFCs.

### 1. 서론

고도로 정보화 되고 있는 오늘날 컴퓨터의 보조 기억 장치로 쓰이고 있는 하드 디스크 드라이브(HDD)의 중요성과 효율성은 날로 증대되어 가고 있다. 특히 개인용 컴퓨터의 HDD는 사용 소프트웨어의 대형화 및 고속 처리 요구에 부응하여 급속히 대용량화 및 고속화의 향상과 더불어 데이터의 트랙 밀도가 높아져야 한다. 트랙 밀도가 증가하면 고주파수 외란에 의한 영향이 더욱 심각해진다. 이를 해결하기 위해 고주파수 영역으로 서보 밴드 폭을 넓힐 필요가 있다. 하지만 기존의 VCM(Voice Coil Motor) 구동기만으로는 이를 이룰 수 없기 때문에 해결의 한 방법으로 마이크로 구동기를 사용한 이단계 구동 서보 시스템의 필요하게 되었다.

마이크로 구동기를 사용한 이단계 구동 서보 시스템(Dual stage actuator servo system)은 높은 트랙 밀도를 달성하기 위한 기술이고 최근 각광을 받기 시작했다. 이단계 구동 서보 시스템은 VCM 구동기가 저천 제어를 하고, 마이크로 구동기가 정밀한 제어를 담당하는 시스템이다. 제어 성능을 향상하기 위해 VCM 구동기와 마이크로 구동기의 조화는 매우 중요하다. Lee 등[1]은

VCM 구동기로 트랙 추종에 레귤레이션 제어를 트랙간 이동에는 근사 시간 최적 (Proximate-time-optimal) 제어를 사용하는 한편 마이크로 구동기로는 2가지 제어 루프에 사용하였다. 피드백 루프로 상대 위치 오차 (RPES : Relative Position Error Signal)를 제어 하고, 피드포워드 루프로 빠른 위치 오차 (PES : Postion Error Signal)를 제어하였다. 이 밖에 이 분야에 대한 연구는 Hernandez[2], Koganezawa[3] 등에 의해 많이 진행되고 있지만 아직도 실제 구현에 꼭 풀어야 할 문제가 많이 남아 있다. 특히 마이크로 구동기의 횡방향 모드 (6 kHz 근처)로 인한 시스템 외란에 의해 마이크로 구동기의 서보 주파수 영역이 제한되고 있는데, 이를 저주파 통과 필터로 처리하면 마이크로 구동기 적용이 의미가 없어진다. 그러므로 노치 필터가 필요한데 아날로그 방식은 비용이 비싸고 시스템 특성 변화에 대응하기 어려운 반면 디지털 방식은 추가 비용이 거의 없지만 설계가 매우 어렵다고 알려져 왔다.

본 논문에서는 이단계 구동 제어 시스템에 대한 디지털 방식의 새로운 적응 피드 포워드 제어 방법을 제안한다. 제안된 적응 피드 포워드 알고리즘은 기존 LMS 알고리즘에 시스템 특성을 고려하여 안정성을 높였으며, 형태가 delayed-x LMS 알고리즘과 동일하다. 이 경우 스텝 크기  $\eta$ 의 안정 영역을 Long[4], Snyder[5]가 구하였다.

\* 삼성종합기술원 Nano System Lab. (\*정회원)

\*\*\* 정회원, 철도기술연구원

흔히 우리는 외란의 주파수를 알고 있다는 가정에서 외란을 제거해오고 있다. 하지만 실제로는 제어 대상 제품간의 차이, 운전 상태 등으로 인해 정확한 주파수를 알기 어렵다. 더구나 노치 필터나 기존 AFC 모두 외란 주파수에 민감하다. 그 해결의 한 방법은 외란 주파수를 추적하는 것이다. 본 논문에서는 Na 등[6]에 의해 제안된 주파수의 추적 방법을 적용하였는데, 이 방법은 푸리에 계수의 직교성을 이용한 각 순간의 주파수로 외란의 주파수를 추적하는 것이다.

## 2. 이단계(Dual-stage) 구동기의 모델링

### 2.1 모델링

본 논문에서는 Fig. 1과 같이 Hutchinson Technology Institute (HTI) 에서 개발한 압전 소자형 마이크로 구동기 (Magnum 5)를 대상으로 이단계 구동기 제어기 (Dual-stage actuator controller)를 설계 하였다.

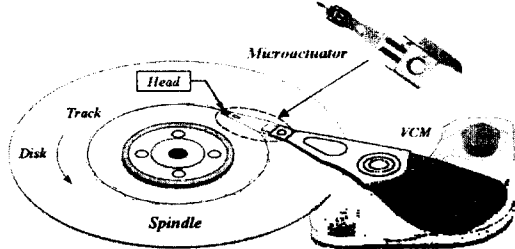


Fig. 1 Dual stage Actuator

이단계 구동기는 VCM 구동기와 마이크로 구동기로 이루어져 있다. 마이크로 구동기의 운동이 HDD 헤드 운동에 비해 상당히 작으므로 HDD 헤드의 위치는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$s = (l_v + l_m)\theta_v + l_m\phi \quad (2-1)$$

여기서  $\theta_v$  는 VCM의 각도,  $\phi$  는 마이크로 구동기의 상대적 각도이고,  $l_v$  와  $l_m$  는 각각 VCM 구동기의 길이와 마이크로 구동기의 길이이다.

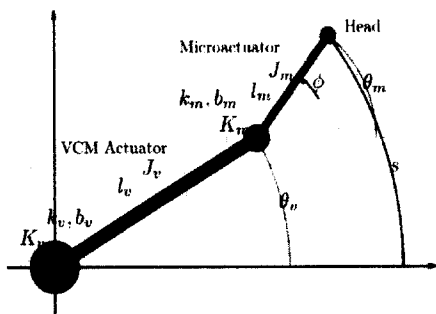


Fig. 2 Modeling of Dual stage Actuator

마이크로 구동기와 VCM의 위치를 각각  $x_m = l_m\phi$  ,  $x_v = (l_v + l_m)\theta_v$  라 하고, 상태 벡터를

$x_v = [x_v \dot{x}_v \ x_m \dot{x}_m]^T$  라 할 때 측정 출력  $y$ 와 제어 입력  $u$ 는 다음과 같다.

$$y = \begin{bmatrix} x_v + x_m \\ x_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_h \\ y_m \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_v \\ u_m \end{bmatrix}. \quad (2-2)$$

VCM 구동기의 모델은 다음과 같고,

$$G_v = \begin{bmatrix} A_v & B_v & 0 \\ C_v & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

여기서

$$A_v = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ (l_v + l_m)K_v / J_v \end{bmatrix}, \quad C_v = [1 \ 0].$$

마이크로 구동기의 모델은 다음과 같다.

$$G_m = \begin{bmatrix} A_m & -B_{mv} & B_m \\ C_m & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

여기서

$$A_v = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_m / J_e & -b_m / J_e \end{bmatrix}, \quad B_{mv} = \begin{bmatrix} 0 \\ l_m K_v / J_v \end{bmatrix},$$

$$B_m = \begin{bmatrix} 0 \\ l_m K_m / J_e \end{bmatrix}, \quad C_m = [1 \ 0].$$

여기서  $J_v$ ,  $J_m$ , 그리고  $J_e$ 는 각각 VCM 구동기의 관성모멘트, 마이크로 구동기의 관성모멘트, 그리고 전체 관성모멘트 이고,  $J_e = [J_a J_m / (J_a + J_m)]$  이다.  $K_m$  과  $B_m$  은 각각 마이크로 구동기의 강성과 감쇠이다.

### 2.2 마이크로 구동기의 특성

마이크로 구동기의 주파수 응답 특성은 실험으로부터 Fig. 3과 같고, 이로부터 모델의 매개 변수  $J_m$ ,  $K_m$  과  $B_m$  을 곡선 피팅에 의해 구하였고, 그 값은  $K_m = 0.796 \text{ Nm/amp}$ ,  $B_m = 1.139e-3 \text{ Nms}$ ,  $J_m = 0.329 \text{ gm-cm}^2$  이다.

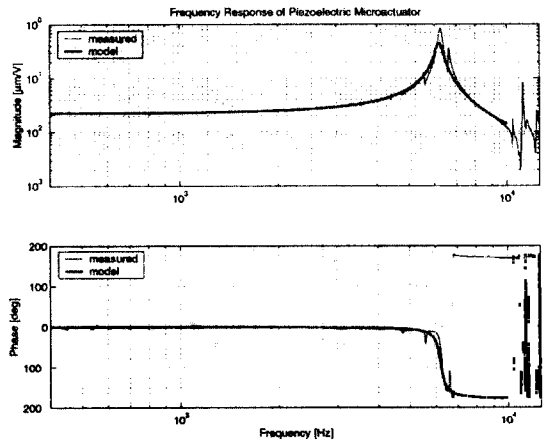


Fig. 3 Frequency response of piezoelectric microactuator

### 3. 이단계 제어 시스템 설계

제어 성능을 향상하기 위해 VCM 구동기와 마이크로 구동기의 조화는 매우 중요하다. 여기서 VCM 구동기는 트랙 추종에 레귤레이션 제어를 트랙간 이동에는 근사 시간 최적 제어 제어를 사용한다. 한편 마이크로 구동기 제어는 피드백 루프로 상대 위치 오차 (RPES)를 제어하고, 피드 포워드 루프로 빠른 위치 오차 (PES)를 제어한다.

#### 3.1 피드백 제어

이단계 구동 제어 시스템은 다중입력-다중출력 (MIMO) 또는 다중입력-단일출력 (MISO) 모델 둘 다 가능하다. Fig. 4에서와 같이 MISO 서보는 헤드의 위치 ( $y_h$ )만 측정된 경우이고, MIMO 서보는 Fig. 5에서와 같이 헤드의 위치와 더불어 마이크로 구동기 상대 위치 ( $y_m$ )도 필요로 한다. 하지만 마이크로 구동기의 이득 (gain)이 제품별로 다르고 또 운전 중 변할 수 있으므로 본 논문에서는 MISO 서보 시스템만 고려하기로 한다.

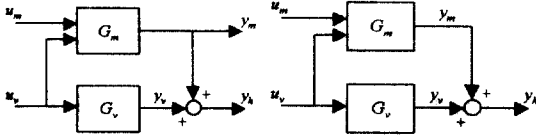


Fig. 4 MIMO servo

Fig. 5 MISO servo

이단계 구동 제어 시스템의 샘플링 시간  $T_s$ 에 대한 이산시간 MISO 모델은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$G_p = \begin{bmatrix} \Phi_p & \Gamma_p \\ C_p & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_v & 0 & \Psi_v B_v & 0 \\ 0 & \Phi_m & -\Psi_m B_{mv} & \Psi_m B_m \\ C_v & C_m & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

여기서,

$$\Phi_v = e^{A_v T_s}, \Phi_m = e^{A_m T_s}, \Psi_v = \int_0^{T_s} e^{A_v t} dt, \Psi_m = \int_0^{T_s} e^{A_m t} dt,$$

그리고  $\Gamma_{mv} = \Psi_m B_{mv}$  일때  $\Gamma_{mv} = \Gamma_m K_v J_e / (K_m J_v)$ 라 할 수 있는데, 대부분의 운전 영역에서  $K_v J_e / (K_m J_v) \ll |\mu_m / \mu_v|$  이므로  $\Gamma_{mv}$ 은 무시할 수 있다. 그러므로 전체 피드백 제어 시스템 구조는 다음과 같다.

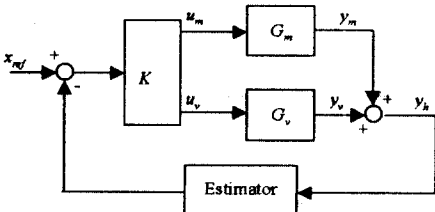


Fig. 6 Structure of MISO dual stage actuator servo system

피드백 제어기는 Lee 등에 의해 제시된 루프 전달 회복 (LTR: Loop Transfer Recovery) 방법에 의해 설계

되었다.[1] 피드백 이득은 다음의 이산 Riccati식의 해로부터 구한다.

$$X - \Phi_p^T X \Phi_p + \Phi_p^T X \Gamma_p (R_2 + \Gamma_p^T X \Gamma_p)^{-1} \Gamma_p^T X \Phi_p - R_1 = 0 \quad (3-2)$$

이때 피드백 이득은 다음과 같다.

$$K = \begin{bmatrix} K_{cv} & K_{cm} \\ K_{cmv} & K_{cm} \end{bmatrix} = (R_2 + \Gamma_p^T X \Gamma_p)^{-1} \Gamma_p^T X \Phi_p \quad (3-3)$$

여기서 비대각선 (off-diagonal) 이득은 영향이 적으므로 계산의 단순화를 위해 무시하면

$$K = \text{blockdiag}(K_{cv}, K_{cm}). \quad (3-4)$$

한편 관측기 (estimator)가 다음과 같을 때,

$$\hat{x}(k) = \bar{x}(k) + L_c (y(k) - C_p x(k)) \quad (3-5)$$

$$x(k+1) = \Phi_p \hat{x}(k) + \Gamma_p u(k) \quad (3-6)$$

관측기 이득  $L_c$ 는 다음의 이산 Riccati식의 해로부터 구한다.

$$Y - \Phi_p^T Y \Phi_p + \Phi_p^T Y C_p^T (V_2^2 + C_p Y C_p^T)^{-1} C_p^T Y \Phi_p - V_1^T = 0 \quad (3-7)$$

여기서  $V_1$ 과  $V_2$ 는 가중값이고,

$$L_c = Y C_p^T (V_2^2 + C_p Y C_p^T)^{-1}. \quad (3-8)$$

또한 LTR 피드백 설계에서 관측기의 주파수 특성이 목표 루프 전달함수가 되도록 하였다[8].

#### 3.2 적용 피드포워드 제어

디스크 드라이브의 트랙 밀도가 높아지면서 서보 주파수 영역을 높이기 위해 마이크로 구동기를 적용하면서 새로운 문제가 발생하였다. 마이크로 구동기의 횡방향 모드 (6 KHZ 근처)로 인한 시스템 외란에 의해 마이크로 구동기의 서보 주파수 영역이 제한되고 있는데, 이를 저주파 통과 필터로 처리하면 마이크로 구동기 적용이 의미가 없어진다. 그러므로 노치 필터가 필요한데 아날로그 방식은 비용이 비싸고 시스템 특성 변화에 대응하기 어려운 반면 디지털 방식은 추가 비용이 거의 없지만 설계가 매우 어렵다고 알려져 왔다. 본 논문에서는 이단계 구동 제어 시스템에 대한 디지털 방식의 새로운 적용 피드 포워드 제어 방법과 시스템마다 다를 수 있는 공진 주파수의 추적 방법을 제안한다.

##### (1) 적용 피드포워드 제어기 설계

마이크로 구동기의 제어 모델 오차에 의한 공진 현상은 동적 시스템 외란으로 나타나고, 이를  $d(t)$ 라 할 때 다음과 같이 주기 함수로 표현할 수 있다.

$$d(t) = D \sin(\omega_0 t + \phi_d) \quad (3-9)$$

$$= w_0 \sin(\omega_0 t) + w_1 \cos(\omega_0 t)$$

여기서  $w_0, w_1$ 는 푸리에 계수이고,  $\omega_0$ 는 마이크로 구동기의 제어 모델에 포함되지 않은 고유 진공수이다. 외란은 똑같은 크기에 반대 위상을 가진 신호에 의해 제거할 수 있다. 외란 제거 신호를  $u_f$ 라 할 때,

$$u_f(k) = w_0(k) \sin(k\omega_0 T_s) + w_1(k) \cos(k\omega_0 T_s) \quad (3-10)$$

여기서  $T_s$ 는 샘플링 시간이고,  $w_0(k)$ 와  $w_1(k)$ ,  $k=1,2,\dots$ , 는 온라인 갱신되는 푸리에 계수이다. 기존의 최소 평균 제곱 (LMS) 방법에 대한 블록 선도 (Fig. 7)와 적응 식은 다음과 같다. [7]

$$w_0(k+1) = w_0(k) + 2\eta e(k) \sin(k\omega_0 T_s), \quad (3-11)$$

$$w_1(k+1) = w_1(k) + 2\eta e(k) \cos(k\omega_0 T_s).$$

여기서  $\eta$ 는 적응 스텝 크기로 적응식의 빠른 수렴 정도와 안정성을 결정한다. 하지만 이 방법은 시스템의 구조를 고려하지 않기 때문에 시스템을 불안정 하게 하기 쉽다.[6]

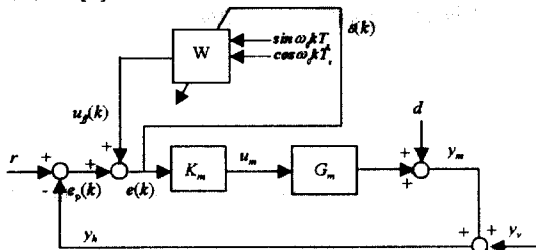


Fig. 7 Conventional active feedforward control

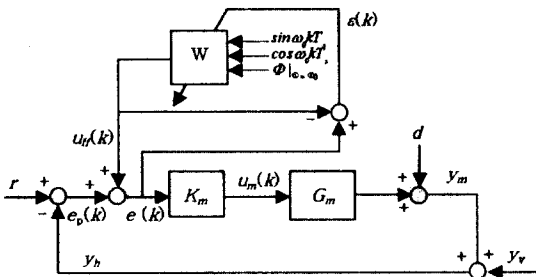


Fig. 8 Proposed active feedforward control

시스템의 특성을 적응 알고리즘에 고려하기 위해 Fig. 8과 같이 제한할 때, 이에 대한 이상 시스템 출력을 살펴보면,

$$y_m(k) = T(z)u_{ff}(k) + r(k) - y_v(k) + Q(z)d(k). \quad (3-12)$$

여기서  $T(z)$ 는 폐루프 함수이고,  $Q(z)$ 는 감도 함수이다. 한편 디스크 드라이브의 오차 신호인 PES 를 줄이기 위해 목적 함수  $J$ 를 다음과 같이 정의 한다.

$$J = \varepsilon^2(k) = (PES)^2. \quad (3-13)$$

여기서 PES  $e_p(k)$ 는

$$e_p(k) = r - T(z)r - T(z)u_{ff}(k) - Q(z)(d + y_v) = \varepsilon(k). \quad (3-14)$$

외란 주파수  $\omega_0$ 에서의 실제와 모델의 폐루프 함수가 같다면, PES를 푸리에 계수  $w_0(k)$ ,  $w_1(k)$ 의 함수로 표현할 수 있다.  $T(e^{-j\omega_0 T_s}) = Ae^{-j\Phi}$  라면  $T(z)u_{ff}(k)$ 는

$$T(z)u_{ff}(k) = Aw_0(k-n)\sin(k\omega_0 T_s - \Phi) + Aw_1(k-n)\cos(k\omega_0 T_s - \Phi) \quad (3-15)$$

여기서  $\Phi$ 는 시스템 위상 지연이고,  $n$ 은  $\Phi/\omega_0$ 의 정수 값이다. PES를 다시 정리하면,

$$\varepsilon(k) = r - T(z)r - Q(z)(d + y_v) \quad (3-16)$$

$-Aw_0(k-n)\sin(k\omega_0 T_s - \Phi) + Aw_1(k-n)\cos(k\omega_0 T_s - \Phi)$  목적함수를 최소화 하는 최적의 푸리에 계수는 목적 함수를 푸리에 계수로 미분하여 다음과 같은 반복 식으로 구할 수 있다.

$$w_i(k+1) = w_i(k) - \eta \frac{\partial \varepsilon^2(k)}{\partial w_i(k)} = w_i(k) - 2\eta e(k) \frac{\partial \varepsilon(k)}{\partial w_i(k)} \quad (i=0, 1) \quad (3-17)$$

위의 두 식과  $w_i$ 가 정상 상태에서 시불변이라는 즉,  $w_i(k - \Phi/\omega_0) = w_i(k)$ 이라는 가정[7,9] 아래서 다음의 LMS 적응 식을 얻을 수 있다.

$$w_0(k+1) = w_0(k) + 2\eta e(k)A \sin(k\omega_0 T_s - \Phi) \quad (3-18)$$

$$w_1(k+1) = w_1(k) + 2\eta e(k)A \cos(k\omega_0 T_s - \Phi)$$

위 알고리즘은 형태가 delayed-x LMS 알고리즘과 동일하고, 이 경우 안정된 스텝 크기  $\eta$ 의 크기를 Long[4], Morgan, Snyder[5]가 구하였다.

하드 디스크 드라이브에 대한 제안된 피드포워드 제어 계산 결과 Fig. 10,12,13은 Fig. 9, 11과 비교하여 공진에 의한 외란을 효과적으로 제거함을 보여준다.

## (2) 외란 주파수 추적

흔히 우리는 외란의 주파수를 알고 있다는 가정에서 외란을 제거하고 있다. 하지만 실제로는 제어 대상 제품간의 차이, 운전 상태 등으로 인해 정확한 주파수를 알기 어렵다. 더구나 노치 필터나 기존 AFC 모두 외란 주파수에 민감하다. 그 해결의 한 방법은 외란 주파수를 추적하는 것이다. Na 등[6]은 푸리에 계수의 직교성을 이용하여 순간 주파수를 구해 외란의 주파수를 추적하였다. 푸리에 계수  $w_0(k)$ ,  $w_1(k)$ 는 작교 관계 이므로 서로 Hilbert 쌍이고 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$z(k) = w_0(k) + jw_1(k). \quad (3-19)$$

푸리에 계수가 최적화 되는 동안 위상  $\varphi(k)$ 는

$$\varphi(k) = \tan^{-1}(w_1(k)/w_0(k)). \quad (3-20)$$

시간  $kT_s$ 에서 순간 주파수는 실제 외란 주파수와 예측 외란 주파수의 차이이고 다음과 같다.

$$\omega(k) = \frac{d\varphi}{dk} = \frac{d}{dk} \tan^{-1}(w_1(k)/w_0(k)). \quad (3-21)$$

실제 외란은 6.1 kHz인데 6.0 kHz로 예측한 경우에 대해 순간 주파수에 의한 외란 주파수 추적은 Fig. 14와 같다. 외란 주파수 추적 수렴 값에 오차 있는데 이는 푸리에 계수의 미분 계산에서 발생한 것으로 추후 개선의 여지가 있는 부분이다. 그럼에도 불구하고 Fig. 16, 18에서와 같이 각각 푸리에 계수와 응답은 주파수 추적을 하지 않을 경우 (Fig. 15, 17)와 비교하여 상당한 외란 제거 성능을 입증할 수 있다.

## 4. 결론

디스크 드라이브의 트랙밀도가 높아짐에 따라 심각해진 고주파수 외란 문제를 서보 밴드 폭을 넓혀

해결하는 방법으로, 기존의 VCM 구동기만으로는 한계가 있어 해결의 한 방법으로 마이크로 구동기를 사용한 이단계 서보 시스템이 필요하게 되었다. 하지만 마이크로 구동기의 횡방향 모드로 인한 시스템 외란에 의해 마이크로 구동기의 서보 주파수 영역은 제한되고 있다.

본 논문에서는 이단계 구동 제어 시스템에 대한 디지털 방식의 새로운 적응 피드 포워드 제어 방법을 제안하였다. 제안된 적응 피드 포워드 알고리즘은 기존 LMS 알고리즘에 시스템 특성을 고려하여 안정성을 높이고 계산시간을 단축하였으며, 그 형태가 delayed-x LMS 알고리즘과 동일하다.

또한 실제 제어 대상 제품간의 차이, 운전 상태 등으로 인해 정확한 외란 (공진) 주파수를 알기 어려움에 대응하여 푸리에 계수의 직교성을 이용한 각 순간의 주파수로 외란 주파수를 추적하였다.

## 5. 참고문헌

- [1] S.-H. Lee, Y.-H. Kim, and S.-E. Baek, "Modeling and Control of a Dual-Stage Actuator for Hard Disk Drive Servo Systems," Proc. of American Control Conference, 2000.
- [2] D. Hernandez, S. S. Park, and R. Horowitz, "Dual-Stage Track Following Servo Design for Hard Disk Drive," Proc. of American Control Conference, 1999.
- [3] S. Koganezawa, Y. Uematsu, and T. Yamada, "Dual-Stage Actuator System for Magnetic Disk Drives Using a Shear Mode PZT Microactuator," IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 35, No. 2, March 1999.
- [4] G. Long, F. Ling, and J. G. Proakis, "The LMS Algorithm with Delayed Coefficient Adaptation," IEEE Trans. on A., S., S., Vol. 37, pp. 1397-1405, 1989.
- [5] D. Snyder and C. H. Hansen, "The Influence of Transducer Transfer Function Acoustic Time Delay on ...," Journal of Sound and Vibration, Vol. 141, pp. 409-, 1991.
- [6] H.-S. Na and Y. Park, "An Adaptive Feedforward Controller for Rejection of Periodic Disturbances," Journal of Sound and Vibration Vol.201(4), pp. 427-435, 1997.
- [7] B. Widrow, and S. D. Sterns, "Adaptive Signal Processing," Prentice-Hall, 1985.
- [8] S.-H. Lee, S.-H. Chu, and C.C. Chung, "Discrete Time H2/LTR Design and Analysis of Disk Drive Actuator Tracking Servo System," IEEE Trans. of Control System Technology, 2000.
- [9] S. J. Elliott and P. A. Nelson, "Multichannel Active Sound Control Using Adaptive Filtering," IEEE international Conf. on acoustics, speech, and signal processing, 1988.

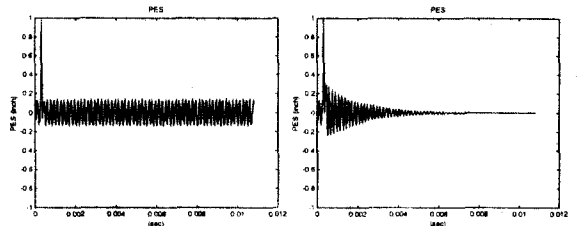


Fig. 9 PES (without AFC)

Fig. 10 PES (with AFC)

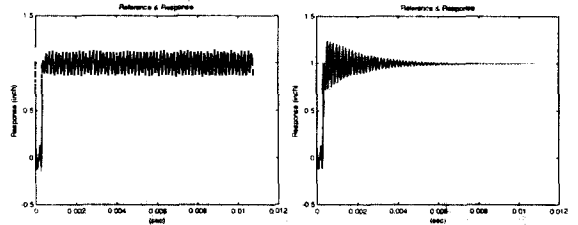


Fig. 11 Response (without AFC) Fig. 12 Response (with AFC)

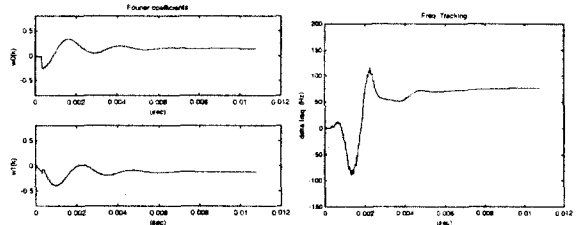


Fig. 13 Fourier coefficients by AFC

Fig. 14 Time History of Frequency tracking

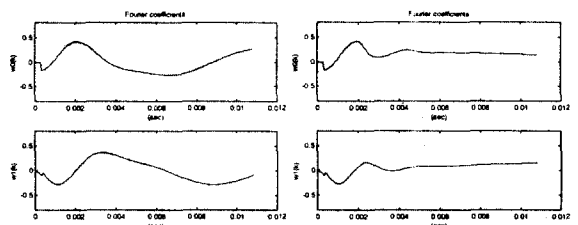


Fig. 15 Fourier coefficients without frequency tracking

Fig. 16 Fourier coefficients with frequency tracking

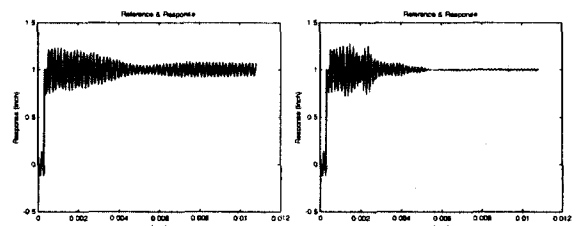


Fig. 17 Response without frequency tracking

Fig. 18 Response with frequency tracking