

두 축간 Coupling 을 고려한 Scanning probe Data Storage 시스템 제어기 설계

Controller Design for Decoupling of Scanning probe Data Storage System

문 준*, 윤재상*, 정지영*, 이충우**, 정정주[†], 김영식***

Jun Moon, Jae Sang Yun, Ji Young Jeong, Choong Woo Lee,

Chung Choo Chung and Young Sik Kim

Abstract

Atomic Force Microscopy (AFM)방식을 이용한 Scanning probe Data Storage (SDS) 시스템은 array cantilever 를 이용하여 나노 단위로 데이터 읽기, 쓰기를 하는 시스템이다. 따라서 미디어가 있는 stage 의 x 축과 y 축 및 두 축간 coupling 을 고려한 제어기 설계가 요구된다. 본 논문은 SDS 시스템의 축간 coupling 을 고려하지 않은 기존의 제안된 LQG 에 PI 를 추가한 제어기 구조를 사용한다. 두 축간 coupling 공진의 영향을 최소화 하기 위해 convex optimization 으로 설계된 최적의 position profile 를 기준 입력신호로 사용한다. 제안된 제어기를 SDS 시스템에 적용하여 모의실험을 하고 그 결과 position profile 로 인해 각 축간 coupling 공진 영향이 감소하여 tracking performance 가 기존의 LQG 제어기 보다 향상된 것을 확인한다.

Key Words : AFM, Probe Storage, LQG, Convex Optimization

1. 서 론

지난 수십여 년 동안 대표적인 데이터 저장 매체인 Hard Disk Drive (HDD), Optical Disk Drive (ODD) 그리고 플래시 메모리는 저장용량 및 데이터 처리 속도 부분에서 많은 성장을 거듭해 왔다. 그러나 HDD 는 초상자성 (superpara-magnetic) 현상으로 인하여 데이터 저장용량의 증가가 한계에 도달했고 플래시 메모리는 반도체 공정의 한계가 가장 큰 문제점으로 대두되고 있다 [1][2]. 따라서 AFM 방식을 이용한 Scanning probe Data Storage (SDS) 시스템이 차세대 정보저장 장치로 최근에 관심을 끌고 있다.

SDS 시스템은 나노 단위로 데이터를 읽기, 쓰기를 하는 시스템이다. 그러므로 높은 저장밀도를

얻을 수 있지만 가장 큰 문제점은 probe 당 데이터 처리 속도가 매우 느리다는 점이다. 현재까지의 single probe 데이터 저장장치를 살펴보면 데이터 처리율은 약 0.1Mbit/s 에서 1Mbit/s 로 측정되고 있다. 그러므로 이와 같은 단점을 보완하기 위해 다수의 probe 를 병렬 array 형태로 연결하는 방법을 사용하고 있다[3]. 현재 개발되고 있는 SDS 시스템은 미디어가 있는 stage 의 x, y 두 축을 제어하여 probe 역할을 하는 array cantilever 가 데이터를 처리할 수 있도록 설계되어 있다. 그러므로 정확한 데이터의 읽기, 쓰기를 위해서는 x 축, y 축 및 두 축간 coupling 을 고려해야 한다[1][2].

본 논문에서는 SDS stage 의 x 축과 y 축을 제어하기 위해 [1]에서 제시된 coupling 이 고려되지 않고 적분기가 추가된 Linear Quadratic Gaussian (LQG) 제어기를 사용한다. 이 방식에서는 두 축간 coupling 으로 인해 tracking 오차가 증가하고 오버슈트가 생기는 현상이 발생했다 [2]. 본 논문에서의 LQG 제어기는 시스템의 안정도를 향상시키기 위해 LQG 의 weighting factor 를 조절하여 frequency shaping 을 통해 충분한 위상 여유 값을 갖도록 하였다. 또한 적분기의 게인을 조절하여 정상상태에서의 오차 감소와 함께 입력 외란에 강

[†] 한양대학교 전기제어생체공학부

E-mail : cchung@hanyang.ac.kr

TEL : (02) 2220-1724

* 한양대학교 전기공학과

** 한양대학교 전자통신컴퓨터학과

*** LG 전자기술원 소재재료 연구소 MS 그룹

논문접수일 (2006년 1월 15일)

인한 민감도 함수로 구성했다. 마지막으로 두 축 간 coupling 공진 영향을 최소화 하기 위해 convex optimization 으로 설계한 최적의 position profile 를 기준 입력신호로 사용했다 [4]. 설계된 제어기의 검증을 위해 SDS 시스템에 적용하여 모의실험을 한 결과 position profile 로 인해 각 축간 coupling 공진 영향이 줄어들었고 오버슈트 역시 감소하는 것을 확인했다.

2. SDS 시스템 구성

2.1 SDS stage 모델링

SDS stage 는 2 개의 입력과 2 개의 출력을 가지고 있는 DIDO 시스템이다. Dynamic Signal Analyzer (DSA, HP-35670A, HP 사)로 측정된 SDS stage 주파수 응답 측정 결과는 Fig.1 과 같다. 이때 SDS stage 의 위치 측정은 Laser Doppler Vibrometer (LDV, OFV-512, PI 사)를 사용했다. Fig.1(a), (d)는 x 축, y 축에 대한 측정 결과이고 (b), (c)는 x 축, y 축간 coupling 에 대한 측정 결과이다. 이 결과를 바탕으로 SDS 시스템을 식(2.1)과 같은 2 차 선형 시스템으로 모델링했다.

$$G(s) = \frac{K}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (2.1)$$

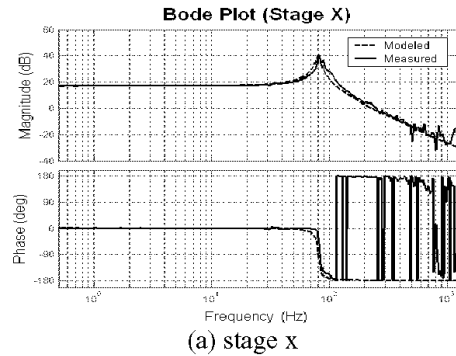
여기서 w_n 은 고유 주파수, ζ 는 감쇠비 그리고 K/w_n^2 은 시스템이 가지고 있는 DC 이득이다. Table 1 은 측정된 SDS 시스템의 변수 값이다.

2.2 SDS stage 제어시스템

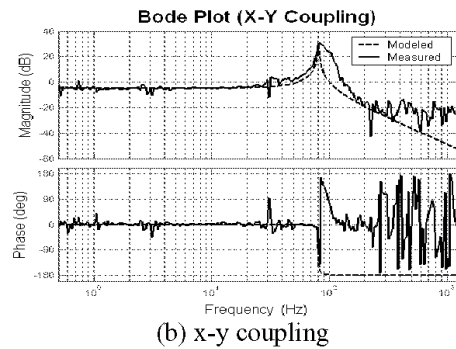
Fig.2 는 [1] 에서 사용한 SDS stage LQG 제어 시스템 블록도이다. r 은 입력, y 는 출력, u 는 연속 시간 제어 입력, $u(k)$ 는 이산시간 제어 입력, w 는 입력왜란 v 는 출력 잡음, 마지막으로 $\hat{x}(k)$ 는 estimator 에서 추종한 state 이다. 본 논문에서는 Fig.2 와 같은 coupling 이 고려되지 않고 적분기가 추가된 LQG 제어기와 current estimator 를 설계했다. 그 후 coupling 공진의 영향을 최소화 하기 위해 convex optimization 으로 설계한 최적의 position profile 를 기준 입력신호로 사용했다.

Table 1 SDS stage 변수

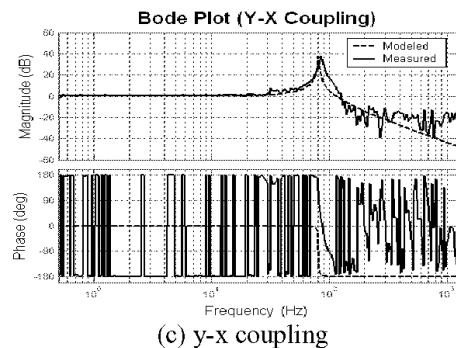
	stage x	stage y	x-y coupling	y-x coupling
w_n	508.94	508.94	508.94	508.94
ζ	0.0355	0.0521	0.0088	0.0062
K/w_n^2	7.0686	0.5624	1.0002	5.6235



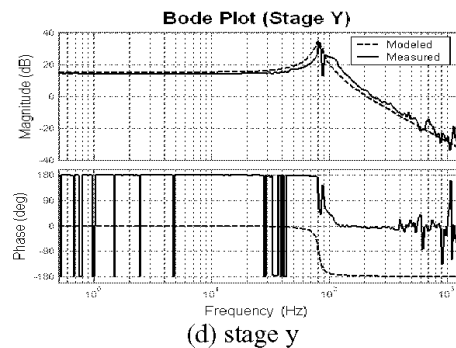
(a) stage x



(b) x-y coupling



(c) y-x coupling



(d) stage y

Fig. 1 SDS stage 의 주파수 응답

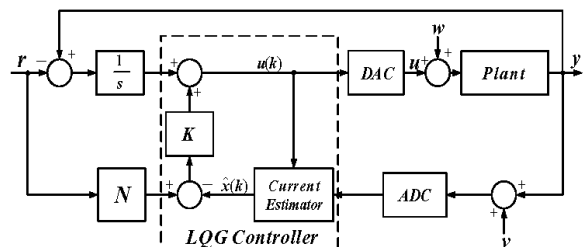


Fig. 2 LQG 제어 시스템

3. 제어 시스템 설계

3.1 Linear Quadratic Regulator (LQR)의 설계

하나의 축에 대한 SDS stage 상태방정식은 식(3.1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + B_u u(k) + B_w w(k) \\ y(k) &= Cx(k) + v(k) \end{aligned} \quad (3.1)$$

A 는 $A \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, 시스템행렬, B_u 는 $B_u \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$, 입력행렬, B_w 는 $B_w \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$, 입력외란행렬, C 는 $C \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$, 출력행렬이다. 또한 상태벡터 $x(k) \in \mathbb{R}^2$, 제어입력벡터 $u(k) \in \mathbb{R}^2$, 입력외란벡터 $w(k) \in \mathbb{R}^2$, 출력잡음벡터 $v(k) \in \mathbb{R}$ 그리고 출력 벡터 $y(k) \in \mathbb{R}$ 이다. 이때 식(3.1) 시스템이 제어가능 하다면 optimal feedback control law, $u(k)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} u(k) &= -Kx(k) \\ &= -(B^T P B + R)^{-1} B^T P A x(k) \end{aligned} \quad (3.2)$$

이때 state feedback gain, K 는 식(2.4) Discrete Algebraic Ricatti Equation (DARE)식의 해로부터 얻을 수 있다.

$$P - A^T P A + A^T P A (B^T P B + R_f)^{-1} B^T P A - Q = 0 \quad (3.3)$$

여기서 $Q_f \in \mathbb{R}^2$, $Q_f = Q_f^T \geq 0$ 이고 $R_f \in \mathbb{R}$, $R_f = R_f^T > 0$ 이다. 본 논문에서는 각 축에 대한 시스템 안정도를 향상을 위한 R_f 와 Q_f 를 설정했다.

3.2 적분기의 설계

본 논문에서는 각 축의 정상상태 오차를 최소화 하고 입력 외란에 대한 강인한 시스템으로 구성하기 위해 제어기 앞단에 적분기를 추가했다. 하나의 축에 대한 적분기 state 를 $x_i(k)$, 추종오차를 $e(k) = y(k) - r(k)$ 로 정의하면 $x_i(k+1)$ 는 식(2.5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x_i(k+1) &= x_i(k) + e(k) \\ &= x_i(k) + Cx(k) - r(k) \end{aligned} \quad (3.4)$$

이것을 식(3.1)의 시스템에 augment 하여 하나의 상태방정식으로 표현하면 식(3.5)와 같다.

$$\begin{bmatrix} x_i(k+1) \\ x(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & C \\ 0 & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i(k) \\ x(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix} u(k) - \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} r(k) \quad (3.5)$$

이때 제어입력 $u(k)$ 는 식(3.6)과 같이 표현될 수 있다.

$$u(k) = -[K_i \quad K] \begin{bmatrix} x_i(k) \\ x(k) \end{bmatrix} + KNr(k) \quad (3.6)$$

3.3 Estimator 설계

SDS stage 은 각 축에 대해 모든 state 를 측정할 수 없으므로 state 의 추종을 위한 estimator 를 사용해야 한다. 본 논문에서는 current estimator 를 사용하여 state 를 추종했다.

$$\begin{aligned} \hat{x}(k) &= \bar{x}(k) + L[y(k) - C\bar{x}(k)] \\ \bar{x}(k+1) &= A\hat{x}(k) + Bu(k) \end{aligned} \quad (3.8)$$

여기서 $\bar{x}(k)$ 는 prediction state 이고 $\hat{x}(k)$ 는 current state 이다. 또한 식(3.1) 시스템이 관측 가능하다면 current estimator 의 optimal gain, L 는 식(3.9)로 표현되고 이것은 식(3.10)의 Discrete Algebraic Ricatti Equation (DARE)의 해로부터 구할 수 있다.

$$L = GC^T (CGC^T + S_v)^{-1} \quad (3.9)$$

$$G - AGA + AGC^T (CPC^T + S_v)^{-1} CPA^T - S_w = 0 \quad (3.10)$$

여기서 S_w 는 입력외란의 스펙트럼 밀도이고 S_v 는 출력 잡음의 스펙트럼 밀도이다. 본 논문에서는 [2]의 센서 특성을 바탕으로 optimal gain L 을 설계했다.

4. Convex Optimization 을 적용한 Position Profile 설계

앞장에서는 SDS 시스템 모델링 및 제어기 설계에 대해 기술했다. 4 장에서는 본 논문에서 사용되는 기준입력신호를 설계하는 과정을 기술한다. 설계과정에 대한 자세한 내용은 [4], [5]에 설명되어 있다.

4.1 Final State Control

식(3.1)의 하나의 축에 대한 SDS stage, $(A B)$ 가 제어가능하면 유한한 시간 동안 state 의 초기상태 $x(0) = x_0$ 에서 최종상태인 $x(N) = x_f$ 로 도달하는 제어입력, $u(k)$ 가 존재하게 된다. 여기서 각 축에 대한 coupling 공진의 영향을 최소화 하기 위해 $u(k)$ 를 에너지 관점에서 최소화 하려면 식(4.1)과 같이 나타낼 수 있다[4].

$$\text{Minimize } \sum_{k=0}^{N-1} u(k)^2 \quad (4.1)$$

여기서 $u(k) \in \mathbb{R}^2$ 이다. 이것을 final state control 으로 표현하면 식(4.2)와 같고

$$\sum U = x_f - A^N x_0 \quad (4.2)$$

이때의 U 와 \sum 는

$$U = [u(0) \ u(1) \ \dots \ u(N-1)]^T \quad (4.3)$$

$$\Sigma = [A^{N-1}B \ A^{N-2}B \ \dots \ B] \quad (4.4)$$

이다. 마지막으로 식(4.2)는 식(4.5)와 같이 표현할 수 있다

$$U = \Sigma^T (\Sigma \Sigma^T)^{-1} (x(N) - A^N x_0) \quad (4.5)$$

4.2 Input Constraints

앞에서 정의한 $x(k)$, $u(k)$ 와 관련된 새로운 state $u_p(k)$ 는 식(4.6)과 같고

$$u_p(k) = Fx(k) + Hu(k) \quad (4.6)$$

여기서 $u_p(k) \in \mathbb{R}^l$, $F \in \mathbb{R}^{l \times 2}$ 그리고 $H \in \mathbb{R}^l$ 이다. 여기서 새로운 state 의 $u_p(k)$ 범위를 식(4.7)와 같이 정의하면

$$u_{p_min} \leq u_p(k) \leq u_{p_max} \quad (4.7)$$

식(4.3)으로 정의된 제어입력 U 는 식(4.8)로 표현된다.

$$U_p = \Phi x_0 + \Omega U \quad (4.8)$$

여기서 Z 와 Φ 그리고 U_p 는 다음과 같다.

$$U_p = [U_p(0) \ U_p(1) \ \dots \ U_p(N-1)]^T \quad (4.9)$$

$$\Phi = [F \ FA \ \dots \ FA^{N-1}]^T \quad (4.10)$$

$$\Omega = \begin{bmatrix} H & 0 & \dots & 0 \\ FB & H & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ FA^{N-2}B & \dots & FB & H \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

본 논문에서는 input constraint 를 coupling 공진의 영향을 최소화 하기 위해 전체 제어입력의 크기를 제한하도록 설정했다.

4.3 Frequency Constraints

식(4.6)에서 정의된 state $u_p(k)$ 는 이산시간에서의 state 이다. 이것을 Zero-Order-Hold (ZOH)를 이용하여 연속시간에 대해 표현하면 식(4.12)와 같고

$$u_p(t) = \sum_{k=0}^{N-1} u_p(k) h(t - nT_s) \quad (4.12)$$

이것의 Fourier transformation 은 식(4.13)이다.

$$\begin{aligned} \hat{U}_p(j\omega) &= \sum_{k=0}^{N-1} u_p(k) H_0(j\omega) e^{-j\omega k T_s} \\ &= H_0(j\omega) [1 \ e^{-j\omega T_s} \ \dots \ e^{-j\omega(N-1)T_s}] U_p \end{aligned} \quad (4.13)$$

여기서 $\hat{U}_p(j\omega)$ 의 주파수 범위를 제한하면 식(4.14)과 같다

$$|\hat{U}_p(j\omega)| \leq q^2 \quad (4.14)$$

$$U_p^T (W_R^T(j\omega_i) W_R(j\omega_i) + W_I^T(j\omega_i) W_I(j\omega_i)) U_p \leq q_i^2$$

여기서 $W(j\omega) = H_0(j\omega) [1 \ e^{-j\omega T_s} \ \dots \ e^{-j\omega(N-1)T_s}]$ 이고, $W_R(j\omega_i)$ 과 $W_I(j\omega_i)$ 는 $W(j\omega)$ 의 실수 부분과 복소수 부분이다. 본 논문에서는 coupling 공진의 영향을 최소화 하기 위해 frequency constraint 의 범위를 coupling 공진이 존재하는 구간으로 설정하여 제어입력 $u_p(k)$ 를 설계했다.

4.4 Position Profile 설계

하나의 축에 대한 SDS stage 의 초기상태 및 최종상태가 식(4.15)와 같고

$$x(0) = \begin{bmatrix} x_{vel}(0) \\ x_{pos}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad x(N) = \begin{bmatrix} x_{vel}(N) \\ x_{pos}(N) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$u_p(k)$ 의 제약조건이 식(4.7), 식(4.14)와 같을 때 하나의 축에 대한 SDS stage 의 상태방정식은 식(4.16)과 같다.

$$\begin{aligned} x_p(k+1) &= A_p x_p(k) + B_p u(k) \\ y(k) &= C_p x_p(k) \end{aligned} \quad (4.16)$$

여기서

$$\begin{aligned} A_p &= \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & 1 \end{bmatrix} & B_p &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ C_p &= [C \ 0] & x_p(k) &= \begin{bmatrix} x(k) \\ u_p(k) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

이고 식(3.17)의 F 와 H 는 아래와 같다.

$$F = [0_{l \times 2} \ 1] \quad H = 0$$

그러므로 coupling 공진의 영향을 최소화 하는 제어입력 $u_p(k)$ 를 이용하여 convex optimization 을 사용한 position profile, $r(k)$ 를 설계하는 과정은 다음과 같다.

$$r(k) = \sum_{i=0}^N p(k-i) u_p(i) \quad (4.17)$$

$$\text{Minimize} \sum_{k=0}^{N-1} u(k)^2$$

Subject to

$$U = \Sigma^T (\Sigma \Sigma^T)^{-1} (x(N) - A^N x_0) \quad (4.18)$$

$$U_p = \Phi x_0 + \Omega U$$

$$u_{p_min} \leq u_p(k) \leq u_{p_max}$$

$$U_p^T (W_x^T(j\omega_i)W_x(j\omega_i) + W_l^T(j\omega_i)W_l(j\omega_i))U_p \leq q_i^2$$

여기서 $p(k)$ 는 SDS stage 한 축의 임펄스 응답이고 $u(k) \in \mathbb{R}^2$ 이다.

5. 모의실험 결과

본 논문에서는 모델링된 SDS stage 를 MATLAB/Simulink 로 설계하여 제안된 제어기 및 position profile 를 적용했다.

5.1 Stage x

Fig. 3 은 모의 실험을 통해 얻은 stage x LQG 제어기의 주파수 특성 결과이고 Fig. 4 는 이때의 민감도 함수의 주파수 특성 결과이다. 본 논문에서는 LQG 제어 시스템의 안정도 향상을 위해 stage x LQR 의 Q_r 와 R_r 를 조절하여 LQG 의 open loop 주파수 특성을 설계했고 적분기의 게인 조절을 통한 입력 외란에 강인함 시스템으로 설계했다.

Stage x 는 SDS 시스템의 모든 track 을 등속도로 이동해야 하므로 일정한 주파수와 크기를 갖는 삼각파를 기준 입력신호로 해야 한다.

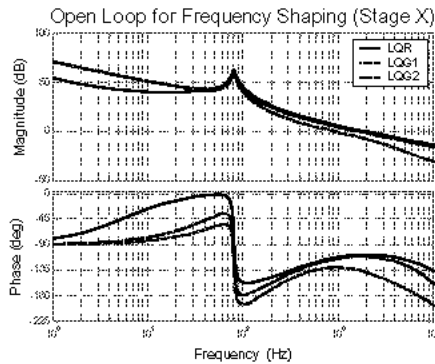


Fig. 3 Open Loop Frequency Response (Stage x)

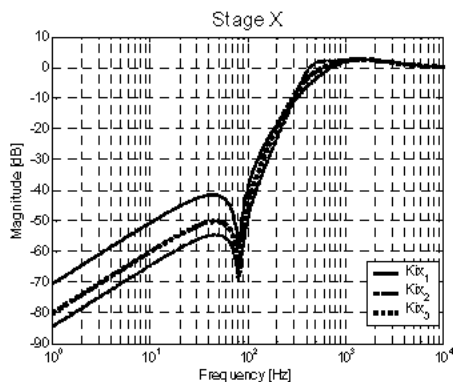
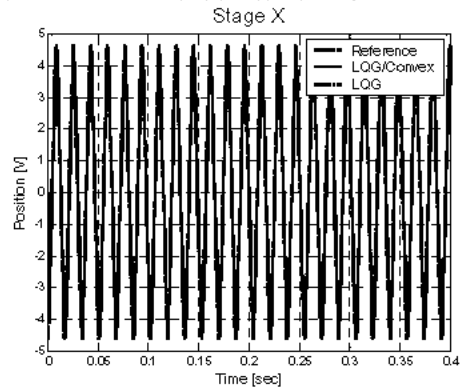
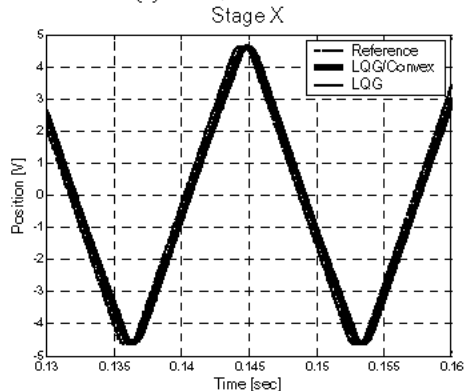


Fig. 4 Sensitivity (stage x)

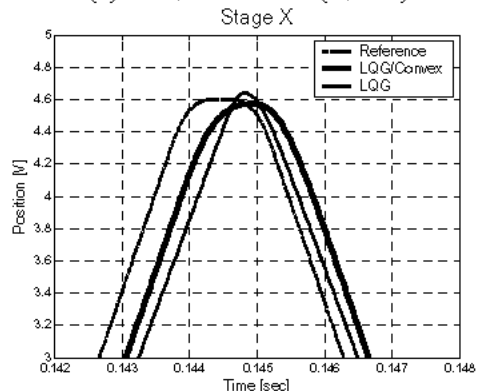
본 논문에서는 한 bit 크기가 100nm 이고 LDV 분해능이 0.5um/V 일 때 50 bits 를 스캔하기 위해 position profile 은 $\pm 5V$ 범위의 삼각파로 구성했다. 이때 꼭지점 부근에서 급격한 위치변화로 인해 발생하는 오버슈트를 줄이기 위해 완만한 곡선을 갖도록 설계했다. Fig. 5 는 stage x 의 모의실험 결과이다. 그림을 보면 LQG 의 결과는 5um 에서 $\pm 0.35um$ 의 오차범위를 보이고 있다. 또한 position profile 를 적용한 결과는 $\pm 0.5V$ 의 오차범위를 가지고 있고 이것은 실제 50 bits 를 스캔하는 거리인 5um 보다 $\pm 0.25um$ 의 거리 오차가 있다는 뜻이다. 마지막으로 position profile 를 적용한 결과는 삼각파의 꼭지점 부근에서 오버슈트가 감소했다는 것을 알 수 있다.



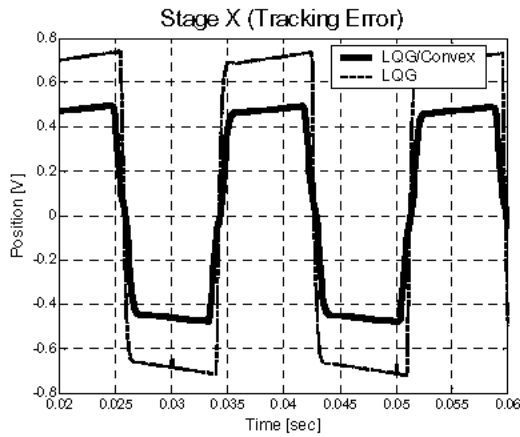
(a) 모의실험 결과



(b) 모의실험 결과 (확대 1)



(c) 모의실험 결과(확대 2)



(d) 트래킹 에러 (확대)

Fig. 5 Stage x 모의실험 결과

5.2 Stage y

Fig. 6 은 모의 실험을 통해 얻은 stage x LQG 제어기의 주파수 특성 결과이고 Fig. 7 는 이때의 민감도 함수의 주파수특성 결과이다. 본 논문에서는 LQG 제어 시스템의 안정도 향상을 위해 stage x LQR의 Q_r 와 R_r 를 조절하여 LQG의 open loop 주파수 특성을 설계했고 적분기의 게인 조절을 통한 입력 외란에 강인함 시스템으로 설계했다.

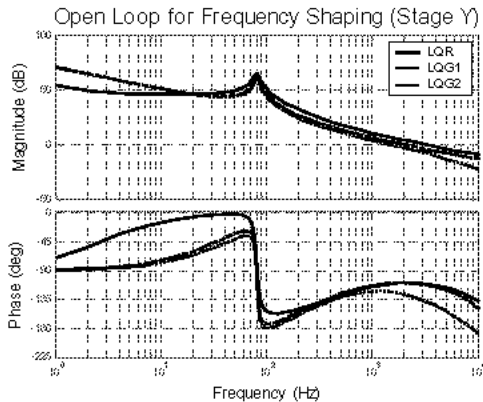


Fig. 6 Open Loop Frequency Response (Stage y)

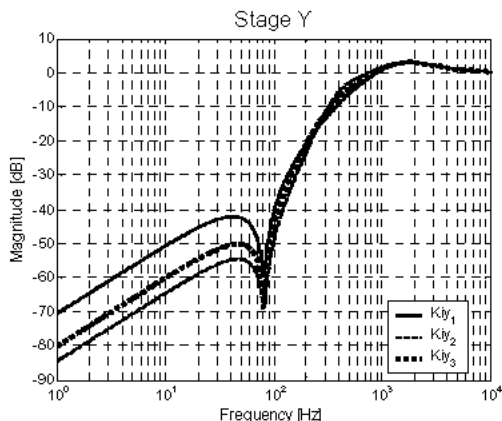
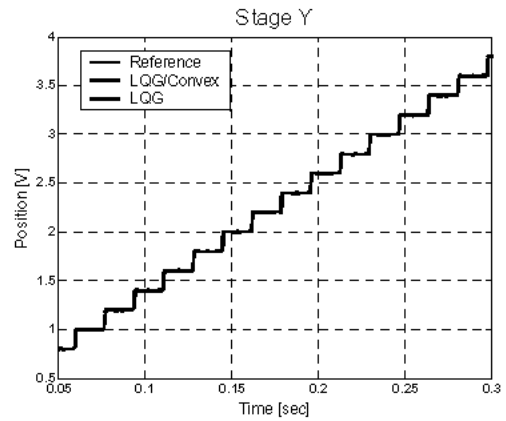
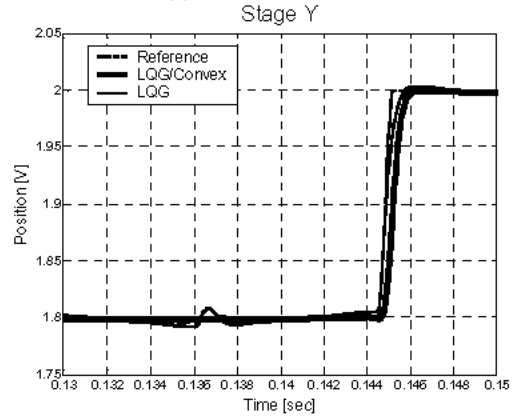


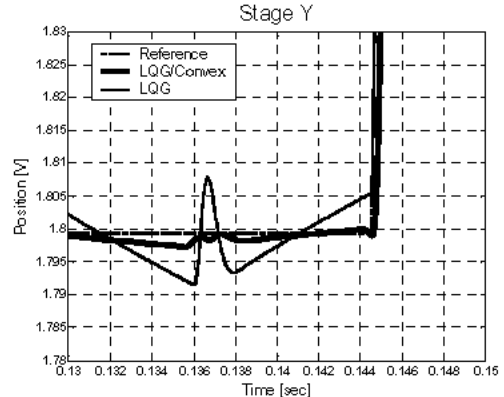
Fig. 7 Sensitivity (stage y)



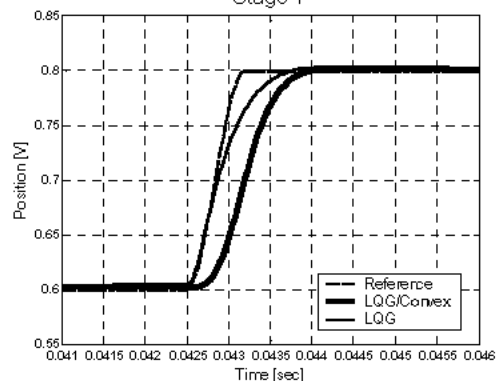
(a) 모의실험 결과



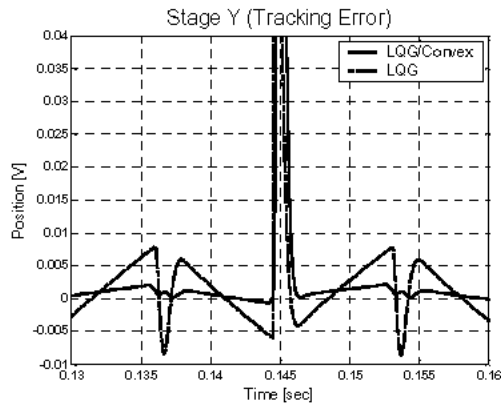
(b) 모의실험 결과 (확대 1)



(c) 모의실험 결과 (확대 2)



(d) 모의실험 결과 (확대 3)



(e) 트래킹 에러 (확대)
Fig. 8 Stage y 모의실험 결과

Stage y 는 SDS 시스템의 track 과 track 사이를 이동하므로 일정한 크기를 가지고 증가하는 계단파를 기준입력신호로 해야 한다. 본 논문에서는 한 bit 크기가 100nm 이고, LDV 분해능은 0.5um/V 이므로 position profile 은 200mV 씩 증가하는 계단파로 구성했다. 또한 과도응답 상태에서 오버슈트를 줄이고 정착시간을 빠르게 하기 위해 완만한 스텝곡선으로 설계했다. Fig. 7 은 stage y 의 모의 실험 결과이다. 그림을 보면 position profile 를 적용했을 때 최대 0.003V 의 오차를 가지고 있고 이것은 tracking 오차가 최대 1.5nm 라는 뜻이다. 제안된 LQG 의 결과는 최대 8nm 의 오차를 보이고 있다. 마지막으로 과도응답에서의 결과를 보면 position profile 를 적용한 결과는 제안된 LQG 보다 정착시간은 느리지만 각 축간 coupling 에 의한 오버슈트와 정상상태에서의 오차가 감소했다는 것을 알 수 있다.

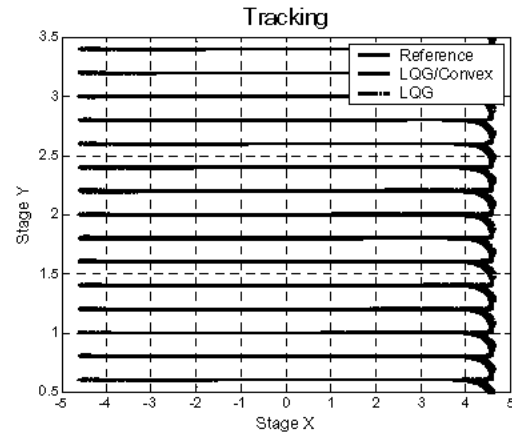
5.3 Tracking Response

Fig.9 는 SDS stage 의 트래킹 경향을 살펴보기 위한 그래프이다. (b)의 확대그림을 보면 LQG/convex 의 결과는 1.5nm 의 오차를 가지고 한 트랙을 이동하지만 optimization 되지 않은 결과를 보면 ±5nm 의 오차를 가지고 있다. 이것은 stage x 가 방향을 전환하면서 생기는 coupling 공진이 stage y 에 영향을 주는 것으로 position profile 를 적용했을 때 coupling 공진 영향이 줄어든다는 것을 알 수 있다.

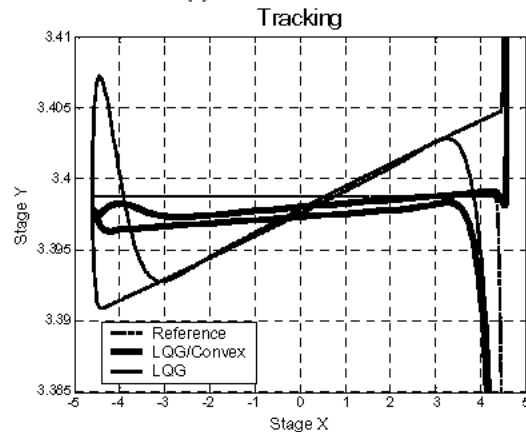
6. 결론

본 논문에서는 SDS 시스템 제어를 위해 제안된 LQG 제어기를 설계한 후 coupling 공진의 영향의 최소화 하기 위해 convex optimization 를 적용한 position profile 를 설계하는 것을 제안했다. 본 논문에서의 position profile 은 coupling 공진이

존재하는 주파수 대역에서의 제어 입력을 최소화 하도록 설계했다. 이것을 모델링한 SDS 시스템에 적용하여 모의실험을 한 결과 position profile 를 적용한 결과는 제안된 LQG 보다 각 축간 coupling 공진 영향이 줄어들었고 오버슈트 역시 감소한다는 것을 확인할 수 있었다.



(a) 모의실험 결과



(b) 모의실험 결과 (확대)

Fig. 9 Tracking Response

Acknowledgement

This work is supported by “The program for the Development of the Next Generation Ultra-High Density Storage” of the Ministry of Commerce, Industry and Energy.

참고문헌

- [1] A. Pantazi, M. A. Lantz, G. Cherubini, H. Pozidis, and E. Eleftheriou, “A Servomechanism for a micro-electro-mechanical-system-based scanning probe data storage device,” *Nanotechnology*, pp.612-621, 2004
- [2] A. Sebastian, A. Pantazi, G. Cherubini, E. Eleftheriou, M. A. Lantz et al, “Nanopositioning for Probe Storage,” IBM Zurich Research Laboratory, 2005

- [3] E. Eleftheriou, T. Antonakopoulos, G. K. Binning, G. Cherubini, M. Despont et al, "Millipede-A MEMS-Based Scanning-Probe Data-Storage System," *Magnetics*, Vol. 39 NO. 2, 2003
- [4] S. C. Wu, "Optimal Design of Feedforward Control Input for Settling Control in Hard Disk Drives," 2005
- [5] M. Hirata, T. Hasegawa and K. Nonami, "Seek Control of hard Disk Drives Based on Final-State Control Taking Account of the frequency Components and the Magnitude of Control Input," *AMC*, pp.40-50, July, 2002
- [6] G. Stein, M. Athans, "The LQR/LTR Procedure for Multivariable Feedback Control Design," *Automatic Control*, Vol. AC-32. NO. 2, 1987
- [7] G. F. Franklin, J. D. Powell, M. Workman, "Digital Control of Dynamic Systems 3rd edition," Addison Wesley, 1998