

선형 동기 모터의 정밀모션 제어

박정일#, 정승현*, 성준엽*

High-accuracy Motion Control of Linear Synchronous Motor

Jung Il Park[#], Seong Hyun Jeong* and Jun Yup Sung*

ABSTRACT

In this paper, the pole placement controller based on the Robust Internal-loop Compensator (RIC) structure, which has inherent structural equivalence to disturbance observer, is proposed to control a linear positioning system. This controller has the advantage to easily select controller gains by using pole placement without loss of that of original RIC structure. The principal is to construct the pole placement controller for a nominal internal model instead of unknown real plant. Using linear motion experiment showed the effectiveness of the proposed controller.

Key Words : Robust Internal-loop Compensator(견실 내부루프 보상기), Pole Placement Controller(극배치 제어기), Disturbance Observer(외란 관측기), Linear Motor(선형모터), High Accuracy Motion Control(고정밀 모션제어)

1. 서론

위치제어 시스템의 고정밀 견실 제어를 위해서 많은 연구들이 이루어져 왔다. 위치제어 시스템의 정밀도를 개선하기 위한 연구들의 제어 대상들을 살펴보면 볼 스크류를 이용하여 모터의 회전 운동을 직선운동으로 변환시키는 경우^{1,2}와, 리니어 모터를 채용하여 바로 모터로부터 직선운동을 일으키는 경우³⁻⁸로 나눌 수 있다. 볼스크류를 이용한 방식에서는 기어 등의 백래시 등으로 인한 비선형 요소 때문에 고정밀 제어가 어렵고 유지보수 관리에 어려운 점이 있어서 직선운동 시스템에서는 리니어 모터를 채용한 이송 시스템으로 바뀌고 있는

실정이다. 이러한 리니어 모터를 채용한 직선 운동시스템은 유지보수가 편하지만 직접 구동형이기 때문에 부하나 외란에 의한 영향을 직접적으로 받아서 역시 고정밀 제어를 하는데 부담으로 작용한다. 위치제어 시스템의 정밀도를 개선하기 위해서 예전부터 사용해 왔던 외란 관측기를 제어기의 루프에 삽입하여 성능향상을 시키거나,^{1,2} 신경망을 이용하여 고정밀 제어를 수행하였다.^{3,4}

리니어 모터도 일반 모터와 마찬가지로 여러 종류가 있으며 리니어 동기 모터의 정밀제어를 위해서 신경망을 이용하여 피드포워드 제어기를 학습시킨 예도 있었다.³ 마찬가지로 같은 원리를 리니어 펄스 모터에 적용하여 정밀제어를 수행한 예

접수일: 2004년 9월 11일; 게재승인일: 2005년 4월 15일

교신 저자: 영남대학교 전자정보공학부

E-mail jipark@yu.ac.kr Tel. (053) 810-2498

* 영남대학교 대학원 전자공학과

도 발표된 적이 있다.⁴

특히 모터의 외란이나 불확정성(uncertainty)등에 대하여 robust(견실)한 제어를 설계한 연구결과들이 발표된 바 있다.⁵⁻⁸ 기존의 외란 관측기가 Robust Internal-loop Compensator(RIC) 구조와 등가임을 밝히기도 하였다.⁵ Kim 과 Chung⁶은 RIC 구조를 제안하였는데, 플랜트를 기준 플랜트 모델로 가정하고 제어를 설계하였으며, 이는 Internal Model Control(IMC)⁹ 설계법과 유사하다.

본 논문에서는 내부 제어기로는 RIC 구조⁶를 채택하고 외부 제어기로 극배치 제어를 사용하는 방법을 제안하고자 한다. Kim 과 Chung⁶이 제안한 외부제어기를 이용하게 되면 전체 폐루프 시스템이 1 차 시스템으로 되어서 스텝입력과 같은 주파수가 높은 기준입력에 대해서 빨리 추종하지 못하는 과도특성을 갖는다. 따라서 본 논문에서는 극배치 제어를 이용하여 과도 응답을 개선할 수 있는 방법을 제시하고자 한다.

2. RIC 구조를 이용한 극배치 제어

2.1 RIC 구조

Fig. 1 은 일반적 RIC 구조를 보여주고 있다.

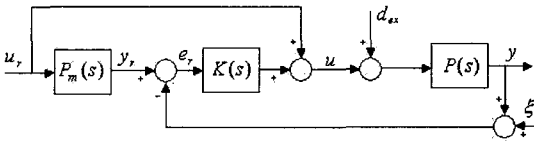


Fig. 1 Robust internal-loop compensator

Fig. 1 에서 $P(s)$ 는 플랜트의 전달함수 이고, y 는 플랜트 출력, u_r 은 기준 제어입력, $P_m(s)$ 는 기준 플랜트 모델, y_r 은 기준 모델 출력 신호를 나타낸다. d_{ex} 는 외부에서 인가되는 외란이고, 측정 잡음 ξ 가 출력신호에 더해진다.

이 그림으로부터 제어입력은 다음과 같이 된다.

$$u = u_r + K(s)e_r \quad (1)$$

$K(s)$ 는 피드백 보상기를 나타낸다. Fig. 1 의 RIC 구조의 등가 구조는 Fig. 2 와 같다.^{6,7}

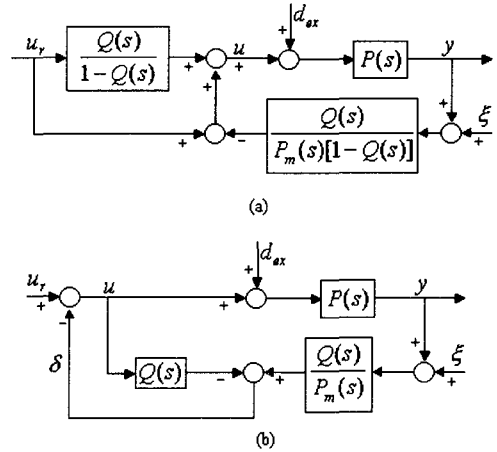


Fig. 2 Equivalent structure of RIC (a) RIC structure using Q function (b) DOB with reference model $P_m(s)$

Fig. 1 과 Fig. 2 를 비교하면 $Q(s)$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$Q(s) = \frac{P_m(s)K(s)}{1 + P_m(s)K(s)} \quad (2)$$

Fig. 2 의 (a) 구조는 Fig. 1 의 RIC 구조와 동일하고, Fig. 2 의 (b)의 구조는 전형적인 DOB (Disturbance observer) 이면서 (a)의 구조와 동일하다. 따라서 RIC 구조는 DOB 의 구조와 동일하다. DOB 구조를 이용한 Q 필터의 설계에 대해서는 많은 논문에서 연구되어 왔다.^{2,6,7} RIC 구조에서는 $K(s)$ 를 어떻게 설계하느냐가 과제로 된다. 그 구체적인 내용과 robust 안정도에 대해서는 Kim 과 Chung^{6,7}의 논문에 기술되어 있다.

또한 Kim 과 Chung⁶은 쌍(dual) RIC 구조를 이용하여 외부 제어기를 내부 제어기와 같은 방법으로 설계하였다. 그 최종 구조는 Fig. 3 과 같다.

$C_{ff}(s)$ 는 피드포워드 제어기이고, $C(s)$ 피드백 제어기 이다.

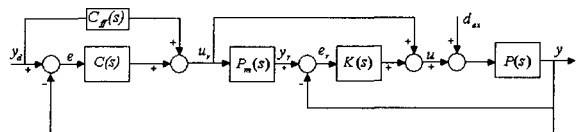


Fig. 3 Overall control system and RIC

2.2 Computed torque-like 제어기 설계^{6,7}

일반적으로 내부 루프 보상기, 즉, DOB 는 불확실한 외란을 제거하도록 설계된다. 이처럼 내부 루프를 설계한 이후에 외부루프에 피드백 제어기를 설계한다. Fig. 3 에서의 내부제어기 설계를 위해서 $P_m(s)$ 와 $K(s)$ 를 다음과 같이 선정한다.

$$P_m(s) = \frac{1}{J_m s^2 + B_m s}, \quad K(s) = \left[\frac{1}{P_m(s)} \right] \frac{D(s)}{s} \quad (3)$$

여기에서, J_m 과 B_m 은 내부 모델의 질량과 마찰상수이다. $D(s)$ 가 상수인 경우에는 내부제어기 $K(s)$ 는 PD 제어기가 된다. (2)식의 $Q(s)$ 는 (3)식으로부터 다음과 같이 된다.

$$Q(s) = \frac{D(s)}{s + D(s)} \quad (4)$$

이제 Fig. 3 의 외부 제어기 $C(s)$ 를 설계해 보기로 하자. $C(s)$ 를 $K(s)$ 와 같은 형태로 두면 기준 제어 입력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} u_r &= C_{ff}(s)y_d + C(s)e \\ &= \frac{1}{P_m(s)} \left[y_d + \frac{\Lambda(s)}{s} e \right] \end{aligned} \quad (5)$$

단, $C_{ff}(s) = J_m s^2 + B_m s$,

$$C(s) = \left[\frac{1}{P_m(s)} \right] \frac{\Lambda(s)}{s} = (J_m s + B_m) \Lambda(s) \quad (6)$$

그러면 최종적인 robust 제어기 입력은 (1)식으로부터 다음과 같이 구해진다.^{6,7}

$$u = J_m [s^2 y_d + \Lambda(s) s e] + B_m [s y_d + \Lambda(s) e] + K(s) e_r \quad (7)$$

$$\text{단, } e_r = \left[1 + \frac{\Lambda(s)}{s} \right] e \quad (8)$$

2.3 극배치를 이용한 PD 제어기 설계

(7)식에서의 제어입력을 계산할 때 $\Lambda(s)$ 를 어떻게 설정하느냐가 중요한 관건으로 된다. (4)식을 이용하여 기존의 DOB 구조에서의 Q 필터를 설정하는 방법을 이용하여 설계할 수 있다. Kim 과 Chung^{6,7} 은 $\Lambda(s)$ 는 다항식이지만 PD 제어기의 구조로 하기 위하여 이 값을 상수로 설정하였다. 내부 루프의 $K(s)$ 의 이득이 아주 크고

동작을 잘한다면 그 내부 루프 RIC 의 전달함수는 증가적으로 $P_m(s)$ 로 볼 수 있다.⁹ 그러면 전체적인 페루프 특성방정식의 극점은 다음식으로 된다.

$$1 + C(s)P_m(s) = 1 + \frac{\Lambda(s)}{s} = 0 \quad (9)$$

(9)식을 살펴보면 $\Lambda(s)$ 를 상수로 선정한 경우에는 특성방정식이 1 차 다항식으로 된다. $\Lambda(s)$ 를 상수로 선정하지 않으면 (6)식의 제어입력을 계산하기 위한 가이드 라인을 세우기가 어렵다. 실제로 Kim 과 Chung⁶ 은 내부와 외부의 제어기로서 $D(s)$ 와 $\Lambda(s)$ 를 상수로 선정하여 모두 PD 제어기 형태로 구성하였다. 이러한 경우 페루프 시스템의 특성이 1 차로 되어 스텝입력과 같은 주파수가 높은 기준입력을 추종하는데 어려움이 생기고 과도특성이 나빠지게 된다. 그래서 본 논문에서는 내부 루프제어기 $K(s)$ 는 기존의 방법과 같은 방법으로 설계를 하고 외부 루프 제어기 $C(s)$ 를 극배치 제어기를 이용하여 설계하는 방법을 제안한다.

제안한 제어입력은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} u &= C_{ff}(s)y_d + C(s)e + K(s)e_r \\ &= J_m s^2 y_d + B_m s y_d + C_1 s \Lambda e + C_2 \Lambda e + K(s)e_r \end{aligned} \quad (10)$$

여기에서, $C_{ff}(s) = J_m s^2 + B_m s$,

$$C(s) = (C_1 s + C_2) \Lambda, \quad e_r = \left[1 + \frac{\Lambda(s)}{s} \right] e,$$

$$K(s) = \left[\frac{1}{P_m(s)} \right] \frac{D}{s} = (J_m s + B_m) D$$

단, Λ, D, C_1, C_2 는 상수이다.

전체 페루프 시스템의 특성방정식은 내부 루프가 기준 플랜트 모델 $P_m(s)$ 로 동작한다면 다음과 같은 2 차로 된다.

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (11)$$

여기에서 ζ 는 damping ratio 이고, ω_n 은 고유주파수이다. 원하는 과도 특성을 갖는 ζ 와

ω_n 을 결정한 후 (10)식의 외부 피드백 루프의 제어기 이득 C_1 과 C_2 를 극배치 방법을 이용하여 구한다.

(9)식과 같은 방법으로 전체 페루프 시스템의 특성방정식은 다음과 같이 된다.

$$1 + C(s)P_m(s) = 1 + (C_1s + C_2)\Lambda \left(\frac{K_t}{J_ms^2 + B_ms} \right) = 0 \quad (12)$$

K_t 는 모터의 토크상수를 의미한다. (12)식을 정리하면 다음과 같다.

$$s^2 + \frac{B_m + \Lambda K_t C_1}{J_m}s + \frac{\Lambda K_t C_2}{J_m} = 0 \quad (13)$$

(11)식과 (13)식을 비교하면 원하는 위치에 극을 배치할 수 있는 이득 C_1 과 C_2 는 다음과 같이 된다.

$$C_1 = \frac{2\zeta\omega_n J_m - B_m}{\Lambda K_t}, \quad C_2 = \frac{J_m\omega_n^2}{\Lambda K_t} \quad (14)$$

3. 실험 및 결과 고찰

3.1 모션제어를 위한 기본특성 측정

실험에 사용된 리니어 모터는 미국 Anorad 사의 LW7-20 스테이지 시스템을 사용했다. 340N 피크력을 갖는 리니어 모터, 위치 측정을 위한 $0.5 \mu m$ 의 분해능을 가진 리니어 엔코더가 부착되어 있으며 Stroke 는 508mm 이다. 또 이를 구동하기 위한 서보 드라이버로는 GLENTEK 사의 25A 피크 전류를 갖는 「SMA8415-1A-1」을 서보 앰프를 사용하였다. 제어기는 TMS320C31 을 채용한 DSP 보드를 사용하여 구현하였다. 실험 구성도를 Fig. 4 에 나타내었다.

먼저 정밀 모션제어를 수행하기 위하여 리니어 모터 시스템의 기본 동특성(모터의 토크상수, 점성마찰)을 간접적인 방법을 사용하여 다음과 같이 측정하였다. 피드백이 없는 상태에서 (15)식처럼 표현되는 속도 시스템에 계단 입력을 가했을 때의 출력 속도는 (16)식 처럼 표현된다.

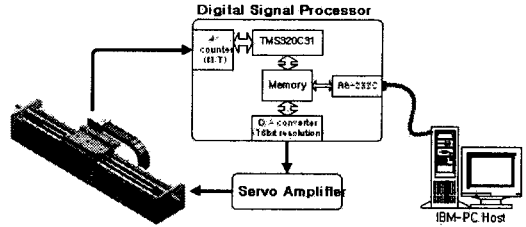


Fig. 4 Overall block diagram of experimental system

$$P_\omega(s) = \frac{K_t}{Js + B} \quad (15)$$

$$\omega(t) = \frac{K_t}{B} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) \quad (16)$$

$$\text{단, 시정수 } \tau = J/B \quad (17)$$

실제로 실험에 사용된 리니어 모터 시스템에 제어입력 명령을 D/A 변환기를 통하여 1.7V 를 드라이버로 인가했을 경우의 응답은 Fig. 5 와 같다.

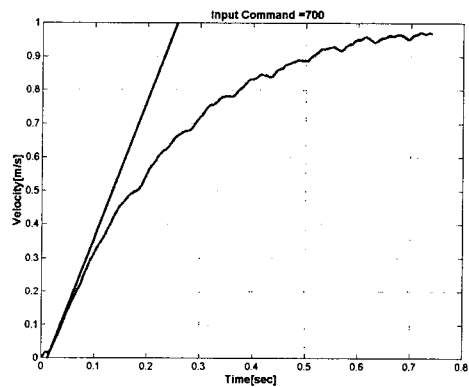


Fig. 5 Output characteristic for step input 700(= 1.7[V]).
(Straight line is the slope of output at initial time to measure time constant.)

정상상태의 최종 값이 1 [m/sec]이고 시정수가 약 0.25 초이므로 (16), (17)식의 값은 다음과 같이 된다.

$$\omega(t) = \frac{r \cdot K_t}{B} = 1 \quad (18)$$

여기에서 r 은 계단 입력의 크기를 나타낸다.

$$\tau = \frac{J}{B} = 0.25 \quad (19)$$

그리고 가동자의 질량을 측정해본 결과 2.5Kg 으로 측정되었다. 이들을 이용하면 다음과 같이 모터의 특성값들을 얻을 수 있다.

$$J = 2.5[\text{Kg}], B = 10[\text{Kg/sec}], K_t = 5.8514[\text{N/V}] \quad (20)$$

3.2 모션제어 및 결과 고찰

계단입력과 프로파일을 적용한 두 가지의 경우에 대하여 실험 하였다.

3.2.1 계단입력 실험

계단입력 실험에 사용된 조건은 다음과 같다. 위에서 구한 (20)식에 나타낸 값들을 사용하였으며 Λ 는 5, D 는 10,000 으로 하였다.

기존방법에서의 제어기 $K(s)$ 와 $C(s)$ 는 $J_ms + B_m$ 이므로, 측정한 (20)식의 값으로 두면 $2.5s + 10$ 이 된다. 본 논문에서 제안한 극배치 제어기의 이득은 (14)식과 (20)식을 사용하여 얻었다. 단, 고유 주파수 ω_n 은 60 [rad/sec], damping ratio ζ 는 0.9 로 설계하였다.

스텝입력에 대한 결과를 Fig. 6 에 나타내었다. 스텝입력에 대해서 기존의 방법은 1 차 시스템의 응답으로 나타났다. Λ 가 5 이므로 페루프 시스템의 시정수는 약 0.2 초로 나타남을 알 수 있다. 극배치 제어기의 경우는 2 차 시스템의 응답으로 나타났다. damping ratio ζ 가 0.9 인 2 차 시스템의 오버슈트는 거의 없어야 되지만 실제의 응답에서는 30%정도의 오버슈트가 발생하였다. 이것은 내부루프의 전달함수가 완전히 내부 모델 $P_m(s)$ 로 동작하지 않기 때문으로 생각된다. 이와 같이 극배치 방식인 경우에는 고유 주파수 ω_n 와, damping ratio ζ 를 적절히 선정하면 기존의 방법 보다 과도특성이 우수한 응답을 얻을 수 있다.

3.2.2 프로파일 입력 실험

이번에는 프로파일을 만들어서 기존의 방법과 제안한 방법의 출력응답을 비교하였다. Fig. 7 은 실험에 사용된 위치, 속도, 가속도 프로파일을

나타낸다. 5cm 를 움직여서 제자리로 돌아오는 모션제어이며, 가속도는 최대 2.5m/sec^2 이다.

프로파일 적용한 실험에서 사용된 실험 조건은 (20)식의 값들을 사용하였으며, 단 Λ 는 5, D 는 20,000, 고유 주파수 ω_n 은 140 [rad/sec], damping ratio ζ 는 0.9 로 설계하였다. 그 결과를 Fig. 8 에 나타내었다.

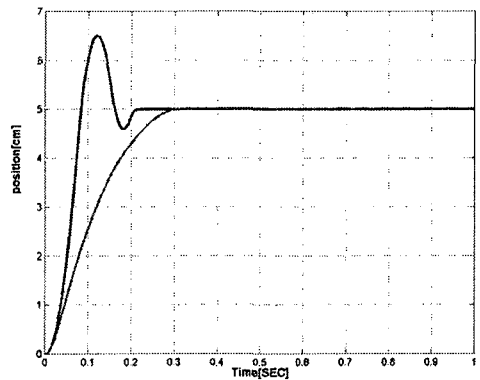


Fig. 6 Comparison output response using original RIC and RIC-based placement for step input (Overshoot response : RIC-based pole placement control, without overshoot response : original RIC, $\Lambda = 5.0, \omega_n = 60, \zeta = 0.9, D = 10,000$)

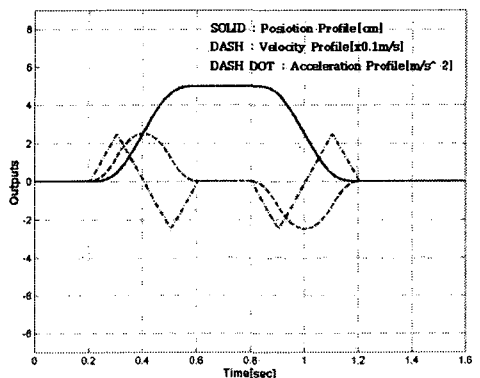
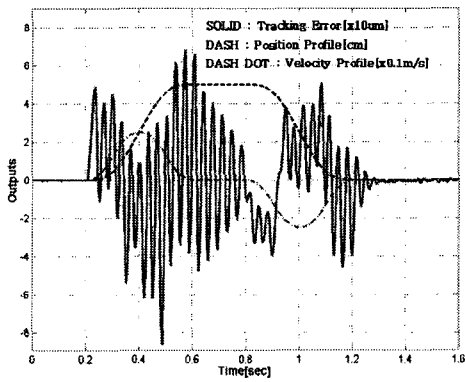


Fig. 7 Profiles of each variables used in experiment.

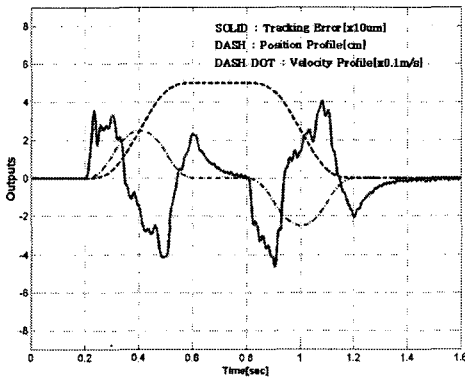
Fig. 8 을 살펴보면 같은 조건에서 기존의 RIC 보다 제안한 극배치 방법을 사용한

RIC 구조의 성능이 우수함을 알 수 있고 위치 오차는 약 $\pm 40 \mu\text{m}$ 이내로 됨을 알 수 있다.

이를 토대로 나머지 실험은 극배치 방법을 사용한 RIC 제어를 사용하여 고유 주파수와 damping ratio 를 변화시켜 가면서 모션제어 실험을 수행하였다. Fig. 9 은 고유주파수가 60, 140 [rad/s]에 대해서, Fig. 10 은 damping ratio 0.5, 3 에 대해서 실험을 수행 하였다.



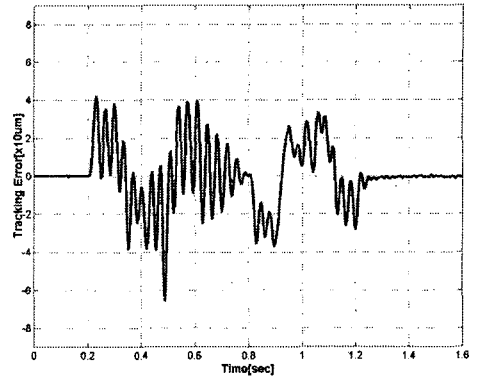
(a)



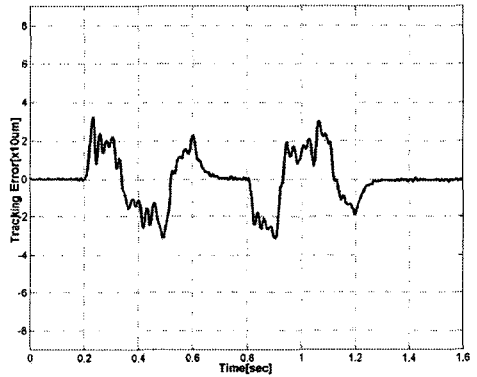
(b)

Fig. 8 Comparison of position errors for each controller
(a) Original RIC, (b) Pole placement based on RIC

Fig. 9 를 살펴 보면 damping ratio 가 0.9 로 일정하고 고유주파수가 클수록 즉, 극점의 위치가 좌반면 깊이 있을수록 제어 결과가 우수함을 알 수 있다. 위치 오차는 약 $\pm 30 \mu\text{m}$ 이내로 나타났다. Fig. 10 의 결과를 살펴보면 damping ratio 가 클수록 진동도 줄어들고 위치 오차는 약 $\pm 30 \mu\text{m}$ 이내로 나타났다.

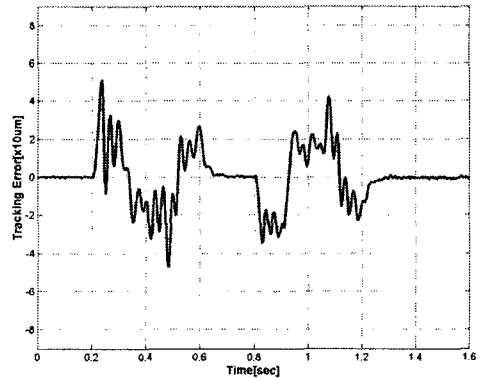


(a) $\omega_n = 60, \zeta = 0.9, D = 12,000$

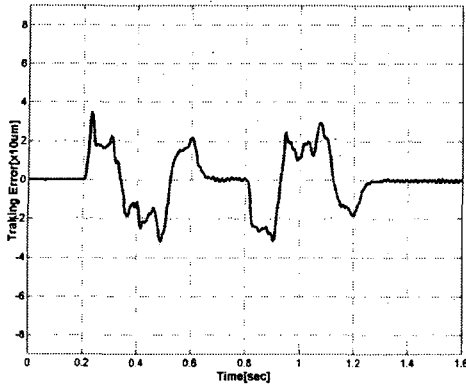


(b) $\omega_n = 140, \zeta = 0.9, D = 12,000$

Fig. 9 Comparison of position errors according to natural frequency for pole placement based RIC on controller



(a) $\omega_n = 140, \zeta = 0.5, D = 12,000$



(b) $\omega_n = 140, \zeta = 3.0, D = 12,000$

Fig. 10 Comparison of position error according to damping ratio for pole placement based on RIC controller

이러한 이상의 실험들을 고찰해 보면 overdamping 이면서 고유 주파수가 클수록 좋은 결과를 얻을 수 있었다.

4. 결론

본 논문에서는 기존의 RIC 구조를 기본구조로 하여 기존의 특성을 손상시키지 않고 극배치 방법을 이용하여 외부 제어를 설계하는 방법을 제안하였다. 제안한 방법을 이용하면 원하는 응답의 설계기준에 따라 고유 주파수와 damping ratio 만 정해지면 제어이득이 쉽게 계산할 수 있는 이점이 있다. 기존의 RIC 와 제안한 극배치 방법을 실험을 통하여 성능을 비교해 본 결과 제안한 방법이 우수함을 확인하였다. 또한 제안한 방법에 대해서 여러 damping ratio 와 고유 주파수에 대해서 성능을 측정하여 만족할 만한 결과를 얻었다.

후기

이 논문은 2002 학년도 영남대학교 학술연구조성비 지원에 의한 것임.

참고문헌

1. Ohmae, T., Matsuda, T., Kanno, M., Saito, K. and

Sukegawa, T., "A Microprocessor-Based Motor Speed Regulator Using Fast-Response State Observer for Reduction of Torsional Vibration," IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 1A-23, No. 5, Sep. 1987.

2. Lee, H. S. and Tomizuka, M., "Robust Motion Controller Design for High Accuracy Positioning Systems," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 43, pp. 48-55, 1996.

3. Otten, G. de Vries, Theo, J. A., Rankers, A. M. and Gaal, E. W., "Linear Motor Motion Control using a Learning Feedforward Controller," IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol.2, No.3, pp. 179-181, Sep., 1997.

4. Kwon, Y .K. and Park, J. I., " Precise Motion Control of Linear Pulse Motor Based on Disturbance Compensation Using Neural Network," Proceedings of the IASTED International Conference on MIC, pp.49-53, Feb., 2000.

5. Kim, B. K. and Chung, W. K., "Unified Analysis and Design of Robust Disturbance Attenuation Algorithms using Inherent Structural Equivalence," Proc. American Control Conf., pp. 4046-4051, 2001.

6. Kim, B. K. and Chung, W. K., "Performance Tuning of Robust Motion Controllers for High-Accuracy Positioning Systems," IEEE/ASME Trans. On Mechatronics, Vol. 7, No.4, pp. 500 - 514, 2002.

7. Kim, B. K. and Chung, W. K., "Advanced Disturbance Observer Design for Mechanical Positioning Systems," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 50, No.6, pp. 1207-1216, 2003.

8. Xu, Li and Yao, Bin, "Adaptive Robust Precision Motion Control of Linear Motors with Negligible Electrical Dynamics: Theory and Experiments," IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol. 6, No.4, pp. 444-452, 2001.

9. Zhu, H. A., Hong, G. S., Teo, C. L. and Poo, A. N., "Internal Model Control with Enhanced Robustness ," Int. J. Syst. Sci., Vol. 26, No. 2, pp. 277-293, 1995.