

Robust Servo System for Optical Disk Drive Systems.

朴 鈞 鎬* · 鄭 正 周† · 白 種 植**

(Bum-Ho Park · Chung Choo Chung · Jong-Shik Baek)

Abstract - This paper proposes a new and simple input prediction method for robust servo system. A robust tracking control system for optical disk drives was proposed recently based on both Coprime Factorization (CF) and Zero Phase Error Tracking (ZPET) control. The CF control system can be designed simply and systematically. Moreover, this system has not only stability but also robustness to parameter uncertainties and disturbance rejection capability. Since optical disk tracking servo system can detect only tracking error, it was proposed that the reference input signal for ZPET could be estimated from tracking errors. In this paper, we propose a new control structure for the ZPET controller. It requires less memory than the previously proposed method for the reference signal generation. Numerical simulation results show that the proposed method is effective.

Key Words: Optical Disk Drive, Coprime Factorization, Zero Phase Error Tracking, Track-Following Control, Input Prediction System

1. 서 론

미래 정보화 사회에서는 대용량 정보 저장 매체의 수요가 매우 클 것으로 예상되고 있다 [1]. 대용량 정보 저장 매체가 보편화되기 위해서는 고속의 데이터 전송 속도가 보장되어야 한다. 대용량 정보 저장 매체의 구현을 위해서는 고밀도 용량의 디스크가 요구되고, 데이터 전송 속도의 향상을 위해서는 고속의 회전이 가능하여야 한다. 따라서 고밀도 디스크의 서보를 위해서 서보 시스템의 위치 제어 정밀도가 더욱 향상되어야 한다. 또한 디스크 회전 속도가 빨라짐에 따라 디스크 편심이 증가하므로 증가하는 편심을 보상하는 서보 시스템의 설계가 요구된다. 특히 휴대용 기기에 장착되는 시스템의 경우에는 서보 시스템의 구성에 있어서 위치 정밀도 향상뿐만 아니라 서보 시스템의 강인성 및 편심을 포함한 외란에 대한 외란 제거 성능이 중요한 성능지표가 된다. 광디스크 드라이브의 트랙밀도가 점차 높아짐에 따라 더욱 향상된 정밀도의 서보 시스템이 요구되고 있다. 효과적인 외란 제거를 위해서는 Internal Model Principle(IMC) 구조의 제어기, 외란관측기(DOB), 또는 피드포워드 제어기 등을 사용할 수 있다.

강인 제어 시스템 설계에 보편적으로 사용할 수 있는 방법이 H_{∞} 제어기 설계 기법이다[2][3]. 최근에 외란 관측기 설계 기법을 H_{∞} 제어기 설계 기법에 적용하여 강인한 제어기

를 설계하는 연구결과가 발표되었다[9]. 외란 관측기는 구조가 비교적 간단하여 직관적으로 설계가 가능할 뿐만 아니라 외란을 제거하는 데에도 효과적이다[4]-[6]. 최근에 “Coprime Factorization”(CF) 이론을 이용하여 외란 관측기를 설계한 논문이 발표되었다[7]-[9]. 이 논문에서는 CF를 이용하여 안정된 제어기를 설계하면서 외란 관측기 기능을 구현하도록 제어기를 설계하는 기법에 대하여 소개하고 있다. 일반적으로 피드백 형태의 강인 제어기만으로는 원하는 트래킹 서보 정밀도를 허용 오차 이내로 제어하기 어렵다[7]-[9]. 즉, 피드백 제어기만으로는 외란을 제거하는 것이 한정적이어서 이 논문에서는 피드백 제어기에 피드포워드 제어기를 “Zero Phase Error Tracking”(ZPET) 구조로 설계하여 주기적인 외란을 제거하는 방법에 대하여 설명하고 있다.

광디스크 드라이브의 편심은 주기적인 외란이기 때문에 ZPET 피드포워드 제어기를 효과적으로 사용할 수 있다. 그러나 이 제어기를 적용하기 위해서는 제어기 입력을 예측하는 부분이 필요하다. 앞에서 설명된 논문에서 제안된 제어기를 구현하는 방법이 상대적으로 많은 데이터를 저장하여야 하는 구조적 단점을 가진다. 본 논문에서는 기존의 제어기 구조와 동일한 형태이지만 상대적으로 적은 기억용량이 요구되는 간략한 형태의 제어기 구현이 가능한 방법에 대하여 소개한다.

본 논문의 2장에서는 기존에 제안된 CF를 이용한 외란 관측기 설계 기법에 대하여 간략히 소개한다. 그리고 기존의 제안된 제어기의 강인성과 외란 제거 성능을 해석적으로 보이며 모의실험 결과와 실험 결과도 보인다. 3장에서는 기존에 제안된 2 자유도 설계 기법을 적용하여 ZPET를 이용한 피드포워드 제어기 설계 방법에 대하여 기술한다. ZPET 제어기 구현을 위해서는 입력 예측 구조가 필요함을 보이고 기존의

† 교신저자, 正會員: 漢陽大學校 電子·電氣·컴퓨터工學部 副教授
E-mail: cchung@hanyang.ac.kr

* 學生會員: LG 電子 DM 研究所 研究員

** 學生會員: 漢陽大學校 電子·通信·電波工學科 碩士課程
接受日字: 2004년 7월 7일
最終完了: 2004년 11월 25일

입력 예측 구조에 대하여 설명한다. 그리고 기존에 제안된 방법보다 적은 기억용량이 요구되는 새로운 입력 예측 구조를 제안한다. 또한 모의실험을 통하여 두 구조의 성능이 동일함을 보이고 실험을 통해 새로이 제안된 입력 예측 구조의 유용성을 검증한다. 마지막 4장에서는 결론을 내린다.

2. 강인한 피드백 제어기

2.1 Coprime Factorization(CF) 제어기

소인수를 이용한 기본 제어 이론은 다음과 같다.

이론 1: 플랜트 $P(s)$ 가 $(N(s), D(s))$ 로 Coprime Factorization 될 때, 제어기 $C(s)$ 가 식(1)을 만족하는 $(X(s), Y(s))$ 로 Coprime Factorization된다고 하자.

$$X(s)N(s) + Y(s)D(s) = 1 \tag{1}$$

그러면 그러한 제어기 $C(s)$ 는 플랜트 $P(s)$ 를 안정화시킨다[2][3][10].

위의 이론을 이용하면 주어진 플랜트 $P(s)$ 에 대하여 안정한 제어기 $C(s)$ 를 설계할 수 있다. 광디스크 드라이브에 CF 제어를 적용한 전형적인 제어 시스템의 구성도는 그림 1과 같다. CF 제어를 설계하는 여러 가지 기법 중 본 논문에서는 상태 방정식을 이용한 설계법을 이용하고자 한다 [2][3][10]. 상태 방정식을 이용한 CF 제어기 설계를 위한 이론은 다음과 같이 주어진다.

이론 2: 플랜트 $P(s)$ 가 안정하고 검출 가능한 (Detectable) 상태 방정식 (A, B, C, E) 로 표현되어지면 극점 배치 기법을 이용하여 원하는 성능을 가지도록 피드백 게인 K 와 관측기 게인 F 를 설계할 수 있다. 이 때 플랜트 $P(s)$ 의 Right Coprime Factorization $N(s), D(s)$ 와 제어기 $C(s)$ 의 Right Coprime Factorization $X(s), Y(s)$ 는 각각 식(2), (3), (4), (5)로 표현된다 [3][10].

$$N(s) = \left[\begin{array}{c|c} A - BK & B \\ \hline C - EK & E \end{array} \right] = (C - EK)(sI - A_k)^{-1}B + E \tag{2}$$

$$D(s) = \left[\begin{array}{c|c} A - BK & B \\ \hline -K & I \end{array} \right] = -K(sI - A_k)^{-1}B + I \tag{3}$$

$$X(s) = \left[\begin{array}{c|c} A - FC & F \\ \hline -K & 0 \end{array} \right] = K(sI - A_f)^{-1}F \tag{4}$$

$$Y(s) = \left[\begin{array}{c|c} A - FC & B - FE \\ \hline -K & I \end{array} \right] = K(sI - A_f)^{-1}(B - FE) + I \tag{5}$$

여기서 $A_k = A - BK$, $A_f = A - FC$ 이고 이때 플랜트 $P(s)$ 는

다음과 같이 된다.

$$P(s) = N(s)D^{-1}(s)$$

이론 2를 이용하면 극점 배치 기법을 통해 설계된 제어기를 간단히 CF 제어기로 변형할 수 있다. 이때 제어기의 성능은 A_k 와 A_f 의 극점 배치에 영향을 받는다. 이와 같이 표기함으로써 우리는 Youla Parameterization을 이용하여 안정한 제어기 (All stabilizing Controller)를 설계할 수 있다. 이론 2에 의해 설계된 제어기 $C(s)$ 에 새로운 Youla Parameter $Q(s)$ 가 추가된 새로운 제어기 $(X(s) + Q(s)D(s), Y(s) - Q(s)N(s))$ 가 식 (6)과 같이 앞에서 설명한 이론 1을 만족함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} (X(s) + Q(s)D(s))N(s) + (Y(s) - Q(s)N(s))D(s) \\ = X(s)N(s) + Y(s)D(s) = 1 \end{aligned} \tag{6}$$

Youla Parameter $Q(s)$ 의 추가는 기존의 제어기 $(N(s), D(s))$ 의 안정도에는 영향을 미치지 않으면서도 다른 설계 사양을 만족하도록 제어기를 설계하는 것이 가능하다. 기본적인 CF 제어기에 Youla Parameter $Q(s)$ 를 추가하여 강인성과 외란 제거 성능을 갖도록 제어기 설계 기법에 대한 연구가 있었다[7]-[9].

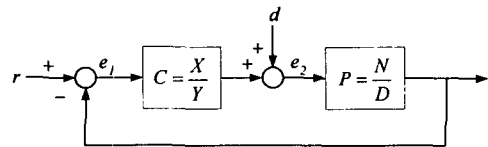


그림 1. 광디스크 드라이브의 트래킹 서보 제어기
Fig. 1 Tracking servo controller for optical disk drive.

즉, 플랜트 $P(s)$ 의 모델이 식(7)과 같이 주어질 때 식(8)과 같이 주어지는 제어기 $C(s)$ 는 Bezout Identity (1)을 만족하므로 전체 폐루프 시스템의 안정도는 변하지 않는다.

$$P(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \tag{7}$$

$$C(s) = \frac{X(s) + Q(s)D(s)}{Y(s) - Q(s)N(s)} \tag{8}$$

이때 외란 d 에서 출력 y 까지 전달 함수와 추종오차에 대한 민감도 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$G_{\phi} = \frac{P}{1 + CP} = N(Y - QN) \tag{9}$$

$$S_{r\phi} = \frac{1}{1 + CP} = (Y - QN)D \tag{10}$$

여기서 정상상태에서 외란 d 가 추종오차에 미치는 영향이 0

이 되려면 그림 2에서 외란 d 에 대한 출력과 추종 오차 e_2 가 외란이 속하는 저주파 영역에서

$$G_{dy} \square 0, S_{re1} \square 0 \quad (11)$$

와 같이 됨을 알 수 있다. 이를 동시에 만족하기 위해서는 $Y(s) - Q(s)N(s) = 0$ 이 되면 된다. 식(12)와 같은 형태로 Youla Parameter $Q(s)$ 가 주어진다. $g(s)$ 의 저주파 이득이 1인 주파수 범위 내에서는 식 (11)의 조건들을 만족함을 알 수 있다.

$$Q(s) = \frac{Y(s)}{N(s)} g(s), \quad g(0) = 1 \quad (12)$$

여기서 $g(s)$ 는 자유 파라미터이다. 이렇게 설계된 $Q(s)$ 를 추가한 제어기는 식(13)과 같이 다시 표현될 수 있으며 이때 제어시스템의 전체 구성도는 그림 2와 같다. 이렇게 기존 제어기 $C(s) = X(s)/Y(s)$ 에 $Q(s)$ 를 추가함으로써 강인성과 외란 제거 성능을 갖도록 식 (13)의 제어기를 설계할 수 있다. 다음 절에서 이에 대하여 설명한다.

$$C = \frac{X + QD}{Y - QN} = \frac{X}{Y} + \frac{g}{1 - gNY} \quad (13)$$

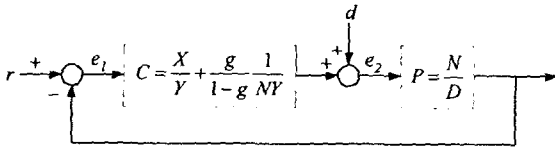


그림 2. Coprime Factorization 제어기
Fig. 2 Coprime Factorization controller

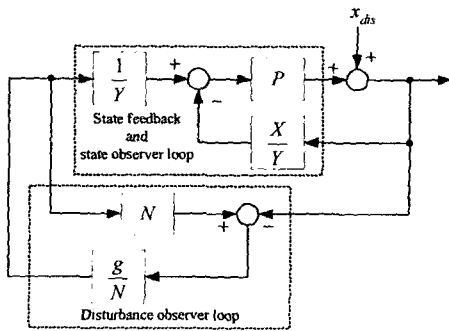


그림 3. 외란 제거 성능 검증
Fig. 3 Confirmation of disturbance rejection ability

2.2 제어기 성능 검증

그림 2에서 외란 제거 성능을 검증하기 위해서 외란 d 에서

y 출력까지 전달 함수를 구해보면 식(14)과 같다.

$$\frac{y}{d} = \frac{P}{1 + CP} = (1 - g)NY \quad (14)$$

여기서 $g(s)$ 는 $g(0) = 1$ 의 조건을 만족하도록 설계됨으로 저주파 외란이 제거됨을 알 수 있다. 구조적으로 분석해보면 그림 2는 그림 3과 같이 변형될 수 있다. 그림 3에서 외부 루프가 외란 관측기의 형태를 취하게 됨을 알 수 있다[7]-[9]. 그림 2에서 입력 외란 d 가 그림 3에서는 등가적으로 출력단으로 옮겨져 $x_{ds} = Pd$ 이다.

실제 플랜트가 식(15)와 같이 곱셈 섭동 $E(s)$ 을 가진 경우에 전체 시스템의 강인성을 검증해보자.

$$P(s) = P_n(s)(1 + E(s)) \quad (15)$$

여기서 $P_n(s)$ 는 명목 플랜트이다. 명목 플랜트로만 구성된 내부 루프는 그림 4에 주어져 있고, 그 전달 함수는 식(16)과 같다.

$$\hat{G}_m(s) = \frac{y}{u_m} = N(s) \quad (16)$$

이를 적용하여 그림 3의 구조를 그림 5와 같이 간략화 할 수 있다. 이를 수식적으로 정리 해보면 식(17), (18), (19)와 같다 [7]-[9].

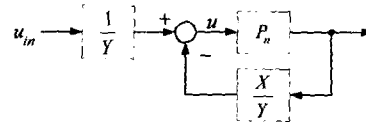


그림 4. 상태 피드백 및 상태 관측기 형태를 가진 내부 루프
Fig. 4 State feedback and state observer loop

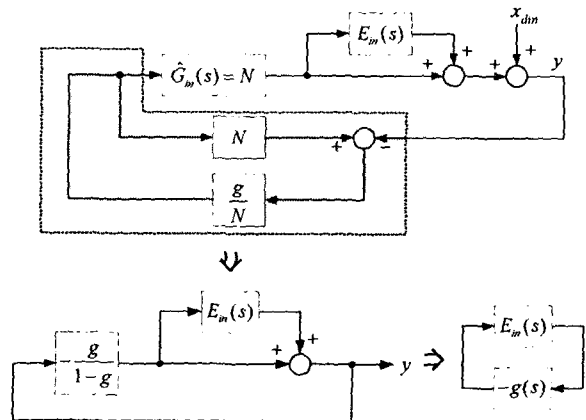


그림 5. 강인성 조건
Fig. 5 Robust stability condition

$$G_{in}(s) = \frac{N + NE}{1 + NXE} = N \frac{1 + E}{1 + NXE} = \hat{G}_{in}(s) \left(1 + \frac{E(1 - NX)}{1 + NXE} \right)$$

$$= \hat{G}_{in}(s) \left(1 + \frac{EDY}{1 + NXE} \right) = \hat{G}_{in}(s) (1 + E_{in}(s)) \quad (17)$$

$$E_{in}(s) = \frac{EDY}{1 + NXE} \quad (18)$$

$$x_{din} = \frac{DY}{1 + NXE} x_{dis} \quad (19)$$

그림 5를 통해 $g(s)$ 이 식(20)을 만족하도록 설계되면 스몰 게인 이론에 의해 CF 제어기는 곱셈 섭동에 대한 강인성을 갖는다[7]-[9].

$$\|E_{in}(s)g(s)\|_{\infty} < 1, |E_{in}(j\omega)|^{-1} \geq |g(j\omega)| \quad \forall \omega \quad (20)$$

$E_{in}(s)$ 는 식 (15)에서 구해진 $E(s)$ 를 식(18)에 적용하여 구했다. 또한 $E(s)$ 는 실제 시스템과 가까운 고차의 $P(s)$ 와 제어기 설계에 사용된 명목 플랜트 $P_n(s)$ 를 이용하여 식 (15)에서 구해진 식에 이득을 줌더 더하여 사용하였다.

2.3 $Q(s)$ 를 포함한 CF 제어기 설계

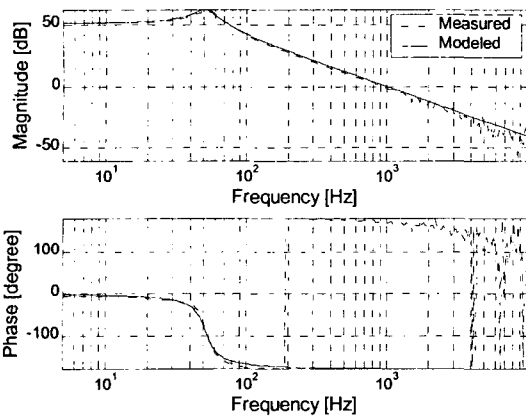


그림 6. DSA로 측정된 실제 플랜트와 명목 플랜트의 보드 선도

Fig. 6 Bode Diagram of Real Plant which is measured by DSA and Bode Diagram of Nominal Plant

실험에 쓰인 플랜트는 LG 32배속 Combi를 모델링한 것이다. 그림 6은 실제 플랜트를 DSA로 측정된 보드 선도와 명목 플랜트의 보드 선도를 보여주고 있다. 제어기 설계에 필요한 명목 플랜트를 선정하기 위해 제어 입력으로부터 트래킹 에러를 생성하는 경로인 VCM Driver/ Tracking Actuator/ RF-Amp를 전체 경로로 하여 명목 플랜트로 선정하였고, 식 (21)과 같이 정의하였다.

$$P_n(s) = \frac{K_d K_r \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (21)$$

여기서 ω_n 는 공진 주파수이고, ζ 는 감쇠비, K_d 는 Driver 이득, K_r 은 RF 이득이다. ω_n 는 326.73rad/sec, ζ 는 0.149, K_d 는 1.49×10^{-4} , K_r 은 2.5×10^6 이다.

표 1. Coprime Factorization 제어기 설계를 위한 극점
Table 1. Poles of Coprime Factorization controller

상태 피드백 극점	-7700, -7700 rad/sec
상태 관측기 극점	-8800, -8800 rad/sec
$g(s)$ 의 극점	-6900, -6900 rad/sec

CF 제어기를 설계하기 위한 상태 피드백 극점과 상태 관측기 극점 및 식(20)의 조건을 만족하도록 설계한 $g(s)$ 의 극점은 표 1과 같이 정하였다. 표 1과 같이 선정한 극점은 트래킹 제어를 하기 위해 필요한 DC게인, Crossover 주파수, Phase Margin을 만족하도록 설계한 것이다. 이렇게 설정된 피드백 게인 K와 관측기 게인 F를 식(21)으로 주어진 명목 플랜트에 적용하여 기본적인 CF 제어기를 구하면 이론 2에 의해 식 (22)과 같이 계산된다.

$$C(s) = \frac{5.553 \times 10^4 s + 1.152 \times 10^8}{s^2 + 3.291 \times 10^4 s + 4.045 \times 10^8} \quad (22)$$

그리고 표 1에 의해 설계된 $g(s)$ 는 식(23)와 같은 LPF 형태이다.

$$g(s) = \frac{g_p^2}{s^2 + 2g_p s + g_p^2} = \frac{4.761 \times 10^7}{s^2 + 13800s + 4.761 \times 10^7} \quad (23)$$

$g(s)$ 의 보드 선드는 그림 7과 같다. 그림 7에서 알 수 있듯이 $g(s)$ 가 $E_{in}^{-1}(s)$ 보다 아래에 존재하여 $g(s)$ 가 식(20)의 조건을 만족하므로, 설계된 CF 제어기가 플랜트의 곱셈 섭동에 대하여 강인성을 갖게 됨을 알 수 있다.

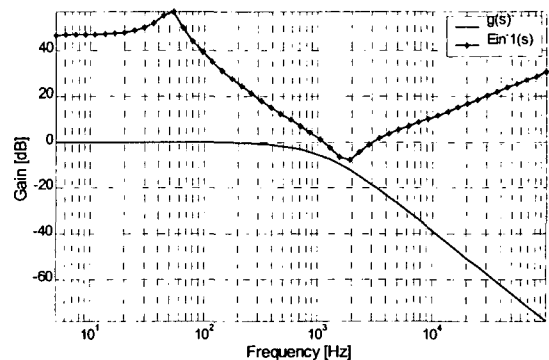


그림 7. $g(s)$ 의 주파수 응답
Fig. 7 Frequency response of $g(s)$

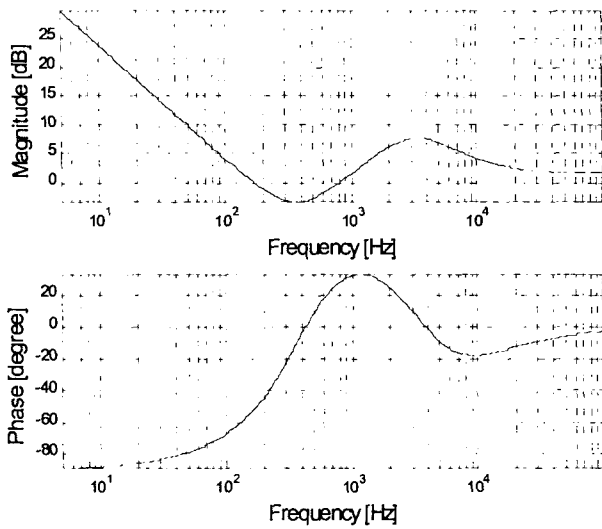


그림 8. Coprime Factorization 제어기 $C(s)$ 의 보드 선도
Fig. 8 Bode diagram of Coprime Factorization Controller

일반적으로 전달함수 관점에서 외란 관측기를 설계하는 경우에 외란의 주파수 특성과 측정 잡음의 특성을 고려하여 외란 관측기의 Q filter를 설계하게 된다.(여기서 외란관측기 설계에서 사용되는 Q filter와 CF 제어기에서의 Youla Parameter $Q(s)$ 와는 다른 것임.) 이때 Q filter의 형태와 분자 분모의 차수에 관한 연구는 [5]에 잘 정리되어 있다. 위에서 설명한 방법을 이용하면 전체 시스템의 안정도를 보장하면서 플랜트의 섭동에 대하여도 강인하고 외란을 제거할 수 있는 제어기를 체계적으로 설계할 수 있는 장점이 있다. 이렇게 설계된 $g(s)$ 로 결정되는 Youla Parameter를 적용한 최종적인 CF 제어기 $C(s)$ 는 식 (24)와 같다. 이 제어기의 보드 선도를 그림 8에 보였다. 식(22) 제어기는 상태공간에서 설계되었기 때문에 단순 위상 앞섬 보상기(Lead Compensator) 형태를 갖지만 Youla Parameterization을 통하여 최종적으로 얻은 제어기 $C(s)$ 는 위상지연 앞섬 보상기(Lag-Lead Compensator) 형태를 갖고 있으면서 저주파 영역의 외란을 제거하는 동시에 섭동에 대한 강인성도 보장을 받는 구조가 된다.

$$C(s) = \frac{n_{c,4}s^4 + n_{c,3}s^3 + n_{c,2}s^2 + n_{c,1}s + n_{c,0}}{s^4 + d_{c,3}s^3 + d_{c,2}s^2 + d_{c,1}s + d_{c,0}} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} n_{c,4} &= 1.2054, & n_{c,3} &= 9.5308 \times 10^4, \\ n_{c,2} &= 1.3730 \times 10^9, & n_{c,1} &= 4.2845 \times 10^{12}, \\ n_{c,0} &= 5.5345 \times 10^{15}, \\ d_{c,3} &= 4.6703 \times 10^4, & d_{c,2} &= 8.5853 \times 10^8, \\ d_{c,1} &= 5.5817 \times 10^{12}, & d_{c,0} &= 0 \end{aligned}$$

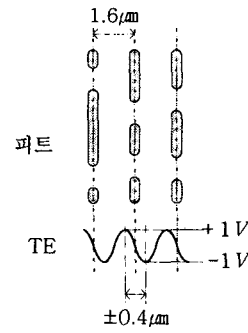


그림 9. 트래킹 에러의 발생 원리
Fig. 9 Principle of Tracking Error Occurring.

2.4 모의실험 결과

모의실험은 상용 CD-ROM 드라이브를 기준으로 하여 실행하였다. CD의 트랙 피치는 1.6 μm 이다. CD의 트래킹 에러는 광 초점이 트랙을 중심으로 트랙 폭의 1/4인 ±0.4 μm 를 움직일 때 ±1V 의 정형파가 발생한다. CD의 트래킹 에러 발생의 원리는 그림 9에 나타나 있는 것과 같다. 그리고 CD 규격에 따르면 트래킹 서보의 허용 오차는 ±70 μm 의 Run-out에 대해 최대 ±0.1 μm 로 주어져 있다. 본 모의 실험에 적용해보면 트래킹 에러가 ±0.25V 보다 작아야 함을 의미한다. 모의실험에 적용된 Radial Run-out은 진폭이 76 μm 이고 주기가 77Hz인 외란이 가해지는 것으로 가정하였다. 그리고 모의실험에 적용된 플랜트는 식(21)로 표현되는 명목 플랜트에 3차의 곱셈 섭동을 추가한 모델을 사용하였다. 그림 10은 모의실험 결과이다. 이 경우 ±0.08 μm 의 오차가 발생하였다. 이 결과는 CF 제어기가 가해진 외란과 추가된 곱셈 섭동에도 불구하고 강인하고 정밀한 제어를 함을 보여준다. 하지만 DVD나 이후에 개발될 고용량의 광디스크에 사용되기에는 트래킹 서보가 더욱 정밀해져야 함을 알 수 있다.

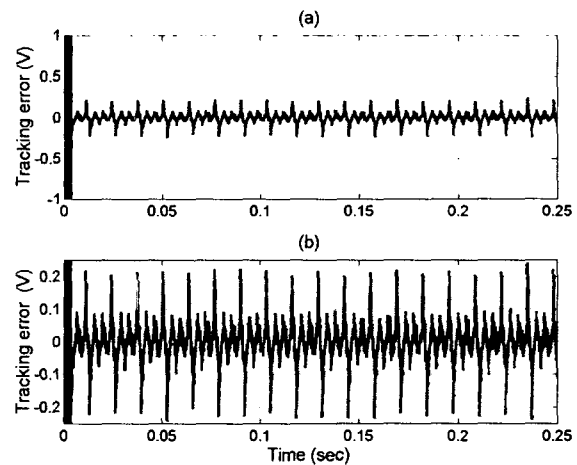


그림 10. Coprime Factorization 제어기의 모의실험 결과 (a) 트래킹 에러 (b) (a)의 트래킹 에러를 확대한 그림
Fig. 10 Simulation Results of CF controller. (a) Tracking Error, (b) Tracking error with expanded y-axis

2.5 실험 결과

LG 32배속 Combi Drive를 사용하여 실험을 하였다. 디스크 회전 속도를 모의실험과 같이 77Hz로 하여 실험하였다. 그 결과는 그림 11과 같고, 트래킹 에러 신호가 모의실험과 비슷한 $\pm 0.25V$ 이내로 들어가는 것을 확인할 수 있다. 그러므로 CF 제어기는 광디스크 드라이브에 적용할 수 있는 강한 제어기임을 실제 실험을 통해 확인할 수 있다.

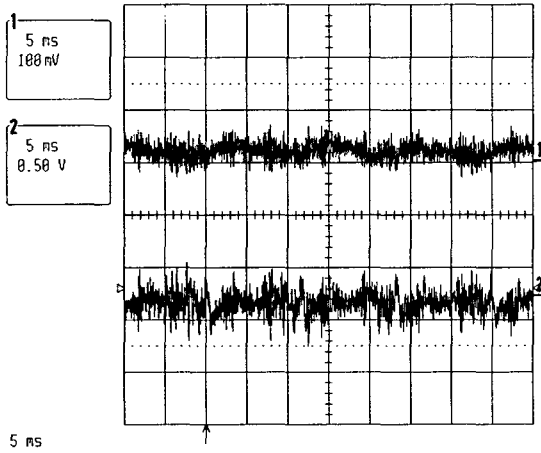


그림 11. Coprime Factorization 제어기의 실험 결과 (Ch1: 트래킹 제어 신호, Ch2: 트래킹 에러 신호)
Fig. 11 Experimental Results of CF controller. (Ch1: Tracking Control Signal, Ch2: Tracking Error Signal)

3. ZPET 제어기

3.1 ZPET 기법

ZPET 기법은 M. Tomizuka 교수가 처음 제시한 기법이다 [11]. 이 기법은 기본적으로 피드포워드 제어기에 페루프 전달 함수의 역수를 넣어줌으로써 전체 입력에서 출력까지의 게인이 1이 되도록 해주겠다는 것이다. 그래서 원하는 출력의 값을 피드포워드 제어기의 입력에 넣어주면 입력이 그대로 출력된다. 원하는 출력값을 안다면 피드포워드 제어기는 완벽한 서보를 할 수 있는 제어기가 되는 것이다. 하지만 실제로 페루프 전달 함수의 역수를 취하는 것은 불안정한 영점의 존재로 인해 구현이 불가능하다. 이 불안정한 영점의 문제를 극복하기 위해 제안되는 것이 ZPET 기법이다. 이를 응용하여 modified ZPET[12][13], optimal ZPET[14][15] 등의 다양한 기법이 제안되고 있다.

피드포워드 제어기를 포함한 전체 시스템의 구성도는 그림 12와 같다. 우선 전체 시스템의 페루프 전달 함수를 이산화한 것이 식(25)와 같이 주어졌다고 하자.

$$G_{cl}(z^{-1}) = \frac{z^{-d} B_c(z^{-1})}{A_c(z^{-1})} \quad (25)$$

여기서 z^{-d} 는 일반적으로 플랜트에 존재하는 d-step delay를

나타낸다. 원론적으로 $G_{ff}(z^{-1})$ 이 식(26)과 같다면 입력에서 출력까지의 전달 함수는 1이 된다.

$$G_{ff}(z^{-1}) = \frac{1}{G_{cl}(z^{-1})} = \frac{z^d A_c(z^{-1})}{B_c(z^{-1})} \quad (26)$$

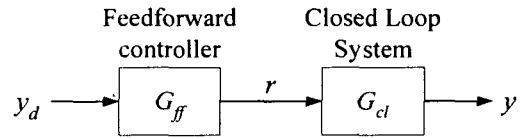


그림 12. 일반적인 ZPET 제어기
Fig. 12 General ZPET Controller

하지만 이것은 구현이 불가능하다. 왜냐하면 $B_c(z^{-1})$ 에 존재하는 불안정한 영점은 역수를 취함으로써 인해 불안정한 극점이 되고, 이는 피드포워드 제어기 $G_{ff}(z^{-1})$ 를 불안정한 시스템이 되게 하기 때문이다. ZPET 기법은 역수를 취하고자 하는 $B_c(z^{-1})$ 에 존재하는 불안정한 영점의 문제를 어떻게 해결하는지를 알아보자. $B_c(z^{-1})$ 은 안정한 영점을 가진 $B_c^+(z^{-1})$ 와 불안정한 영점을 가진 $B_c^-(z^{-1})$ 로 구분할 수 있다. $G_{cl}(z^{-1})$ 의 역수를 취하고자 할 때 $B_c^+(z^{-1})$ 는 바로 역수를 취한다. $B_c^-(z^{-1})$ 는 켈레 복소수를 곱함으로써 우선 페이즈가 0° 가 되도록 한다. 그리고 $[B_c^-(1)]^2$ 를 분모에 곱함으로써 저주파 대역에서 게인이 1이 되도록 한다. 그러므로 ZPET 기법에 의해 구현되는 피드포워드 제어기는 식(27)과 같은 형식을 가지게 된다.

$$G_{ff}(z^{-1}) = \frac{z^d A_c(z^{-1}) B_c^-(z)}{B_c^+(z^{-1}) [B_c^-(1)]^2} \quad (27)$$

이렇게 설계된 피드포워드 제어기를 적용하여 입력에서 출력까지의 전체 전달 함수를 구해보면

$$\begin{aligned} G_{total}(z^{-1}) &= G_{ff}(z^{-1}) \cdot G_{cl}(z^{-1}) \\ &= \frac{z^d A_c(z^{-1}) B_c^-(z)}{B_c^+(z^{-1}) [B_c^-(1)]^2} \cdot \frac{z^{-d} B_c(z^{-1})}{A_c(z^{-1})} \\ &= \frac{B_c^-(z) B_c^-(z^{-1})}{[B_c^-(1)]^2} \end{aligned} \quad (28)$$

이고 이것의 보드 선도를 그려보면 그림 13과 같다. 이 그림을 통해 제어하고자 하는 관심 주파수에서는 전체 전달 함수의 게인이 1이 됨을 알 수 있다.

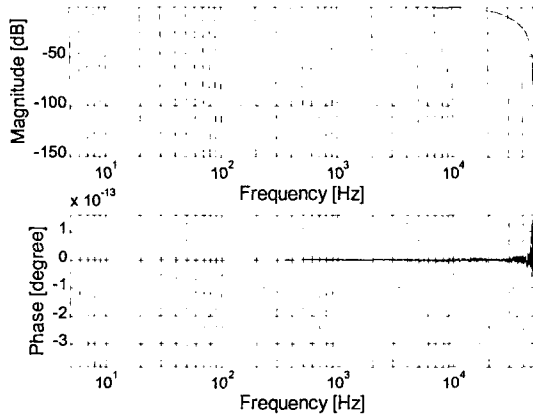


그림 13. ZPET 제어를 포함한 전체 시스템의 보드 선도
Fig. 13 Bode diagram of total system with ZPET controller

3.2 ZPET 제어기 설계

광디스크 드라이브에 적용하여 ZPET 제어기를 설계해보겠다. 명목 플랜트와 CF 제어기를 100KHz로 이산화하면 식 (29), (30)과 같다.

$$P_d(z^{-1}) = \frac{1.9742 \times 10^{-3} z^{-1} + 1.9735 \times 10^{-3} z^{-2}}{1 - 1.999z^{-1} + 0.9991z^{-2}} \quad (29)$$

$$C_d(z^{-1}) = \frac{1.205 - 3.966z^{-1} + 4.779z^{-2} - 2.480z^{-3} + 0.4609z^{-4}}{1 - 3.556z^{-1} + 4.744z^{-2} - 2.814z^{-3} + 0.6268z^{-4}} \quad (30)$$

이 수식을 이용하여 입력에서 출력까지의 전달 함수를 구하면 식(31)과 같다.

$$G_{cl}(k) = \frac{P(z^{-1})}{1 + C(z^{-1})P(z^{-1})} = \frac{z^{-1}(n_{g,0} - n_{g,1}z^{-1} + n_{g,2}z^{-2} + n_{g,3}z^{-3} - n_{g,4}z^{-4} + n_{g,5}z^{-5})}{1 - d_{g,1}z^{-1} + d_{g,2}z^{-2} - d_{g,3}z^{-3} + d_{g,4}z^{-4} - d_{g,5}z^{-5} + d_{g,6}z^{-6}} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} n_{g,0} &= 1.974 \times 10^{-3}, & n_{g,1} &= 5.047 \times 10^{-3}, \\ n_{g,2} &= 2.347 \times 10^{-3}, & n_{g,3} &= 3.806 \times 10^{-3}, \\ n_{g,4} &= 4.317 \times 10^{-3}, & n_{g,5} &= 1.237 \times 10^{-3}, \\ d_{g,1} &= 5.553, & d_{g,2} &= 12.85, & d_{g,3} &= 15.85, \\ d_{g,4} &= 11, & d_{g,5} &= 4.069, & d_{g,6} &= 0.6272 \end{aligned}$$

우선 페루프에 존재하는 delay는 1임을 알 수 있다. 안정한 영점을 가진 $B_c^+(z^{-1})$ 와 불안정한 영점을 가진 $B_c^-(z^{-1})$ 을 구해보면 식(32)와 (33)과 같다. 단, 불안정한 영점의 위치는 단위 원 위 또는 단위 원 외부이지만, 영점의 위치가 비록 단위 원 내부에 존재하더라도 음의 실수 축 위나 -1 가까이에 영점이 존재하면 시스템의 출력을 발산하게 하거나 진동하게 하는 불안정한 영점으로 간주할 수 있다[11].

$$B_c^+(z^{-1}) = 1.974 \times 10^{-3} (1 - z^{-1})(1 - 0.8711z^{-1}) (1 - 1.685z + 0.7196z^2) \quad (32)$$

$$B_c^-(z^{-1}) = 1 + 0.9997z^{-1} \quad (33)$$

이 수식들을 이용해서 ZPET 제어기를 구해보면 식 (34)와 같다.

$$\begin{aligned} G_{ff}(z^{-1}) &= \frac{zA_c(z^{-1})B_c^-(z)}{B_c^+(z^{-1})\{B_c^-(1)\}^2} \\ &= \frac{-0.996 + 2.547z^{-1} - 0.1838z^{-2} - 5.482z^{-3} + 6.93z^{-4} - 3.442z^{-5} + 0.6272z^{-6}}{0.007894z^{-1} - 0.02808z^{-2} + 0.03745z^{-3} - 0.02222z^{-4} + 0.004949z^{-5}} \quad (34) \end{aligned}$$

이러한 ZPET 피드포워드 제어기가 포함된 시스템의 구성도는 그림 14와 같다.

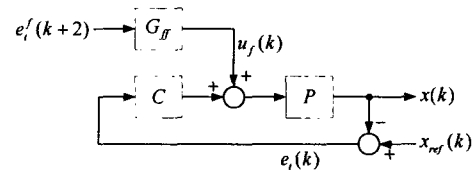


그림 14. ZPET 피드포워드 제어기
Fig. 14 ZPET feedforward controller

3.3 입력 예측 구조

설계된 피드포워드 제어를 입력 $e_i^f(k)$ 와 출력 $u_f(k)$ 의 관례로 정리해보면 식(35)와 같다[7].

$$\begin{aligned} u_f(k) &= \frac{zA_c(z^{-1})B_c^-(z)}{B_c^+(z^{-1})\{B_c^-(1)\}^2} e_i^f(k) \\ &= \left(A'_{ff}z + \frac{A_{ff}(z^{-1})}{B_{ff}(z^{-1})} \right) z e_i^f(k) \\ &= A'_{ff} e_i^f(k+2) + \frac{A_{ff}(z^{-1})}{B_{ff}(z^{-1})} e_i^f(k+1) \quad (35) \end{aligned}$$

이를 통해 알 수 있는 것은 ZPET 제어기를 구현하려면 $e_i^f(k+2)$ 를 알아야 한다는 것이다. 하지만 미래의 값을 미리 안다는 것은 불가능하다. 이를 해결하기 위해 $e_i^f(k+2)$ 를 예측하는 구조가 필요하게 된다. 입력 예측 구조를 정의하기 전에 우선 ZPET 제어기의 입력이 어떠한 정보를 가지고 있어야 하는지를 알아보자. ZPET 이론에 의하면 제어기의 입력은 추종해야 할 트래킹 값이 들어가야 한다[11][16]. 그러므로 ZPET 제어기 입력은 식(36)과 같이 정의할 수 있다.

$$e_i^f = x_{ref} \quad (36)$$

그런데 광디스크 드라이브에서는 트래킹 에러만이 측정 가능하다. 그러므로 트래킹 에러의 정보를 이용해서 피드포워드 제어기의 입력을 만들어 내야 한다.

$$e_i = x_{ref} - x \tag{37}$$

$$e_i^f = x + e_i = \frac{P}{1+CP}u_f + e_i \tag{38}$$

그러므로 결과적으로 e_i^f 는 식(38)과 같은 정보를 가지고 있어야 한다. 그런데 식(35)에서 알 수 있듯이 ZPET 제어기를 구현하려면 2샘플 전의 e_i^f 를 제어기에 입력해주어야 한다. 광디스크 드라이브는 디스크의 회전에 의해 트래킹 에러 e_i 가 발생하므로 트래킹 에러 e_i 는 회전 주기에 따라 주기적으로 발생한다. 그러므로 식(38)에서 알 수 있듯이 피드포워드 제어기의 입력 e_i^f 도 주기적으로 발생한다. 한 주기의 e_i^f 를 메모리에 저장한다면 한 주기 이후에는 메모리 값을 이용하여 $e_i^f(k+2)$ 을 예측해낼 수 있다. 이를 위한 메모리 구조는 그림 15와 같고 메모리 개수는 식(39)와 같이 구할 수 있다.

$$n = \frac{f_s}{f_r} \tag{39}$$

여기서 f_s 는 샘플링 주파수(Hz)이고 f_r 은 디스크의 회전 주파수(Hz)이다. 최종적으로 입력 예측 구조는 그림 16과 같은 형태가 된다[7]-[9].

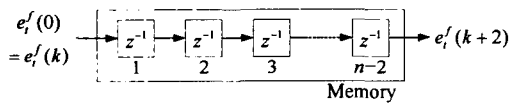


그림 15. 입력 예측을 위한 메모리 구조
Fig. 15 Memory structure for input prediction

그런데 이러한 피드포워드 제어기 구조는 ZPET 제어기에 전체 페루프의 전달 함수와 메모리까지 포함하는 방대한 구조이다. 이는 실제 구현에 있어 많은 비용 부담으로 나타날 것이다. 이러한 실용적인 문제를 위해 본 논문에서는 크기를 상당히 줄이면서도 성능은 비슷한 새로운 입력 예측 구조를 제안하고자 한다. ZPET 이론에 의하여 식(35)는 식(40)과 같이 표현할 수 있다.

$$u_f = \frac{zA(z^{-1})B^-(z^{-1})}{B^+(z^{-1})[B^-(1)]^2}e_i^f(k) \approx \frac{1+C(z^{-1})P(z^{-1})}{P(z^{-1})}e_i^f(k) \tag{40}$$

이를 식(38)에 적용하여 $e_i^f(k+2)$ 를 다시 정의해보면 식(41)

과 같이 간략화할 수 있다.

$$e_i^f(k+2) = \frac{P}{1+CP}u_f(k) + e_i(k) \approx e_i^f(k) + e_i(k) \tag{41}$$

이로서 새롭게 제안되는 입력 예측 구조는 그림 17과 같은 형태가 된다. 이 구조는 기존 구조와 비교해 본다면 페루프 전달 함수가 빠진 것으로서 구조가 훨씬 간략화 되었음을 알 수 있다.

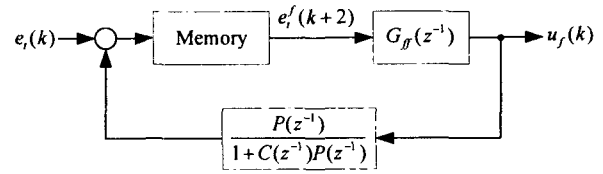


그림 16. 기존의 입력 예측 구조
Fig. 16 Previous input prediction structure

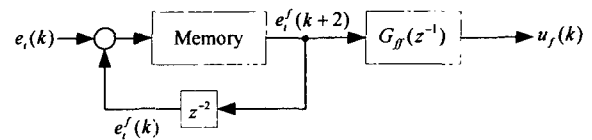


그림 17. 간략화된 입력 예측 구조
Fig. 17 New and simple input prediction structure

3.4 모의실험 결과

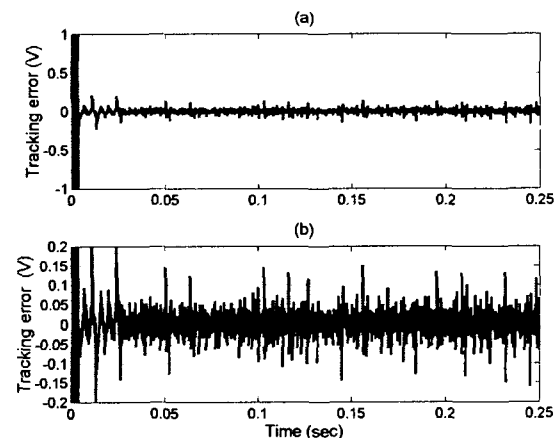


그림 18. 기존의 구조를 적용한 ZPET 제어기의 모의실험 결과 (a) 트래킹 에러 (b) (a)의 트래킹 에러를 확대한 그림
Fig. 18 (a)Simulation results of ZPET controller using the previous input prediction method (b)Tracking error with expanded y-axis

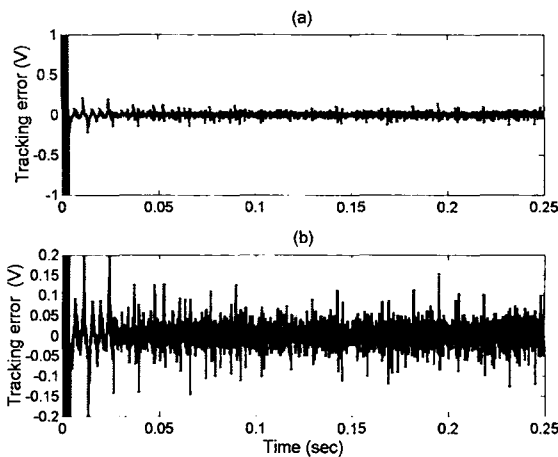


그림 19. 제안된 입력 예측 구조를 적용한 ZPET 제어기의 모의실험 결과 (a) 트래킹 에러 (b) (a)의 트래킹 에러를 확대한 그림

Fig. 19 (a) Simulation results of ZPET controller using the new and simple input prediction method (b) Tracking error with expanded y-axis.

설계한 ZPET 제어기의 성능을 검증하기 위해 모의실험을 수행하였다. 적용한 모의실험 환경은 CF 제어기 모의실험과 동일하고 적용한 Radial Run-out도 동일하게 $\pm 76\mu\text{m}$, 77Hz이다. 기존의 입력 예측 구조를 적용하여 설계한 ZPET 제어기의 모의실험 결과는 그림 18에 주어져 있다. 오차값을 보면 트래킹 에러가 약 $\pm 0.04\mu\text{m}$ 가 발생함을 볼 수 있다. 이 결과는 피드백 제어기인 CF 제어기만으로 모의실험을 수행한 결과 보다 약 2배정도 성능이 향상된 것이다. 이를 기준으로 볼 때 ZPET 제어기는 충분히 정밀한 제어기임을 알 수 있다. 간략화된 입력 예측 구조를 적용한 ZPET 제어기를 적용하여 모의실험을 실행하였다. 그 결과는 그림 19에 주어져 있다. 이는 기존의 입력 구조를 적용한 제어기와 거의 동일한 결과를 보이고 있다. 그러므로 새로이 제안된 입력 예측 구조는 기존의 입력 예측 구조만큼 유용한 성능을 보장하면서 구조는 간략화 되었으므로 비용 절감의 효과가 있다.

3.5 실험 결과

앞에서 수행한 모의실험을 바탕으로 실험을 수행하였다. 그림 20은 기존의 입력 예측 구조를 사용한 ZPET 제어기의 실제 실험 결과이다. 그림 20에서 트래킹 에러의 크기가 모의 실험 결과와 비슷한 $\pm 0.12V$ 이다. 이 결과는 피드백 제어기인 CF 제어기만으로 실험을 수행한 결과 보다 약 2배정도 성능이 향상된 것이다. 그림 21은 본 논문에서 제안한 입력 예측 구조를 사용한 ZPET 제어기의 실험 결과이다. 그림 20과, 그림 21에서 알 수 있듯이 새로이 제안한 입력 예측 구조를 사용하더라도 기존의 입력 예측 구조를 사용한 제어기와 거의 동일한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 그러므로 새로 제안한 입력 예측 구조가 실제로 구현 가능함을 검증하였고, 적은 비용으로 동일한 성능을 낼 수 있음을 확인하였다.

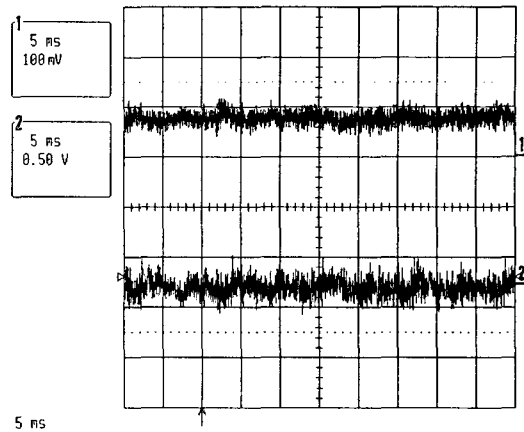


그림 20. 기존의 구조를 적용한 ZPET 제어기의 실험 결과 (Ch1: 트래킹 제어 신호, Ch2: 트래킹 에러 신호)

Fig. 20 Experimental results of ZPET controller using the previous input prediction method. (Ch1: Tracking Control Signal, Ch2: Tracking Error Signal)

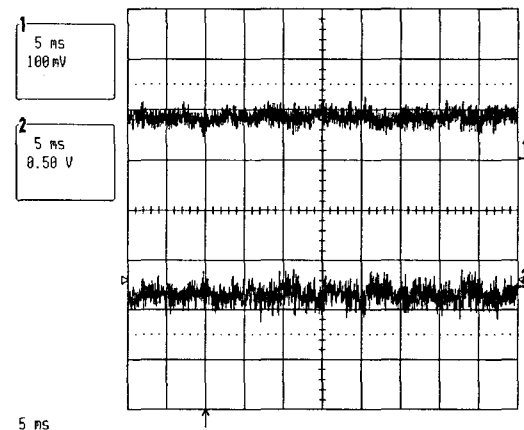


그림 21. 제안된 입력 예측 구조를 적용한 ZPET 제어기의 실험 결과 (Ch1: 트래킹 제어 신호, Ch2: 트래킹 에러 신호)

Fig. 21 Experimental results of ZPET controller using the new and simple input prediction method. (Ch1: Tracking Control Signal, Ch2: Tracking Error Signal)

4. 결론

본 논문에서는 광디스크 드라이브 서보 시스템을 위한 강인 제어기 설계에 관하여 고찰하였다. 주기적 외란이 존재할 때 트래킹 오차를 줄이기 위해 2 자유도 설계 기법을 적용하였다. 2 자유도 제어기에 있어서 피드백 제어기는 Coprime Factorization 기법을 이용한 제어기를 적용하였고 2 자유도 제어기에 있어 피드포워드 제어기는 ZPET 기법을 적용하여 설계하였다. 기존의 피드포워드에 ZPET 제어기를 이용한 제어 방식 보다 연산시간이 단축되는 제어 알고리즘을 제안하였다. 제안된 방식은 모의실험과 실험을 통하여 성능을 검증하였다.

참 고 문 헌

[1] INSIC Optical Data Storage Roadmap, Information Storage Industry Consortium, Version 2.3, March 20, 2003.

[2] J. C. Doyle, B. Francis, A. Tannenbaum, Feedback Control Theory, Macmillan Publishing Co., 1990.

[3] K. Zhou, J. C. Doyle, Essentials of Robust Control, International, Inc., 1998.

[4] K. Ohnishi, "A new servo method in mechatronics", Trans. Jpn. Soc. Elect. Eng., vol. 107-D, pp. 83-86, 1987.

[5] S. M. Shahruz, "Performance enhancement of a class of nonlinear systems by disturbance observers", IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, vol. 5, pp. 319-323, Sep. 2000.

[6] Youngjin Choi, Kwangjin Yang, Wan Kyun Chung, Hong Rok Kim, Il Hong Suh, "On the robustness and performance of disturbance observers for second-order systems", Automatic Control, IEEE Trans. on, vol. 48, 2, pp. 315-320, Feb. 2003.

[7] K. Arai, H. Okumura, H. Tokumaru, and K. Ohishi, "Improvement of Performance of Tracking Servo System for an Optical Disk Drive", Jpn. J. Appl. Phys., vol. 39, pp. 855-861, Part 1, No. 2B, Feb. 2000.

[8] K. Ohishi, Y. Hayakawa, H. Yanagisawa, D. Koide and H. Tokumaru, "Robust Feedforward Tracking Following Control System for an Optical Disk", Proc. of IEEE/IES, 2002, pp. 57-62, 2002.

[9] K. Ohishi, Y. Hayakawa, H. Yanagisawa, D. Koide and H. Tokumaru, "Robust feedforward Tracking Following Control System for an Optical Disk Drive System", of ACC, pp. 4329-4334, Jun. 2003.

[10] K. Morris, Introduction to Feedback Control, Press, 2001.

[11] M. Tomizuka, "Zero Phase Error Tracking Algorithm Digital Control", ASME Journal of Dynamic Meas. and Control, vol. 109, pp. 6-10, 1987.

[12] B. Haack, M. Tomizuka, "The Effect of Adding Zeros to Feedforward Controllers", ASME, Journal of Dynamic Systems, Meas. and Control, vol. 113, pp. 6-10, 1991.

[13] D. Torfs, J. De Schutter, "Extended bandwidth zero phase error tracking control of nonminimum phase system", ASME, Journal of Dynamic Systems, Meas. and Control, vol. 114, pp. 347-351, 1992.

[14] Y. Funahashi, M. Yamada, "Zero phase error tracking controllers with optimal gain characteristics", ASME, Journal of Dynamic Systems, Meas. and Control, vol. 115, pp. 311-318, 1993.

[15] D. Torfs, J. De Schutter, "Optimal feed-forward prefilter with frequency domain specification for nonminimum phase systems", ASME, Journal of

Dynamic Systems, Meas. and Control, vol. 118, pp. 791-795, 1996.

[16] M. Tomizuka, "Model Based Prediction, Preview and Robust Controls in Motion Control Systems", Proc. of AMC '96, vol. 1, pp. 1-6, 1996.

저 자 소 개



박 범 호(朴 範 鎭)

1974년 6월 4일생. 2002년 한양대학교 전자전기공학부 졸업(공학사). 2004년 동 대학원 졸업(공학석사). 2004년~현재 LG전자 DM연구소 연구원.
Tel : 011-9860-6266
Fax : 02-526-4674
E-mail : laus_deo@lge.com



정 정 주(鄭 正 周)

1958년 9월 5일생. 1981년 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1983년 동 대학원 졸업(공학석사). 1983년~1985년 LG전자 중앙연구소 주임연구원. 1985년~1987년 한국 IBM 국제구매 사무서 구매 및 품질 보증 엔지니어. 1993년 University of Southern California 졸업(Ph. D.). 1994년~1997년 삼성종합기술원 정밀기계 연구실 수석 연구원. 1997년~2002년 한양대학교 전자전기 공학부 조교수. 2002년~현재 한양대학교 전자전기컴퓨터 공학부 부교수.
Tel : 02-2290-1724
Fax : 02-2281-9912
E-mail : cchung@hanyang.ac.kr



백 종 식(白 種 植)

1997년 6월 24일생. 2003년 한양대학교 전자전기 공학부 졸업(공학사). 2003년~현재 동 대학원 석사 과정
Tel : 02-2298-5307
Fax : 02-2281-9912
E-mail : shik96@yahoo.co.kr