

# 광디스크 드라이브 시스템을 위한 비선형 Anti-shock 제어기 설계

## Anti-shock Controller Design for Optical Disk Drive Systems with a Nonlinear Controller

백 종 식, 정 정 주\*

(Jong-Shik Baek and Chung Choo Chung)

**Abstract :** This paper presents a nonlinear controller design for optical disk drive systems to improve anti-shock performance. The nonlinear anti-shock controller is added parallel to the original linear servo control loop. In the previous work, a dead-zone nonlinear element is used for the nonlinear controller and a PID control method is used for the linear controller. Although this parallel structure of the controller improves anti-shock performance, it has a narrow stability bound. In this paper, the dead-zone with saturation nonlinear element is proposed for the nonlinear controller. Since this nonlinear element improves stability margin, we can use higher slope gain of dead-zone than that of nonlinear controller using dead-zone only. In the linear controller design, it is shown that the lead-lag control has an improved stability margin over PID control. Numerical simulation results and experimental results show that the proposed method can get better performance to the external shock than previously proposed methods.

**Keywords :** optical disk drive, anti-shock, nonlinear control, describing function, limit cycle criterion

### I. 서론

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 하고, 고밀도 용량의 디스크가 요구된다. 따라서 고속으로 회전하는 고밀도 디스크의 서보를 위해서는 서보 시스템의 위치 제어정밀도가 더욱 향상되어야 한다. 광디스크 시스템에서 제어를 방해하는 요소로는 크게 주기적인 외란과, 비주기적인 외란으로 나눌 수 있다. 먼저, 주기적인 외란은 광디스크의 회전 중심과 광디스크의 트랙 중심이 일치하지 않아서 생기는 편심에 의해 주기적으로 발생한다. 주기적인 외란의 경우 디스크 회전 속도가 빨라짐에 따라 외란의 주파수 대역도 높아진다. 그러므로 디스크의 회전 속도가 높은 시스템일수록 더욱 강인한 서보 시스템의 설계가 요구된다. 이러한 주기적인 외란 제거를 위해 외란판축기(DOB), repetitive control, learning feedforward control, output regulator와 같은 연구가 진행 되어왔다[2-7]. 그러나 이러한 연구들은 편심에 의한 주기적인 외란에 대해서는 좋은 성능을 나타내지만 surface defects, external shock과 같은 비주기적인 외란은 효과적으로 제거하지 못한다[8-10].

비주기적인 외란은 크게 surface defects와 external shock로 나누어 진다. surface defects는 디스크 표면에 존재하는 scratch, 지문, 면지 등을 말한다. Surface defects는 디스크 표면에서 반사되어 들어오는 트래킹 에러 신호를 왜곡시켜서 잘못된 에러 정보를 얻게 하므로 정밀한 제어를 어렵게 한다[11]. surface defects에 의해 발생하는 트래킹 에러는 추종하지 말아

야 할 왜곡된 에러이다. 그러므로 시스템의 폐루프 대역폭을 낮춰서, 광 꾹업이 왜곡된 에러를 추종하지 않도록 하는 연구가 있었다[12]. 또 다른 연구로 광 꾹업이 surface defects를 지날 때에도 정확한 트래킹 에러 정보를 추정하는 연구가 있었다[13,14]. 이 연구에서는 estimator를 사용하여 정확한 트래킹 에러 정보를 추정하는 방법을 사용하였다. 또 하나의 비주기적인 외란인 external shock는 휴대용 광디스크 드라이브나 차량용 광디스크 드라이브 시스템에서 빈번히 발생하는 외란이다. shock와 같은 비주기적이고 비반복적인 외란이 시스템에 가해지는 경우, 광 꾹업이 추종하고 있는 트랙을 놓치지 않고 계속 트래킹 할 수 있는 강인성이 광디스크 시스템의 중요한 성능 지표가 된다. surface defects와 달리 shock에 의해 발생한 트래킹 에러는 추종해야 할 에러이므로 시스템의 폐루프 대역폭을 높여서 외란에 의한 에러를 잘 추종하도록 해야 한다. 그러나 폐루프 대역폭을 높이면 shock 대응력은 증가하지만 오히려 surface defects를 추종할 수 있으므로 폐루프 대역폭만 고려한 제어기 설계는 적절하지 않다[12,13]. 이러한 시스템 외부에서 발생하는 shock에 강인한 제어기를 설계하기 위해 여러 가지 연구가 있었는데, observer based sliding mode 제어기를 사용해 shock와 같은 외란에 강인한 제어기를 설계하는 연구가 있었다[9]. 그리고 피드백 제어기로 coprime factorization을 사용하고 피드포워드 제어기로 ZPET를 사용해 주기적인 외란을 제거하면서, sudden disturbance observer를 사용하여 shock와 같은 외란을 제거하는 연구가 있었다[10].

그러나 이러한 연구들[9,10]은 shock 대응 성능은 개선하였지만 구조가 복잡한 단점이 있다. 최근에 나온 anti-shock 제어기 설계 방법 중 구조가 간단하면서 성능이 좋은 연구가 있었는데, 선형 피드백 제어기와 비선형 제어기를 병렬로 연결하는 구조를 이용하여 shock의 영향을 제거하였다[8]. 이 연구에서는, 주기적인 외란은 PID로 설계한 선형 제어기로 제

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2005. 1. 15., 채택확정 : 2005. 6. 20.

백종식 : LG전자 DS연구소 DSS그룹(shik96@yahoo.co.kr)

정정주 : 한양대학교 전기제어생체공학부(chung@hanyang.ac.kr)

※ 본 연구의 실험 방법에 대해 조언해 주신 삼성중합기술원 Storage Lab 김철순 전문연구원께 감사 드립니다.

거하면서, 비주기적 외란인 shock는 dead-zone을 사용한 비선형 제어기로 제거하여 shock 제거 성능을 향상시켰다. 그러나 시스템의 안정도 측면이나 shock 대응 성능 측면에서 한계점이 존재한다. 그러므로 본 논문에서는 기존연구[8]에서처럼 선형 제어기와 비선형 제어기를 병렬로 연결하는 구조를 사용하면서, 비선형 제어기로 dead-zone과 saturation을 같이 사용하여 안정도 여유를 개선한다. 또한, 선형 제어기로 기존 연구의 PID 대신 lead-lag 형태의 제어기를 사용하여 시스템의 안정도 측면이나 shock 대응 성능 측면에서 향상된 강인한 제어기를 설계한다. 또한 모의실험과 실험을 통해 본 논문에서 제안한 방법이 기존연구[8]보다 성능이 개선됨을 검증한다.

본 논문의 2장 1절에서는 주된 제어 대상인 shock의 특성에 대해 살펴보고, 2장 2절에서는 anti-shock 제어기를 설계한다. 3장 1절에서는 설계된 제어기의 안정도를 비선형 제어기의 종류에 따라 분석하고, 3장 2절에서는 선형제어기를 PID 대신 lead-lag 형태로 설계하는 것이 안정도 측면이나 shock 대응 성능 면에서 유리함을 보인다. 4장 1절에서는 컴퓨터 모의실험 결과를 보여준다. 4장 2절에서는 anti-shock 실험 환경에 대해 알아보고, 4장 3절에서는 실험결과를 보인다. 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

## II. Anti-shock 제어기 설계

### 1. Shock의 특성

Anti-shock 제어기의 궁극적인 목적은 optical disk drive를 사용하는 동안 발생할 수 있는 shock에 대해서 면역성을 가지는 것이다. shock에 대해 면역성을 가진다는 것은 외부의 충격에 의해 시스템에 shock가 가해지더라도 광 피업이 추종하고 있는 트랙을 놓치지 않고 계속 트래킹 할 수 있다는 것을 말한다. 이러한 shock의 영향을 알아보기 위해 본 논문에서는 그림 1과 같이 shock를 정의하였다. 기존의 연구[8]에서는 IEC60068 표준을 따라 3msec 동안 5g의 최대 가속도를 가지는 반사인파 형태로 shock를 정의하였다. 그러나, 본 논문에서는 그림 1에서 알 수 있듯이 3msec 동안 15g의 더 큰 최대 가속도를 가지는 반사인파 형태로 shock를 정의 하였다. 이러한 shock는 디스크의 편심에 의해 발생하는 주기적인 외란과는 달리 비주기적이고 반복적이지 않는 특성을 가지고 있다. 시스템에 가해지는 shock의 방향은 광디스크의 반지름 방향으로 가해지며, 이는 광디스크 드라이브 시스템의 트래킹 제어를 방해하는 요소로 작용하게 된다.

### 2. Anti-shock 제어기

그림 2는 광디스크 드라이브 시스템에서 트래킹 제어 루프에 대한 전체 블록도를 나타내고 있고, 선형 피드백 제어기에 병렬로 비선형 제어기를 추가하는 구조를 사용하였다. 기존의 anti-shock 제어기 연구에서는 그림 2와 같이, 비선형 제어기로 그림 3과 같은 dead-zone을 사용하고, 선형 제어기로 PID제어기를 사용해서 shock에 대한 면역성을 가지도록 하는 연구가 있었다[8]. 그림 2에서  $P(j\omega)$ 는 VCM driver/tracking actuator/ RF-Amp를 전체 경로로 하는 plant 의 전달함수를 나타내고 있다. 그리고 선형 제어기  $C(j\omega)$ 는 광디스크에 편심이 존재할 때 트래킹 에러가 원하는 수준 이하가 되도록 하는 역할을 수행한다. 선형 제어기  $C(j\omega)$ 는 일반

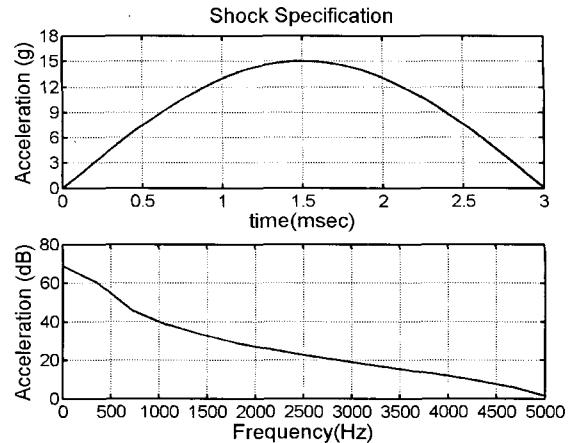


그림 1. Shock의 특성.

Fig. 1. Specification of shock.

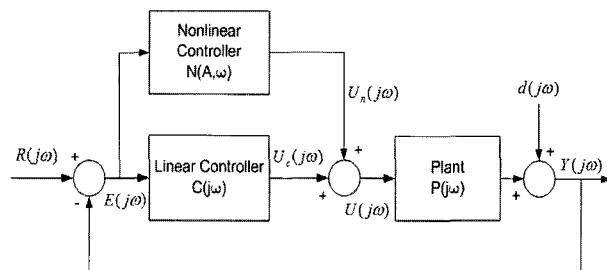


그림 2. 트래킹 제어 루프의 전체 블록도.

Fig. 2. Block diagram of tracking control loop.

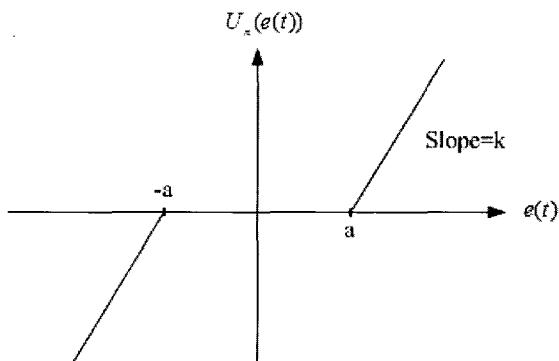


그림 3. Dead-zone의 특성.

Fig. 3. Characteristics of dead-zone.

적으로 PID 제어기 또는 lead-lag 제어기 형태로 구현된다. 이러한 형태의 선형 제어기  $C(j\omega)$ 는 트래킹 에러를 원하는 수준 이하로 하는 역할에는 무리가 없지만, shock와 같은 특정한 형태의 외란에 대해서는 일반적인 제어기 만으로는 원하는 성능을 얻기가 힘들다. 특히 디스크의 반지름 방향으로 들어오는 shock는 광디스크 시스템에서 트래킹 제어를 하는 데 매우 민감하게 반응하므로 보다 강인한 제어기가 필요하다. 기존의 연구에서는 비선형 제어기로 dead-zone을 사용하고, 선형 제어기로 PID 제어기를 사용하여 shock에 강인한 제어기를 설계하였지만 시스템의 안정도 측면이나 shock 대응 성능 측면에서 한계점이 있다. 그러므로 본 논문에서는 비선

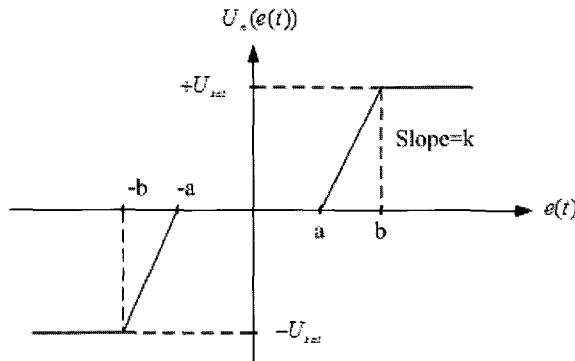


그림 4. Dead-zone with saturation의 특성.

Fig. 4. Characteristics of dead-zone with saturation.

형 제어기로 그림 4와 같은 dead-zone with saturation을 사용하고, 선형 제어기로 lead-lag 형태의 제어기를 사용해서, 시스템의 안정도 측면이나 shock 대응 성능 측면에서 보다 개선된 성능을 가지는 제어기를 설계해 보겠다.

$$U_n(e(t)) = \begin{cases} 0 & \text{for } |e(t)| \leq a, \\ k(e(t) - a) & \text{for } a < |e(t)| < b, \\ U_{sat} & \text{for } b \leq e(t), \\ -U_{sat} & \text{for } e(t) \leq -b \end{cases} \quad (1)$$

본 논문에서는 그림 4와 같이 dead-zone과 saturation을 같이 사용하는 형태의 비선형 제어기를 제안한다. 그림 4와 같은 비선형 제어기의 특성을 식으로 나타내면 (1)과 같다. (1)에서  $a$ 는 dead-zone의 경계값을 나타내며,  $k$ 는 slope gain을 나타낸다. 그리고 기존의 연구에서 사용한 dead-zone과 달리  $k(e(t) - a)$  값이  $U_{sat}$ 보다 크게 되면 더 이상 비선형 제어기의 출력이 증가하지 않고  $U_{sat}$  값으로 고정된 출력 값을 갖게 된다. 비선형 제어기로 들어오는 트래킹 에러가 dead-zone의 경계값  $a$  보다 작은 일반적인 경우에는 비선형 제어기가 트래킹 제어 성능에 어떠한 영향도 주지 않는다. 그러나 외부의 shock가 시스템에 가해질 경우, 트래킹 에러가 dead-zone의 경계값  $a$  보다 크게 되면 비선형 제어기가 동작을 시작하게 된다. 비선형 제어기의 제어 출력은 경계값  $a$ 를 넘는 에러에 대해 이득  $k$ 가 곱해져서 출력된다. 또한, 외부의 shock가 매우 커서  $k(e(t) - a)$  값이  $U_{sat}$  보다 크게 되면 비선형 제어기의 출력이 saturation 값으로 고정되어 출력된다. 이 비선형 제어기의 제어 출력이 선형 제어기의 제어 출력과 더해져서 플랜트로 입력 되므로, 트래킹 에러를 보다 빨리 원하는 레벨 이내로 들어가게 할 수 있다. 반면, 이러한 비선형 제어기의 단점은 dead-zone의 이득  $k$ 가 클수록 shock에 대한 대응력은 증가하지만, 너무 큰 이득을 사용하게 되면 시스템을 오히려 불안정하게 할 수 있다는 것이다. 그러나, 비선형 제어기 설계에 있어서 기존 연구와 달리 dead-zone과 saturation을 같이 사용하면, 다음절에서 살펴 보겠지만 시스템의 안정도와 shock 대응 성능 측면에서 유리한 면이 있다. 또한 실제로 디지털 제어를 수행할 때 D/A 컨버터 출력 범위가 제한되어 있다는 사실이 비선형 제어기 설계에 반영되어 있다. 위에서 언급한 비선형 제어기  $N(A, \omega)$ 를 선형 제

여기  $C(j\omega)$  와 병렬로 연결한 구조의 동작을 식으로 표현하면 (2)와 같다.

$$U(t) = \begin{cases} U_c(t) & \text{for } |e(t)| \leq a, \\ U_c(t) + k(e(t) - a) & \text{for } a < |e(t)| < b, \\ U_c(t) + U_{sat} & \text{for } b \leq e(t), \\ U_c(t) - U_{sat} & \text{for } e(t) \leq -b \end{cases} \quad (2)$$

### III. 안정도 분석

#### 1. 비선형 제어기 종류에 따른 안정도 분석

이번 절에서는 이 논문에서 제안하는 비선형 제어기 사용 시 시스템 안정도와, 시스템의 shock 대응 성능에 대하여 분석하도록 한다. 비선형 제어기의 주파수 응답 함수를 유도하기 위해 describing function analysis를 사용하였고, 이를 이용하여 시스템의 안정도를 분석하기 위해 limit cycle criterion과 circle criterion analysis를 사용하였다[15]. 비선형 제어기의 설계 시 기존에 제안된 방식[8]과 본 논문에서 제안한 방식을 시스템 안정도 측면과 shock 대응 성능 측면에서 비교 분석하여, 본 논문에서 제안하는 방식이 유리함을 보일 것이다.

Describing function method에 따르면, 비선형 요소에 사인파 형태의 입력이 들어갔을 때 나오는 출력은 제1 고조파뿐 아니라 보다 높은 주파수 성분도 내포하고 있다. 그 뒤에 직렬로 연결된 선형 성분이 low-pass 성질을 가지고 있다면 비선형 요소에서 출력된 신호의 제1 고조파 이외의 높은 주파수 성분은 무시할 수 있다[15]. 광디스크 드라이브 시스템의 경우, 그림 2에서 플랜트  $P(j\omega)$ 가 low-pass 형태의 주파수 응답을 나타내므로 describing function method를 광디스크 드라이브 시스템에 적용할 수 있다. 그러므로 dead-zone만 사용한 비선형 제어기의 describing function을 (3)과 같이 나타낼 수 있고, dead-zone과 saturation을 같이 사용한 비선형 제어기의 describing function을 (4)와 같이 나타낼 수 있다[15, 16]. (3), (4)에서  $A$ 는 비선형 제어기로 들어가는 에러 신호의 크기를 나타낸다. 일반적으로 비선형 제어기의 describing function  $N(A, \omega)$ 는 입력 신호 진폭  $A$ 와, 주파수  $\omega$ 의 함수로 정의할 수 있다. 그러나 (3), (4)의 경우 입력 신호 진폭  $A$  만의 함수로, 주파수 독립적인 describing function인  $N(A)$ 임을 알 수 있다.

$$N(A) = \begin{cases} 0 & \text{for } A \leq a, \\ \frac{2k}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} - \sin^{-1}\left(\frac{a}{A}\right) - \frac{a}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{a}{A}\right)^2} \right] & \text{for } a < A \end{cases} \quad (3)$$

$$N(A) = \begin{cases} 0 & \text{for } A \leq a, \\ \frac{2k}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} - \sin^{-1}\left(\frac{a}{A}\right) - \frac{a}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{a}{A}\right)^2} \right] & \text{for } a < A < b, \\ \frac{2k}{\pi} \left[ \sin^{-1}\left(\frac{b}{A}\right) - \sin^{-1}\left(\frac{a}{A}\right) \right] + \frac{b}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{b}{A}\right)^2} - \frac{a}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{a}{A}\right)^2} & \text{for } b \leq A \end{cases} \quad (4)$$

그림 2에서 R에서 Y까지 전체 시스템의 폐루프 전달함수를 구해보면 (5)와 같다.

$$\frac{Y(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{[N(A) + C(j\omega)]P(j\omega)}{1 + [N(A) + C(j\omega)]P(j\omega)} \quad (5)$$

그러므로 이 시스템의 특성 방정식은 (6)과 같다.

$$1 + [N(A) + C(j\omega)]P(j\omega) = 0 \quad (6)$$

여기서  $H(j\omega) = \frac{P(j\omega)}{1 + C(j\omega)P(j\omega)}$ 로 정의할 때, (6)을 다시 쓰면 (7)과 같다.

$$H(j\omega) = -\frac{1}{N(A)} \quad (7)$$

(7)에서, 좌변  $H(j\omega)$  와 우변  $-1/N(A)$  의 궤적을 복소평면 위에 그렸을 때, 서로 만나는 점이 존재할 경우, limit cycle criterion에 의해 그 점에서 unstable한 limit cycle이 존재 할 수 있다[15]. (3), (4)의 경우 복소평면 위에서  $-1/N(A)$ 의 궤적은 음의 실수 축 위를 움직인다. 그러므로  $H(j\omega)$  와  $-1/N(A)$  가 만나는 점이 발생하면 시스템이 불안정해 점을 알 수 있다. 그림 5는 비선형 제어기에 들어가는 입력신호 진폭  $A$ 가 커짐에 따라  $-1/N(A)$  값의 변화를 나타낸 것이다. 그림 5에서 알 수 있듯이 같은 k값 15.39를 사용했을 때, dead-zone만 사용한 경우  $-1/N(A)$ 의 궤적이  $-\infty$ 에서  $-1/k=-0.032$ 로 원점에 아주 가까운 위치까지 접근한다. 그러나 dead-zone with saturation의 경우  $-1/N(A)$ 의 궤적이  $-\infty$ 에서 -0.181까지만 원점으로 가까워졌다가 다시  $-\infty$ 로 멀어진다. 그러므로 dead-zone과 saturation을 같이 사용할 경우, dead-zone만 사용한 경우 보다  $-1/N(A)$ 의 궤적이 원점과의 거리가 훨씬 멀다. 그러므로  $-1/N(A)$ 의 궤적이  $H(j\omega)$ 의 궤적과 접할 가능성이 감소하여 시스템이 unstable 해질 가능성이 현저히 감소한다고 볼 수 있다. 그러므로 dead-zone과 saturation을 같이 사용할 경우, dead-zone만 사용한 경우 보다 안정도를 보장하면서 dead-zone만 사용한 경우 보다 성능이 좋은 비선형 제어기를 설계할 수 있다. 성능에 대한 분석은 3장 2절에서 살펴보도록 하겠다.

## 2. 선형제어기 종류에 따른 안정도 분석

그림 2에서 선형 제어기  $C(j\omega)$ 는 광디스크에 편심이 존재할 때 트래킹 에러가 원하는 레벨 이하가 되도록 하는 역할을 한다. 이러한 선형 제어기  $C(j\omega)$ 를 설계하는 방법에 따라, 비선형 제어기의 안정도와 shock 대응 성능이 달라진다. 그러므로, 선형제어기  $C(j\omega)$ 를 기준의 연구와 같이 PID로 설계하는 것 보다, 비선형 제어기와 별별로 사용할 때는  $C(j\omega)$ 를 lead-lag 형태로 설계하는 것이 시스템의 안정도 측면이나 shock 대응 성능 면에서 보다 유리하다는 것을 이번 절에서 분석해 보겠다. 각각의 방법으로 설계한 선형제어기는 주기적인 외란을 제거하는 성능이 비슷해야 올바른 비교

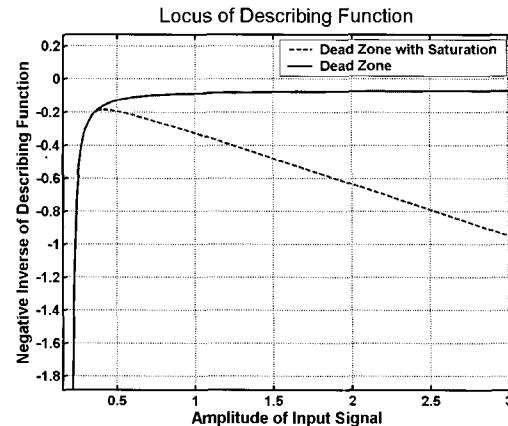


그림 5. 입력신호  $A$ 의 크기에 따른  $-1/N(A)$  값 변화.(단,  $a=0.2$ ,  $b=0.3625$ ,  $U_{sat}=2.5$ ,  $k=U_{sat}/(b-a)=15.39$ ).

Fig. 5. The changes of  $-1/N(A)$  according to the amplitude of input signal  $A$  ( $a=0.2$ ,  $b=0.3625$ ,  $U_{sat}=2.5$ ,  $k=U_{sat}/(b-a)=15.39$ ).

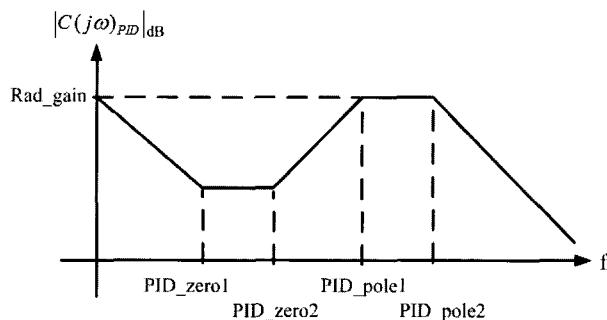


그림 6. PID 제어기의 전형적인 주파수 응답.

Fig. 6. Schematic representation of the PID controller.

가 가능하다. 그러므로 각각의 제어기 모두 CD 서보 사양을 동일하게 하여 설계하였다. 디스크 회전주파수 77Hz에서 이득이 50dB가 되도록 하였고, 위상 이득이 52도, Crossover 주파수가 4.8KHz가 되도록 설계하였다.

### 2.1 PID 제어기를 선형제어기로 사용했을 경우

먼저, 기존 연구[8]와 같이  $C(j\omega)$ 를 PID로 설계했을 경우부터 살펴 보자. 그림 6은 선형 제어기  $C(j\omega)$ 를 PID기법으로 설계했을 때의 전형적인 주파수응답을 보여주고 있다.

$$P(s) = \frac{3.09 \times 10^9}{s^2 + 705s + 3.55 \times 10^6} \quad (8)$$

$$C_1(s) = \frac{196845.2(s+5263)(s+2632)}{s(s+153800)(s+126600)} \quad (9)$$

$$H_1(s) = \frac{3089383569.6s(s+153800)(s+126600)}{(s+196500)(s+7797)(s+2427)(s^2 + 74410s + 2.265 \times 10^9)} \quad (10)$$

(8)은 모의 실험에 쓰인 VCM driver/ tracking actuator/ RF-Amp를 전체 경로로 하는 plant의 전달 함수를 나타내고 있다. (9)는 그림 6과 같이  $C(j\omega)$ 를 PID기법으로 설계한 선형제어기의 전달함수이다. (8)과 (9)를 이용하여 구한  $H_1(j\omega) =$

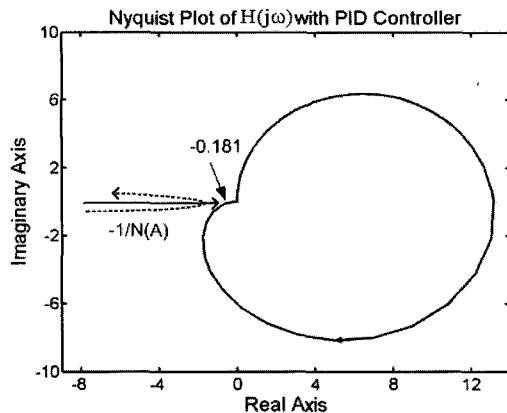


그림 7. 선형 제어기를 PID로 설계한 경우,  $H_1(j\omega)$ 의 궤적과  $-1/N(A)$ 의 궤적.

Fig. 7. The locus of  $H_1(j\omega)$  and the locus of  $-1/N(A)$  of nonlinear controller, when the linear controller  $C(j\omega)$  is designed by PID.

$\frac{P(j\omega)}{1+C_1(j\omega)P(j\omega)}$  는 (10)과 같다. 그림 7은 선형 제어기  $C(j\omega)$ 를 PID로 설계했을 때,  $H_1(j\omega)$ 의 궤적과 비선형 제어기의  $-1/N(A)$ 의 궤적을 그린 것이다.  $-1/N(A)$ 의 궤적 중 실선은 dead-zone만 사용한 경우이고, 점선은 dead-zone와 saturation을 같이 사용한 경우이다. 그림 7에서 알 수 있듯이  $C(j\omega)$ 를 PID로 설계했을 경우  $H_1(j\omega)$ 는 -0.181에서 복소평면의 음의 실수 축을 교차한다. 그림 5와 7에서 dead-zone만 사용한 경우  $-1/N(A)$ 의 궤적이  $-\infty$ 에서  $-1/k$ 로 수렴하게 되므로  $k$ 값이 5.52 이상이면  $H_1(j\omega)$ 와  $-1/N(A)$ 가 만나게 되어 시스템이 unstable하게 된다. 그러나, dead-zone와 saturation을 같이 사용한 경우 그림 5와 7에서 알 수 있듯이  $k=15.4$ 일 경우  $-1/N(A)$ 의 궤적이  $-\infty$ 에서 -0.181까지 원점에 가까워졌다가 다시  $-\infty$ 로 멀어진다. 그러므로  $k>15.4$  일 경우  $H_1(j\omega)$ 와  $-1/N(A)$ 가 만나게 되어 시스템이 unstable하게 된다. 그러므로,  $H_1(j\omega)$ 의 Nyquist plot이 비록 복소평면의 음의 실수 축을 교차하지만, dead-zone와 saturation을 같이 사용한 경우가 stability bound가 더 커서 시스템의 안정도 측면에서 더 유리함을 알 수 있다. 또한 시스템의 안정도를 보장하면서 더 큰  $k$ 값을 사용할 수 있어서 shock에 대한 대응력도 높일 수 있다. 비선형 제어기의 shock 대응 성능을 주파수 영역에서 살펴보도록 하자. 비선형 제어기로 들어오는 error값이 dead-zone 영역보다 현저히 큰 값이라고 가정하면, 선형 제어기와 별별로 연결된 비선형 제어기는 단순히 비선형 제어기로 들어오는 error 값에 이득  $k$ 를 곱하는 역할을 한다고 볼 수 있다. 이러한 가정 하에 그림 2에서 제어기와 플랜트를 곱한 개루프 전달함수 즉,  $[K + C(j\omega)]P(j\omega)$ 의 보드선도를 그리면 그림 8과 같다. 그림 8은 선형제어기를 PID로 설계했을 경우, 선형제어기만 있는 경우와, 비선형제어기의 종류에 따라 각각의 트래킹 루프의 보드선도를 그린 것이다.

앞에서 살펴본 바와 같이 비선형 제어기의 종류에 따라 안정도를 보장하는 범위 내에 가장 큰  $k$ 값을 사용했다. 그림 8에

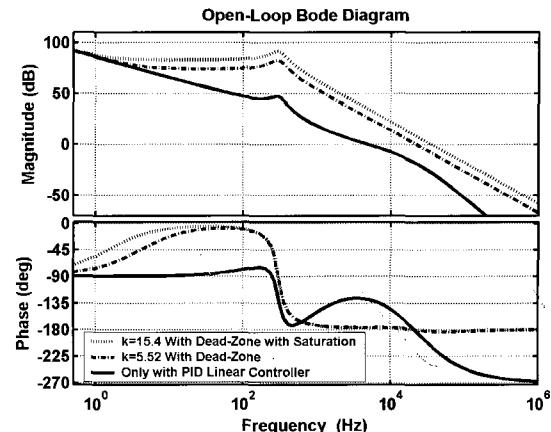


그림 8. 선형 제어기를 PID로 설계했을 경우, 비선형 제어기의 종류에 따른 트래킹 루프의 보드선도.

Fig. 8. The bode diagram of three types of tracking loop when linear controller is designed with PID.

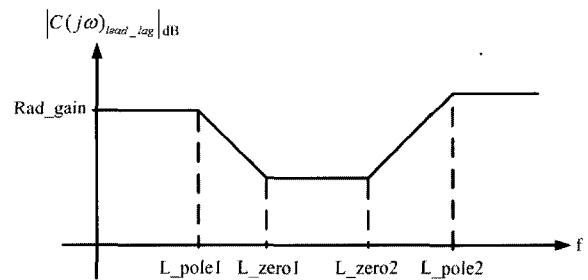


그림 9. Lead-lag 제어기의 전형적인 주파수 응답.

Fig. 9. Schematic representation of the lag-lead-lead-lag controller.

서 알 수 있듯이 선형 제어기만 사용한 경우보다 비선형 제어기를 같이 사용한 경우가 10Hz에서 1.5KHz 사이의 주파수 영역에서 약 10~30dB 이상 shock 대응 성능이 좋음을 알 수 있다. 또한, 비선형 제어기로 dead-zone과 saturation을 같이 사용한 경우가 dead-zone만 사용한 경우보다 더 큰  $k$ 값을 사용할 수 있어서 10Hz에서 1.5KHz 사이의 주파수 영역에서 약 10dB 정도 shock 대응 성능이 좋아짐을 알 수 있다.

## 2.2 Lead-lag 제어기를 선형 제어기로 사용했을 경우

이제 선형 제어기  $C(j\omega)$ 를 lead-lag 형태로 설계한 경우를 살펴보자. 그림 9는 광디스크 드라이브 시스템에 있어서 선형 제어기  $C(j\omega)$ 를 lead-lag 형태로 설계했을 때의 전형적인 주파수응답구조를 보여주고 있다.

$$C_2(s) = \frac{0.96923(s+10310)(s+2778)}{(s+103100)(s+769.2)} \quad (11)$$

$$H_2(s) = \frac{3089383569.6(s+103100)(s+769.2)}{(s+65300)(s+2702)(s^2 + 36560s + 4.876 \times 10^8)} \quad (12)$$

(11)은 그림 9와 같이  $C(j\omega)$ 를 lead-lag 형태로 설계한 선형 제어기의 전달함수이다. (8)과 (11)을 이용하여 구한  $H_2(j\omega)$

$= \frac{P(j\omega)}{1+C_2(j\omega)P(j\omega)}$  는 (12)와 같다. 그림 10은 선형 제어기  $C(j\omega)$ 를 lead-lag 형태로 설계했을 때,  $H_2(j\omega)$ 의 궤적과

도를 보여주고 있다.

비선형 제어기의  $-1/N(A)$ 의 궤적을 그린 것이다.  $-1/N(A)$ 의 궤적 중 실선은 dead-zone만 사용한 경우이고, 점선은 dead-zone과 saturation을 같이 사용한 경우이다. 위의 그림 10에서 알 수 있듯이 선형 제어기를 lead-lag 형태로 설계했을 경우  $H_2(j\omega)$ 의 Nyquist plot이 복소 평면의 음의 실수 축과 만나지 않으므로 비선형 제어기의 k값을 크게 해도  $H(j\omega)$ 의 궤적과  $-1/N(A)$ 의 궤적이 서로 만나지 않는다. 그러므로 비선형 제어기를 dead-zone만 사용한 경우라도, k값을 증가 시켜도  $H_2(j\omega)$ 와 만나지 않는다. 그러므로 동일한 서보 사양으로 선형제어기를 설계한 경우 lead-lag 형태로 설계하면, PID로 설계한 경우와 달리  $H(j\omega)$ 의 Nyquist plot이 복소평면의 음의 실수 축과 만나지 않게 되어 시스템의 안정도 측면이나 shock 대응 성능 측면에서 유리함을 알 수 있다. 앞에서와 같

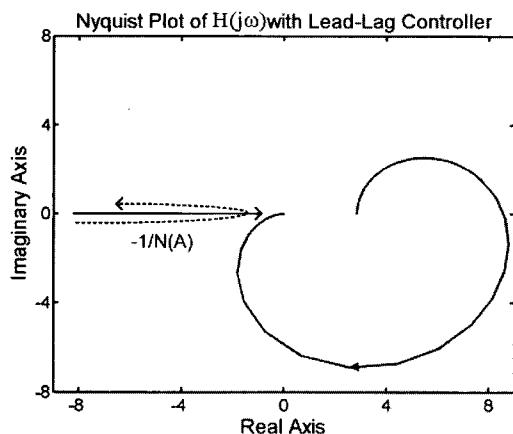


그림 10. 선형 제어기를 lead-lag 형태로 설계했을 경우,  $H(j\omega)$ 의 궤적과  $-1/N(A)$ 의 궤적.

Fig. 10. The locus of  $H_2(j\omega)$  and the locus of  $-1/N(A)$  of nonlinear controller, when the linear controller  $C(j\omega)$  is designed by lead-lag method.

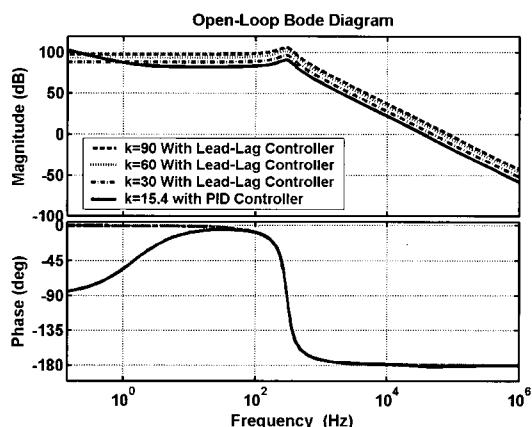


그림 11. 비선형 제어기를 dead-zone과 saturation을 같이 사용 할 경우 선형 제어기의 종류에 따른 트래킹 루프의 보드선도.

Fig. 11. In accordance with linear controller design method, the bode diagram of tracking loop when nonlinear controller uses dead-zone with saturation.

이 비선형 제어기로 들어오는 error값이 dead-zone 영역보다 현저히 큰 값이라는 가정하에 비선형 제어기의 shock 대응 성능을 주파수 영역에서 살펴보도록 하자.

그림 11은 모두 dead-zone과 saturation을 같이 사용한 경우이고, 선형 제어기의 종류에 따라 트래킹 루프의 보드선도를 그린 것이다. 먼저, 선형 제어기로 PID 제어기를 사용한 경우 시스템의 안정도를 만족하는 최대 k값은 15.4이므로 이 값을 사용해 보드선도를 그렸다. 선형 제어기를 lead-lag 형태로 설계한 경우 k값을 계속 올려도 시스템이 안정하므로 k값을 30, 60, 90으로 올려가면서 보드선도를 그렸다. 그림 11에서 알 수 있듯이 1Hz 이하의 저주파 shock에 대해서는 shock 대응 성능이 비슷하지만 10Hz에서 1.5KHz 사이의 주파수 영역에 해당하는 shock에 대해서는 선형 제어기를 lead-lag 형태로 설계한 경우 k값을 크게 사용할 수 있으므로 shock에 대한 대응력이 더 좋아짐을 알 수 있다. 그러나 지나치게 높은 k값을 사용하게 되면 비선형 제어기에서 출력되는 제어 출력이 step 입력과 같은 형태를 나타내게 되므로 플랜트 모델에 고려되지 않은 동특성이 나타나게 될 수 있다. 그러므로 적정한 크기의 k값을 선택할 필요가 있다. 그리고 그림 8과 그림 11에서 고주파로 갈수록 큰 k값에 대해 위상이 작아지게 된다. 그러나 주파수 응답을 그릴 때 시스템에 들어오는 입력 신호를 대 신호로 가정하였기 때문에 crossover 주파수 부근의 고주파 shock 신호는 그림 1에서 알 수 있듯이 그 크기가 아주 작아서  $[K + C(j\omega)]P(j\omega)$ 의 K가 거의 0에 가깝다. 그러므로 crossover 주파수에서 phase 즉, phase margin은 그림 8과 그림 11처럼 거의 0이 되는 것이 아니라 선형제어기만 있을 때와 비슷한 경향을 보일 것이다. 그러므로 위상여유가 작아지는 것에 대해서는 문제가 되지 않는다. 또한 이미 3장에서 describing function analysis와 limit cycle criterion을 이용해 시스템의 안정도를 분석하였다.

지금까지 언급한 내용을 정리하면 다음과 같다. 먼저 비선형 제어기로 dead-zone with saturation을 사용한 경우의 장점은 첫째, 실제 DAC출력 범위를 고려해 실제 환경과 더 가깝다. 둘째,  $-1/N(A)$ 의 궤적이 원점에 가까워지다가 다시 멀어지므로 시스템의 안정도를 보장하면서 더 높은 k값을 사용할 수 있어 shock에 대한 대응력을 높일 수 있다. 셋째,  $H(j\omega)$ 의 Nyquist Plot이 음의 실수 축을 교차하더라도 dead-zone만 사용한 것 보다 높은 k값을 사용할 수 있어서 shock에 대한 대응력을 높일 수 있다. 다음으로, 선형 제어기를 그림 8과 같이 lead-lag 형태로  $C(j\omega)$ 를 설계할 경우의 장점을 정리하면 다음과 같다.  $H(j\omega)$ 의 Nyquist plot이 복소평면의 음의 실수 축을 지나지 않게 되어 k값이 커지더라도  $H(j\omega)$ 와  $-1/N(A)$ 가 만나지 않는다. 따라서 plant에 uncertainty가 존재하더라도  $C(j\omega)$ 를 PID형태로 설계한 것 보다 stability bound가 커서 장인성을 보장할 수 있다. 그러므로 시스템의 안정도 측면이나 shock 대응 성능 측면에서 보다 우수한 성능을 낼 수 있다.

#### IV. 모의실험 및 실험 결과

##### 1. 모의 실험 결과

앞에서 분석한 내용을 바탕으로 컴퓨터 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험은 shock가 발생하였을 때 광 핵업이 트랙

을 벗어나는 크기로 성능을 평가하였다. 첫 번째 모의실험은, 선형제어기로 PID제어기를 사용할 경우 비선형 제어기의 종류에 따라 나타나는 성능 차이를 알아보았고, 두 번째 모의실험은, 비선형 제어기를 dead-zone과 saturation을 같이 사용할 경우 선형 제어기의 종류에 따라 나타나는 성능 차이를 알아보았다. 시스템에 가해진 shock는 그림 1과 같이 3msec 동안 15g의 최대 가속도를 가지는 반사인파 형태로 시스템에 가했다. dead-zone의 경계 값  $a = \pm 0.08\mu m$  으로 설정하였고,  $U_{sat} = 2.5V$ 로 설정하였다.

모의실험에서 shock는 10msec 시점에서 시스템에 가해졌다. 그림 12-(a)와 (b)는 shock 발생시, 선형 제어기로 PID 제어기를 사용했을 때 비선형 제어기의 종류에 따른 모의실험 결과이다. 비선형 제어기로 dead-zone만 사용한 경우, 안정도를 보장하는 k의 최대값 5.52를 사용하였고, dead-zone과 saturation을 같이 사용한 경우, 안정도를 보장하는 k의 최대값인 15.4를 사용하였다. CD 규격집에 의하면 트래킹 에러의 선형구간은  $\pm 0.4\mu m$  이다. 그림 12-(a)에서 알 수 있듯이 비선형 제어기로 dead-zone만 사용한 경우 트래킹 에러가 선형 구간을 넘어가진 않지만, 트래킹 에러 허용 수준인  $\pm 0.1\mu m$  많이 벗어남을 알 수 있다. 비선형 제어기로 dead-zone과 saturation을 같이 사용한 그림 12-(b)의 경우 그림 12-(a)의 경우 보다 트래킹 에러의 허용 수준을 벗어나는 정도가 개선되었음을 알 수 있다. 그림 12-(b)와 (c)는 shock 발생시, 비선형 제어기로 dead-zone과 saturation을 같이 사용할 경우 선형 제어기의 종류에 따라 나타나는 성능 차이를 보인 것이다. 선형 제어기로 PID 제어기를 사용한 그림 12-(b)의 경우, 안정도를 보장하는 k의 최대값인 15.4를 사용하였다. 선형 제어기로 lead-lag 형태의 제어기를 사용한 그림 16-(c)의 경우 k값의 한계가 없으므로 임의로 k=90을 사용하였다. 그림 12-(b)와 (c)에서 알 수 있듯이 두 경우 모두 트래킹 에러의 선형 구간을 벗어나지 않지만 선형제어기를 lead-lag 형태의 제어기를 사용한 경우가 더 큰 k 값을 사용할 수 있어서, shock에 의해 발생한 트래킹 에러도 작을 뿐만 아니라 수렴 속도도 더 빠름을 알 수 있다. 그러므로 기존 연구[8]에 의한 방법인 그림 12-(a)와 본 논문에서 제안하는 방법인 그림 12-(c)를 비교해 보면, shock 발생시 트래킹 에러가 벗어나는 크기와 수렴 속도가 약 50%정도 개선 되었음을 알 수 있다.

## 2. 실험 환경

그림 13은 anti-shock 전체 실험 환경을 보여주고 있다. 삼성 52배속 CD-ROM drive를 사용하였으며, 디스크의 회전 주파수를 77Hz로 설정하여 실험하였다. 삼성 52배속 CD-ROM drive는 CD 규격에 의한 트래킹 에러 허용 수준인  $\pm 0.1\mu m$  이  $\pm 0.25V$  수준으로 출력되는 시스템이다. 디지털 제어기를 구현하기 위해 TI사의 TMS320VC33 DSP를 사용하였으며, 샘플링 주파수를 100KHz로 설정하여 실험을 수행하였다. 그림 14는 CD-ROM drive에 shock를 가하는 장치를 보여주고 있다. CD-ROM drive에 shock를 가하기 위해 스프링을 사용하였다. 그리고 가해진 shock의 크기를 측정하기 위해서 PCB PIEZOTRONICS사의 302A 가속도계를 사용하였다. 이 가속도계는 1G당 10mV의 전압을 발생시킨다. 가속도계에 power를 공급하고 가속도계에서 나오는 신호의 크기를 증폭하는

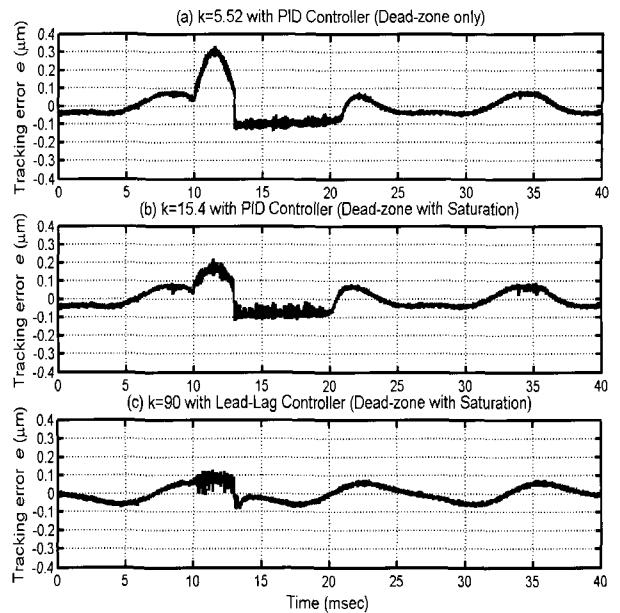


그림 12. Shock 발생시 비선형 제어기와 선형 제어기 종류에 따른 트래킹 오차 신호.

Fig. 12. Tracking error signal according to the types of nonlinear controller and the types of linear controller, when the shock is applied to the systems at 10msec.

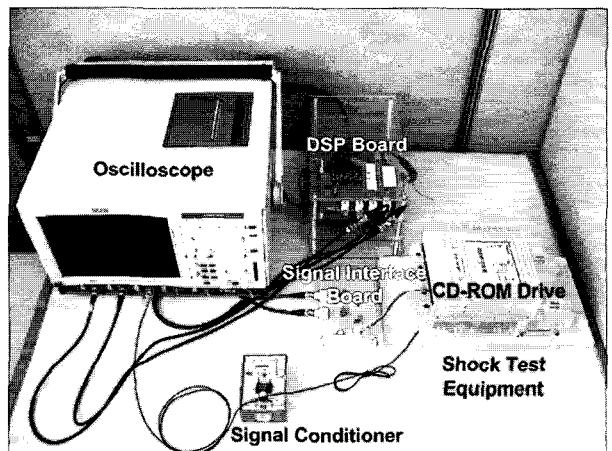


그림 13. Anti-shock 전체 실험 환경.

Fig. 13. The whole anti-shock experimental environment.

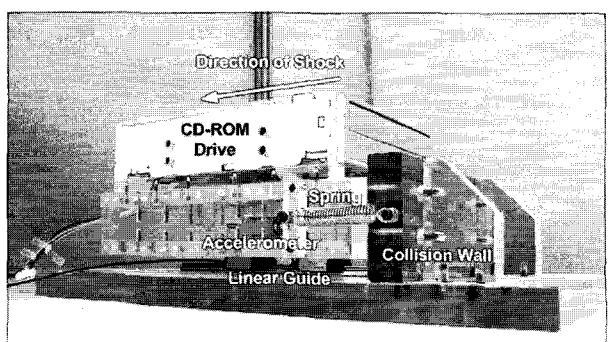


그림 14. CD-ROM drive에 shock를 가하는 실험 장치.

Fig. 14. Equipment which adds shock to the CD-ROM drive.

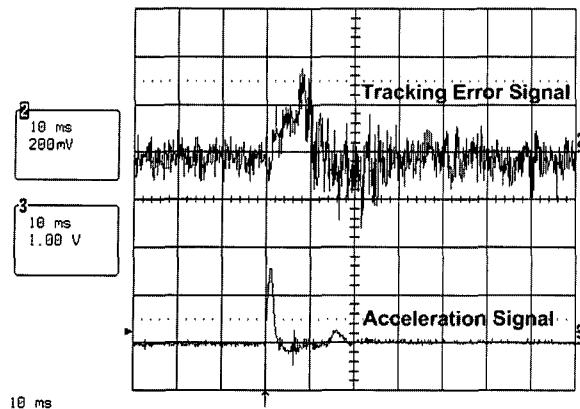


그림 15. 선형 제어기로 PID 제어기를 사용하고, 비선형 제어기를 dead-zone만 사용한 경우  $k=5.52$ 일 때 anti-shock 실험 결과. (Ch2: 트래킹 오차 신호, Ch3: 가속도 센서 신호).

Fig. 15. The experimental result when the linear controller uses PID and the nonlinear controller uses dead-zone only. nonlinear controller uses gain  $k=5.52$  (Ch2: tracking error signal, Ch3: acceleration signal).

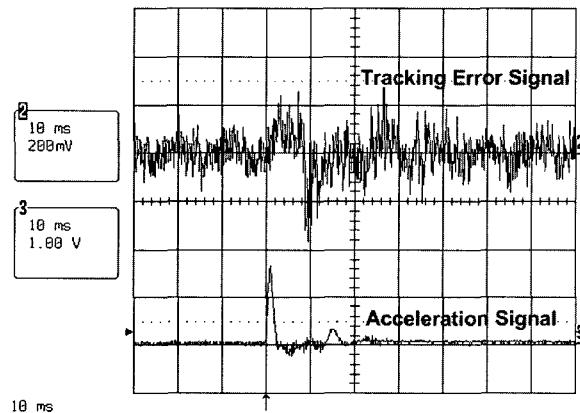


그림 16. 선형 제어기로 PID 제어기를 사용하고, 비선형 제어기를 dead-zone과 saturation을 같이 사용한 경우  $k=15.4$ 일 때 anti-shock 실험 결과. (Ch2: 트래킹 오차 신호, Ch3: 가속도 센서 신호).

Fig. 16. The anti-shock experimental result when the linear controller uses PID and the nonlinear controller uses dead-zone with saturation. Nonlinear controller uses gain  $k=15.4$  (Ch2: Tracking error signal, Ch3: Acceleration signal).

장비인 signal conditioner는 PCB PIEZOTRONICS사의 480D06을 사용하였고, 신호를 10배 증폭하도록 설정하였다.

### 3. 실험 결과

시스템 외부에서 가한 shock는 3msec 동안 15g의 크기를 가지는 반사인파 형태이다. shock의 형태를 측정하기 위해 1g 당 100mV가 출력되도록 가속도 센서와 signal conditioner를 설정하였다. 그러므로 3msec 동안 1.5V의 피크 값을 가지는 반사인파가 signal conditioner를 통해 측정되면, 실험의 가정대로 shock가 시스템에 가해진 것이다. dead-zone의 경계값  $a$ 는 모의 실험과 같은 0.2V로 설정하였고,  $U_{sat} = 2.5V$ 로 설정

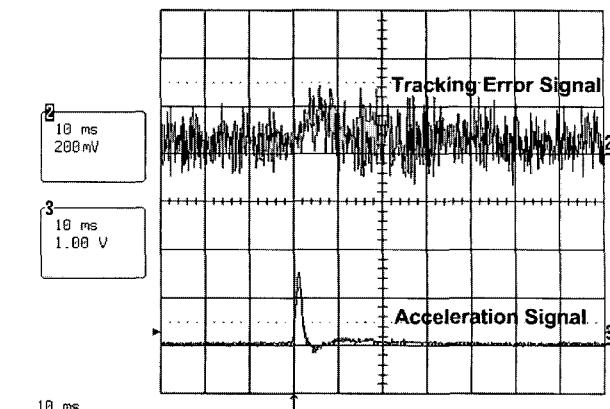


그림 17. 선형 제어기로 lead-lag 형태의 제어기를 사용하고, 비선형 제어기를 dead-zone과 saturation을 같이 사용한 경우  $k=90$ 일 때 anti-shock 실험 결과. (Ch2: 트래킹 오차 신호, Ch3: 가속도 센서 신호).

Fig. 17. The anti-shock experimental result when the linear controller uses lead-lag method and the nonlinear controller uses dead-zone with saturation. nonlinear controller uses gain  $k=90$  (Ch2: tracking error signal, Ch3: acceleration signal).

하였다. 그림 15, 16, 17에서 알 수 있듯이 shock는 30msec 시점에서 시스템에 가해졌고, 실험의 가정대로 shock가 시스템에 가해졌음을 확인할 수 있다. 실험은 모의 실험과 같이 비선형 제어기의 종류에 따른 anti-shock 성능 실험과, 선형 제어기 종류에 따른 anti-shock 성능 실험을 하였다. 그림 15와 16은 선형 제어기를 PID로 설계했을 때, 비선형 제어기의 종류에 따른 실험 결과이다. 그림 15는 비선형 제어기를 dead-zone만 사용하였고, 이 때 비선형 제어기의 최대 이득인 5.52를 사용한 실험 결과이다. 그림 16은 비선형 제어기를 dead-zone과 saturation을 같이 사용한 경우이고, 이 때 비선형 제어기의 최대 이득인 15.4를 사용한 실험 결과이다. 그러므로 shock가 발생 했을 때 트래킹 에러가 벗어나지 않는 정도는 그림 15의 결과 보다 비선형 제어기의 이득이 더 큰 그림 16의 결과가 더 좋음을 알 수 있다. 그림 17은 선형 제어기를 lead-lag 형태로 설계하고 비선형 제어기를 dead-zone과 saturation을 같이 사용한 경우이다. 비선형 제어기의 이득은 한계 값이 없으므로 임의로  $k=90$ 을 사용하였다. shock가 발생 했을 때 트래킹 에러가 벗어나지 않는 정도는 그림 15, 16의 결과 보다 그림 17의 결과가 더 좋음을 알 수 있다. 그러므로 본 논문에서 제안하는 방법인 비선형 제어기를 dead-zone과 saturation을 같이 사용하고, 선형제어기를 lead-lag 형태로 설계하는 것이 anti-shock 성능 면에서 우수함을 실험을 통해 검증하였다.

### V. 결론

광디스크 드라이브 시스템에서 선형 제어기는 광디스크에 편심이 존재할 때 트래킹 에러가 원하는 수준 이하가 되도록 하는 역할을 수행한다. 그러나 shock와 같은 특정한 형태의 외란에 대해서는 원하는 성능을 얻기가 힘들다. 이러한 shock에 대응할 수 있는 제어기로 시스템의 안정도와 shock

대응 성능 측면에서 유리한 dead-zone과 saturation을 같이 사용하는 비선형 제어기를 제안하였다. 그리고 비선형 제어기와 같이 병렬로 연결되어 사용되는 선형 제어기를 어떻게 설계하느냐에 따라 비선형 제어기의 안정도와 shock 대응 성능이 달라지게 되는데, 선형 제어기로 기준 연구에서 사용하고 있는 PID 제어기 보다 본 논문의 lead-lag 형태의 선형 제어기를 사용하는 것이 시스템 안정도 측면에서 좋을 뿐만 아니라, shock 대응 성능 측면에서 성능이 향상되었음을 이론과 실험을 통해 검증 하였다.

### 참고문헌

- [1] INSIC Optical Data Storage Roadmap, Information Storage Industry Consortium, Version 2.3, 2003.
- [2] K. Fujiyama, M. Tomizuka, R. Katayama, "Digital tracking controller design for CD player using disturbance observer," Proc. of the 5<sup>th</sup>. Int. Workshop on Advanced Motion Control, AMC'98-COIMBRA, pp. 598-603, Jun. 1998.
- [3] K. Ohishi, Y. Hayakawa, H. Yanagisawa, D. Koide and H. Tokumaru, "Robust feedforward track following control system for an optical disk drive system," Proc. of the American Control Conference, pp. 4329-4334, Jun. 2003.
- [4] K. S. Kim, "Analysis of tracking performance in optical data storage systems under eccentricity," Proc. of the American Control Conference, pp. 719-724, Jun. 2003.
- [5] J. H. Moon, M. N. Lee and M. J. Chung, "Repetitive control for the track-following servo system of an optical disk drive," IEEE Trans. On Control Systems Technology, vol. 6, no. 5, pp. 663-670, Sept. 1998.
- [6] Y. Zhou, G. Leenknegt and M. Steinbuch, "Tracking learning feedforward control for high speed CD-ROM," Proc. of the First IFAC Conference on Mechatronic Systems, Darmstadt, Germany 2000, pp. 961-966, July. 2000.
- [7] H. Shim, H. Kim, and C. C. Chung, "Design and experiment of add-on track following controller for optical disc drives based on robust output regulation," Proc. of the 2004 American Control Conference, Boston, Massachusetts June 30 - July 2, 2004.
- [8] Y. Zhou, M. Steinbuch, M.V.D. Aa, and H. Ladegaard, "Anti-shock controller design for optical drives," Control Engineering Practice, 12 (2004) 811-817, 2004.
- [9] Y. Zhou and M. Steinbuch, "Estimator-based sliding mode control of an optical disc drive under shock and vibration," Proc. of the 2002 IEEE International Conference on Control Applications, pp. 631-636, 2002.
- [10] T. Miyazaki, K. Ohishi and D. Koide, "Robust feedforward tracking control based on sudden disturbance observer and ZPET control for optical disk recording system," Proc. of Advanced Motion Control 2004, pp. 353-358, 2004.
- [11] E. Vidal, P. Andersen, J. Stoustrup and T.S. Pedersen, "A study on the surface defects of a compact disk," Proc. of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications, pp. 101-104, 2001.
- [12] P. F. Odgaard, J. Stoustrup, P. Andersen, M. V. Wickerhauser and H.F. Mikkelsen, "A simulation model of focus and radial servos in compact disc players with disc surface defects," Proc. of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications, pp. 105-110, 2004.
- [13] E. Vidal, K. G. Hansen, R. S. Andersen, K. B. Poulsen, J. Stoustrup, P. Andersen and T. S. Pedersen, "Linear quadratic controller with fault detection in compact disk players," Proc. Of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications, pp. 77-81, 2001.
- [14] P. F. Odgaard, J. Stoustrup, P. Andersen and H. F. Millelsen, "Estimating focus and radial distances, and fault residuals from CD player sensor signals by use of a Kalman estimator," Proc. Of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Maui, Hawaii USA, December 2003.
- [15] J. J. E. Slotine and W. Li, *Applied Non-linear Control*, Prentice-Hall International, 1991.
- [16] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*. Prentice-Hall, 1996.



### 백 종 식

1977년 7월 24일생. 2003년 한양대학교 전자전기 공학부 졸업(공학사). 2005년 동 대학원 전자통신전파 공학과 졸업(공학석사). 2005년~현재 LG 전자 DS연구소 DSS그룹 연구원. 관심분야는 광디스크 드라이브, 최적제어, 비선형제어,

임베디드 시스템 설계, 디바이스 드라이버 설계.



### 정 정 주

1958년 9월 5일생. 1981년 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1983년 동 대학원 졸업(공학석사). 1983년~1985년 LG 전자 중앙연구소 주임연구원. 1985년~1987년 한국 IBM 국제 구매 사무서 구매 및 품질보증 엔지니어. 1993년

University of Southern California 졸업(Ph.D.). 1993년~1994년 미국 콜로라도 주립대 연구원. 1994년~1997년 삼성종합기술원 정밀기계 연구실 수석 연구원(팀장). 1997년~현재 한양대학교 전기제어생체공학부 조교수, 부교수. 관심분야는 Nonlinear control theory, robotic system, vehicle dynamics control, biological control and data storage systems including hard disk drives, optical disk drives, holographic data storage system and SPM based storage system.