

Optical Disc System Controller Design Based on a Disturbance Detector

최병호* · 최가형** · 윤태성*** · 박진배†
 (Byung-Ho Choi · Ga Hyung Choi · Tae Sung Yoon · Jin Bae Park)

Abstract - An Optical disk driver is used in many electronic products besides the computers. In particular, the demands are recently increased as an optical disk player/recorder in the mobile products such as camcorder, portable player or in the home theater appliances, etc. However, the more the mobility is emphasized, the more the optical disk player is exposed to the disturbance inputs. For reducing the possibility of malfunction of the optical disk, we propose a nonlinear controller using the disturbance detecting algorithm based on the Kalman filter. Actual experiments were executed to verify the performance of the proposed method. The proposed method controls the tracking error signal within $\pm 0.1\mu\text{m}$.

Key Words : Optical Disk System, Kalman Filter, Describing Function, Dead Zone, Tracking Error

1. 서론

광디스크 구동 장치에는 광디스크상의 정보를 읽어 내거나 기록하기 위한 광픽업(optical pick up)이 있어, 레이저 다이오드(laser diode)로부터 생성된 빛이 여러 형태의 광학계를 거쳐 최종으로 대물렌즈(objective lens)를 지나면서 빛이 하나의 점의 형태로 초점을 형성하여 디스크 상의 정보면에 맺히게 되고, 이렇게 맺힌 광스팟(optical spot)은 디스크에 기록된 디지털 정보를 읽어 내거나, 기록할 수 있게 된다. 또한 기록된 정보(pit 혹은 mark)나 정보의 기록을 위한 홈(groove)은 디스크의 내주로부터 외주로 연속해서 이어져 있는 나선 형태로 되어 있으며, 광스팟이 정보 열의 중심을 허용에러 범위 이내로 정확히 따라가면서 정보를 읽어 내거나 기록을 해야 한다. 그리고 광스팟의 초점 및 정보열의 중심 추종은 각각 포커싱 액추에이터(focusing actuator) 및 트래킹 액추에이터(tracking actuator)를 이용하여 제어함으로써 원하는 정보를 재생 및 기록할 수 있게 된다. 그러나 외란에 의해 광스팟은 최적 초점 및 정보열의 중심에서 틀어질 수 있기 때문에 이에 대한 강인한 서보 추종능력을 갖추어야 한다.

일반적으로 광디스크의 회전 중에 발생하는 외란 중에서 주기적인 외란은 광디스크의 나선형태의 정보열의 중심이 광디스크 모터의 중심축에서 벗어나 있는 편심에 의해 1회전마다 광디스크의 반경방향으로 변위의 흔들림이 생김으로

써 발생하는 것으로 이의 개선에 대한 연구가 많이 진행되어 있다 [1-6].

반면 비주기적인 외란도 존재한다. 최근 사용상의 편리성과 디스크의 저렴한 가격적인 장점을 이용한 DVD/BD(digital versatile disc/blu-ray disc) 캠코더(camcorder)의 등장으로 일반 사용자들은 촬영이 끝남과 동시에 바로 개인용 컴퓨터나 DVD 혹은 BD 플레이어(player)등에서 촬영한 동영상을 볼 수 있다. 또한 일반 가정에서 DVD나 BD 플레이어를 이용한 가정용 극장 시스템(홈시어터)은 별도의 증폭기와 스피커를 사용하는 방식과 더불어 스피커와 일체형으로 개발되는 플레이어도 있다.

이 때, DVD/BD 캠코더를 이용하여 촬영하는 경우나 스피커 일체형 DVD/BD 플레이어의 경우는 비주기적인 외란인 충격(shock)의 영향을 받을 수가 있다. 예를 들어, 캠코더의 경우는 촬영 중에 사물이나 사람과 부딪히는 경우가 있을 수 있고, 스피커 일체형 플레이어의 경우는 스피커로부터 영화의 상황에 따른 큰 충격음이 발생할 수가 있다. 이러한 충격에 대해 lead-lag 제어기나 PID 제어 알고리즘으로 대응하는 경우는 큰 루프(loop) 이득을 갖도록 설계를 해야 하는데, 이 경우 큰 이득으로 인해 고주파 대역의 잡음으로 인한 소음과 소비전력의 증가가 생김으로 모바일(mobile) 기기에서는 배터리의 사용 시간이 단축되는 결과를 초래한다 [7]. 따라서 일반적으로는 비주기적인 외란인 충격이 발생하는 시점에 대해서만 대응하는 것이 필요하다. 또한, 이러한 외부의 큰 충격은 선형 시스템의 제어범위를 벗어나는 비선형 동작이므로 선형 제어기로 대응하는 데는 한계가 있기 때문에 다양한 비선형 제어 이론이 사용된다 [8],[9].

이러한 이론을 배경으로 실질적인 연구들이 많이 수행되었는데 특히, 비주기적인 충격과 같은 외란에도 트랙(track) 허용 에러의 한계치를 벗어나지 않으면서 트랙 중심을 잘 추종할 수 있도록 Y. Zhou는 PID 선형 제어와 병렬로 dead

† 교신저자, 시니어회원 : 연세대학교 공과대학 전기전자과 교수
 E-mail : jbpark@yonsei.ac.kr

* 정 회 원 : 삼성전자 멀티미디어 사업부 수석연구원
 ** 정 회 원 : 연세대학교 공과대학 전기전자과 박사과정
 *** 정 회 원 : 창원대학교 공과대학 전기공학과 교수
 접수일자 : 2009년 5월 7일
 최종완료 : 2009년 6월 11일

zone을 갖는 비선형 제어를 제안하였다 [10]. 또한 J. S. Baek은 PID 제어기 대신에 lead-lag 선형 제어를 사용하고 이와 병렬로 dead zone과 더불어 saturation을 갖는 영역을 추가한 비선형 제어를 사용하여 큰 제어 이득을 사용할 수 있으면서도 시스템의 안정성을 확보할 수 있도록 하였다 [11].

본 논문에서는 안정성을 확보할 수 있도록 lead-lag 선형 제어를 사용하고 병렬로 dead zone이 있는 릴레이(relay) 형태의 고정된 출력을 사용하는 비선형 제어를 사용하였다. 이 방법의 특징은 고정된 출력을 사용함으로써 큰 제어 이득을 사용하지 않으므로 안정도 측면에서 여유를 가질 수 있고, 보다 큰 비주기적인 외란에 대응할 수 있는 장점이 있다. 반면, 이러한 비선형 제어가 동작하기 위해서는 트래킹 에러 신호를 모니터링하면서 적절한 문턱 값을 설정하여 이 문턱 값을 넘어서는 경우에 비선형 제어를 동작 시켜야 한다. 그러나 트래킹 에러신호에 잡음이 실려 있는 경우에도 외란으로 인식하여 비선형 제어가 동작하는 문제와 비선형 제어가 동작 시, 트래킹 허용 에러에 채터링(chattering)으로 인한 제어의 한계를 가지게 되는데, 이 두 가지를 모두 해결하는 방법으로 칼만 필터(Kalman filter)를 이용한 외란 추정기 [12]를 도입하였다. 즉, 시스템이 정상상태에 있는 경우 트래킹 에러 신호의 통계적 변화를 감지하여 자동적으로 비선형 제어가 동작할 수 있도록, 칼만 필터를 이용하여 시스템의 상태 값과 오차의 공분산을 추정하고 추정된 값을 chi-square 테스트에 적용하여 외란을 감지할 수 있도록 하였다.

2. 본 론

2.1 비선형 제어 알고리즘 설계

그림 1은 본 논문에서 제안하는 릴레이 형태의 비선형 제어를 나타내는 블록도로 [10]에서 사용된 제어기의 구조와 유사하다. 플랜트(plant) $G_p(s)$ 는 하드디스크 시스템에서 액추에이터를 구동하기 위한 파워 증폭부, 광스폿을 이동시키는 액추에이터, 액추에이터의 이동에 따라 광스폿의 위치의 변화를 감지하는 광검출기, 광검출기로부터 트래킹 에러를 생성하는 전단신호 처리부 모두를 포함한다. 그리고 플랜트로부터 검출된 광스폿의 물리적 변위 량을 기준 값과 비교하여 잔류 허용범위 이내로 제어를 수행하기 위한 제어기로 구성되어 있다.

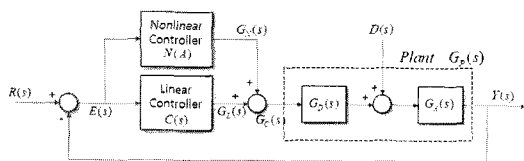


그림 1 비선형 제어를 갖는 트래킹 블록도
Fig. 1 Block diagram of tracking with a nonlinear controller

제어기는 일반 동작 시에는 선형제어기 $C(s)$ 만 동작을 수행하고, 외부의 충격이 검출되면 선형제어기 $C(s)$ 와 더불어 비선형 제어기 $N(A)$ 가 동시에 수행하게 된다. 선형제어기는

[11]에서와 같이 PID보다 높은 이득에서 안정성을 갖는 lead-lag 제어를 사용하며, 비선형 제어기는 고정된 값이 출력되도록 설정한다. 지금까지 설명한 제어기의 동작을 수학적으로 표현하면 식 (1)과 같다.

$$g_C(t) = \begin{cases} g_L(t), & \text{for } |e(t)| \leq \delta \\ g_L(t) + g_N(t), & \text{for } e(t) > +\delta \\ g_L(t) - g_N(t), & \text{for } e(t) < -\delta \end{cases} \quad (1)$$

$g_C(t)$ 는 제어기의 최종 출력을 나타내고, $g_L(t)$ 는 선형제어기의 출력을, $g_N(t)$ 는 비선형 제어기의 출력을 나타낸다. 각각의 선형 및 비선형 제어기를 출력하는 조건은 충격 기준 값인 δ 에 의해서 결정되어 진다. 즉, 트래킹 에러 입력값 $e(t)$ 의 크기가 δ 보다 작은 경우는 선형제어기 출력인 $g_L(t)$ 만이 출력되고, $e(t)$ 가 $+\delta$ 보다 큰 경우는 외부 충격이 가해지는 상황으로 인식하게 되고 선형 제어기 $g_L(t)$ 와 비선형 제어기 출력 $g_N(t)$ 가 합쳐져서 $g_C(t)$ 로 출력된다. 또, $e(t)$ 가 $-\delta$ 보다 작은 경우는 트래킹 에러신호가 음의 방향으로 충격 신호가 들어온 것을 의미하므로 최종 출력신호는 $g_L(t)$ 에 음의 방향에 의한 에러를 상쇄시키기 위해 $-g_N(t)$ 를 더 해주게 된다. 따라서 제시한 비선형 제어기의 동작은 선형 제어기 $C(s)$ 의 동작에 비선형 제어기 $N(A)$ 의 동작을 가감할 수 있도록 한 것이다. 이렇게 합해져 생성된 제어기 출력 $g_C(t)$ 는 액추에이터에 충분히 필요한 전류를 공급하기 위해 구동부 $G_D(s)$ 로 공급되고 이렇게 증폭된 신호는 액추에이터 $G_A(s)$ 로 입력되어 충격에 대응하게 된다. 여기서 $g_N(t) = B$ 로 두었고, 비선형 제어기의 특성은 그림 2와 같다.

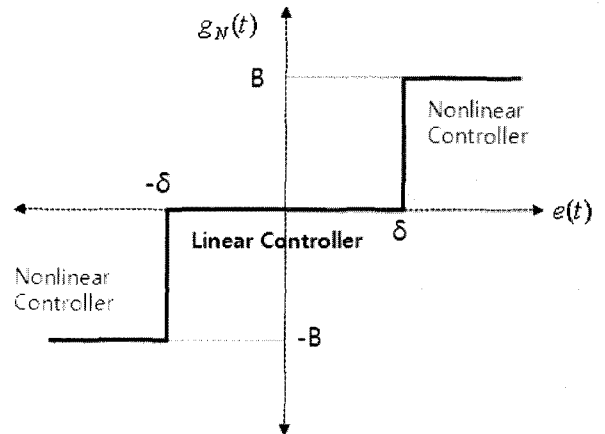


그림 2 Dead zone을 갖는 릴레이 형태의 비선형 제어기 특성
Fig. 2 Characteristics of relay type nonlinear controller with dead zone

2.2 비선형 제어기의 안정도 분석

Dead zone을 갖는 릴레이 형태의 비선형 제어기의 안정도 분석을 통해 기존의 논문[11]에 비해 안정도 측면에서 동등 이상의 여유가 있음을 보이고자 한다. 일반적으로 선형 제어 시스템은 주파수 응답을 이용하여 설계 및 해석을 해왔다. 그러나 비선형 시스템에서는 이러한 주파수 응답함수를 직접 적용할 수 없기 때문에 주파수 영역 해석은 비선

형 시스템에 직접 적용할 수는 없다[8].

그러나 describing function 방법은 비선형 시스템의 선형 시스템으로의 근사화를 통해 비선형 동작을 해석하는데 사용될 수 있다. 여기서 describing function 방법의 주용도는 비선형 시스템에서 리미트 사이클(limit cycle)을 예측하는 것이다.

Dead zone을 갖는 릴레이 형태 비선형 제어기의 안정도 평가를 위한 describing function을 유도하기 위해서 비선형 제어기에 입력되는 정현(sinusoidal) 신호에 따른 출력 신호 $f(t)$ 를 아래 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다. 여기서, A는 비선형 제어기로 입력되는 입력신호의 크기이고, δ 는 비선형 제어기의 동작 시점을 결정하는 경계치가 된다.

$$f(t) = \begin{cases} 0, & A \leq \gamma \\ B, & A > \gamma \end{cases}, \quad \gamma = \sin^{-1}\left(\frac{\delta}{A}\right) \quad (2)$$

Describing function 해석에는 다음과 같은 4가지의 기본 가정이 필요하다. 우선, 하나의 비선형 요소(element)만 존재해야 하는 것, 비선형 요소는 시불변일 것, 비선형 요소의 출력은 입력되는 정현(sinusoidal) 신호 $x(t) = A \sin(\omega t)$ 의 주파수 성분, 즉 기본 주파수 성분만 고려할 것, 그리고 마지막으로 기함수이어야 한다는 것이다. 여기서 describing function을 나타내기 위한 비선형 성분의 출력에 대한 표현은 푸리에 급수(Fourier series)를 이용하여 식 (3)과 같이 주기함수 $f(t)$ 로 나타낼 수 있다.

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (3)$$

식 (3)에서 각각의 계수 a_0, a_n, b_n 은 상기 언급한 describing function 해석을 위한 4가지 조건 중에서 첫 번째 조건에 의해 $a_0 = 0$ 이고, 세 번째 조건에 의해 식 (4)로 표현될 수 있다.

$$f(t) \approx f_1(t) = a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t) = M \sin(\omega t + \phi) \quad (4)$$

여기서, $M(A, \omega) = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$, $\phi = \tan^{-1}\left(\frac{a_1}{b_1}\right)$

식 (4)를 복소수 형태로 표현하면 아래 식 (5)와 같고, 입력 정현신호 또한 복소수 형태로 변경하여 표현하면 식 (6)으로 나타낼 수 있다.

$$f_1(t) = M \sin(\omega t + \phi) \Rightarrow M e^{j(\omega t + \phi)} = (b_1 + ja_1) e^{j\omega t} \quad (5)$$

$$A \sin(\omega t) \Rightarrow A e^{j\omega t} \quad (6)$$

식 (5)와 식 (6)을 이용하여 describing function $N(A, \omega)$ 는 식 (7)과 같이 정리할 수 있다.

$$N(A, \omega) = \frac{M e^{j(\omega t + \phi)}}{A e^{j\omega t}} = \frac{M}{A} e^{j\phi} = \frac{1}{A} (b_1 + ja_1) \quad (7)$$

Describing function의 네 번째 조건은 기함수이어야 하므로 푸리에 급수의 계수 중에서 a_1 은 우함수 이므로 최종 describing function은 b_1 만 남게 된다. b_1 에 대해 푸리에 급수 전개식을 이용하여 정리하면 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f_1(t) \sin(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f_1(t) \sin(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\gamma} 0 \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{\gamma}^{\pi/2} B \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{4B}{\pi} \int_{\gamma}^{\pi/2} \sin(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{4B}{\pi} [-\cos(\omega t)]_{\gamma}^{\pi/2} \\ &= \frac{4B}{\pi} \left[-\cos \frac{\pi}{2} + \cos \gamma \right] = \frac{4B}{\pi} [\cos \gamma] \\ &= \frac{4B}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{\delta}{A}\right)^2} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $x = \sqrt{A^2 - \delta^2}$, $\cos \gamma = \frac{x}{A} = \frac{\sqrt{A^2 - \delta^2}}{A}$

그러므로 식 (7)과 식 (8)을 이용하여 최종 정리된 dead zone을 갖는 릴레이 형태 비선형식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$N(A, \omega) = \frac{b_1}{A} = \frac{4B}{\pi A} \sqrt{1 - \left(\frac{\delta}{A}\right)^2} \quad (9)$$

식 (9)는 주파수와는 관계가 없고, 오로지 입력되는 신호의 크기에만 관련이 있음을 알 수 있다. 입력 신호의 크기에 따라 dead zone을 갖는 릴레이 형태 비선형 제어기의 describing function을 요약하여 정리하면 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$N(A) = \begin{cases} 0, & \text{for } A \leq \delta \\ \frac{4B}{\pi A} \sqrt{1 - \left(\frac{\delta}{A}\right)^2}, & \text{for } A > \delta \end{cases} \quad (10)$$

비선형 제어 시스템에서의 선형 요소(linear element)와 describing function과의 관계를 통해 안정된 리미트 사이클과 불안정한 리미트 사이클을 파악하여 비선형 제어 시스템의 안정성을 확인하도록 한다. 이러한 비선형 제어 시스템의 안정성을 분석함에 있어서 해석적 어려움으로 인하여 나이퀴스트 다이어그램(Nyquist diagram)을 이용한 방법을 사용하기로 한다 [8]. 나이퀴스트 다이어그램을 통한 안정도를 해석함에 있어서, 안정성의 판단 기준은 선형 요소의 나이퀴스트 다이어그램의 경로와 비선형 요소인 describing function의 경로가 복소 평면상에서 만나는 점이 있는 경우에 리미트 사이클 기준(criterion)에 의해 리미트 사이클이 존재할 수 있는데 이 때, 불안정한 리미트 사이클이 존재한다면 시스템은 불안정한 시스템이 될 수 있다.

그림 1에서 시스템의 개루프(open loop) 전달함수는 식 (11)과 같다.

$$G_{OP}(s) = [N(A) + C(s)] G_P(s) \quad (11)$$

$$G_{CL}(s) = \frac{[N(A) + C(s)] G_P(s)}{1 + [N(A) + C(s)] G_P(s)} \quad (12)$$

그리고 식 (11)로부터 폐루프(closed loop)의 전달함수를 구하면 식 (12)와 같이 표현할 수 있고, 폐루프 전달함수로부터 특성 방정식은 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$1 + [N(A) + C(s)] G_P(s) = 0 \quad (13)$$

이제 나이퀴스트 다이어그램을 나타내기 위해서 특성 방정식으로부터 describing function으로 표현되는 비선형 시스템을 제외한 선형시스템은 식 (14)와 같이 나타낼 수 있고, 이것을 describing function과의 관계식으로 표현한 것이 식 (15)가 된다.

$$G(s) = \frac{G_P(s)}{1 + C(s) G_P(s)} \quad (14)$$

$$G(s) = -\frac{1}{N(A)} \quad (15)$$

즉, 식 (15)에서 양변을 만족하는 해가 존재한다면 리미트 사이클이 존재한다. 특히, 시스템의 입력 A 의 크기에 따라 리미트 사이클 근처에 $-1/N(A)$ 궤적 점들이 존재하게 되고, 그 점들이 나이퀴스트 다이어그램에서 $G(s)$ 궤적의 우측에 존재하게 되면 불안정한 리미트 사이클이 존재하게 된다. 본 논문에 사용된 시스템을 이용하여 상기 언급한 안정성에 대한 내용을 확인해보기로 한다.

본 논문에서 사용된 시스템의 플랜트의 모델은 식 (16)과 같이 광디스크 시스템의 트래킹 액추에이터 질량-스프링 (mass-spring) 구조의 2차 시스템으로 나타내었다.

$$G_p(s) = \frac{Bn}{ms^2 + cs + k} = \frac{Bn/m}{s^2 + \frac{c}{m}s + \frac{k}{m}} \quad (16)$$

$$= \frac{2.532 \times 10^9}{s^2 + 214.6s + 1.151 \times 10^5}$$

여기서, $m = \text{actuator mass}$, $c = \text{damping ratio}$,
 $k = \text{spring coefficient}$, $B = \text{magnetic flux density}$,
 $l = \text{length of coil}$, $n = \text{number of turn}$

식 (16)의 플랜트를 기반으로 개루프 특성이 CD 4배속에서 사용할 수 있도록 이득 교차(cross-over) 주파수를 2.4KHz로 목표로 하여 lead-lag 선형제어기를 설계하였다. 비선형 제어 시스템에서 안정도 측면에서 유리한 선형 제어기의 형태는 PID제어기 보다 lead-lag제어기가 큰 이득을 사용할 수 있기 때문에 이득 여유(gain margin) 확보 측면에서는 더욱 유리한 것으로 알려져 있다 [11]. 따라서 본 논문에서도 lead-lag 선형 제어기를 사용하였고, 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다. 그림 5는 전형적인 lead-lag 선형 제어기의 주파수 응답 특성이며, 식 (17)을 모의 실험한 결과이다. 저주파 대역의 극점과 영점은 저역 이득을 올리는 역할을 하고 고주파 대역의 극점과 영점들은 원하는 대역을 설정하고 위상 여유 및 이득 여유를 확보하기 위하여 적절한 위치에 배치하게 된다.

$$C(s) = \frac{0.6(s+628.32)(s+5654.87)(s+18849.56)}{(s+402.12)(s+37699)(s+62831.85)} \quad (17)$$

식 (14)에 식 (16) 그리고 식 (17)을 대입하여 정리하면 아래와 같은 식 (18)을 얻을 수 있다.

$$G(s) = \frac{G_p(s)}{1 + C(s)G_p(s)} \quad (18)$$

$$= \frac{10^9(2.53s^5 + 2.56 \times 10^5 s^4 + 6.15 \times 10^9 s^3 + 3.75 \times 10^{12} s^2 + 1.22 \times 10^{15} s + 2.776 \times 10^{17})}{s^7 + 1.01 \times 10^5 s^6 + 3.97 \times 10^9 s^5 + 4.05 \times 10^{13} s^4 + 1.95 \times 10^{17} s^3 + 1.46 \times 10^{20} s^2 + 4.32 \times 10^{22} s + 1.17 \times 10^{25}}$$

식 (18)을 이용하여 $G(s)$ 의 궤적과 $-1/N(A)$ 의 궤적을 그린 것이 그림 3 및 그림 4에 나타내어져 있다. 그림 3에서, $G(s)$ 의 궤적은 비선형 제어기 출력의 최대값인 1.5를 사용하는 비선형 제어기의 $-1/N(A)$ 의 궤적과 만나지 않는 것을 알 수 있는데 확대한 그림은 그림 4에 나타내었다. 그림 4의 굵은 일점쇄선이 본 논문에서 언급한 $-1/N(A)$ 의 궤적을 나타내고, 굵은 실선과 굵은 점선은 기존의 논문[11]에서 언급한 비선형 이득 K 의 값이 각각 15일 때와 90일 때의 궤적을 나타낸다. 이 때, 또한, 각각의 $-1/N(A)$ 의 궤적은 실제로는 음의 실수축을 따라서 이동하고 있으며, 이해를 돕기 위해 편의상 그림처럼 표시하였다. 따라서 그림 4의 $-1/N(A)$ 의 궤적에서 나타난 바와 같이 기존 방법에 비해

입력되는 신호의 크기에 상관없이 허수축 방향으로 이동하는 양이 작기 때문에 리미트 사이클이 생길 수 있는 여지에 대한 여유(margin)가 크다는 것을 직관적으로도 알 수가 있다.

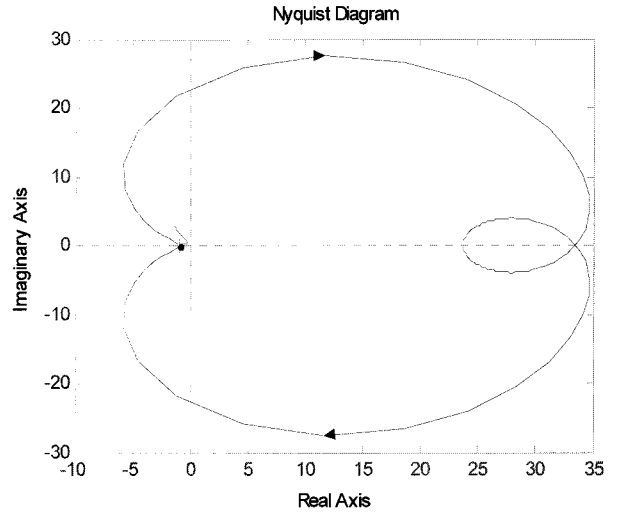


그림 3 Lead-lag 선형 제어기의 $G(s)$ 와 $-1/N(A)$ 의 궤적
 Fig. 3 The loci of $G(s)$ and $-1/N(A)$ using a lead-lag controller

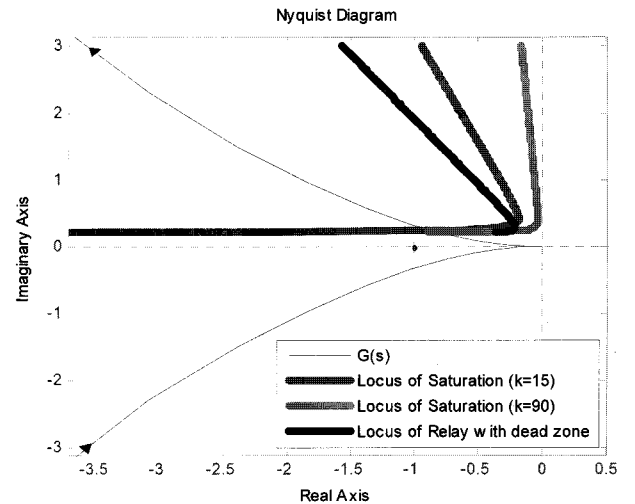


그림 4 확대한 lead-lag 선형 제어기의 $G(s)$ 와 $-1/N(A)$ 의 궤적
 Fig. 4 The magnified loci of $G(s)$ and $-1/N(A)$ using a lead-lag controller

식 (16)과 식 (17)로부터 선형 제어시스템의 개루프 전달 함수는 식 (19)와 같이 나타낼 수 있고, 그것의 특성을 보드 다이어그램(Bode diagram)으로 모의 실험한 결과를 그림 5에 표현하였다.

$$G_{OP}(s) = G_p(s)C(s) \quad (19)$$

$$= \frac{2.532 \times 10^9}{s^2 + 214.6s + 1.151 \times 10^5} \times \frac{0.6(s+628.32)(s+5654.87)(s+18849.56)}{(s+402.12)(s+37699)(s+62831.85)}$$

그림 5에서는 본 논문에서 제안하는 dead zone을 갖는 릴레이 형태 비선형 제어기의 최대 출력 B=1.5에서의 개루프 주파수 특성을 점선으로 표시하였고, 이를 기존의 논문 [11]에서의 비선형 이득 k=90(dashed line)의 경우와 비교하였다. 외부 충격의 표현에 따른 주파수는 약 166[Hz] 정도이며, 선형 제어기에 비해 약 43[dB] 정도 큰 비선형 제어기로 충격을 억제하여 원하는 잔류에러 범위 이내로 제어할 수 있다.

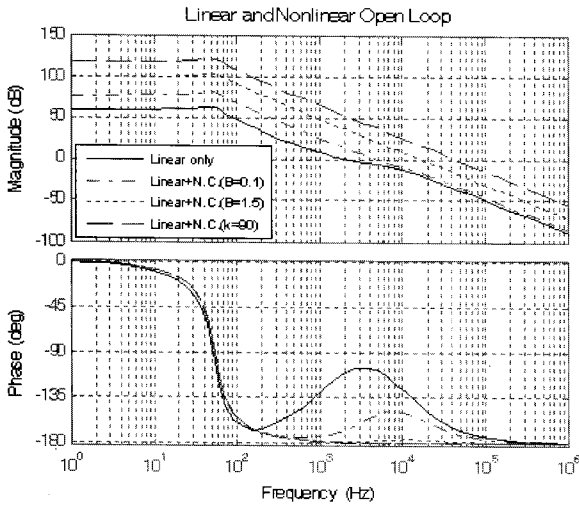


그림 5 선형 제어기와 비선형 제어기를 비교한 보드 다이어그램
 Fig. 5 Bode diagrams of linear vs nonlinear controller

2.3 충격 검출 알고리즘

앞 절에서 설계된 비선형 제어기는 식 (1)에 언급되어 있는 충격 검출 기준 값(δ)의 범위에 따라 동작 시점이 결정된다. 광디스크 시스템에서 외부 충격에 대한 검출 방법 중 가장 유용한 것은 가속도 센서를 이용하는 방법이나 이는 상용화하는데 가격적인 상승을 가져오기 때문에 트래킹 에러신호로부터 검출하는 것이 가장 효과적인 방법이라 하겠다. 일반적으로 충격은 트래킹 에러신호를 저역통과 필터, 대역 통과 필터 혹은 고역 통과 필터 등을 이용하여 광스폿이 현재의 트랙을 벗어나고 있음을 미리 정해진 문턱 값과 비교를 해서 검출하는 방법을 사용하였다 [14]. 그러나 이러한 방법은 필터에서 걸러지지 않는 트래킹 에러신호에 대해서 쉽게 반응하여 원치 않는 부분에서 트래킹을 방해하는 요소로 작용할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 [12]에서 제안한 통계적인 이론 바탕위에 외란을 추종할 수 있는 방법을 응용한 충격 검출을 위한 알고리즘을 제안한다. 그림 6는 본 논문에서의 충격 검출 알고리즘에 대한 블록도를 나타낸 것이다. 그림 6과 같은 충격 검출 알고리즘을 사용하는 목적은 기존의 단순히 트래킹 에러신호를 이용한 문턱 값 비교는 어느 정도 제어 효과를 볼 수는 있지만 디스크(disc)상에 존재하는 스크래치(scratch), 검은 점(black dot) 및 지문(fingerprint)등의 노이즈(noise)에 대해 민감하게 반응을 하거나, 실제 제어 시 채터링(chattering) 문제를 안고 있기 때문이다.

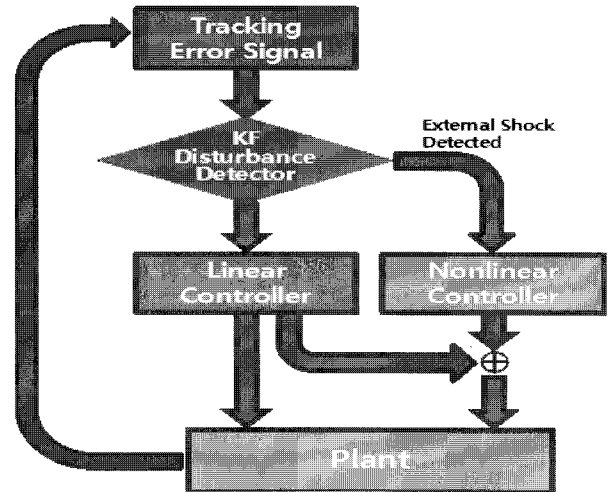


그림 6 충격 검출 및 대응 알고리즘 블록도
 Fig. 6 Block diagram of shock detection and control algorithm

채터링은 광디스크의 정보를 기록하거나 재생 시 지터(jitter)를 나쁘게 만들 수 있기 때문에 피할 수 있는 방법을 고려하여야 한다. 특히, 편심 디스크의 경우는 보다 큰 값을 문턱 값으로 사용해야하는 문제에 직면하게 된다. 기존의 논문 [10],[11]에서도 실제 시스템에 적용하기 위해서는 비선형 제어기가 동작하는 시점을 결정짓는 문턱 값을 설계자가 지정해 주어야 하는데 구현 시 디스크상의 노이즈 문제로 인해 논문에서 제안한 문턱 값보다 높게 설정될 것이다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 트래킹 에러신호의 통계적인 데이터로부터 충격을 검출하여 위에 열거한 문제점들을 해결할 수 있는 방법을 제시하고자 한다.

논문 [12]에서는 칼만 필터를 이용하여 시스템의 상태 값 및 오차의 공분산(covariance)을 추정하고 추정된 값으로 Pearson's chi-square 테스트에 적용하여 외란을 감지하였다. 본 논문에서도 같은 이와 같이 Pearson's chi-square 테스트 방법을 이용하여 충격의 발생시점을 감지하고 그 시점에서 비선형 제어기가 동작하도록 설계하고자 한다. 먼저 칼만 필터를 이용한 정상 상태의 트래킹 에러의 추정 값 및 추정 오차의 공분산을 추정하기 위해 이산 확률 시스템 모델을 고려한다 [18],[19]. 이산 확률 시스템 모델로부터 아래 두 개의 식 (20)과 식 (21)이 얻어진다. 일반적으로 식 (20)은 상태 천이 방정식 그리고 식 (21)은 관측 방정식이라고 한다.

$$x_{k+1} = F_k x_k + B_k d_k \tag{20}$$

$$y_k = H_k x_k + v_k \tag{21}$$

여기서,

- F_k : 상태 천이 행렬
- H_k : 관측 행렬
- B_k : 외란 입력 행렬
- d_k : 외부로부터의 미확인된 외란
- y_k : 관측값

v_k : 관측시의 잡음

x_k : 시스템 내부의 상태를 표시하는 상태 변수

식 (20)과 식 (21)로부터 정상상태에서의 트래킹 에러의 추정값 및 오차의 공분산을 구하기 위한 이산 칼만 필터의 방정식은 식 (22) - (26)으로 나타낼 수 있다.

Time update:

$$\hat{x}_{k/k-1} = F_{k-1} \hat{x}_{k-1/k-1} \quad (22)$$

$$P_{k/k-1} = F_{k-1} P_{k-1/k-1} F_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (23)$$

Measurement update:

$$K_k = P_{k/k-1} H_k^T (H_k P_{k/k-1} H_k^T + R_k)^{-1} \quad (24)$$

$$\hat{x}_{k/k} = \hat{x}_{k/k-1} + K_k (y_k - H_k \hat{x}_{k/k-1}) \quad (25)$$

$$P_{k/k} = P_{k/k-1} - P_{k/k-1} H_k^T (H_k P_{k/k-1} H_k^T + R_k)^{-1} H_k P_{k/k-1} \quad (26)$$

여기서,

P_k : 상태 오차의 공분산

R_k : 관측 노이즈의 공분산

Q_k : 외란 노이즈의 공분산

K_k : 최적 필터 이득

위의 칼만 필터 방정식에서 Time update는 상태 천이 행렬에 의해 이전 상태로부터 현재 상태를 추정 하는 것이고, Measurement update는 최적 이득 K_k 의 값에 의해 실제 측정값을 반영하게 되는 것이다. Pearson's chi-square 테스트 식은 아래 식 (27)과 같다.

$$q_k = \sum_{i=k-n}^k \frac{(c_i - E[c_i])^2}{var(c_i)} \quad (27)$$

식 (22)-(26)으로부터 Pearson's chi-square 테스트 식을 유도하면 아래와 같다. 먼저 식 (25)로부터 에러 방정식은

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k/k} - \hat{x}_{k/k-1} &= K_k (y_k - H_k \hat{x}_{k/k-1}) \\ &= K_k v_k \end{aligned} \quad (28)$$

여기서, v_k 는 innovation 프로세스이다 [14].

이 때, 프로세스 c_i 를 다음과 같이 정의한다.

$$c_i = H_k K_k v_k = H_k (\hat{x}_{k/k} - \hat{x}_{k/k-1}) \quad (29)$$

여기서, c_i 는 평균이 0 이고 정규분포를 갖는다. 즉,

$$E[c_i] = E[H_k K_k v_k] = 0 \quad (30)$$

식 (29)와 식 (30)을 이용하여 아래의 식 (31)을 유도해 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} (c_i - E[c_i])^2 &= (c_i)(c_i)^T \\ &= H_k (\hat{x}_{k/k} - \hat{x}_{k/k-1}) (\hat{x}_{k/k} - \hat{x}_{k/k-1})^T H_k^T \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} var(c_i) &= E[(c_i - E[c_i])^2] \\ &= E[H_k K_k (y_k - H_k \hat{x}_{k/k-1}) (y_k - H_k \hat{x}_{k/k-1})^T K_k^T H_k^T] \\ &= H_k K_i (H_i P_{i/i-1} H_i^T + R_i) K_i^T H_i^T \end{aligned} \quad (32)$$

이제 식 (31)과 식 (32)를 식 (27)에 대입하면 식 (33)을 얻을 수 있다.

$$q_k = \sum_{i=k-n}^k \frac{H_i (\hat{x}_{i/i} - \hat{x}_{i/i-1}) (\hat{x}_{i/i} - \hat{x}_{i/i-1})^T H_i^T}{H_i K_i (H_i P_{i/i-1} H_i^T + R_i) K_i^T H_i^T} \quad (33)$$

$$= \sum_{i=k-n}^k \frac{H_i K_i (y_i - \hat{x}_{i/i-1}) (y_i - \hat{x}_{i/i-1})^T K_i^T H_i^T}{H_i K_i (H_i P_{i/i-1} H_i^T + R_i) K_i^T H_i^T} \quad (34)$$

여기서, n은 sample window의 크기를 나타내고 이것은 자유도(degree of freedom)가 n-1임을 의미한다.

식 (34)의 q_k 값은 식 (25)에서 산출한 추정 값의 통계적 특성이 변할 때 증가하는 형태로 나타난다. 따라서 이 값을 시스템의 특성에 맞게 자유도와 문턱 값을 조절하면 비선형 제어기의 외란 대응시점을 결정할 수 있다.

3. 광디스크 제어 실험 결과

3.1 충격 검출 알고리즘 및 비선형 제어기를 위한 매개 변수 설정

충격 검출 알고리즘과 비선형 제어기에 사용되는 매개변수를 설정하기 위하여 다음과 같은 시뮬레이션 환경을 구성하였다.

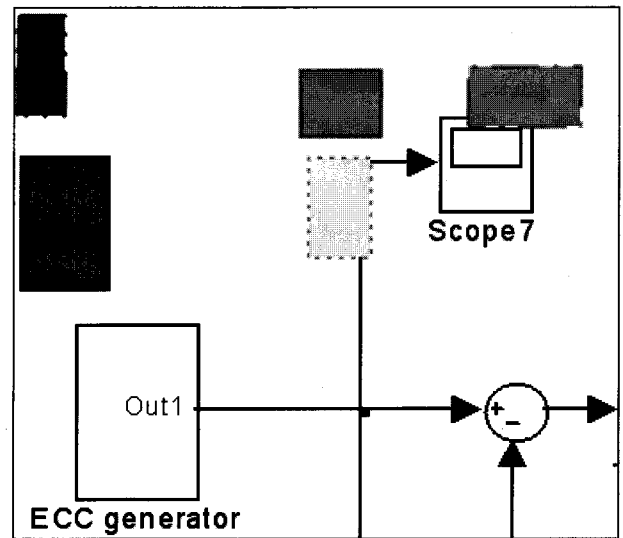


그림 7 충격 검출 및 대응 알고리즘 블록도

Fig. 7 Block diagram of shock detection and control algorithm

그림 7은 칼만 필터를 이용한 충격 검출 시뮬레이션 장치로 기본 시뮬레이션 장치는 선형 제어기를 이용한 광디스크 드라이브 시스템으로 구성되어 있다. 이점쇄선으로 표시된 블록이 광디스크 편심(eccentricity) 성분에 의한 외란을 생성하는 블록이고, 실선으로 표시된 블록이 이 시스템의 선형 제어기 및 구동 신호 증폭부를 포함한 블록이다. 일점쇄선으로 된 블록은 광스폿이 광디스크 트랙의 중심을 추종하도록 하는 액추에이터 및 광스폿이 디스크의 기록 면에서 반사되어 디스크상의 정보나 제어를 위한 신호를 생성하는 광센서(photo diode) 등이 포함된 시스템의 플랜트 부분이다. 플랜트로부터 액추에이터의 현재 위치 정보가 되먹임(feedback)되어 외란과의 오차 신호가 다시 제어기로 들어가

도록 설계되어 있다. 여기에 비선형 제어기는 점선 블록으로 나타내어져 있으며, 실선으로 된 선형 제어기와 병렬로 구성하였다. 이러한 시스템에서 외부 충격 10G와 20G에 대응할 수 있도록 설정한 매개변수는 다음 표와 같다.

표 1 충격 검출 알고리즘 및 비선형 제어기를 위한 매개변수 값 선정

Table 1 Parameters setting for the disturbance detection algorithm and the nonlinear controller

	매개변수	변수 값
충격검출 알고리즘	F_k	1
	H_k	1
	Q_k	0
	R_k	$5 \times 10^{-4} [V^2]$
	q_k	80
	n	6
비선형 제어기	A	$8.94[\mu m/G] \times 10[G] = 89.4[\mu m]$ $8.94[\mu m/G] \times 20[G] = 178.8[\mu m]$
	B	1.5
	σ	$0.1[\mu m]$

3.2 시뮬레이션 결과

제안된 방법의 성능을 검증하기 위하여 표 1의 매개변수 설정 값을 기반으로 그림 7의 시뮬레이션을 이용하여 외부 충격이 10G와 20G일 경우에 대하여 기존 논문 [11]와 비교해 보았다.

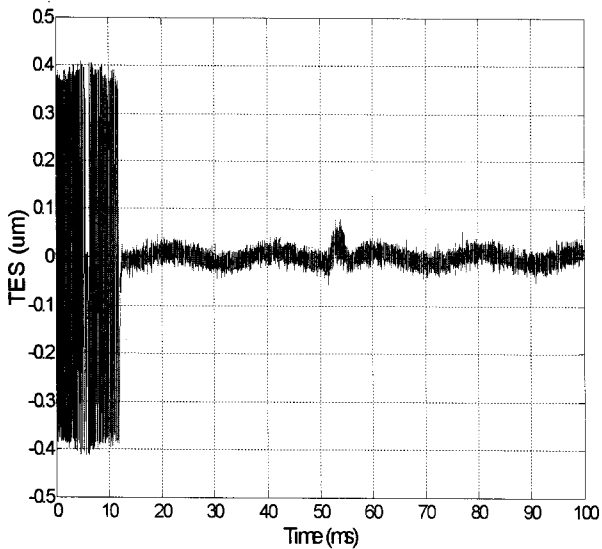


그림 8 10G인 경우 dead zone을 갖는 릴레이 형태 비선형 제어기의 모의실험 결과

Fig. 8 The result of simulation using relay type nonlinear controller with dead zone when 10G shock occurs

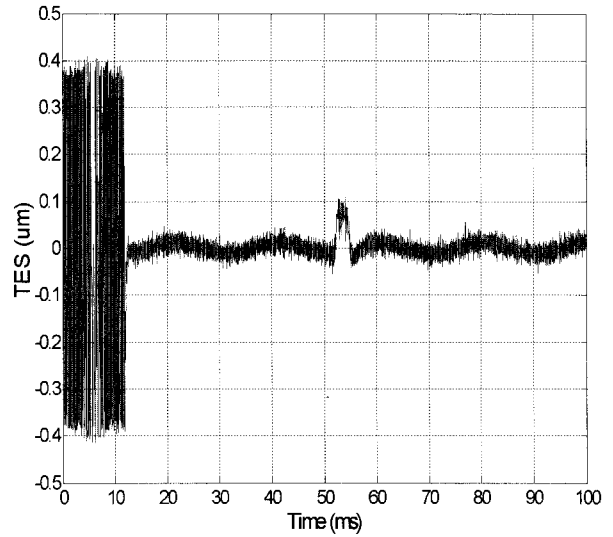


그림 9 10G인 경우 포화영역을 갖는 dead zone 비선형 제어기의 모의실험 결과 ([11])

Fig. 9 The result of simulation using dead zone nonlinear controller with saturation when 10G shock occurs ([11])

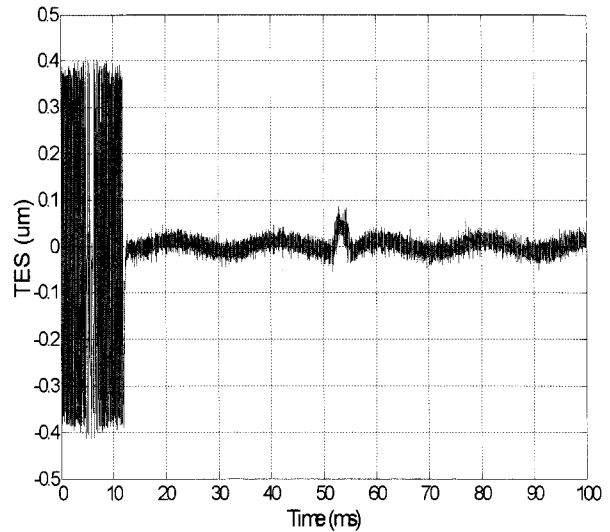


그림 10 20G인 경우 dead zone을 갖는 릴레이 형태 비선형 제어기의 모의실험 결과

Fig. 10 The result of simulation using relay type nonlinear controller with dead zone when 20G shock occurs

먼저 외부 충격이 10G인 그림 8과 그림 9를 비교해 보면 충격의 시점이 50ms 근처에서 발생하였을 때 두 알고리즘 모두 $\pm 0.1\mu m$ 이내로 제어되고 있지만 제안기법이 기존 방법 [11] 보다 트래킹 에러에 마진이 더 확보되어 있음을 확인할 수 있다.

외부 충격이 20G인 경우는 그림 10과 그림 11에 나타내었다. 50ms 근처에서 외부 충격이 발생하였을 때 기존 알고리즘은 트래킹 에러 신호가 규정을 넘은 것에 반해 제안 기법은 규정 범위 이내로 제어되었다.

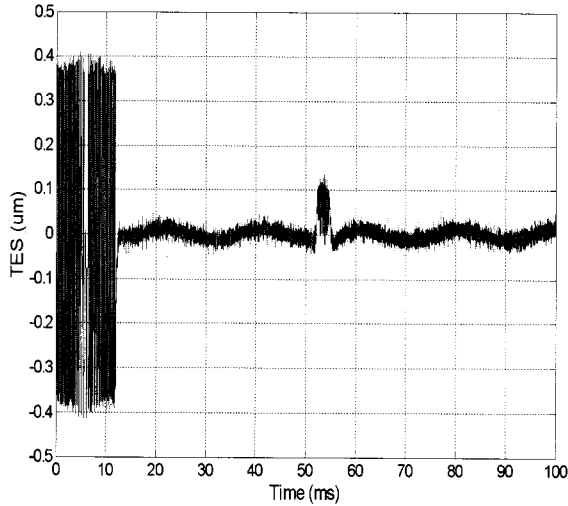


그림 11 20G인 경우 포화영역을 갖는 dead zone 비선형 제어기의 모의실험 결과 ((11))

Fig. 11 The result of simulation using dead zone nonlinear controller with saturation when 20G shock occurs ((11))

3.3 실험 구성 및 환경

시뮬레이션을 통해 설정한 매개변수 값이 실제 광디스크 시스템에서도 좋은 결과를 낼 수 있는지 검증하기 위하여 제안한 방법의 검증을 위하여 그림 12과 같은 환경을 구축하여 실험을 진행하였다.

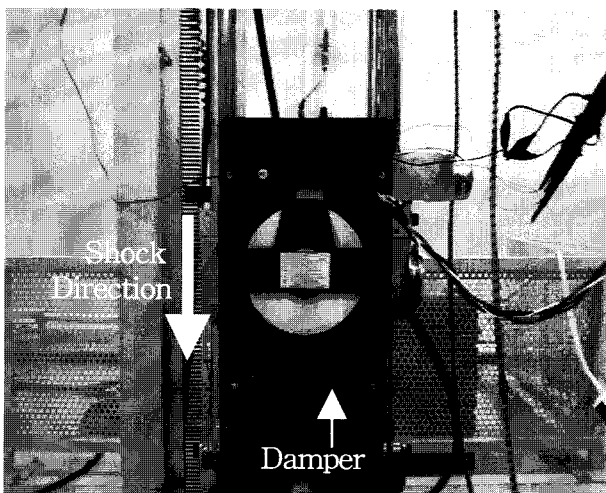


그림 12 충격 실험을 위한 광디스크 구동장치의 설치 환경
Fig. 12 Set-up of the optical disc drive for a shock test

광디스크 구동 장치에 원하는 크기의 충격을 주기 위해 Lansmont사의 15-D Shock Tester를 사용하였다. 그리고 광디스크는 삼성전자의 BD/ HD-DVD Duo player용 광디스크 구동장치를 사용하였으며, PCB Piezotronics사의 352C23 가속도 센서를 사용하여 측정을 하였다. 광디스크 구동 장치를 15-D Shock Tester에 연결하여 원하는 충격(G값)을 얻는 방법은 자유낙하를 이용하여 측정을 하는 방

식으로 광디스크의 구동장치를 장착하는 베이스(base)의 높이를 조절하고 낙하되는 지점의 충격 부분에 적절한 완충재(damper)를 이용하면 G값의 크기와 시간 폭을 조절하여 실험을 할 수 있다.

3.4 실험 결과

광디스크 구동 장치를 그림 12의 실험 장치에서 자유낙하를 시켜 각각 10G 및 20G가 되도록 설정한 뒤, 트래킹이 구동되고 있는 상황에서 제어되는 신호를 측정하였다. 충격 센서의 크기는 10 [mV/G] 단위로 설정을 하였으며, 트래킹 에러신호에서 규격집의 ±0.1um에 해당하는 범위를 나타내기 위해 긴 점선과 일점쇄선으로 해당 범위를 나타내었다.

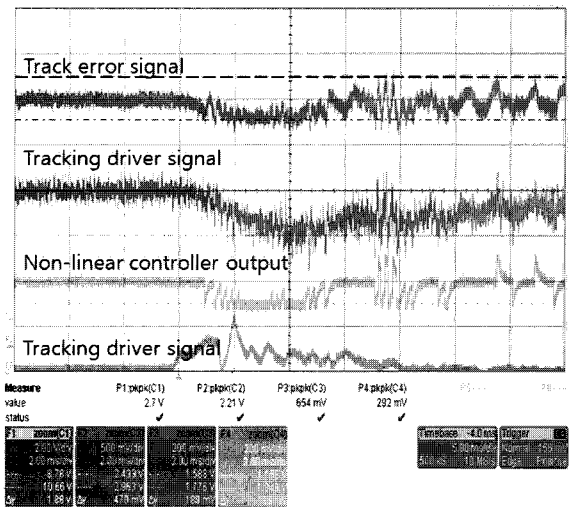


그림 13 10G의 충격 인가 시, 실제 시스템에서의 실험결과
Fig. 13 10G shock experimental result in real system

그림 13에서는 장비 특성상 정확한 10G의 설정은 어렵지만, 10G에 해당하는 충격 신호로 판단이 되는 수준으로 낙하를 시켰다. 결과는 트랙 에러 신호(track error signal)를 볼 때 허용 오차 이내에서 제어 되고 있음을 알 수 있으며, 동시에 비선형 제어기 출력(nonlinear controller output) 신호도 트래킹 에러 신호가 커서의 범위를 넘어서려는 지점에서 정확히 구동신호가 생성되어 제어범위 이내로 제어하도록 하는 것을 볼 수 있다.

다음으로 그림 14는 20G의 신호를 시스템에 가했을 때 제어 동작을 나타낸 것이다. 트래킹 에러신호가 정해진 커서의 범위를 넘어설 때 비선형 제어기의 출력 신호가 동작을 하는 것으로 보이나, 비선형 구동 신호의 동작이 최대로 되고 있음에도 불구하고 제어의 범위를 넘어서 인접 트랙으로 광스폿이 밀리는 현상이 발생하였다. 이러한 현상의 원인은 크게 두 가지로 예상할 수 있는데, 첫 번째는 수평상태가 아닌 수직 상태에서 충격을 가함으로써 고려하지 못했던 여러 진동 성분에 의한 영향이고, 두 번째는 실제 실험 조건에서의 반영하지 못한 모델링에서의 오차에 의한 것으로 판단된다.

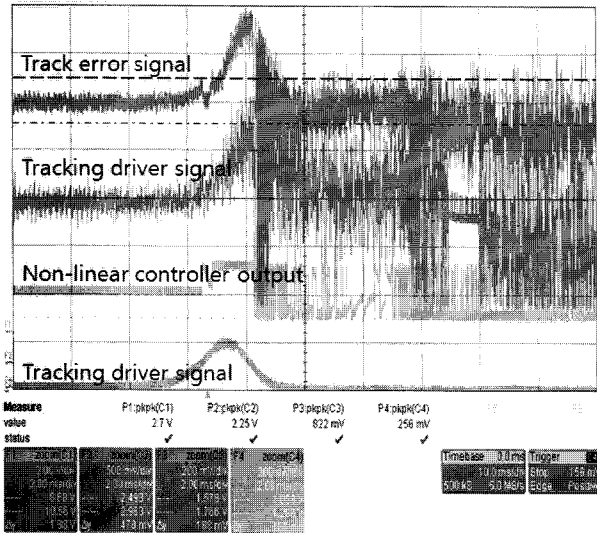


그림 14 20G의 충격 인가 시, 실제 시스템에서의 실험결과
 Fig. 14 20G shock experimental result in real system

20G 충격에 대한 실험 결과는 제안된 제어기의 한계점을 나타내나 그림 13에서와 같이 10G 충격에서의 실험 결과를 보면 외란 감지기 및 제안한 비선형 제어기가 안정된 동작을 하고 있으며, 선형 제어기만으로는 제어가 불가능한 크기의 외란에 대해서 좋은 성능을 내고 있음을 알 수 있다.

4. 결 론

광디스크 구동 시스템에서 트래킹 제어는 일반적으로 선형 제어기를 이용하여 규격에 정해진 사양 이내로 제어하는 방법이 사용되었고, 시장에서 간헐적으로 문제가 발생하는 과도한 편심의 경우는 주기적인 편심성분에 대하여 학습을 통한 앞먹임 제어(feed forward control)를 이용한 제어방법이 이용되어 왔다. 그러나 충격의 경우는 비주기적인 외란 이면서 주파수에 따른 대응방법에 차이가 있다. 저주파 대역은 기구적인 완충재를 이용하여 부분적으로 충격을 흡수하는 방법을 사용하고 동시에 선형 제어기를 이용하여 저주파 대역에서 충격에 대응할 수 있도록 적절한 이득을 갖도록 설계한다. 그러나 100Hz이상의 고주파 영역에 대한 충격은 기구적인 대응에 한계가 있으므로 이러한 부분은 별도의 제어기로서 대응을 해야 한다.

기존의 제안된 방법은 고정된 문턱 값을 사용함으로써 광디스크의 잡음이나 큰 편심성분에 의한 잔류에러를 충격으로 잘못 인식할 수 있다. 따라서 실제 적용 시에는 이러한 잡음 성분에 대한 오동작을 방지하기 위해서 문턱 값을 반드시 높여서 설정하여야 한다. 그러나 이렇게 문턱 값을 높이면 실제 제어하고자 하는 허용 잔류에러 레벨보다 문턱 값이 커질 가능성이 높아지고 결국 허용 잔류에러 보다 큰 범위에서 제어를 하게 되므로 시스템의 성능을 저하시키게 된다.

본 논문에서는 별도의 제어기로서 dead zone을 갖는 릴레이 형태 비선형 제어기를 제안하였고, 안정도 측면과 함께 대응 성능적인 측면에서도 우수한 성능을 발휘함을 확인하

였다. 또한, 충격이 발생할 때 비선형 제어기의 동작 시점을 결정함에 있어 이산 칼만 필터를 이용하여 트래킹 에러신호의 상태 값과 오차의 공분산을 추정하고 추정된 값을 Pearson's chi-square 테스트에 적용하여 광디스크의 잡음이나 추정 잡음에 의한 충격 검출의 오동작을 최소화 하였다.

이러한 이론적인 배경을 바탕으로 목표수준인 20G까지 트래킹 에러의 허용 범위인 $\pm 0.1\mu m$ 이내로 유지하고자 하였다. 실제 시스템에 적용한 결과, 목표 수준에는 다소 미치지 못하지만 제안한 알고리즘이 10G의 외부 충격에 대해서 안정적으로 동작함을 확인하였다. 따라서 외란 감지기와 제안한 비선형 제어기가 광디스크 시스템에 가해지는 충격의 영향을 억제하는데 적합함을 알 수 있었으며 목표치 달성을 위해서는 세부적인 모델링과 수직 낙하 시 발생하는 진동 성분에 대한 추가적인 해석이 필요할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] Y. Urakawa, T. Watanabe, "A Study of High-Gain Servo Controller with Complex Zeros for Optical Disk Drives", JJAP Vol. 44, No. 5B, pp3427-3431, 2005.
- [2] D. Koide, H. Tokumaru, K. Ohishi, T. Hayano, "High-Speed Tracking Servo Using Zero Phase Error Tracking-Feed-Forward Method for Professional-Use Optical Disks over 10000 rpm", JJAP, Vol 46, No. 6B, pp. 3765-3770, 2007.
- [3] K. K. Chew, M. Tomizuka, "Digital control of repetitive errors in disk drive system", IEEE Contr. Syst. Mag., vol. 10, No. 1, pp. 16-20, 1990.
- [4] Moon, J. H., Lee, M.-N., Chung, M. J., "Repetitive control for the track-following servo system of an optical disk drive", IEEE Transactions on Control Systems Technology 65, pp. 663-670, 1998.
- [5] T. Y. Doh, J. R. Ryoo, M. J. Chung, "Design of a repetitive controller: an application to the track-following servo system of optical disk drives", IEE Proc. Control Theory Appl., Vol. 153, No. 3, pp. 323-330, May 2006.
- [6] C. S. Chang, T. S. Liu, "LQG Controller for Active Vibration Absorber in Optical Disk Drive", IEEE Transactions on magnetics, Vol. 43, No. 2, Feb. 2007.
- [7] S. Imagawa, M. Suzuki, H. Ono, J. Ohya, "Actuator control to suppress disturbances for 8cm DVD-RAM Video camera recorder", IEEE Transaction on Consumer Electronics, Vol. 47, No. 3, August 2001.
- [8] J. J. E. Slotine, W. Li, *Applied Non-linear Control*, Prentice-Hall International, 1991.
- [9] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice-Hall, 1996.
- [10] Y. Zhou, M. Steibuch, M. Van Der Aa, H. Ladegaard, "Anti-shock controller design for optical drives", Control Engineering Practice 12, 811-817, 2004.

- [11] J. S. Baek, C. C. Chung, M. Tomizuka, "Anti-shock controllwer design for Optical Disk Drive Systems with a Nonlinear Controller", Proceedings of the 2006 American Control Conference, pp. 1982-1989, 2006.
- [12] J. H. Kim and J. H. Oh, "Robust state estimator of stochastic linear systems with unknown disturbance", IEE Proceedings Control Theory & Applications, Vol. 147, No. 2, pp. 224-228, March, 2000.
- [13] Y. Zhou, "Anti-shock optical recording and reproducing device", EP1723643, Nov. 2006.
- [14] Ishii, Hidehiro, *Disc player using a servo loop with a variable transfer function*, European Patent 0363195, May, 1989.
- [15] T. Kailath, P. Frost, "An Innovations Approach to Least-Squares Estimation Part II: Linear Smoothing in Additive White Noise", IEEE Transactions on automatic control, Vol. AC-13, No. 6, December 1968.
- [16] [On line] <http://www.monarchwatch.org/grafx/read/eggs/table.gif> from Ronald J. Wonnacott and Thomas H. Wonnacott, "Statistics: Discovering Its Power", New York: John Weley and Sons, p352, 1982.
- [17] Philips Electronics, N. V., & Sony Corp. (1981). Compact-disc digital audio, specified in the system description compact disc digital audio, (Red Book). N.V. Philips and Sony Company.
- [18] R. E. Kalman, "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems", Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering, 82(Series D): 35-45. 1960.
- [19] G. Welch, G. Bishop, "An Introduction to the Kalman Filter", UNC-Chapel Hill, TR 95-041, July 24, 2006.

저 자 소 개



최 병 호 (崔炳浩)

1964년 8월 11일생. 1991년 건국대학교 전자공학과 졸업. 2009년 연세대학교 대학원 전기전자공학과 석사 졸업 1990년~현재 삼성 전자 선행 기술 연구팀 근무 수석 연구원
 Tel: 82-31-277-3793
 E-mail : bhchoi@samsung.com



최 가 형 (崔珂煥)

1981년 1월 18일생. 2003년 연세대학교 기계전자공학부 졸업. 2007년 연세대학교 대학원 전기전자공학과 석사 졸업 2008년~현재 동 대학원 전기전자공학과 박사과정
 Tel : 82+2123+2773
 Fax : 82+362+0413
 E-mail : choigh99@yonosei.ac.kr



윤 태 성 (尹泰星)

1956년 6월 22일생. 1978년 연세대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994년3월 ~ 1995년 2월 미국 Vanderbilt 대학교 전기공학과 객원교수. 1989년~현재 창원대학교 전기공학과 교수
 Tel : 82-55-213-3363
 Fax : 82-55-263-9956
 E-mail : tsoon@changwon.ac.kr



박 진 배 (朴珍培)

1954년 8월 7일생. 1977년 연세대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 ~ 1990년 Kansas State University 공대 전기 및 컴퓨터 공학과 졸업(공박). 1990년~1991년 Kansas State University 공대 전기 및 컴퓨터공학과 조교수. 현재 연세대 공대 전기공학과 교수
 Tel : 82-2-2123-2773
 Fax : 82-2-362-4539
 E-mail : jbpark@yonsei.ac.kr