

광 디스크 드라이브의 트랙 추종 서보 시스템을 위한 반복 제어

Repetitive Control for the Track-Following Servo System of an Optical Disk Drive

문정호, 이문노, 정명진
(Jung-Ho Moon, Moon-Noh Lee, and Myung Jin Chung)

Abstract : Disturbances acting on the track-following servo system of an optical disk drive inherently contain significant periodic components that cause tracking errors of a periodic nature. Such disturbances can be effectively rejected by employing a repetitive controller, which must be implemented carefully in consideration of system stability. Plant uncertainty makes it difficult to design a repetitive controller that will improve tracking performance yet preserve system stability. In this paper, we examine the problem of designing a repetitive controller for an optical disk drive track-following servo system with uncertain plant coefficients. We propose a graphical design technique based on the frequency domain analysis of linear interval systems. This design method results in a repetitive controller that will maintain system stability against all admissible plant uncertainties. We show simulation and experimental results to verify the validity of the proposed design method.

Keywords : repetitive control, frequency domain analysis, parametric uncertainty, linear interval systems, disk drives

I. 서론

광 디스크에 저장되어 있는 정보를 읽기 위해서는, 레이저 빔의 중심이 트랙으로부터 허용 가능한 오차 범위 안에 있도록 유지해야한다. 디스크의 구조적 결함과 디스크의 중심과 디스크의 회전 중심이 다름으로 인해서 광 디스크 드라이브의 트랙 추종 서보 시스템에 작용하는 외란은 주기성을 띤다. 이 주기적인 외란은 디스크의 회전 주파수를 기본 주파수로 하여 그 기본 주파수의 정수 배에 해당하는 여러 고조파 신호들을 포함하며, 트랙킹 제어 성능에 결정적인 영향을 끼친다. 따라서 요구되는 트랙킹 정밀도를 얻기 위해서는 이러한 주기적인 외란을 효과적으로 억제해야 한다.

반복 제어(repetitive control)는 기준 입력, 또는 가해지는 외란이 주기성을 가지는 시스템을 위하여 고안된 특수한 제어 기법이다. 내부 모델 원리(internal model principle)를 바탕으로 주기 신호를 생성하는 부분을 제어기 내부에 포함하고 있기 때문에, 반복 제어기는 높은 정밀도의 트랙킹을 가능하게 한다. 하지만 주기 신호를 생성하기 위한 양의 피드백 루프는 시스템의 안정성 여유를 줄이는 효과를 가져오므로, 반복 제어기는 시스템의 안정성을 취약하게 만들 수 있다. 따라서 시스템의 안정성과 트랙킹 정밀도 사이의 상충 관계는 반복 제어기의 중요한 성질의 하나이다. Hara 등은 반복 제어기와 고주파 영역에서 트랙킹 성능을 희생시키는 대신 시스템의 안정성을 강화하는 수정된 반복 제어기를 제안하고,

연속 시간 영역에서의 시스템의 안정성 조건을 분석하였다[1]. 한편, Tomizuka 등은 이산 시간 영역에서 반복 제어 시스템을 분석하고 제어기 설계 방법을 제시하였다[2]. Middleton 등은 이산 시간에서의 반복 제어기 설계, 제어기의 구현 문제, 제어기의 강인성 문제를 연구하였다[5]. Srinivasan과 Shaw는 regeneration spectrum을 사용하여 반복 제어 시스템의 절대적 안정성과 상대적 안정성을 조사하고 그 결과를 반복 제어기 설계에 유용하게 사용할 수 있음을 보였다[6].

반복 제어기는 기계적인 시스템, 특히 디스크 드라이브 시스템과 같은 회전 메커니즘을 가진 시스템에 적용되어 효과적으로 주기적인 외란의 영향을 억제할 수 있음을 보았다[7]~[9]. 그러나 지금까지 제시된 방법들은 대부분 시스템의 불확실성은 명확하게 고려하지 않고 정확하게 알고 있는 시스템을 주로 다루었다. 그러므로 실제 적용에 있어서 중요한 문제인 설계된 반복 제어 시스템의 불확실성에 대한 강인성은 충분히 논의되지 않았다. 또한 시스템에 불확실성이 있을 경우 반복 제어기를 체계적으로 설계하기 위한 적절한 지침이 제시되지 않았기 때문에 이는 반복 제어기를 실제 응용하는데 장애가 되고 있다.

본 논문에서는 불확실한 플랜트 계수를 가진 광 디스크 드라이브의 트랙 추종 서보 시스템을 위한 반복 제어기의 설계 방법을 제안한다. 피드백 제어기가 미리 설계되어 있는 트랙 추종 서보 시스템의 제어 성능을 향상시키기 위해서 반복 제어기는 부가적인 모듈 형태로 더해진다. 트랙킹 액튜에이터는, 차수는 알고 있지만 계수에 불확실성이 있는 선형 시불변 시스템이며 반복 제어기는 주어진 플랜트 불확실성에 대해서 폐루프 시스템의 안정

접수일자 : 1998. 1. 26., 수정완료 : 1998. 11. 27.

문정호 : 삼성전자 중앙연구소

이문노 : 삼성전자 V.C.R 사업부 ROM 개발팀

정명진 : 한국과학기술원 전기및전자공학과

성을 보장하면서 트랙킹의 정밀도를 항상시키도록 설계된다. 이를 위해서 불확실성을 가진 시스템의 주파수 영역 특성 분석이 반복 제어기의 설계에 이용되는데 설계 과정에서 Nyquist 선도가 핵심적인 역할을 한다. 모의 실험과 실험을 통해서 본 논문에서 제안한 반복 제어기의 설계 방법의 타당성을 검증한다.

본 논문의 나머지 부분 다음과 같이 구성되어 있다. 2절에서는 광 디스크 드라이브의 트랙 추종 서보 시스템에 대한 간략한 소개와 함께 문제를 제시한다. 3절에서는 선형 구간 시스템(linear interval systems)의 주파수 영역 특성을 간략히 요약하고 폴란트 불확실성에 대해서 폐루프 시스템이 안정성을 유지하도록 하는 반복 학습 제어기의 설계 방법을 제시한다. 4절에서는 실험에 사용한 광 디스크 드라이브의 트랙킹 액터에이터의 수학적 모델을 제시하고 이 액터에이터에 대해서 반복 제어기를 설계한다. 또한 서보 시스템의 구현 방법에 대한 설명과 함께 설계한 반복 제어기를 적용한 모의 실험과 실험 결과를 제시한다. 5절에서는 본 논문을 마무리 짓는다.

II. 시스템 설명

액터에이터의 주파수 대역 폭과 물리적인 크기는 요구되는 서보 메커니즘의 가속 능력과 동작 영역에 의해 결정된다. 광 디스크 드라이브에서는 요구되는 이 두 가지 조건을 단일 액터에이터만으로 만족시키는 것이 거의 불가능하다. 그래서 대부분의 광 디스크 드라이브에는 큰 조동(coarse) 액터에이터와 그 위에 얹혀진 넓은 대역 폭의 미동(fine) 액터에이터로 구성된 복합(compound) 액터에이터가 사용된다. 조동 액터에이터는 좁은 대역 폭을 가지는 대신 동작 범위가 넓다. 반면에 미동 액터에이터는 더 작고 제한된 동작 범위를 가지는 대신 빠른 응답 특성을 가진다. 트랙 추종 모드에서 조동 액터에이터의 역할은 단순히 미동 액터에이터를 전 동작 범위에 걸쳐서 천천히 움직이는 것이므로 트랙킹 제어의 성능은 거의 전적으로 미동 액터에이터가 얼마나 정확하게 제어되는가에 달려있다. 이런 이유로 트랙 추종 제어기의 설계에서는 보통 미동 액터에이터만이 주로 고려된다.

다음 그림 1은 전형적인 광 디스크 드라이브 트랙 추종 서보 시스템의 블록선도이다. 이 시스템은 광 위치 센서, 트랙킹 액터에이터, 피드백 보상기, 필터와 증폭기 회로로 구성되어 있다. 트랙킹 오차, 즉 트랙의 중심과 레이저 빔의 중심과의 차이는 광 센서에 의해서 검출된 후 이득 K_{PD} 를 통해서 피드백 보상기 $C(s)$ 로 전달된다. 실제 트랙의 위치나 레이저 빔의 위치는 신호로 얻을 수 없으며 단지 K_{PD} 만큼 증폭된 트랙킹 오차 신호 e_T 만이 측정 가능하다. 주기성을 떤 외란의 영향 때문에 트랙 추종 모드에서 레이저 빔이 추종해야 하는 트랙의 위치는 디스크가 회전함에 따라 디스크의 반지름 방향으로 흔들린다. 따라서 트랙 추종 서보 시스템은 등가적으로 그림 2와 같이 표현할 수 있다. 모의 실험에서는 이 등가 모델을 사용한다.

대물 렌즈를 디스크의 반지름 방향으로 움직이기 위한 트랙킹 액터에이터 $P(s)$ 는 전류 증폭기에 의해서 구

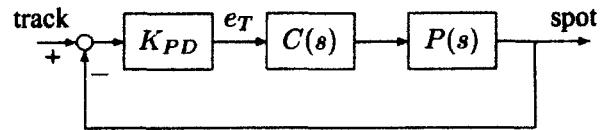


그림 1. 트랙 추종 서보 시스템의 블록선도.

Fig. 1. Block diagram of the track-following servo system.

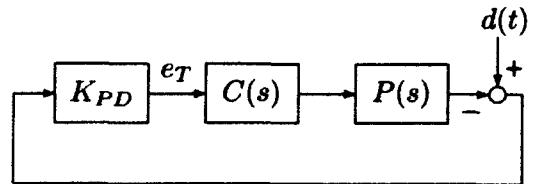


그림 2. 등가 모델.

Fig. 2. Equivalent model.

동되는 보이스 코일 모터(voice-coil-motor)이다. 일반적으로 선형 시스템 모델을 사용하여 액터에이터를 표현할 수 있다. 그러나 수학적 모델은 이 시스템의 동작을 어느 정도까지는 정확하게 묘사할 수 있지만, 항상 피할 수 없는 모델링 오차를 가지고 있다. 그 한가지 이유로는 액터에이터의 특성이 드라이브에 따라 조금씩 달라지기 때문이다. 또한 같은 액터에이터도 디스크에 따른 반사율의 변화 등의 동작 환경의 변화에 따라 파라미터가 변할 수도 있다. 하지만, 파라미터의 변화량은 제한되어 있으므로 불확실성이 있더라도 파라미터가 변화하는 범위 정도는 알 수 있다고 가정할 수 있다. 다시 말해서, 파라미터는 공칭 값을 중심으로 하는 어떤 범위 내에 존재하며 그 변화의 한계는 알고 있다고 할 수 있다. 이러한 불확실성을 고려하면, 트랙킹 액터에이터 $P(s)$ 를

$$P(s) = \frac{\beta_{n-1}s^{n-1} + \beta_{n-2}s^{n-2} + \dots + \beta_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \dots + a_0} \quad (1)$$

으로 표현할 수 있는데, 각 계수는

$$\alpha_k \in [\alpha_k^-, \alpha_k^+]$$

그리고

$$\beta_k \in [\beta_k^-, \beta_k^+], \quad k=0, 1, \dots, n-1 \quad (2)$$

범위 내에 존재한다. 시스템의 불확실성은 전달 함수의 계수의 불확실성으로 표현된다. 실제 트랙킹 액터에이터는 기계적으로 안정하고 최소 위상 시스템이므로, 불확실한 계수의 존재에도 불구하고 구간 시스템 (1)은 안정한 최소 위상 시스템이다. 하지만 이 제한이 본 논문에서 제안하고자 하는 제어기 설계 방법의 전제 조건은 아니다.

최대 허용 가능한 트랙킹 오차나 외란에 대한 정보 등의 설계 사양이 주어지면, 요구되는 폐루프 대역 폭, 루프 이득 등이 계산되고 이러한 조건을 만족시키도록 피드백 보상기가 설계된다. 이러한 피드백 보상기의 설계는 여러 제어 관련 문헌들에서 충분히 다루어졌으며 본 논문의 범위 밖이므로 본 논문에서는 잘 설계된 피드백 보상기가 주어졌다는 가정 하에서 반복 제어기를 어

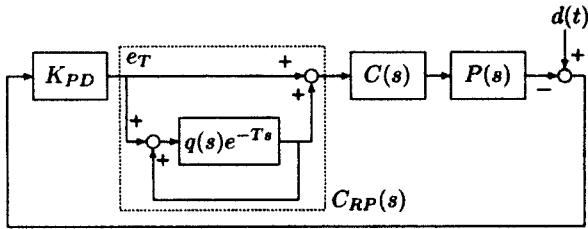


그림 3. 반복 트랙 추종 서보 시스템.

Fig. 3. Repetitive track-following servo system.

떻게 설계할 것인가 하는 문제에 초점을 맞춘다.

반복 제어기 $C_{RP}(s)$ 는 그림 3에 도시된 것처럼 미리 설계되어 있는 트랙 추종 서보 시스템에 부가적인 모듈 형태로 추가된다. $q(s)$ 는 시스템의 안정성을 위해 필요한 저역 통과 필터이며 T 는 외란 신호의 주기, 즉 스펜들이 1회전하는데 걸리는 시간이다. $C_{RP}(s)$ 는 Hara 등이 제안한 수정된 반복 제어기에서 $a(s)=1$ 로 둔 형태이다 [1]. $a(s)$ 를 이렇게 선택한 이유는 다음 절에서 간략히 설명한다. 저역 통과 필터 $q(s)$ 는 좋은 트랙킹 성능을 얻으면서도 전체 폐루프 시스템이 불안정해지지 않도록 적절하게 선택해야 한다. 결과적으로 불확실성을 가진 트랙 추종 서보 시스템을 위한 반복 제어기의 설계는, 반복 트랙 추종 서보 시스템이 향상된 트랙킹 정밀도를 가지면서 (1)과 (2)로 표현되는 모든 플랜트에 대해서 안정성을 보장하도록 저역 통과 필터 $q(s)$ 를 설계하는 문제로 귀착된다.

III. 반복 제어기 설계

그림 3의 반복 제어 시스템을 생각하자. [1]에서 제시된 안정성 조건을 위의 시스템에 적용하면 다음의 보조 정리를 얻을 수 있다.

보조 정리 1 : 그림 3의 반복 트랙 추종 서보 시스템에서 $G(s)=K_{PD}C(s)P(s)$ 라고 할 때,

(1) 반복 제어기를 가지지 않을 때의 폐루프 시스템, 즉 $G(s)(1+G(s))^{-1}$ 이 안정하며,

(2) $|q(j\omega)| < |1+G(j\omega)|$, $\forall \omega \geq 0$ 하면 이 시스템은 지수적으로 안정(exponentially stable)하다.

보조 정리 1은 도식적으로 쉽게 설명할 수 있다. 제어기 $C(s)$ 와 플랜트 $P(s)$ 는 모두 안정하므로 $G(s)$ 의 모든 극점은 복소 평면의 좌반면에 있다. 그러므로 $G(s)$ 의 Nyquist 선도가 s -평면에서 $(-1, j0)$ 점을 에워싸지 않고 $(-1, j0)$ 점을 중심으로 하고 반지름이 $|q(j\omega)|$ 인 원의 바깥쪽에 머무른다면 반복 제어 시스템은 안정하다. 우리가 고려하고 있는 시스템에서는 피드백 보상기 $C(s)$ 는 폐루프 안정성을 만족시키도록 설계되므로 첫 번째 조건은 만족된다. 그러므로 $G(s)$ 의 Nyquist 선도가 그림 4에서처럼 $(-1, j0)$ 점을 중심으로 하고 반지름이 $|q(j\omega)|$ 인 원의 바깥쪽에 머무른다면 반복 제어 시스템의 안정성을 보장된다.

다시 말해서, $G(s)$ 의 Nyquist 선도가 모든 주파수에서 이 원의 바깥쪽에 있도록 저역 통과 필터 $q(s)$ 를 설계해

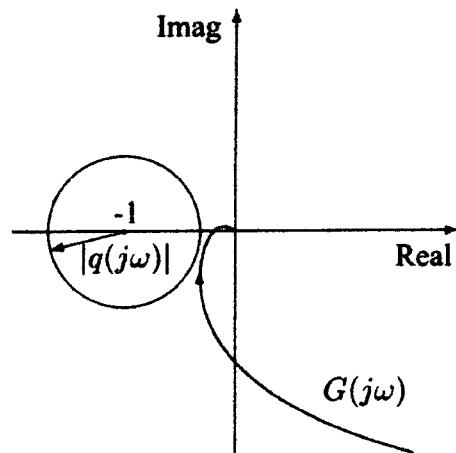


그림 4. 반복 제어 시스템의 안정도 원.

Fig. 4. Stability circle for the repetitive control system.

야 한다. 제어하고자 하는 플랜트를 정확하게 알고 있다면, 이런 조건을 만족시키는 적절한 $q(s)$ 를 설계하는 것은 그다지 어려운 일이 아니다. 하지만 플랜트에 구조적 불확실성이 있다면, 그 불확실성으로 인해서 전달 함수 $G(s)$ 의 주파수 영역에서의 특성을 파악하는 것이 쉽지 않기 때문에 $q(s)$ 의 설계가 훨씬 어려워진다.

논의를 더욱 진행하기 전에, 불확실한 파라미터를 포함하는 시스템의 주파수 영역 특성에 대해서 살펴볼 필요가 있다. 좀 더 많은 정보는 [3]과 [4]에서 얻을 수 있다. 다음의 구간 다항식

$$\begin{aligned} D(s) &= \{D(s): \alpha_n s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \dots + \alpha_0 \\ &\quad \alpha_k \in [\alpha_k^-, \alpha_k^+], \forall k\} \\ N(s) &= \{N(s): \beta_m s^m + \beta_{m-1} s^{m-1} + \dots + \beta_0 \\ &\quad \beta_k \in [\beta_k^-, \beta_k^+], \forall k\} \end{aligned}$$

과 이에 대응하는 구간 시스템

$$P(s) = \left\{ \frac{N(s)}{D(s)} : (N(s), D(s)) \in (N(s) \times D(s)) \right\} \quad (3)$$

를 정의하면, $P(s)$ 의 극단 시스템(extremal systems)은

$$P_E(s) = \frac{K_N(s)}{S_D(s)} \cup \frac{S_N(s)}{K_D(s)} \quad (4)$$

와 같이 정의되는데 여기에서 $K_N(s)$ 와 $K_D(s)$ 는 각각 구간 다항식 $N(s)$ 와 $D(s)$ 의 Kharitonov 다항식이며, $S_N(s)$ 와 $S_D(s)$ 는 이에 대응하는 Kharitonov 구간 집합이다. 이 때 다음의 관계

$$\partial P(j\omega) \subset P_E(j\omega), \quad \forall \omega \geq 0$$

가 성립됨을 보일 수 있다. 여기서 $\partial P(j\omega)$ 는 $P(j\omega)$ 의 복소 평면 집합의 경계를 나타낸다. 위의 관계는 모든 주파수 $\omega \geq 0$ 에서 구간 시스템 (3)의 이미지 집합의 경계는 그에 대응하는 극한 시스템의 이미지 집합에 속한다는 것을 의미한다. 더 나아가, 모든 고정된 계수를 가지는 전달 함수 $C(s)$ 에 대하여 다음의 성질

$$\partial C(j\omega) P(j\omega) \subset C(j\omega) P_E(j\omega), \quad \forall \omega \geq 0$$

도 역시 성립한다. 이 성질은 주파수 영역에서 구간 시스템의 특성을 분석하는데 중요한 수단이 된다. 예를 들어서 다음의 플랜트와 제어기를 살펴보자.

$$P(s) = \frac{\beta_1 s + \beta_0}{\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}, \quad C(s) = \frac{s^2 + 2s + 1}{s^4 + 2s^3 + 2s^2 + s}$$

여기서 플랜트의 각 계수는

$$\begin{aligned} \beta_1 &\in [0.1, 0.3], \quad \beta_0 \in [0.9, 1.1], \\ \alpha_2 &\in [0.9, 1.1], \quad \alpha_1 \in [1.8, 2.0], \quad \alpha_0 \in [1.9, 2.1] \end{aligned}$$

구간 내에 존재한다. 그림 5는 $(-1, j0)$ 점을 중심으로 하는 단위원과 처음 만나는 주파수를 구한다. 이 주파수를 ω_c 라고 하자.

불확실성을 가진 반복 트랙 추종 서보 시스템의 안정성은 보장된다. 결과적으로 구조적 불확실성 하에서 폐루프의 안정성을 유지하는 반복 제어기의 설계 절차를 다음과 같이 요약할 수 있다.

1 : $G(s)$ 의 Nyquist templates를 구성한다.

2 : 이 Nyquist templates가 $(-1, j0)$ 점을 중심으로 하는 단위원과 처음 만나는 주파수를 구한다. 이 주파수를 ω_c 라고 하자.

3 : $q(s)$ 의 차단 주파수를 ω_c 보다 낮도록 적절하게 선택한다.

4 : 고주파 영역에서 정리 1의 안정성 조건을 만족시키기 위한 기울기를 가지도록 $q(s)$ 의 차수를 정한다.

참고 1 : 정리 1은 파라미터 불확실성을 고려하여 보조 정리 1을 확장한 것이다. 따라서 불확실성이 없는 경우에 정리 1은 보조 정리 1과 동일하게 된다. 플랜트에 파라미터 불확실성이 있다고 하더라도 구간 시스템의 Nyquist templates를 일반적인 Nyquist 선도처럼 간주하여 불확실성이 없는 경우와 똑같은 방법으로 반복 제어기를 설계할 수 있다. $|q(j\omega)|$ 가 0에 가까워질수록 안정성 조건이 완화되기 때문에 시스템의 안정성 관점에서는 $q(s)$ 의 차단 주파수가 낮으면 낮을수록 좋다. 하지만 $q(s)$ 에 의해서 시스템의 극점이 정확한 트래킹을 위해서 요구되는 극점과 많이 달라지기 때문에 낮은 차단 주파수는 트래킹 성능을 나쁘게 한다. 이는 $q(s)$ 를 선택할 때 시스템 안정성과 트래킹의 정밀도 모두를 적절하게 고려해야 한다는 것을 의미한다.

참고 2 : 필터 $q(s)$ 에 의한 위상 지연이 트래킹 성능에 어떠한 영향을 끼치는가를 정량적으로 분석하기는 힘들다. 하지만, 완전 트래킹을 위한 이상적인 $q(s)$ 는 1, 즉 필터링을 하지 않는 것이라는 점을 고려하면, 같은 차단 주파수를 가지는 필터 중에서는 1차 필터가 가장 좋은 성능을 가져올 것이라는 것은 쉽게 예상할 수 있다. 또한 차수가 같은 경우에는 높은 차단 주파수를 가진 필터가 낮은 차단 주파수를 가진 필터에 비해 더 좋은 성능을 낸다. 그러나 어떤 경우에는 $q(s)$ 의 선택이 그렇게 수월하지 않으며, 가장 적절한 필터를 선택하기 위해서 많은 모의 실험을 해야 한다. 예를 들어서, 측정 신호가 고주파 잡음에 많이 오염되어 있는 경우에는 외란 신호의 주파수 성분과 잡음의 주파수 성분과의 상관 관계에 따라 더 높은 차수의 필터가 오히려 좋은 결과를 가져올 수도 있다. 또한 차단 주파수 ω_{c1} 을 가진 1차 필터와 차단 주파수 $\omega_{c2}(>\omega_{c1})$ 를 가진 2차 필터가 모두 반복 제어 시스템의 안정성 조건을 만족한다고 가정해보자. 그러면 어떤 필터가 더 좋은 정밀도를 제공할지는 명확하지 않으며, 그 결과를 비교하기 위해서 모의 실험을 할 필요가 있다.

참고 3 : [1]에서 제안된 것처럼 반복 제어기에 또 다른 보상기 $a(s)$ 가 있다고 가정하자. 정리 1의 안정성 조건을

1) $G(s)(1 + a(s)G(s))^{-1}$ 이 안정하며,

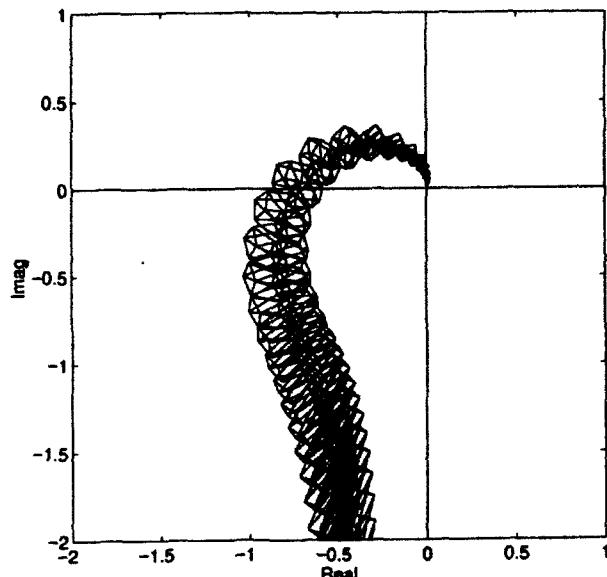


그림 5. 예제 시스템의 Nyquist templates.

Fig. 5. Nyquist templates of the example plant.

위의 Nyquist templates로부터 $C(s)P(s)$ 의 Nyquist 선도의 경계가 $(-1, j0)$ 점을 둘러싸지 않기 때문에 제어기 $C(s)$ 는 모든 플랜트 불확실성에 대하여 강인 안정성을 보장한다는 것을 알 수 있다.

위의 결과는 플랜트 불확실성에 대하여 시스템 안정성을 유지하는 반복 제어기를 설계하는데 중요한 실마리가 된다. 트랙 추종 서보 시스템이 보조 정리 1의 조건 (1)을 만족시킨다고 가정하자. 위에서 언급한 구간 시스템의 주파수 영역 특성으로부터 다음 결과를 쉽게 얻을 수 있다.

정리 1 : 다음 조건

$$|q(j\omega)| < \inf_{G \in G_E} |1 + G(j\omega)|, \quad \forall \omega \geq 0$$

이 만족되면 그림 3의 반복 트랙 추종 서보 시스템은 모든 플랜트 불확실성에 대하여 지수적으로 안정하다. 여기에서 $G_E(s) = K_{PD}C(s)P_E(s)$ 이며 $P_E(s)$ 는 구간 플랜트 (1)의 극단 시스템이다.

도식적으로 설명하면, $G_E(s)$ 의 이미지가 모든 주파수에 대하여 그림 4에 있는 원의 바깥쪽에 존재한다면,

2) $|q(j\omega)| < \inf_{C \in G_p} \left| \frac{1 + a(j\omega)G(j\omega)}{1 + (a(j\omega) - 1)G(j\omega)} \right|, \forall \omega \geq 0$

와 같이 수정한다면 이 경우에도 역시 앞의 설계 방법을 그대로 적용할 수 있다. 하지만 이 때는 $a(s) = 1$ 인 경우 와는 달리 피드백 보상기가 조건 (1)을 항상 만족시키지는 않으므로, 이 조건이 만족되는지 여부를 검사해야 한다. 하지만 플랜트의 불확실성으로 인해서 이 검사는 쉽지 않으며 $a(s) G(s)$ 의 Nyquist templates를 구성할 필요가 있을지도 모른다. 더욱이 $q(s)$ 의 설계를 위해서 $G(s)$ 대신 $\left\{ \frac{G(s)}{(1 + (a(s) - 1)G(s))} : G(s) \in G(s) \right\}$ 의 이미지 집합의 경계를 검사해야 한다. 이러한 조건은 제어기 설계 과정을 다소 복잡하게 만드는 반면, 설계의 간결함을 희생해서 얻을 수 있는 이득이 무엇인지는 직관적으로 명확하지 않다. 이러한 이유로 본 논문에서 우리는 $a(s)$ 를 1로 두었다.

IV. 모의 실험과 실험 결과

1. 플랜트 모델

실험에 사용된 광 디스크 드라이브 장치에서는, 트랙 간격이 $1 \mu\text{m}$ 인 광 디스크가 1800rpm의 속도로 회전한다. 저주파 영역에서 트랙킹 액튜에이터의 동작은 2차 시스템으로 잘 근사할 수 있다. 액튜에이터의 공진 주파수와 감쇄 상수는 각각 38 Hz와 0.05이며 이 값들은 환경에 따라 $\pm 10\%$ 정도 변한다. 디스크의 반사율 역시 디스크에 따라 조금씩 변하는데 이는 액튜에이터 이득 변화의 가장 중요한 요인으로 작용한다. 이러한 불확실성을 고려하면 트랙킹 액튜에이터는

$$P(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\beta_0}{\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \quad [m/A] \quad (5)$$

으로 표현할 수 있으며, 여기서 각 계수는

$$\alpha_1 \in [20, 27], \quad \alpha_0 \in [45000, 69000], \quad \beta_0 \in [60, 100]$$

범위에 존재한다. 실험 장치에서 $\pm 0.25 \mu\text{m}$ 의 트랙킹 오차는 이득 K_{PD} 를 통해서 $\pm 8 \text{ V}$ 의 e_T 로 변환된다. 따라서 K_{PD} 는 $3.2 \times 10^7 [\text{V}/\text{m}]$ 이다.

2. 제어기 설계

제어의 목적은 규정된 범위 내의 외란에 대해서 트랙킹 오차를 $\pm 0.05 \mu\text{m}$ 보다 작게 유지하는 것이다. 이 목적을 위해서는 1.8-2KHz 정도의 대역 폭과 저주파 영역에서 70dB를 넘는 루프 이득이 필요하다. 이러한 요구 조건을 만족시키면서 충분한 이득 여유와 위상 여유를 확보하도록 설계된 피드백 보상기는

$$C(s) = \frac{0.26(s+1900)(s+4100)(s+11300)^2}{(s+100)(s+19000)(s+25100)(s+31000)} \quad [\text{A}/\text{V}] \quad (6)$$

로 표현된다.

부가적인 모듈로 동작시킬 반복 제어기의 설계에 필요한 첫 번째 단계는 모든 주파수에 대하여 $G(s)$ 의 Nyquist templates를 구성하는 것이다. $N(s)$ 과 $D(s)$ 의 Kharitonov 다항식은

$$K_n^1 = K_n^2 = 60$$

$$K_n^3 = K_n^4 = 100$$

와

$$\begin{aligned} K_d^1(s) &= s^2 + 20s + 45000 \\ K_d^2(s) &= s^2 + 27s + 45000 \\ K_d^3(s) &= s^2 + 20s + 69000 \\ K_d^4(s) &= s^2 + 27s + 69000 \end{aligned}$$

이다. $G(s)$ 의 전 주파수 영역에서의 templates의 경계는 다음의 32개 시스템의 주파수 영역에서의 성질을 분석하여 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{K_{PD}C(s) K_n^i(s)}{\lambda K_d^i(s) + (1-\lambda) K_d^k(s)}, \quad \lambda \in [0, 1], \\ K_{PD}C(s) \frac{\lambda K_n^j(s) + (1-\lambda) K_n^k(s)}{K_d^i(s)}, \quad \lambda \in [0, 1], \end{aligned}$$

여기에서

$$i = 1, 2, 3, 4; \quad (j, k) \in \{(1, 2), (1, 3), (2, 4), (3, 4)\}.$$

그림 6은 $G(s)$ 의 Nyquist templates를 보여준다.

이 그림으로부터 피드백 보상기 (6)은 모든 파라미터 불확실성에 대하여 시스템의 강인 안정성을 보장함을 명확히 알 수 있다. 그림 7은 각 주파수에서 $(-1, j\omega)$ 점과 Nyquist templates 사이의 최단 거리를 나타낸다.

이 거리는 주파수가 높아짐에 따라 점차적으로 줄어

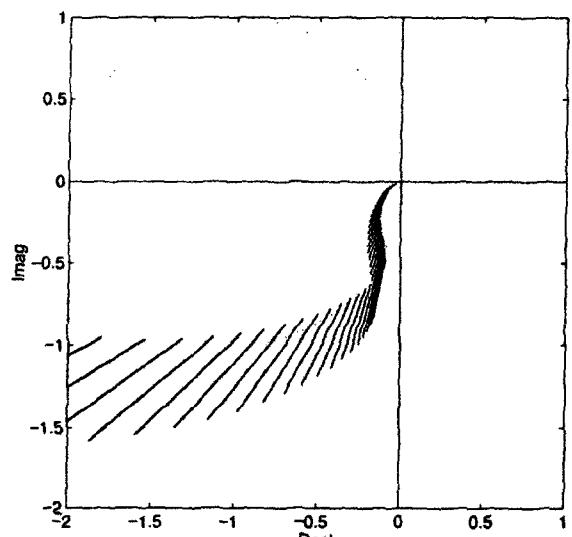


그림 6. $G(s)$ 의 Nyquist templates.

Fig. 6. Nyquist templates of $G(s)$.

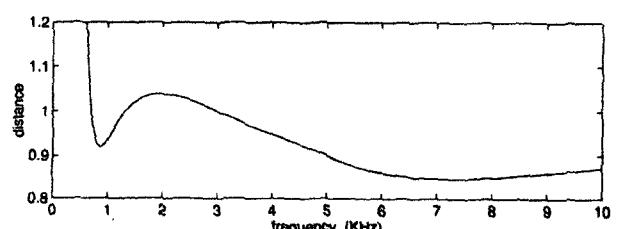


그림 7. 각 주파수에서의 가장 짧은 거리.

Fig. 7. The smallest distance at each frequency.

들다가 760Hz 근처에서 1보다 작아진다. 따라서 모든 불확실성에 대해서 이 시스템이 안정하기 위해서는 $q(s)$ 의 차단 주파수가 760Hz보다 낮아야 한다. 스픈들이 30Hz로 회전하기 때문에 대부분의 주기적 외란은 600Hz보다는 훨씬 낮은 범위 안에 있을 것으로 예상된다. 그러면 600Hz를 차단 주파수로 선택하자. 600Hz의 차단 주파수로는 최악의 경우에서도 어느 정도의 안정성 여유가 확보된다. 다음은 고주파 영역에서 안정성 조건이 만족되도록 $q(s)$ 의 차수를 정해야한다. 그림 7에서 보면 약 7KHz 부근에서 거리가 최소 값 0.85 정도에 접근한다. $q(s)$ 를

$$q(s) = \frac{1}{1 + s/1200\pi} \quad (7)$$

와 같이 선택하자. 위의 $q(s)$ 는 600Hz 이상의 주파수에서 이득이 -20 dB/decade의 비율로 감소한다. 그러므로 7KHz에서 $|q(j\omega)|$ 는 0.1보다 작아지는 데, 이는 위에서의 최소 거리 0.85보다 훨씬 작은 값이다. 따라서 위의 1차 필터로 안정성 조건을 만족시키기에 충분한 기울기를 얻을 수 있다. 그러면 얻어진 반복 제어기 $C_{RP}(s)$ 의 전달함수는

$$C_{RP}(s) = \frac{1}{1 - q(s)e^{\frac{1}{30}s}} \quad (8)$$

과 같다.

설계된 반복 제어기 $C_{RP}(s)$ 가 서보 시스템에 미치는 효과는, 그림 8에 도시된 반복 제어기가 있을 경우와 없을 경우의 루프 이득 $G(s)$ 의 Bode 선도에 잘 나타난다.

각 Bode 선도를 구성할 때 각 구간의 중간 값인 공칭값을 플랜트의 계수로 사용하였다. 효과적인 주기적 외란의 억제와 안정성 여유의 감소와 같은 반복 제어기의 두드러진 특징을 이 그림에서 잘 확인할 수 있다. 추가된 반복 제어기는 특정 주파수, 즉 30 Hz의 정수 배인 주파수에서 루프 이득을 증가시키며 이외의 주파수에서는

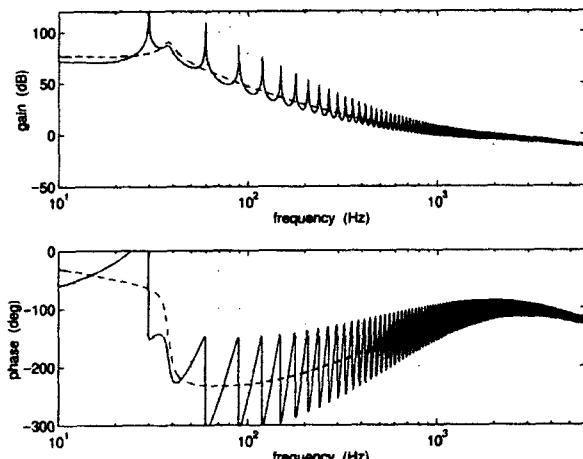


그림 8. $G(s)$ 를 포함한 경우(실선)와 포함하지 않은 경우(점선)의 $G(s)$ 의 Bode 선도.

Fig. 8. Bode plots of $G(s)$ with (solid) and without ($C_{RP}(s)$).

비교적 이득을 변화시키지 않는다. 외란 입력과 트랙킹 오차 사이의 전달 함수인 감도 함수(sensitivity function)를 생각해 보자. 피드백 제어 시스템의 성능은 감도 함수를 이용하여 평가할 수 있다. 특정 주파수에서의 이득의 증가는 이 주파수에서 감도의 감소를 가져온다. 이것은 반복 제어기가 30Hz의 정수 배의 주파수에서 나타나는 주기적인 외란을 다른 주파수의 외란에 비해서 훨씬 강하게 억제할 수 있다는 것을 의미한다. 또한 이러한 주파수에서 위상의 큰 변동은 분명히 이득 여유와 위상 여유를 감소시키는데 이는 특정 주파수에서 트랙킹 정밀도를 향상시키기 위해서 감수해야하는 불이익이다.

3. 모의 실험

모의 실험에서는 그림 9의 신호를 외란 입력으로 사용하였다.

이 외란 신호는 일정한 값, 스픈들 회전 주파수 30Hz의 여덟 배까지의 위상이 다른 여덟 개의 정현파 신호, 스픈들 주파수의 정수배가 아닌 주파수의 정현파 신호로 구성되어 있다. 반복 제어기가 있을 경우와 없을 경우의 트랙킹 성능을 비교하기 위해서 여섯 번째 주기, 즉 0.2초 이후에 반복 제어기의 동작을 시작하였다. 그림 10(a)는 앞에서 구한 반복 제어기를 사용했을 때의 모의 실험 결과이다.

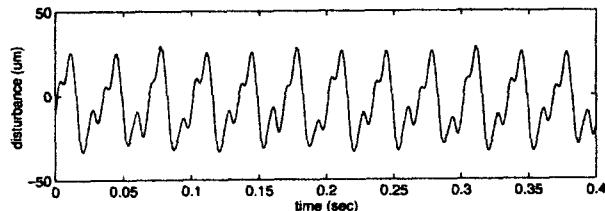


그림 9. 모의 실험에 사용된 외란 신호.

Fig. 9. Disturbance signal used in simulations.

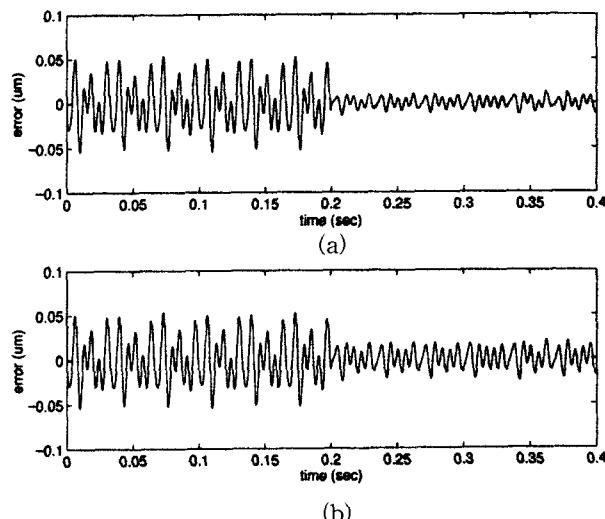


그림 10. 모의 실험 결과 : (a) 필터 (7)를 사용했을 경우와, (b) 필터 (9)를 사용했을 경우의 트랙킹 오차.

Fig. 10. Simulation results : tracking error (a) with filter (7) and, (b) with filter (9).

반복 제어기를 적용한 후에 트랙킹 오차가 완전히 없어지지는 않지만 상당히 감소하는 것을 볼 수 있다. 저역 통과 필터가 트랙킹 성능에 어떤 영향을 미치는가를 알아 보기 위해서 다음의

$$g(s) = \frac{1}{(1 + s/1200\pi)^2} \quad (9)$$

2차 필터를 사용하여 같은 모의 실험을 반복하였다. 필터 (9)는 1차 필터 (7)과 같은 차단 주파수를 가지지만, 차단 주파수 이상의 주파수 영역에서 이득의 감쇄가 더 크게 일어난다. 따라서 필터 (9)를 가진 반복 제어기는 당연히 정리 1의 안정성 조건을 만족시킨다. 가장 이상적인 $g(s)$ 는 1이므로, 이 새로운 반복 제어기는 앞의 제어기에 비해서 더 나쁜 성능을 보일 것이라는 것을 예상할 수 있다. 모의 실험 결과는 그림 10(b)에 나타나 있다. 예상대로, 앞의 결과와 비교하면 트랙킹 오차가 더 커짐을 볼 수 있다. 이 결과는 반복 제어 시스템에서의 안정성과 트랙킹 성능 사이의 상충 관계를 보여주는 좋은 예이다.

4. 실험 결과

설계한 반복 제어기는, 33MHz의 입력 클럭을 가지는 부동 소수점 32비트 DSP인 Motorola사의 DSP96002를 이용하여 구현되었다. DSP96002는 1초에 1650만 개의 명령을 실행할 수 있으며 디지털 제어기의 구현을 매우 간편하게 하는 병렬 명령어 집합을 가지고 있다. 실제로, 단순한 구조를 가지는 반복 제어기만을 구현하기에는 부동 소수점 DSP의 강력한 연산 능력이 필요하지는 않다. 실험에서는 반복 트랙 추종 서보 시스템을 포함하는 광디스크 드라이브의 모든 서보 시스템(예: 초점 서보, 트랙 검색 시스템)을 DSP96002로 디지털로 구현하였다. 피드백 제어기와 반복 제어기는 모두 연속 시간 영역에서 설계하였기 때문에 이 제어기들을 디지털로 구현하기 위해서는 이산 시간 영역의 제어기들로 변환해야 한다. 여러 가지 이산화 방법 중에서 matched pole-zero mapping 방법은 비교적 간편하며 주파수 응답의 일반적인 형태를 잘 유지하기 때문에 이 방법을 사용하였다[10].

그림 11은 실험을 위해서 개발한 디지털 서보 시스템의 구성도이다.

이 시스템은 DSP, 프로그램과 데이터의 저장을 위한 RAM과 ROM, DSP에 인터럽트를 발생시키기 위한 타

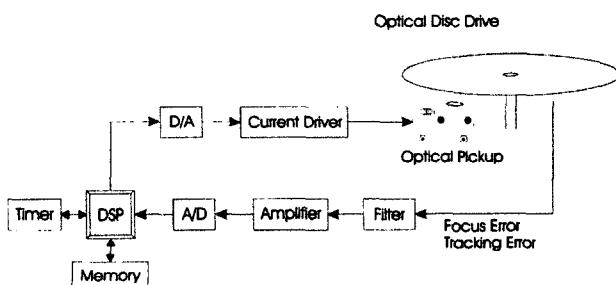


그림 11. 디지털 서보 시스템의 구성도.

dFig. 11. Schematic diagram of the digital servo system.

이iming 기능, 구동 지령을 아날로그 신호로 변환하기 위한 12비트 D/A 변환기, 트랙킹 오차를 얻기 위한 12비트 A/D 변환기, 액튜에이터 구동을 위한 아날로그 회로로 구성되어 있다. DSP96002의 다양한 기능을 충분히 활용하기 위해서 모든 제어 알고리즘은 DSP96002 어셈블리 언어로 작성되었다. 제어 프로그램은 33KHz의 샘플링 주파수로 실행하였다.

모의 실험에서도 반복 제어기는 0.2초 후에 동작을 시작하였다. 그럼 12는 증폭된 트랙킹 오차 신호 e_T 를 보여준다.

모의 실험에서처럼, 반복 제어기를 적용한 다음 트랙킹 오차의 크기는 상당히 감소하였으며 허용 가능한 범위 내에 존재함을 확인할 수 있다. 증폭된 트랙킹 오차 신호 e_T 의 주파수 스펙트럼을 나타내는 그림 13은 좀 더 정량적인 분석 결과를 제시한다. 모의 실험과는 달리 실험은 주기적 외란 이외에도 비주기적인 외란, 고주파 디지털 잡음을 포함한 여러 잡음의 영향을 모두 받지만, 그 중에서도 주기적인 외란의 영향이 가장 크다. 위의 분석 결과에 의하면 추가된 반복 제어기가 가져온 향상

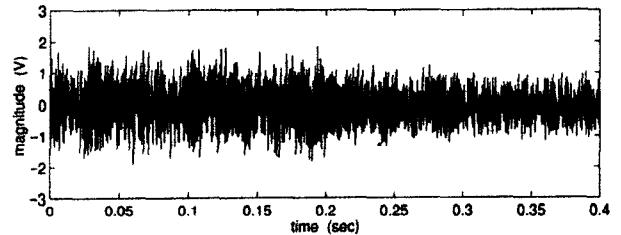


그림 12. 실험 결과: 증폭된 트랙킹 오차 신호 e_T .

Fig. 12. Experimental result: amplified tracking error e_T .

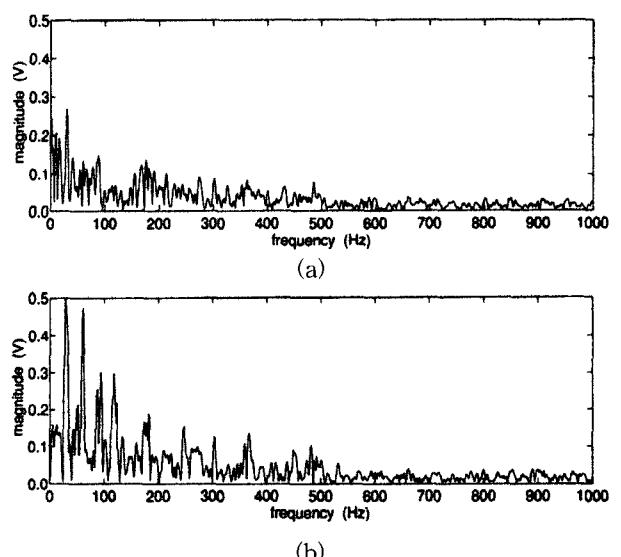


그림 13. e_T 의 주파수 스펙트럼 : (a) $C_{RP}(s)$ 가 있을 경우, (b) $C_{RP}(s)$ 가 없을 경우.

Fig. 13. Frequency spectrum of e_T : (a) with and, (b) without $C_{RP}(s)$.

된 트랙킹 성능은 30, 60, 90, 120Hz에서 두드러진 트랙킹 오차의 감소에서 기인함을 알 수 있다. 우리는 좀 더 낮은 차단 주파수를 가진 $q(s)$ 를 사용하여 같은 실험을 해보았는데 차단 주파수가 대략 150Hz 이상인 경우에는 비슷한 결과를 얻었다. 이는 기본 주파수의 4차 또는 5차 정도까지의 주파수를 가진 외란이 트랙킹 성능에 결정적인 영향을 미치며, 따라서 $q(s)$ 의 차단 주파수는 기본 주파수에 비해서 지나치게 높을 필요는 없음을 의미한다. 트랙킹 오차가 감소함에 따라 데이터를 읽을 때의 오차는 상당히 줄어들므로 반복 제어기는 데이터 읽기의 신뢰성을 상당히 높인다고 할 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 불확실성이 존재하는 광 디스크 드라이브의 트랙 추종 서보 시스템을 위한 반복 제어기 설계 문제를 다루었다. 선형 구간 시스템의 주파수 영역 해석을 바탕으로, 모든 플랜트 불확실성에 대하여 시스템 안정성을 유지하는 반복 제어기를 설계하기 위한 방법을 제시하였다. 그리고 광 디스크 드라이브를 사용한 모의 실험과 실험을 통하여 제안한 제어기 설계 기법의 타당성을 검증하였다. 우리가 제시한 방법은 Nyquist 선도의 도식적 검사에 바탕을 두고 있기 때문에 설계 과정이 간단하고 직관적이다. 더욱이 불확실성을 가진 반복 제어 시스템의 절대적 안정성뿐만 아니라 상대적인 안정성도 쉽게 조사할 수 있다. 본 논문에서는 광 디스크 드라이브만을 다루었지만, 여기에서 제시된 방법은 하드 디스크 드라이브나 좀 더 일반적인 서보 시스템에도 응용할 수 있다.

참고문현

- [1] S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata and M. Nakano, "Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals," *IEEE*

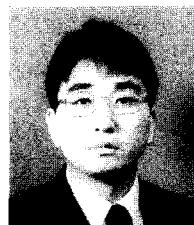
- Trans. Automatic Control*, vol. 33, no. 7, pp. 659-668, 1988.
[2] M. Tomizuka, T.-C. Tsao and K.-K. Chew, "Analysis and synthesis of discrete-time repetitive controllers," *ASME J. Dynam. Syst., Meas., Contr.*, vol. 111, pp. 353-358, 1989.
[3] S. P. Bhattacharyya, H. Chapellat and L. H. Keel, *Robust Control: The Parametric Approach*, Prentice-Hall, 1995.
[4] B. R. Barmish, *New Tools for Robustness of Linear Systems*, Macmillan Publishing Company, 1994.
[5] R. H. Middleton, G. C. Goodwin and R. W. Longman, "A method for improving the dynamic accuracy of a robot performing a repetitive task," *Int. J. Robotics Research*, vol. 8, no. 5, pp. 67-74, 1989.
[6] K. Srinivasan and F.-R. Shaw, "Analysis and design of repetitive control systems using the regeneration spectrum," *ASME J. Dynam. Syst., Meas., Contr.*, vol. 113, pp. 216-222, 1991.
[7] K. K. Chew and M. Tomizuka, "Digital control of repetitive errors in disk drive systems," *IEEE Contr. Syst. Mag.*, vol. 10, no. 1, pp. 16-20, 1990.
[8] C. Kempf, W. Messner, M. Tomizuka and R. Horowitz, "Comparison of four discrete-time repetitive control algorithms," *IEEE Contr. Syst. Mag.*, vol. 13, no. 6, pp. 48-54, 1993.
[9] H. G. M. Dotsch, H. T. Smakman, P. M. J. van den Hof and M. Steinbuch, "Adaptive repetitive control of a compact disc mechanism," *Proc. Conf. Decision Contr.*, pp. 1720-1725, 1995.
[10] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, Prentice-Hall, 1987.

문 정 호



1991년 서울대 제어계측공학과 졸업. 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사(1993), 박사(1998). 현재 삼성전자 선임 연구원. 관심분야는 반복 학습 제어, 광 디스크 서보 시스템, DSP를 이용한 디지털 제어시스템 설계.

이 문 노



1991년 경북대 전자공학과 졸업. 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사(1993), 박사(1998). 현재 삼성전자 선임 연구원. 관심분야는 강인제어 및 응용, 다목적 제어, 비선형 제어.

정 명 진



1973년 서울대 전기공학과 졸업. 미시간대 전기 및 컴퓨터공학과 석사(1977), 동대학 컴퓨터, 정보, 제어공학과 박사(1983). 1983-현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수. 관심분야는 로봇 경로계획 및 제어, 센서 퓨전, 지능 제어, 강인 제어.