

# 광디스크 드라이버의 풀인(pull-in) 성능향상을 위한 이득 스케줄링 제어기의 설계

## Design of a Gain Scheduling Controller to Improve Pull-in Performance in Optical Disc Drive

김 은 희\*, 오 준 호

(EunHee Kim and Jun-Ho Oh)

**Abstract** : This paper proposes a stable gain scheduling method of linear time invariant controllers for tracking servo system. In order to read and write the data on the optical disc, the pick-up head should be moved to the exact track quickly and follow the track immediately. Two different controllers are used for each moving and track-following. In pull-in period, a transition period from moving to track-following, the head might slip and miss the target track. This brings on another searching process and increases the total time. One way to avoid slipping is to extend the bandwidth of the track-following controller. But, extending the bandwidth could degrade the following performance. More prevalent way is to use one more controller in this pull-in period and switch to the following controller. In general, however, switching or scheduling of stable controllers cannot guarantee the stability. This paper suggests an scheduling method guaranteeing the overall stability not only in a generalized form but also in special form for SISO system. The sufficient condition is derived from the fact that Q factor of a stable controller should be stay in  $RH_{\infty}$  space. In the experiment, the proposed method shows better performance than the switching method such as shorter time and lower current consumption.

**Keywords** : optical disc drive, interpolation, linear system, coprime factorization

### I. 서론

광 디스크에서 데이터를 읽거나 쓰기 위해서는 픽업 헤더를 빠르고 정확하게 원하는 트랙으로 이동시켜 추종하도록 해야 하며, 이를 위해서 검색을 위한 제어기와 트랙 추종 제어기가 필요하다. 트랙 추종 시에 사용되는 제어기는 픽업이 정확히 트랙을 추종하게 하도록 설계되며 검색 시의 제어기는 현재 트랙으로부터 특정 트랙으로 빠르게 이동시키는 것을 목적으로 설계 된다. 원거리 이동 시에는 먼저 검색 알고리즘으로 이동한 후 특정 시점에서 트랙 추종 제어로 전환하게 된다. 이 때, 이동 상태에서부터 트랙 추종을 시작하는 풀인(pull-in)이 발생하는데, 풀인 시 트랙 미끄러짐이 발생하는 경우, 원하는 트랙으로 진입하지 못하게 되어 재검색이 일어난다. 이러한 재검색의 발생은 전체 검색 시간을 증가시켜 성능에 영향을 주게 된다. 풀인 시의 미끄러짐을 피하기 위해서는 트랙 추종 시 보다 넓은 주파수 영역을 가진 제어기가 요구된다. 종래의 시스템들은 이러한 요구를 만족시키기 위해, 풀인 영역에서 전체 DC 게인을 스위칭 하는 방법을 주로 사용하고 있다. 본 논문은 이러한 상황에서 서로 다른 두 제어기를 설계하고 연속 스케줄링 하는 방법을 제시하며 중간 안정성을 보장할 수 있는 충분조건을 제시하고자 한다.

이득 스케줄링은 여러 영역에서 사용되는 기법으로 다수의 접근법들이 있다[1]. 설계된 제어기들의 pole, zero와 gain

을 내삽하는 방법, Riccati 등식의 해를 내삽하여  $H_{\infty}$  제어기를 설계하는 방법, 제어기(controller)와 관측기(observer)의 상태 행렬을 내삽하는 방법 등이다. 제시된 방법들은 각 응용 시스템에서 충분한 성능을 보여 주었으나 설계된 제어기는 중간점에서의 안정성을 보장하지 못한다. 일반적으로 서로 다른 두 제어기가 같은 시스템을 안정화하더라도 두 제어기를 선형 조합한 제어기는 시스템을 안정화 시킬 수 있다고 할 수 없다.

예를 들어, 다음과 같이 변수  $\rho$ 를 가진 시스템  $G(s, \rho)$ 와 두 제어기  $K_1(s)$ ,  $K_2(s)$ 를 고려해 보자.

$$G(s, \rho) = \frac{\rho s}{s^2 - 4} \quad (1)$$

$$K_1(s) = -\frac{63s + 124}{4s - 27}, \quad K_2(s) = -\frac{185s + 316}{20s - 625} \quad (2)$$

$$K(s, \rho) = \frac{6 - \rho}{2} K_1(s) + \frac{\rho - 4}{2} K_2(s) \\ = \left(\frac{\rho - 3}{2}\right) \frac{63s + 124}{4s - 27} + \left(2 - \frac{\rho}{2}\right) \frac{185s + 316}{20s - 625} \quad (3)$$

각각의 제어기는  $\rho \in [4, 6]$ 인 영역에 대해  $G(s, \rho)$ 를 안정화 시키지만 선형 스케줄링 한 제어기  $K(s, \rho)$ 는 그렇지 않다. 예를 들어  $\rho = 5$  일 때, 페루프는 24.075의 불안정 폴(pole)을 가지기 때문에 전체 시스템은 안정하지 않다.

본 논문은 Coprime Factorization을 이용하여 중간 안정성을 보장하는 선형 시불변 제어기를 스케줄링 하는 방법을 제안하며, 이를 광디스크 트랙 서보 시스템의 풀인 기간에 적용하여 실험 결과를 보인다.

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2007. 6. 15., 채택확정 : 2008. 3. 5.

김은희 : LIGNEX1 ISR연구소(elliee.kim@gmail.com)

오준호 : 한국과학기술원 기계공학과(junhoh@ohzlab.kaist.ac.kr)

2장에서는 범위가 알려진 측정 가능한 고정 변수에 대하여 안정된 이득 스케줄링을 하는 일반적인 방법을 제시한다. 특히 2.2절에서는 SISO 시스템에 대한 특별한 형태를 제시한다. 3장에서는 시변하는 변수에 대하여 Lyapunov 안정성을 기술한다. 4장에서는 제시된 방법을 광디스크 드라이브의 트랙 서보 시스템의 풀인 기간에 적용하도록 제어기를 설계하고 적용하여 결과를 보이며, 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

**II. 고정 변수에 대한 이득 스케줄링**

**1. 이득 스케줄링 제어기의 일반 형태**

범위가 알려져 있는 측정 가능한 고정 변수  $\rho$ 를 가진 시불변 시스템은 일반적으로 다음과 같은 형태로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\rho)x + B(\rho)u \\ y &= C(\rho)x \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $n$  차 입력 벡터  $u \in R^m$ 와  $m$  차 출력 벡터  $y \in R^p$ 에 대하여, 상태 벡터  $x \in R^n$ 이고,  $A(\rho) \in R^{n \times n}$ 인 상태 궤환행렬,  $B(\rho) \in R^{n \times m}$ 인 입력 행렬,  $C(\rho) \in R^{p \times n}$ 인 출력 행렬이다. 또,  $\rho$ 의 범위는  $\rho \in \Gamma \subset R^l$ 이고 여기서  $R^l$ 은  $l$ -차원의 실수 벡터 스페이스이며,  $\Gamma$ 는  $R^l$ 의 부분집합으로  $\{\rho = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_l] | a_1 \leq \rho_1 \leq b_1, a_2 \leq \rho_2 \leq b_2, \dots, a_l \leq \rho_l \leq b_l\}$ 와 같이 각 요소의 범위가 제한된 스페이스이다.

이러한 선형 시불변(LTI : Linear Time Invariant) 시스템은 또한 아래와 같은 Coprime Factorization 형태를 가진다.

$$\begin{aligned} G(s, \rho) &= C(\rho)(sI - A(\rho))^{-1}B(\rho) \\ &= \tilde{M}^{-1}(s, \rho)\tilde{N}(s, \rho) = N(s, \rho)M^{-1}(s, \rho) \end{aligned} \quad (5)$$

식에서  $N(s, \rho), M(s, \rho)$ 는  $RH_\infty$ (Proper and Real Rational Stable Matrix)내 Right Coprime 행렬이고,  $\tilde{M}(s, \rho), \tilde{N}(s, \rho)$ 는  $RH_\infty$ 내 Left Coprime 행렬이다. 또 이러한 행렬들에 대하여 아래 Generalized Bezout identity를 만족하는 행렬  $X(s, \rho), Y(s, \rho), \tilde{X}(s, \rho), \tilde{Y}(s, \rho)$ 가 존재한다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{X}(s, \rho) & -\tilde{Y}(s, \rho) \\ -\tilde{M}(s, \rho) & \tilde{N}(s, \rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M(s, \rho) & Y(s, \rho) \\ N(s, \rho) & X(s, \rho) \end{bmatrix} = I \quad (6)$$

이 시스템을 안정화 시키는 모든 제어기는 행렬  $Q_i(s, \rho) \in RH_\infty$ 에 대해 아래와 같이 Left 또는 Right Coprime Factorization 형태로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} K_i(s) &= \begin{bmatrix} Y(s, \rho) + M(s, \rho)Q_i(s, \rho) \\ X(s, \rho) + N(s, \rho)Q_i(s, \rho) \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{X}(s, \rho) + Q_i(s, \rho)\tilde{M}(s, \rho) \\ \tilde{Y}(s, \rho) + Q_i(s, \rho)\tilde{N}(s, \rho) \end{bmatrix}^{-1} \end{aligned} \quad (7)$$

정리 1: 전달 함수  $K(s)$ 를 가지는  $r$ 개의 서로 다른 LTI 제어기 각각이 고정된 변수  $\rho \in \Gamma \subset R^l$ 에 대해 플랜트  $G(s, \rho)$ 를 안정화 시키는 경우, (8)의 제어기  $K(s, \rho)$  역시  $\rho \in \Gamma$ 에 대해  $G(s, \rho)$ 를 안정화 시킨다.

$$K(s, \rho) = \begin{bmatrix} Y(s, \rho) + M(s, \rho)Q(s, \rho) \\ X(s, \rho) + N(s, \rho)Q(s, \rho) \end{bmatrix}^{-1} \quad (8)$$

여기서,

$$Q(s, \rho) = \sum_{i=1}^r Q_i(s, \rho)P_i(s, \rho), P_i(s, \rho) \in RH_\infty$$

이다. 만약  $i \neq j$ 에 대하여  $P_i(s, \rho_s)$ 가 단위행렬(identity matrix)이고  $P_j(s, \rho_s)$ 가 영행렬(zero matrix)이면, 특정점  $\rho_s$ 에서  $K(s, \rho_s) = K_i(s)$ 가 된다.

증명:  $P_i(s, \rho) \in RH_\infty, Q_i(s, \rho) \in RH_\infty$ 이므로,  $Q(s, \rho) \in RH_\infty$ 이다. 그러므로 (6)에 의해  $\tilde{M}(s, \rho)X(s, \rho) - \tilde{N}(s, \rho)Y(s, \rho)$ 은 역행렬이 존재하고,  $K(s, \rho)$ 는  $\rho \in \Gamma$ 에 대해  $G(s, \rho)$ 를 안정화 시킨다. ■

위의 정리는  $RH_\infty$ 에 속하는 가중치행렬  $P_i(s, \rho)$ 의 선택이 스케줄링 제어기의 안정성을 보장할 수 있음을 나타내고 있다. 가장 간단한 선택은 스케일링 된 단위행렬  $P_i(s, \rho) = \alpha_i(\rho)I$  ( $i = 1, \dots, r, \alpha_i(\rho)$ 는 스칼라(scalar)함수)을 사용하는 것이다. 즉,

$$Q(s, \rho) = \sum_{i=1}^r \alpha_i(\rho)Q_i(s, \rho) \quad (9)$$

이다. 그러나 이 방법에서  $Q(s, \rho)$ 는 일반적으로  $Q_i(s, \rho)$ 의 모든 폴(pole)들을 포함하게 되어 스케줄링 된 제어기의 차수가 각 제어기의 차수의 합으로 증가하게 되는 단점이 있다. 다음 장에서는 SISO(Single Input Single Output) 시스템에 대해 차수를 유지할 수 있는 가중치 행렬  $P_i(s, \rho)$ 를 제시할 것이다.

**2. SISO 시스템에서의 이득 스케줄링**

표준화된 스칼라 변수  $\rho \in [0, 1]$ 을 가지는 SISO 시스템에서 (7)의  $Q_1(s, \rho), Q_2(s, \rho)$ 가 아래와 같이 실수 다항식  $q_{d1}(s, \rho), q_{d2}(s, \rho), q_{n1}(s, \rho), q_{n2}(s, \rho)$ 로 표현될 수 있다.

$$Q_1(s, \rho) = \frac{q_{n1}(s, \rho)}{q_{d1}(s, \rho)}, Q_2(s, \rho) = \frac{q_{n2}(s, \rho)}{q_{d2}(s, \rho)} \quad (10)$$

마찬가지로 안정화 제어기  $K_1(s), K_2(s)$ 도 실수 다항식으로 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$K_1(s, \rho) = \frac{k_{n1}(s, \rho)}{k_{d1}(s, \rho)}, K_2(s, \rho) = \frac{k_{n2}(s, \rho)}{k_{d2}(s, \rho)} \quad (11)$$

정리 2:  $[(1-\rho)q_{d1}(s, \rho) + \rho q_{d2}(s, \rho)]$ 가  $\rho \in [0, 1]$ 에 대하여 Hurwitz이면, (12)의  $K(s, \rho)$ 는 이 영역에서 안정화 제어기이다.

$$K(s, \rho) = \frac{(1-\rho)k_{n1}(s, \rho) + \rho k_{n2}(s, \rho)}{(1-\rho)k_{d1}(s, \rho) + \rho k_{d2}(s, \rho)} \quad (12)$$

증명: 가중치  $P_i(s, \rho)$ 를 아래와 같이 선택한다.

$$P_1(s, \rho) = \frac{(1-\rho)q_{d1}(s, \rho)}{(1-\rho)q_{d1}(s, \rho) + \rho q_{d2}(s, \rho)} \quad (13)$$

$$P_2(s, \rho) = \frac{\rho q_{d2}(s, \rho)}{(1 - \rho)q_{d1}(s, \rho) + \rho q_{d2}(s, \rho)} \quad (14)$$

[(1 - ρ)q<sub>d1</sub>(s, ρ) + ρq<sub>d2</sub>(s, ρ)]가 ρ ∈ [0, 1]에 대하여 Hurwitz 이면, P<sub>1</sub>(s, ρ), P<sub>2</sub>(s, ρ)가 RH<sub>∞</sub>이고 Q(s, ρ)도 RH<sub>∞</sub>에 포함되어 (12)의 제어기, 즉 (8)의 제어기는 정리 1로부터 정해진 영역 전체에서 시스템을 안정화하는 제어기이다. ■

정리 2의 충분조건은 [(1 - ρ)q<sub>d1</sub>(s, ρ) + ρq<sub>d2</sub>(s, ρ)]가 ρ ∈ [0, 1]인 모든 ρ에 대해 Hurwitz라는 것이다. 일반적으로 끝점 q<sub>d1</sub>(s, ρ)와 q<sub>d2</sub>(s, ρ)의 Hurwitz조건이 전체 세그먼트의 Hurwitz 조건을 보장하지 못한다. 그러나 끝점의 차가 특정한 형태로 나타내어지는 경우 이를 보장하는 경우가 있다.

정리 3(Vertex Lemma)[2]: 만약 아래 (a)(b) 두 조건을 만족하는 t<sub>1</sub>(s, ρ), t<sub>2</sub>(s, ρ), t<sub>3</sub>(s, ρ)가 존재한다면,

$$Q(s, \rho) = \frac{(1 - \rho)q_{n1}(s, \rho)t_1(s, \rho) + \rho q_{n2}(s, \rho)t_2(s, \rho)}{(1 - \rho)q_{d1}(s, \rho)t_1(s, \rho) + \rho q_{d2}(s, \rho)t_2(s, \rho)} \in RH_{\infty} \quad (15)$$

의 조건이 만족하게 되고 따라서 아래 (16)로 표현되는 제어기는 안정한 제어기이다.

$$K(s, \rho) = \frac{(1 - \rho)k_{n1}(s, \rho)t_1(s, \rho) + \rho k_{n2}(s, \rho)t_2(s, \rho)}{(1 - \rho)k_{d1}(s, \rho)t_1(s, \rho) + \rho k_{d2}(s, \rho)t_2(s, \rho)} \quad (16)$$

(a) q<sub>d1</sub>(s, ρ)t<sub>1</sub>(s, ρ)와 q<sub>d2</sub>(s, ρ)t<sub>2</sub>(s, ρ)가 ρ ∈ [0, 1]에 대하여 Hurwitz이고 최고차항의 부호가 같다.

$$(b) \begin{aligned} t_3(s, \rho) &= q_{d1}(s, \rho)t_1(s, \rho) - q_{d2}(s, \rho)t_2(s, \rho) \\ &= A(s, \rho)s^r(as + b)P(s, \rho) \end{aligned}$$

에서 t는 양의 정수, a, b는 상수, A(s, ρ)는 s에 대하여 antiHurwitz이고, ρ ∈ [0, 1]에서 짝수 또는 홀수 함수이다.

증명: [2]를 참고로 증명은 생략한다. ■

### III. 시변 변수에 대한 안정성 분석

#### 1. Lyapunov 안정성

일반적으로 (4)와 같은 시변 변수를 가진 선형시스템에 대하여 제어기도 아래와 같은 상태 방정식으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_k &= A_k(\rho)x + B_k(\rho)u \\ y &= C_k(\rho)x \end{aligned} \quad (17)$$

그러므로 (4)와 (17)로부터 전체 페루프는 다음과 같다.

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(\rho) & B(\rho)C_k(\rho) \\ B_k(\rho)C(\rho) & A_k(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_k \end{bmatrix} = \bar{A}(\rho)z \quad (18)$$

행렬 내 모든 항이 ρ에 대해 연속적이고 미분가능하다면 Lyapunov 함수 V(t)를 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$V(t) = z^T(t)Wz(t) \quad (19)$$

W는 양의 대칭 행렬(symmetric positive definite)이다. 이 함수의 시간에 대한 변화율은

$$\frac{dV(t)}{dt} = z^T[\bar{A}(\rho)^T W + W\bar{A}(\rho)]z(t) \quad (20)$$

이다. 만약, ρ ∈ Γ에 대해  $\bar{A}(\rho)^T W + W\bar{A}(\rho) < 0$  라면, ρ의 변화율에 관계없이 안정성은 보장된다.

### IV. 광디스크 드라이브 시스템 적용

#### 1. 광디스크 드라이버의 트랙킹 제어기 설계

그림 1은 광 디스크 시스템의 트랙 서보 루프를 나타내고 있다. G(s)는 마그네틱 액츄에이터로서 2차 시스템으로 모델링 되어 지며 아래와 같은 전달 함수를 가진다.

$$G(s) = \frac{K_n \omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (21)$$

본 논문에 사용된 시스템의 각 상수 값은 K<sub>n</sub>=1.288103,  $\omega_n=3.275102$ (rad/s), ξ=0.5이다.

이 시스템에 대해 하나의 Pole과 DC 게인이 서로 다른 두 개의 서로 다른 제어기가 설계 되었으며, 주파수대역폭(bandwidth)에 차이를 가진다. 트랙 추종을 위하여 설계된 제어기 K<sub>1</sub>(s)는 약 7.45KHz의 주파수폭을 가지며 DC 게인이 6.84로서 아래와 같은 전달 함수를 가진다.

$$K_1(s) = \frac{15.72 \times 10^5 \times (s + 8774)(s + 5953)(s + 76834)}{(s + 1.383 \times 10^5)(s + 3.762 \times 10^4)(s + 2.822 \times 10^4)(s + 62.83)} \quad (22)$$

또 다른 제어기 즉, 이동 후 폴인 영역에서 사용될 K<sub>2</sub>(s)는 10KHz의 주파수 대역폭과 4.11의 DC게인을 가지며 아래와 같이 표현된다.

$$K_2(s) = \frac{34.59 \times 10^5 \times (s + 8774)(s + 5953)(s + 76834)}{(s + 1.383 \times 10^5)(s + 3.762 \times 10^4)(s + 2.822 \times 10^4)(s + 157.1)} \quad (23)$$

이 두 제어기의 경우, 정리 2의 조건을 만족하므로 (12) 형태의 안정된 스케줄링 제어기를 사용할 수 있다. 즉, 제어기의 전달 함수가

$$K(s, \rho) = K_o(s) \frac{15.72(1 - \rho) + 34.59\rho}{(s + 62.83)(1 - \rho) + (s + 157.1)\rho} \quad (24)$$

가 되고, 여기서 K<sub>o</sub>(s)는 아래와 같다.

$$K_o(s) = \frac{10^5 \times (s + 8774)(s + 5953)(s + 76834)}{(s + 1.383 \times 10^5)(s + 3.762 \times 10^4)(s + 2.822 \times 10^4)} \quad (25)$$

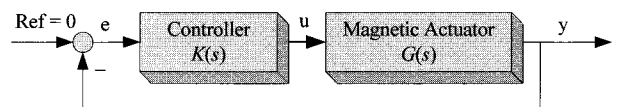


그림 1. 트랙 서보 루프의 블록도.

Fig. 1. Block diagram of track servo loop in optical disc drive.

일반적으로 ODD(Optical Disc Drive) 시스템에서 사용되는 제어기는 DSP(Digital Signal Processor)에 의해 구현되는 디지털 제어기이므로, (24)의 제어기의 실제 구현을 고려할 필요가 있다. 다음과 같은 Bilinear transformation을 사용하는 경우,

$$z = \frac{1 + \frac{T}{2}s}{1 - \frac{T}{2}s} \quad (T \text{는 샘플링 주기}) \quad (26)$$

와 같이 표현되므로 제어기는 아래와 같이 표현된다.

$$K_d \frac{1 - az^{-1}}{1 - bz^{-1}} = K_d \frac{\left[ \frac{T}{2}(1+a)s + (1-a) \right]}{\left[ \frac{T}{2}(1+b)s + (1-b) \right]} \quad (27)$$

두 제어기의 각 디지털 계수를  $b_1, b_2$  라고 하면, 내삽 방식으로 스케줄링 된 다항식은

$$\begin{aligned} & \left[ \frac{T}{2}(1+b_1)s + (1-b_1) \right] (1-\rho) + \left[ \frac{T}{2}(1+b_2)s + (1-b_2) \right] \rho \\ &= \frac{T}{2} [1 + b_1(1-\rho) + b_2\rho] s + [1 - b_1(1-\rho) - b_2\rho] \quad (28) \\ &= \frac{T}{2} [1 + b(\rho)] s + [1 - b(\rho)] \end{aligned}$$

가 되어 두 계수의 내삽된  $b(\rho) = b_1(1-\rho) + b_2\rho$ 에 의해 구현되는 것을 알 수 있다.

2.  $\rho$ 의 변화에 대한 안정성

위에서 설계된  $K_1(s)$ 과  $K_2(s)$  제어기는 정적 조건에 의해 설계된 제어기로서 이 두 제어기로부터 설계된 스케줄링 제어기  $K(s)$ 의  $\rho$ 변화에 대한 안정성을 III장에서의 Lyapunov 함수로부터 분석해 보았다. 즉,  $\rho \in [0,1]$ 에 대하여  $\bar{A}(\rho)^T W + \bar{W} \bar{A}(\rho) < 0$ 가 항상 만족되면,  $\rho$ 의 변화율에 관계없이 전체 시스템은 영역 내에서 안정하다. 더욱이 이것은 아래 (29)와 같은  $\bar{A}(\rho)$ 의 Convexity 조건으로 주어질 수 있으며, 이를 만족하는 양의 대칭행렬  $W$ 의 존재 유무로서 판단될 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{A}(0)^T W + \bar{W} \bar{A}(0) &< 0 \\ \bar{A}(1)^T W + \bar{W} \bar{A}(1) &< 0 \end{aligned} \quad (29)$$

적용된 시스템을 그림 2와 같이 변형하고 Matlab[3]의 LMI toolbox 를 이용하여 분석한 결과, 아래와 같은  $W$ 가 존재하며 이로써 설계된 (24)의 제어기는  $\rho$ 의 변화에 관계 없이 안정한 제어기임을 확인 하였다.

0.0004138732	0.0010196095	0.0021196477	0.0073069773	0.0041842536	-0.0003427689
0.0010196095	0.0036066614	0.0069573654	0.0226313361	0.0130031478	-0.0011818228
0.0021196477	0.0069573654	0.0253027320	0.0781911141	0.0395772485	0.0040912154
0.0073069773	0.0226313361	0.0781911141	0.2884109464	0.1511480504	0.0125714498
0.0041842536	0.0130031478	0.0395772485	0.1511480504	0.1392436381	0.000577482
-0.0003427689	-0.0011818228	0.0040912154	0.0125714498	0.0005774829	0.0097639150

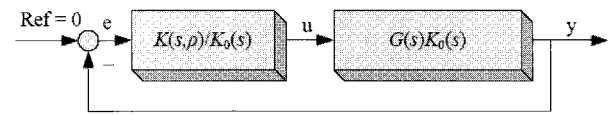


그림 2.  $\rho$  분리형 블록도.

Fig. 2. Separated configuration of the system with  $\rho$ .

3. 실험 결과

앞장에서 설계된 제어기들을 실제 시스템에 적용하여, 실험한 결과를 보였다. 실험은 DVD +Recordable 디스크에 대하여 이루어 졌으며, 원거리 이동 후 각각의 스위칭 제어기와 스케줄링 제어기를 이용하여 풀인 했을 때의 성능을 평가 하였다.

그림 3은 이동 후  $K_2(s)$  제어기를 이용하여 풀인 하고 추종 제어기  $K_1(s)$ 으로 스위칭(switching)한 경우이며, 그림 4는 스케줄링 제어기  $K(s, \rho)$ 를 이용한 경우 이다. 각 그림의 신호들은 위로부터 순서대로 각각 트랙 에러와 풀인 기간 그리고 트랙 액추에이터 입력 신호를 표시한다.

그림으로부터, 스위칭 제어기에 비해 스케줄링 제어기를 사용한 쪽이 트랙을 안정화시키기 위한 드라이브 전류의 변화가 적고, 안정화 되는 시간도 빨라진 것을 알 수 있다.

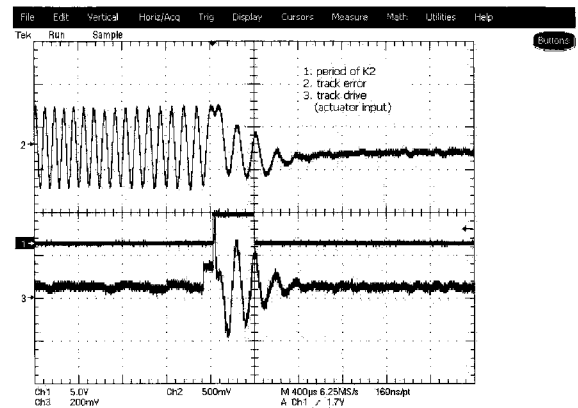


그림 3. 스위칭 제어기를 이용한 풀인.

Fig. 3. Pull-In action with switching controller.

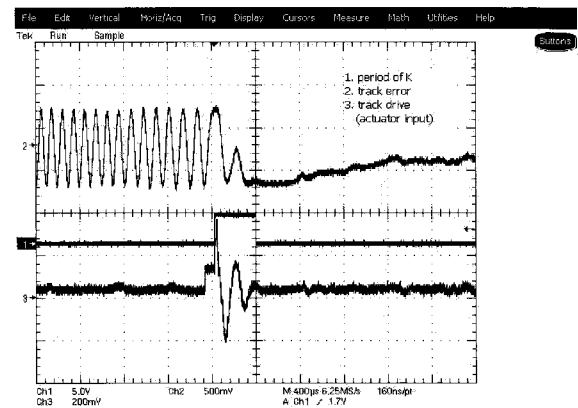


그림 4. 스케줄링 제어기를 이용한 풀인.

Fig. 4. Pull-In action with scheduling controller.

### V. 결론

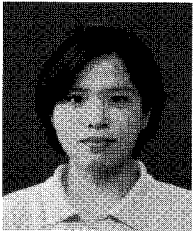
본 논문은 하나의 시스템을 공통적으로 안정화하는 서로 다른 제어기들로부터 스케줄링 된 제어기가 대상 시스템을 여전히 안정화 시키는가에 대한 분석적 접근과 이를 가능하게 하는 충분조건을 제시하였다. 또한 제시된 방법을 광 디스크 드라이브의 트랙 제어기의 풀인 상황에 적용하여 검증하였다.

특성이 다른 여러 제어기를 설계하여 전환하고자 하는 경우, 전환 시 연속성을 유지하며 안정성을 확보하는 설계 방법에 대한 유용한 바탕이 될 것이다. 제안된 제어기의 다중 입출력(MIMO) 시스템에 대한 특별 해를 찾고자 연구

중이며, 나아가 여러 성능을 가진 제어기의 혼합 최적화에 대한 연구를 해 나가려 한다.

### 참고문헌

- [1] W. J. Rugh, J. S. Shamma: "Research on gain scheduling," *Automatica*, no. 36, pp. 1401-1425, 2000.
- [2] S. P. Bhattacharyya, H. Chpellat, L. H. Keel, *Robust Control: The Parametric Approach*, Prentice Hall, 1995, p. 113.
- [3] *LMI control toolbox*, the mathworks Inc. 1995.



김 은 희

1995년 KAIST 정밀공학과(공학사).  
1997년 KAIST 기계공학과(공학석사).  
2004년 KAIST 기계공학과(공학박사).  
2002년~2005년 LG전자 DS연구소 선임 연구원. 2006년~2007년 Magnum Semiconductor, Senior Staff Engineer. 2007

년~현재 LIG넥스원 ISR연구소 선임연구원.



오 준 호

1977년 연세대학교 기계공학과 공학사. 1979년 연세대학교 공학석사. 1985년 Univ. of California Berkeley 박사. 현재 한국 과학 기술원 기계공학과 교수. 관심사는 휴머노이드 로봇.