

〈論 文〉

랜덤액세스 장치의 속도성능 향상을 위한 모델추종 제어기의 적용

이정현* · 박기환** · 김수현* · 곽윤근*

(1995년 5월 4일 접수)

Model-Following Control in Random Access Devices for Velocity Performance Enhancement

J. H. Lee, K. H. Park, S. H. Kim and Y. K. Kwak

Key Words : Switching Point(전환점), Time Optimal Control(시간 최적제어), Tracking Time(트래킹시간), Adaptive Model-Following Control(모델추종 적응제어), Bang-Bang Control(뱅뱅제어), Magneto-Optical Disk Drive(광-자기 디스크 드라이브)

Abstract

In the time optimal control problem, bang-bang control has been used because it is the theoretical time minimum solution. However, to improve tracking speed performance in the time optimal control, it is important to select a switching point accurately which makes the velocity zero near the target track. But it is not easy to select the switching point accurately because of the damping coefficient variation and uncertainties of modeling an actual system. The Adaptive model-following control(AMFC) is implemented to relieve the difficulty and inconvenience of this task. The AMFC can make the controlled plant follow as closely as possible to a desired reference model whose switching point can be calculated easily and accurately, assuring the error between the states of the reference model and those of the controlled plant approaches zero. The hybrid control method composed of AMFC and PID is applied to a tracking actuator of the magneto-optical disk drive(MODD) in random access devices to improve its slow tracking performance. According to the simulation and experimental results, the average tracking time as small as 20 ms is obtained for a 3.5 magneto-optical disk drive. The AMFC also can be applied for other random access devices to improve the average tracking performance.

1. 서 론

고속·고 정밀도로 반복 작동하는 기구들의 속도 성능을 향상시키기 위해, 시간 최적제어(time optimal control)이론에 대한 많은 연구가 진행되고 있

다. 트래킹 시스템에 적용되는 고전적인 시간 최적 제어 방법으로 뱅뱅제어(bang-bang control)가 보편적으로 사용되고 있다. Leitmann⁽¹⁾에 따르면, 뱅뱅제어는 항상 양극단 제어(extremal control)이며, N차의 상태식을 가지는 시스템에 대해서 N-1개의 구동신호 극성전환(drive signal polarity reversal)을 가진다. Ananthanarayana⁽²⁾는 인덕턴스(inductance)를 고려한 3차 시스템에 대한 뱅뱅

*회원, 한국과학기술원 기계공학과

**회원, 광주과학기술원 기전공학과

제어 이론을 제안하였다. 2차 시스템으로 간략화시킬 수 있는 대부분의 기계 시스템에서는 뱅뱅제어 적용시에 전환점(switching point)에서 최대 입력 $+V_s$ 에서 최소 입력 $-V_s$ 로 한번의 극성전환을 갖는다. 전환점의 물리적 의미는 시스템의 최대 가속 구간에서 최대 감속구간으로 전환되는 위치(시간)를 의미한다. 또한 전환점을 트래킹의 마지막 순간에 속도가 영에 가까워지도록 결정되어야 속도성능을 향상시킬 수 있다.

전환점은 시스템의 수학적 모델에 의해 계산되는 값으로, 뱅뱅제어의 이점을 얻기 위해서는 이를 정확하게 찾는 것이 필요하다. 그러나 시스템의 불확실성이 존재하는 경우에 대해서는 정확한 전환점을 찾기 어렵다. 특히, 고주파에서 작동할 경우 시스템의 수학적 모델에 바탕을 두고 계산된 전환점을 더욱 더 부정확한 값을 가진다. 뱅뱅제어의 이론적인 전환점 결정에 대해서는 2장에서 다시 설명하기로 한다.

시스템의 불확실성을 보상하기 위해 Koumura⁽³⁾와 Eguchi⁽⁴⁾ 등은 속도제어를 사용하였다. 이 방법에서는 속도입력으로 초기에는 최대 속도치를 입력하고, 전환점부터는 선형적으로 감속하는 속도입력을 부가하여 제어하도록 하고 있다. 이 속도 제어는 뱅뱅제어에 비하여 시스템의 대역폭(bandwidth)을 증가시킬 수 있다. 그러나 속도입력으로 사용될 속도제어를 얻기 위해 정확한 전환점의 계산이 필요하다는 문제점은 여전히 존재한다.

위에서 언급한 바와 같이 전환점을 결정하는 데 있어 많은 어려움과 불편한 점이 있음을 알 수 있다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위한 방법으로, 본 논문에서는 가능한 한 전환점을 쉽고 정확하게 계산할 수 있는 기준모델(reference model)을 정하고, 실제 제어플랜트가 이에 가능한 한 가깝게 따라 가도록 하는 제어방법을 제안한다. 즉, 주어진 입력에 대해 항상 원하는 출력을 가지는 기준모

델을 제어플랜트가 추종하도록 적응제어 루프를 구성하는 것이다. 이 제어방법을 모델추종 적응제어(adaptive model-following control)라고 한다. 가령, 트래킹 시스템의 목표거리를 주어졌을 때 목표거리 중앙에서 전환점을 결정할 수 있도록 하면 뱅뱅제어와 속도제어에서 존재하는 전환점 결정의 어려움을 해결할 수 있을 것이다. 따라서 모델추종 적응제어방법은 뱅뱅제어와 속도제어를 대신하여 시간 최적제어를 이룰 수 있는 적합한 제어방법이라 할 수 있다.

고속 반복작동의 트래킹 시스템이 요구되는 랜덤 액세스(random access) 장치로는 컴퓨터 외부 기억장치로 쓰이는 자기 테이프, 자기 디스크 드라이브, 광 디스크 드라이브 등이 있다. Table 1⁽⁵⁾은 랜덤액세스 장치들에 대한 특징을 나타낸다.

Table 1에서 알 수 있듯이 광 디스크와 여기에 속하는 광-자기 디스크 드라이브는 높은 용량을 가질 수 있는 장점이 있는 반면 액세스 시간이 자기 디스크에 비해 매우 느린 단점이 있다. 이는 광 디스크와 광-자기 디스크 드라이브가 기계적으로 복잡하고, 트랙 피치(track pitch)의 협소함으로 인한 제어의 어려움에 기인한 것이지만, 현재 사용되고 있는 제어 시스템의 비효율성에도 원인이 있다.

본 논문에서는 랜덤액세스 장치들의 속도성능 향상을 위해 모델추종 적응제어방법과 마지막 부분의 정확한 트래킹 위한 PID 제어기를 혼합한 하이브리드(hybrid) 제어방법을 적용하고자 한다. 대표적으로 광-자기 디스크 드라이브에 이를 적용하여 액세스 시간을 줄이고자 한다. 광-자기 디스크 드라이브에는 광의 초점을 디스크에 맞춰 데이터를 읽고 쓸 수 있게 해주는 초점구동기(focusing actuator)와 디스크의 반경방향으로 구동하며, 액세스 시간에 가장 큰 영향을 미치는 트래킹 구동기가 있다. 따라서 속도성능에 가장 영향이 큰 광-자기 디스크 드라이브의 트래킹 구동기에 하이브리드

Table 1 Specification of random access devieces

	Magneto-tape	Magneto-disk	Magneto-optical disk
Data density(bits/mm ²)	10 ⁴	2·10 ⁵	10 ⁶
Data capacity(bits/media unit)	10 ¹⁰	10 ¹⁰	5·10 ¹⁰
Data rate(Mbit/s)	10 ²	10 ²	10 ²
Access time(ms)	10 ⁴	20	10 ²

제어방법을 적용하여 액세스 시간을 줄이고자 한다.

2. 뱅뱅제어의 전환점 결정과 문제점

Fig. 1은 본 연구실에서 개발한 광-자기 디스크 드라이브의 트래킹 구동기⁽⁶⁾를 나타낸다.

트래킹 구동기는 공심 솔레노이드(air-core solenoid)와 이 양면에 4개의 영구자석을 2개의 알루미늄막대에 부착하여 이루어진 구동막대(actuating rod)로 구성되어 있다. 이 구동막대는 직선 볼베어링에 지지되어 수평방향으로 움직이며, 강제로 간주한다. 질량중심은 두 알루미늄 중앙선상 있는 것으로 가정한다. 구동력은 로렌츠법칙(Lorentz force law)에 의해 공심 솔레노이드에 흐르는 전류와 영구자석의 자기장에 의해 발생되며 질량중심에 작용하는 것으로 본다. 하나의 영구자석에 작용하는 힘은 로렌츠법칙에 의해 솔레노이드의 반경방향(수평방향)과 수직방향의 힘이 발생되고 회전력도 발생하게 된다. 이 힘 중에서 구동기가 단지 수평방향으로 움직이므로 수평방향의 힘만 사용하고, 수직방향과 회전력은 오히려 구동에 방해가 되는

요인이 된다. 따라서, 공심 솔레노이드 양면에 4개의 영구자석을 사용함으로써 하나의 영구자석에서 발생하는 수평력을 증가시키고, 사용되지 않는 수직방향이나 회전력은 서로 상쇄시킬 수 있다. 이 수평력을 이용하여 트래킹 구동기가 광-자기 디스크의 반경방향으로 구동한다.

트래킹 시스템의 블록선도(block diagram)는 Fig. 2에 나타나 있다.

여기서, r, I, F 그리고 x_1 은 각각 입력신호, 전류, 구동기로부터 발생한 힘 그리고 구동기의 위치를 의미한다. K_a 와 K_t 와 는 각각 전류증폭 이득과 힘상수이며, 구동기에서 측정할 값은 각각 0.35 A/V와 1 N/A이다.

속도제어 시스템의 개루프 전달함수(G_o)는 이론적으로 다음과 같이 나타낸다.

$$G_o = \frac{x_1}{r} = \frac{K_a K_t}{s(Ms+c)} = \frac{0.35}{s(Ms+c)} \quad (1)$$

여기서, 구동기의 질량 M 은 25 g이다. 점성마찰계수 c 는 온도변화와 구동방향 및 구동기에 부착된 영구자석과 공심 솔레노이드와의 상대적 위치에 따라 변하기 때문에 정확히 측정하기 어렵다.

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (2)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{c}{M}x_2 + \frac{1}{M}u \quad (3)$$

이다. 여기서, 상태변수 x_1, x_2 는 트래킹 구동기의 위치와 속도이며, 제어입력 u 는 $K_a, K_t r$ 이다.

식 (2)와 (3)을 x_1 과 x_2 의 좌표를 가지는 위상 표면상에 나타내면 Fig. 3과 같다.

Fig. 3은 트래킹거리가 6 mm이고, 제어입력이 1.5 N일 때, 위상 평면상에 표시하면 감쇠계수의 변화에 따라 어떻게 전환점이 변화하는가를 보여 준다. 여기서, 각각의 감쇠계수에 대한 감속구간에서의 감속제적과 가속구간에서의 가속제적이 만나는 점이 전환점이 된다. 만일 감쇠계수가 영(zero)이면 전환점은 정확히 목표거리의 중앙임을 알 수 있다. 그러나 감쇠계수가 점점 증가하면서 전환점의 위치는 목표점에 가깝게 이동하는 경향이 있음을 알 수 있다. 트래킹 시스템의 전환점에 대한 해석

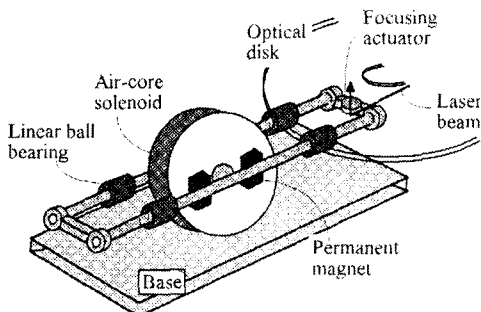
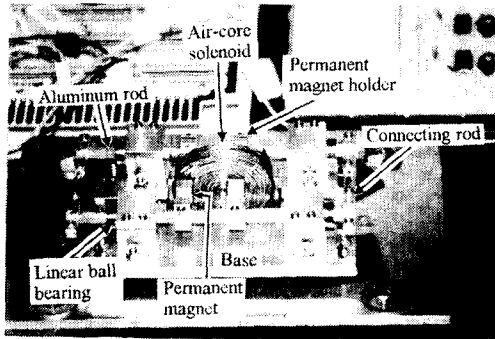


Fig. 1 Configuration of the devices

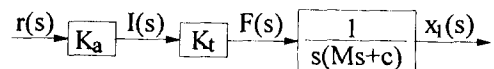


Fig. 2 Configuration of the developed linear tracking actuator

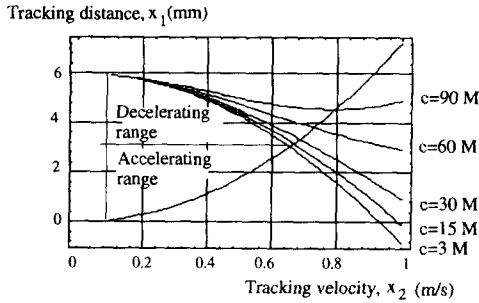
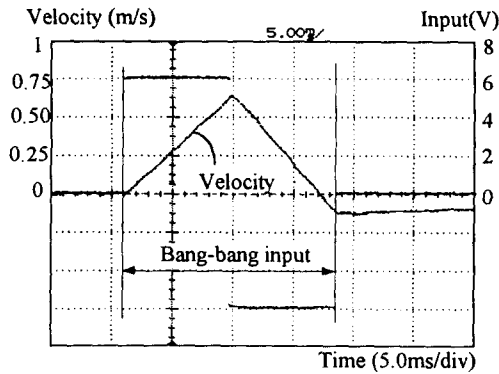
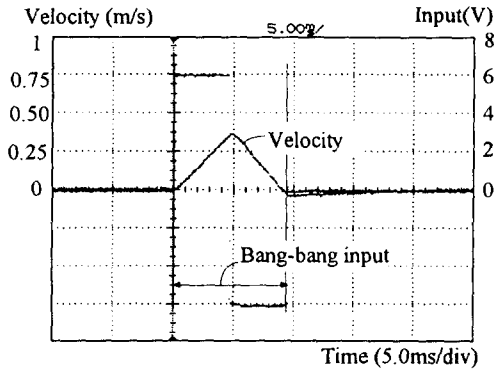


Fig. 3 Variation of the switching point for the different damping coefficient



(a) 55 Hz bang-bang input



(b) 125 Hz bang-bang input

Fig. 4 The experimental results of speed performance in bang-bang controller

적인 해는 부록에는 자세히 설명하였다. 따라서 감쇠계수가 변하거나 트래킹 시스템의 불확실성이 존재할 때는 트래킹 시스템의 부정확한 전환점을 얻게 된다.

Fig. 4는 감쇠계수가 존재할 경우에 같은 크기의 뱅뱅 입력과 목표거리의 중앙점을 전환점으로 할

경우에 나타나는 속도성능 실험결과이다.

Fig. 4(a)와 (b)에서 각각 다른 주파수의 뱅뱅 입력에 대해 목표거리의 중앙점을 전환점으로 할 경우 최종 목표거리에서 속도가 영(zero)이 되지 않음을 알 수 있다. 따라서 실제 이동거리와 목표거리와는 차이가 있게 되고, 이는 위치제어시에 많은 정착시간(settling time)이 요구되는 것을 의미한다. 다시 말하면, 전환점의 부정확성으로 인해 빠른 트래킹시간을 얻는데 한계가 있음을 알 수 있다.

3. 트래킹 시스템에서의 모델추종 적응 제어기 설계

Goodwin 등⁽⁷⁾과 Landau^(8,9) 등에 의해 모델추종 적응제어방법은 이론적으로 잘 정립되어 있다. 속도에 대한 센서이득(sensor gain)을 고려하여 각각 속도와 가속도에 해당하는 전압을 상태변수로 취하여, 실제 제어플랜트를 다음과 같이 모델링 하였다.

$$\dot{y} = A_p y + B_p u_p \tag{4}$$

여기서, A_p 와 B_p 는 실제 제어플랜트의 시스템 행렬과 입력 행렬이고, $y = [y_1 \ y_2]^T$ 이다. y_1 과 y_2 는 실제 제어플랜트에서 각각 트래킹 구동기의 속도와 가속도에 해당되는 전압들이다. 그리고 u_p 는 제어플랜트의 제어입력이다.

마찬가지로, 기준모델의 경우도 다음과 같이 설정한다.

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m u_m \tag{5}$$

여기서, A_m 와 B_m 은 기준모델의 시스템 행렬과 입력 행렬이고, $x_m = [x_{m1} \ x_{m2}]^T$ 이다. x_{m1} 과 x_{m2} 는 기준모델에서 각각 트래킹 구동기의 속도와 가속도에 해당되는 전압들이다. 그리고 u_m 는 기준모델의 제어 입력이다.

본 연구에서는 병렬 모델추종 적응제어 시스템중 하나인 Fig. 5에 나타난 신호종합적응(signal-synthesis adaptation) 구조^(8,9)를 이용하기로 한다.

우선 u_p 을 아래와 같이 정의한다.

$$u_p = u_{p1} + u_{p2} \tag{6}$$

여기서, u_{p1} 은 성형제어신호이며, u_{p2} 는 적응신호를 나타낸다. 이들의 값은 다음과 같이 수식으로 선택한다.

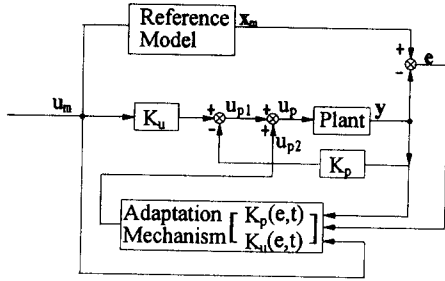


Fig. 5 A parallel AMFC configuration with signal-synthesis adaptation

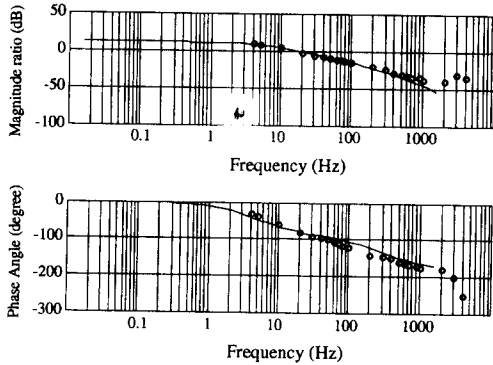


Fig. 6 Frequency response test

$$u_{p1} = -K_p y + K_u u_m \quad (7)$$

$$u_{p2} = \Delta K_p(e, t) y + \Delta K_u(e, t) u_m \quad (8)$$

여기서, K_p, K_u 는 선형제어 이득(linear control gain)이고, K_p, K_u 는 적절한 차수를 가지는 행렬 형태로 적응기구(adaptation mechanism)를 구성하는 적응제어 이득(adaptive control gain)이다. Fig. 6에 나타낸 적응기구의 목적은 기준모델의 상태값과 제어모델의 상태값과 차이인 상태 에러값 $e = x - y$ 이 위의 이득이 적당한 값을 가지는 조건 하에서 영(zero)이 되게 하는 것이다.

과도안정성(hyperstability)과 Positivity이론⁽⁹⁾에 의해 아래의 두 조건이 만족되면, 피드백 시스템은 점근적으로 과도안정(hyperstable)하다. 첫째로, 피드포워드 부분은 엄격한 양의 실수전달함수(strictly positive real transfer function)이어야 한다. 둘째로, 피드백 부분은 파포프(Popov) 적분부등식을 만족해야 한다.

우선 피드포워드 부분의 적응 기구를 검사하기로 한다. Landau⁽⁹⁾에 의하면 다음과 같이 나타나는 피드포워드 전달함수 $H(s)$ 는 엄격한 양의 실수전달

함수이어야 한다.

$$H(s) = D(sI - A_m)^{-1} B_p \quad (9)$$

즉, 다음과 같은 리아프노브(Lyapunov) 식을 만족하는 P 가 존재해야 한다.

$$A_m^T P + P A_m = -Q \quad (10)$$

여기서, Q 는 명확한 양(positive definite)의 행렬이고, D 는 선형보상기(linear compensator)이며, 아래와 같은 관계식을 가진다.

$$D = B_p^T P \quad (11)$$

다음으로, 피드백 부분의 적응기구에 대해서 Landau⁽⁹⁾에 의해 파포프 적분부등식을 만족하도록 적응제어 이득 ΔK_p 과 ΔK_u 은 적분과 비례적응 법칙을 사용하여 아래와 같이 선택한다.

$$\begin{aligned} \Delta K_p(e, t) &= \Delta K_p(v, t) \\ &= \int_0^t \phi_1(v, t, \tau) d\tau + \phi_2(v, t) + \Delta K_p(0) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \Delta K_u(e, t) &= \Delta K_u(v, t) \\ &= \int_0^t \varphi_1(v, t, \tau) d\tau + \varphi_2(v, t) + \Delta K_u(0) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서,

$$\phi_1(v, t, \tau) = F_e(t - \tau) v(\tau) [G_a(t) y(\tau)]^T, \tau \geq t \quad (14)$$

$$\phi_2(v, t) = F'_a(t) v(t) [G'_a(t) y(t)]^T \quad (15)$$

$$\varphi_1(v, t, \tau) = F_b(t - \tau) v(\tau) [G_b(t) u_m(\tau)]^T, \tau \geq t \quad (16)$$

$$\varphi_2(v, t) = F'_b(t) v(t) [G'_b(t) u_m(t)]^T \quad (17)$$

그리고,

$$v = De \quad (18)$$

이다.

$F_a(t - \tau), F_b(t - \tau)$ 는 명확한 양의 행렬로, 라플라스(Laplace) 변환행렬은 $s=0$ 에서 하나의 극점을 가지는 양의 전달함수 행렬이다. G_a, G_b 는 명확한 양의 상수행렬이다. 그리고, $F'_a(t), F'_b(t), G'_a$ 및 G'_b 는 모든 $t \geq 0$ 에 대해 명확한 양의 시변행렬이다.

$\Delta K_p(0) = \Delta K_u(0) = 0$ 이라고 가정하고, 다음과 같이 이득 값을 선택한다.

$$\begin{aligned}
F_a(t) &= F_a > 0, F'_a(t) = F'_a > 0, \\
F_b(t) &= F_b > 0, F'_b(t) = F'_b > 0 \\
G_a(t) &= G'_a(t) = \begin{bmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix}, \alpha > 0, \beta > 0 \\
G_b(t) &= G'_b(t) = 1
\end{aligned} \quad (19)$$

따라서 식 (12)와 (13)의 $\Delta K_p(e, t)$, $\Delta K_u(e, t)$ 는 식 (14)~(17)과 식 (19)에 의해 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
\Delta K_p &= \int_0^t F_a \nu (G_a y)^T d\tau + F'_a \nu (G'_a y)^T \\
&= [\alpha \int_0^t F_a \nu y_1 d\tau + \alpha F'_a \nu y_1, \\
&\quad \beta \int_0^t F_a \nu y_2 d\tau + \beta F'_a \nu y_2]
\end{aligned} \quad (20)$$

$$\Delta K_u = \int_0^t F_b \nu u_m d\tau + F'_b \nu u_m \quad (21)$$

식 (7)과 (8)에 의해 최종적으로 제어플랜트의 제어입력이 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned}
u_{p1} &= -K_{p1}y + K_u u_m \\
&= -K_{p1}y_1 - K_{p2}y_2 + K_u u_m
\end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned}
u_{p2} &= -\Delta K_p(e, t)y + \Delta K_u(e, t)u_m \\
&= (\alpha \int_0^t F_a \nu y_1 d\tau) y_1 + \alpha F'_a \nu y_1^2 \\
&\quad + (\beta \int_0^t F_a \nu y_2 d\tau) y_2 + \beta F'_a \nu y_2^2 \\
&\quad + (\int_0^t F_b \nu u_m d\tau) u_m + F'_b \nu u_m^2
\end{aligned} \quad (23)$$

이다.

4. 광-자기 디스크 드라이브에 적용

모델추종 적응제어 시스템을 구성하기에 앞서 우선, 식 (4)의 기준모델 행렬 A_m, B_m 과 식 (5)의 제어플랜트 행렬 A_p, B_p 을 결정해야 한다. 트래킹 구동기의 운동특성을 얻기 위해 입력 전압신호에 대해 속도센서 이득을 고려하여 속도에 해당되는 전압으로 주파수 응답검사를 실험적으로 수행한 결과를 Fig. 6에 진폭과 위상을 "o"로 표시하였다.

실험적으로 얻어진 실제 제어 시스템의 개루프 전달함수를 곡선접합(curve fitting)에 의해 구하면 다음과 같다.

$$G_p = \frac{2.28 \times 10^5}{s^2 + 2 \times 10^3 s + 8 \times 10^4} \quad (24)$$

위 식에서부터 제어플랜트 행렬은 다음과 같다.

$$A_p = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -80,000 & -2000 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 228,000 \end{bmatrix} \quad (25)$$

기준모델을 선택함에 있어서 다음과 같은 3가지 사항을 고려하여 결정한다. 첫째, 기준모델은 전환점을 쉽고 정확하게 결정할 수 있도록 단순하게 나타낼 수 있어야 한다. 둘째, 전기적인 면에서 제어입력 포화(saturation)되지 않는 범위에서 기준모델을 선정한다. 만일 기준모델이 실제 제어플랜트와 똑같다면 제어 노력은 거의 없을 것이다. 반면에 이들의 차이가 커지면 모델추종 능력을 위한 큰 제어입력이 요구될 것이다. 따라서 기준모델은 실제 제어플랜트 모델과 무관하게 결정할 수 있으나 이용할 수 있는 전기적 사양내에서 정해지는 실제 제어 플랜트의 제어입력 범위내에서 결정한다. 마지막으로, 기준모델 특성식의 최고 차수는 적용 기구 구성을 용이하게 하기 위하여 실제 제어플랜트의 특성방정식의 최고 차수와 같도록 한다. 따라서 위의 요구조건을 만족하는 기준모델의 전달함수 (G_r)는 여러가지가 가능하지만, 본 논문에서는 다음과 같이 정하였다.

$$G_r = \frac{1.14 \times 10^6}{s^2 + 10^4 s + 10^4} \quad (26)$$

기준모델 전달함수(G_r)는 s^2 항의 계수가 매우 작고 상수항은 무시할 수 있으므로 약간의 오차범위 내에서 단순 적분기로 취급할 수 있다. 그러나 이런 오차는 위치제어기를 사용하여 보상한다. 따라서 만일 뱅뱅 입력을 기준모델에 적용하면 삼각형 속도 윤곽을 얻는다. 식 (26)으로부터 모델의 상태공간 행렬은 다음과 같다.

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -10,000 & -10,000 \end{bmatrix}, B_m = \begin{bmatrix} 0 \\ 1,140,000 \end{bmatrix} \quad (27)$$

여기서, (A_p, B_p) 와 (A_m, B_m) 은 안정시킬 수 (stabilizable) 있고, A_m 은 Hurwitz 행렬, 즉 기준모델은 점근적(asymptotically)으로 안정한다.

다음 단계로 3장에서 언급한 순서에 따라 적응제어 기구를 구성한다. 상세한 구성도는 Fig. 7과 같다. 모든 블록선도는 MATLAB의 SIMULINK⁽¹⁰⁾를 이용하여 구성하였다.

가능한 실제 제어플랜트와 비슷한 환경에서 시뮬레이션하기 위해 공심 슬레노이드에 대한 최대, 최소 전류를 각각 +3A와 -3A로 제한하도록 한다.

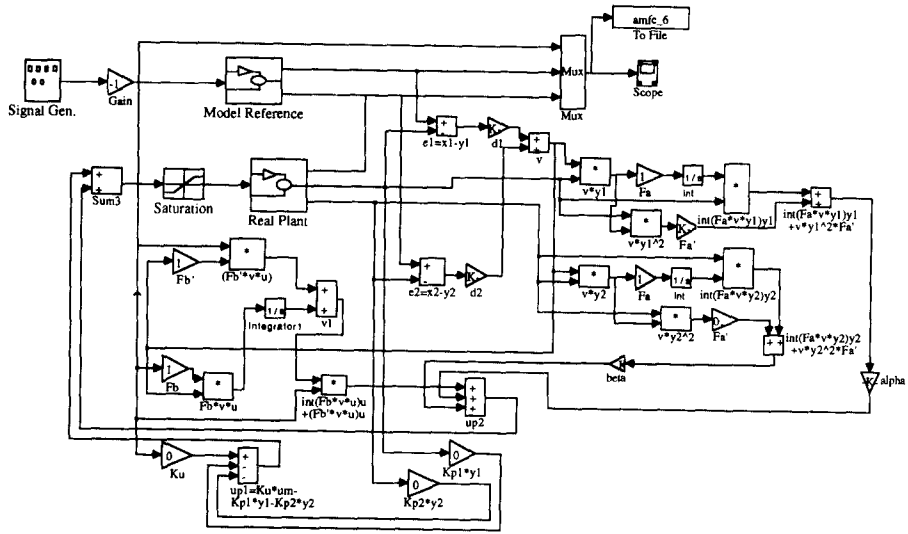


Fig. 7 The block diagram of the AMFC scheme

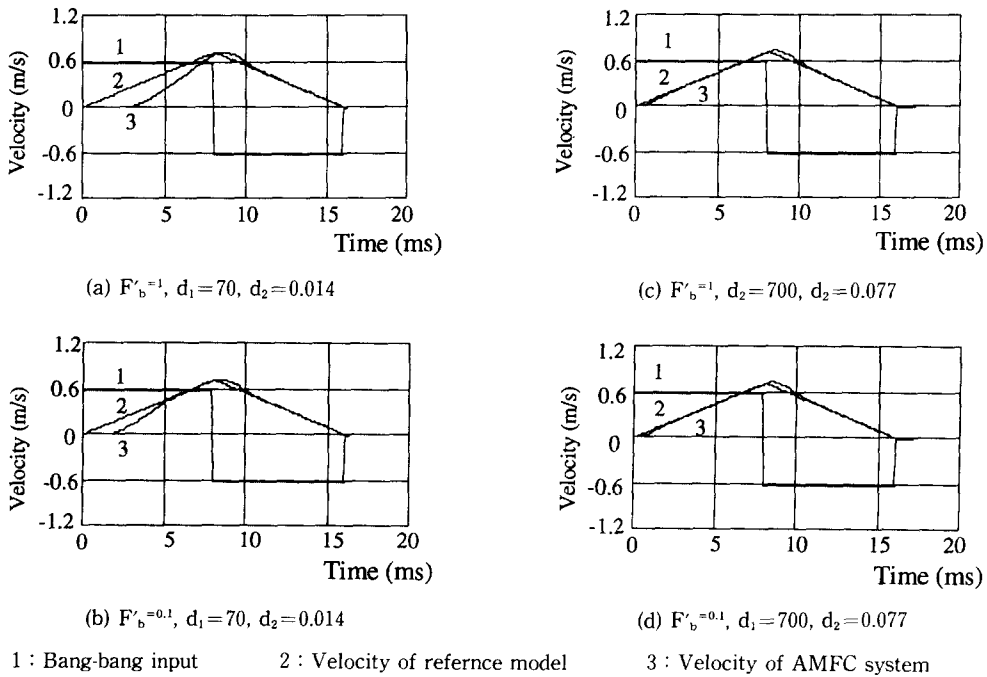


Fig. 8 Simulation result with respect to the different gains, F'_b , d_1 and d_2

기준모델에 입력되는 뱅뱅 입력크기는 6V로 하였다. 광-자기 디스크 드라이브의 서보 시스템에 사용되는 샘플링시간은 0.1 ms 정도이므로 시뮬레이션은 0.1 ms의 샘플링시간으로 수행하였다.

여러 번의 시뮬레이션 결과로부터 모든 선형제어

이득(K_u, K_{p1}, K_{p2})은 트래킹 성능에 거의 영향을 주지 않는 것으로 판명되었다. β 와 F'_a 는 트래킹 가속도와 연관이 있으므로 이들 값은 α 와 F_a 에 비해 적은 값을 선택한다. 시뮬레이션을 통하여 $\alpha, \beta, K_u, K_{p1}, K_{p2}, F_a, F'_a$ 와 F_b 는 각각 1, 0.004, 1, 1,

1, 1, 0.1과 0.1로 선택한다.

Q 와 F'_b 의 변화에 대한 트래킹 성능을 Fig. 8에 나타내었다. Q 가 주어졌을 때 식 (10)과 식 (11)으로부터 d_1 과 d_2 이 구해진다. 따라서 $Q=Q_1$ 일 때 $d_1=70$ 과 $d_1=0.014$ 이고 $Q=Q_2$ 일 때 $d_1=700$ 과 $d_1=0.077$ 이다.

$$Q_1 = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 0.001 \end{bmatrix}, Q_2 = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 0.001 \end{bmatrix} \quad (28)$$

Fig. 8(a)와 (b)에서 $Q=Q_1$ 인 경우에 대해 F'_b 의 변화가 성능에 약간의 영향을 주고 있다. 그러나 Fig. 8(c)와 (d)에서 알 수 있듯이 $Q=Q_2$ 인 경우에 대해서는 Fig. 8(a), (b)와 비교해 보면 F'_b 의 변화보다는 Q 행렬의 변화가 더 민감한 요소임을 알 수 있다. 그리고, 다른 이득의 변화에 대해서도 별다른 성능변화는 없었다. 따라서 적절한 Q 행렬의 선택이 더 중요함을 알 수 있었다.

5. 실험

어떤 목표거리에 대한 전환점의 시간 t_s 는 최대 가속에서 최대 감속으로 바뀌는 시간을 의미하므로 트래킹 구동기의 최대 가속속크기가 a_{max} 이라면 이때의 속도 v 는 $a_{max}t_s$ 으로 나타나고, 삼각형 속도 형상의 이동거리는 x 는 다음과 같이 나타난다.

$$x = vt_s = a_{max}t_s^2 \quad (29)$$

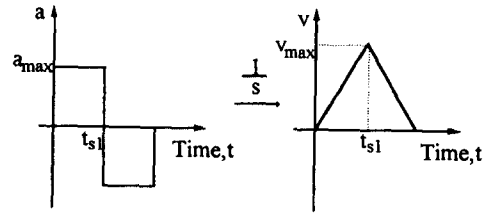
최대 속도 v_{max} 와 최대 가속도 a_{max} 는 시스템의 전기적, 기계적 사양에 의해 결정되는 값들이다. 트래킹 구동기의 삼각형 속도 형상에 대한 최대 이동거리 x_{max} 는 최대 속도와 최대 가속도의 값으로부터 다음 식과 같다.

$$x_{max} = v_{max}t_{s1} = a_{max}t_{s1}^2 = v_{max}^2/a_{max} \quad (30)$$

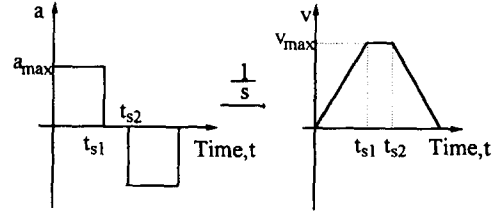
여기서, t_{s1} 은 삼각형 속도 형상에서 최대 속도가 될 때까지 걸리는 시간이다. 뱅뱅 입력에 의해 발생하는 속도궤적을 Fig. 9(a), (b)에 나타내었다.

본 연구에서 개발한 구동기의 최대 가속도는 89 m/s^2 이고, 실험적으로 얻어진 최대 속도 v_{max} 는 0.73 m/s 이었다. 따라서 삼각형 속도 형상일 때 최대 이동거리 x_{max} 는 식 (30)에 의해 약 6 mm 이다.

우선, 트래킹 시스템의 이동거리는 x 가 최대 이동거리 x_{max} 보다 작을 경우 기준모델 속도 형상이 삼각형 모양이 되며 실제 제어플랜트가 기준모델을



(a) Through a triangular velocity profile



(b) Through a trapezoidal velocity profile

Fig. 9 Procedures of how time optimized velocity trajectories are generated by a integration of bang-bang signal

잘 추종한다면 전환점은 식 (29)로부터 $\sqrt{x/a_{max}}$ 로 결정된다.

다음으로, 이동거리는 x_{max} 보다 클 경우는 기준모델의 속도 형상이 사다리꼴 모양이며, 전환점을 t_{s1} 과 $t_{s1}+t_{s2}$ 로 결정할 수 있다. 여기서, t_{s2} 는 다음의 수식으로 구한다.

$$x - x_{max} = v_{max}t_{s2} \quad (31)$$

이제 위의 이론을 이용하여 모델 적응제어 이론을 광-자기 디스크의 트래킹 구동기에 적용하여 성능을 평가하기로 한다. 광-자기 디스크 드라이브에서 평균 트래킹시간은 최대 이동거리의 1/3을 이동하는데 걸리는 시간으로 정의한다. 3.5" 광-자기 디스크의 최대 이동거리가 18 mm 일 때 평균 트래킹 거리는 6 mm 이다.

Fig. 10은 광-자기 디스크 드라이브에 적용되는 고속 트래킹 구동기의 서보 시스템의 구성 개략도이다.

구동기가 목표지점에 도달하여 속도가 영(zero)에 가까워질 때 속도제어기인 적응제어 루프를 차단하고, 위치제어 루프를 연결하여 정확하게 목표 트랙을 추종하도록 하였다. 속도제어기만으로는 위치에러에 대한 보상을 할 수 없고, 또한 외란에 의해 목표 트랙을 쉽게 벗어남으로 위치제어기를 연결하였다. 위치제어 루프는 아날로그 회로로 구성

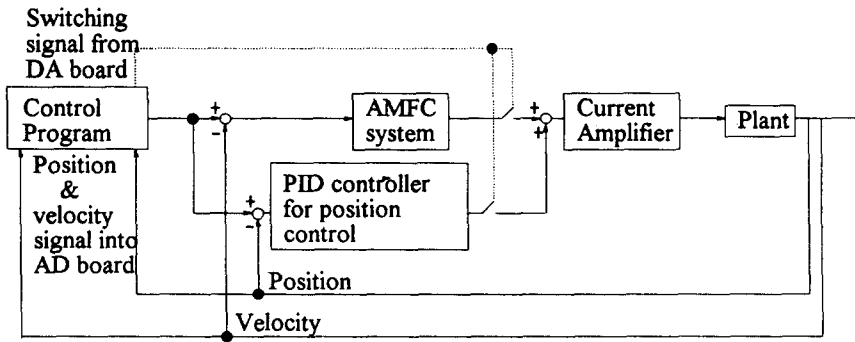


Fig. 10 Servo system for the high speed tracking actuator

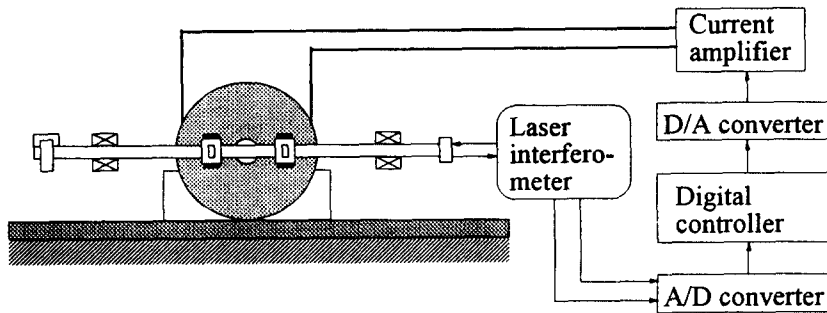


Fig. 11 An adaptive control experiment setup

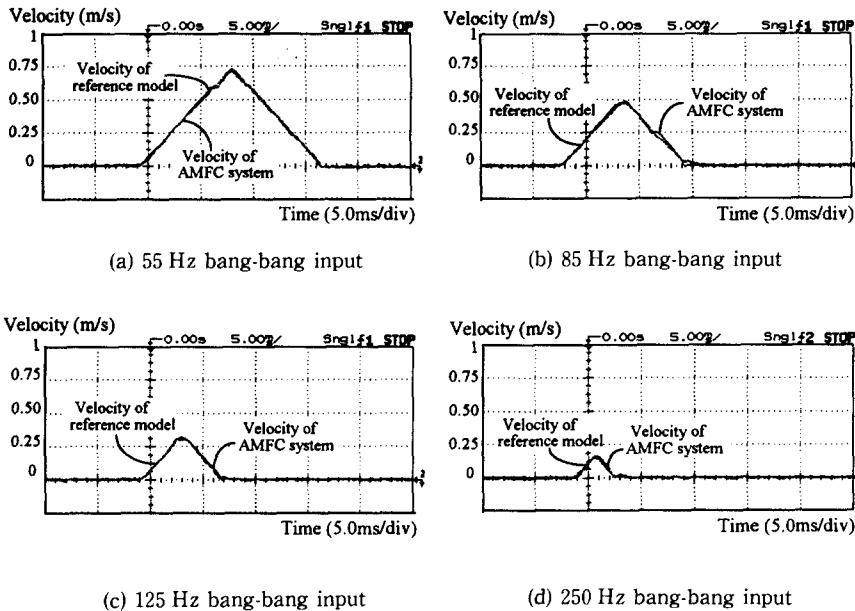
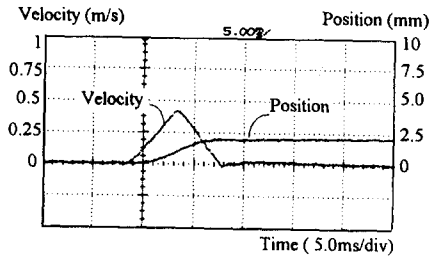
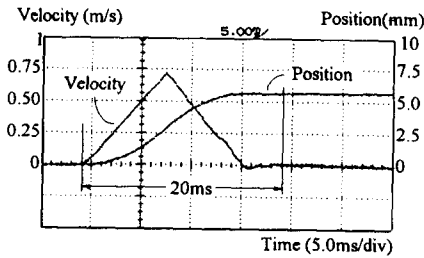


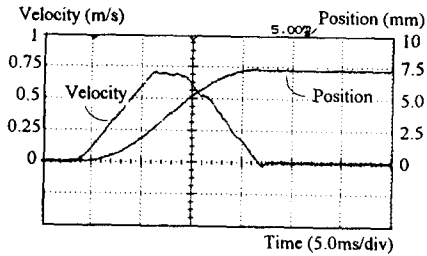
Fig. 12 The experimental results of the speed performance for different bang-bang input frequencies



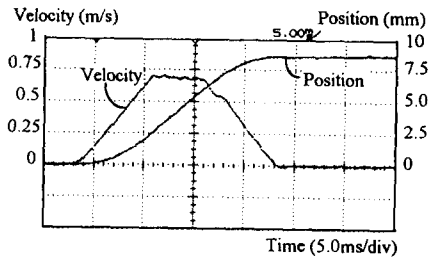
(a) 2 mm tracking distance



(b) 6 mm tracking distance



(c) 7.5 mm tracking distance



(d) 9 mm tracking distance

Fig. 13 The experimental results for different tracking distances

된 PID 제어를 사용하였으며 제어 루프의 연결 차단에 사용된 스위치는 AD7512DI으로 Analog Devices In. 제품이다.

Fig. 11은 실험장치의 구성을 보여주고 있다.

센스에서 피드백되는 위치는 Polytec사의 OFV-3000 레이저 인터페로미터(interferometer)를 이용

하여 측정하였고, Loughborough사의 PC/C31 데이터 저장 보드와 TM320C31 디지털 신호처리기를 사용하여 디지털 제어모듈을 구성하고, 이 모듈을 이용하여 위치데이터를 처리한다. 이 위치데이터를 이용하여 제어 컴퓨터(IBM PC 486)에서 기준모델에 따라 속도제어를 발생시킨다.

다른 주파수 55 Hz, 85 Hz, 125 Hz 그리고 250 Hz의 뱅뱅 입력에 대한 속도성능 실험결과로 기준모델의 속도와 제어플랜트의 구동기 속도는 Fig. 12와 같다.

이때, 기준모델의 삼각형 속도 형상은 뱅뱅 입력으로부터 발생된다. 모델추종 적응제어 시스템을 적용한 제어플랜트의 속도는 Fig. 12(d)에서 보듯이 250 Hz까지 기준모델을 잘 추종함을 알 수 있다.

Fig. 13는 각각 다른 이동거리 2 mm, 6 mm, 7.5 mm 그리고 9 mm에 따른 속도성능을 보여준다.

Fig. 13에서 알 수 있듯이 제어플랜트에 적응제어 루프를 차단하고 위치제어기를 연결하는 하이브리드 제어를 사용함으로써 고속정밀 트래킹 성능을 얻었다. 삼각형 속도 형상에서의 최대 이동거리를 6 mm로 정하였으므로, 삼각형 속도 형상을 2 mm과 6 mm의 이동거리에 적용하였다. 목표거리가 7.5 mm과 9 mm인 경우는 각각 사다리꼴 속도 형상을 적용하였다. 따라서 6 mm을 이동하는 평균 트래킹시간은 Fig. 13(b)에서 보여주듯이 정착시간을 고려하면 약 20 ms임을 알 수 있다. 또한 이것은 Ishibashi 등⁽¹¹⁾이 뱅뱅제어, 속도제어 그리고 위치제어를 함께 고려하여 얻은 26 ms 트래킹시간에 대해 30% 정도 향상된 것임을 알 수 있다.

6. 결론

뱅뱅 입력에 대해 전환점을 목표거리의 중앙에서 가질 수 있도록 기준모델을 이용한 모델추종 적응제어와 마지막부분의 정확한 트래킹을 위한 PID 제어를 혼합한 하이브리드(hybrid) 제어방법을 고속 트래킹 시스템에 적용하였다. 마지막 부분의 속도를 거의 영으로 만들어 트래킹 성능을 향상시킬 수 있는 전환점을 쉽게 찾음으로써 뱅뱅시간 최적제어의 문제점인 정확한 전환점 선택의 어려움을 극복하였다. 트래킹 속도성능을 향상시키기 위해 하이브리드(hybrid) 제어방법을 광-자기 디스크 드라이브의 트래킹 구동기에 적용하였다. 시뮬레이션

과 실험을 통하여 우수한 모델추종 능력을 보여주었다. 실험적 결과는 3.5" 광-자기 디스크 드라이브에 적용할 경우, 약 20 ms의 평균 트래킹시간을 얻을 수 있었다. 이 결과로부터 실제 광-자기 디스크 드라이브에 적용될 경우 평균 트래킹시간의 관점에서 성능 향상을 기대할 수 있음을 보여준다. 또한 다른 랜덤액세스 장치에도 모델추종 적응제어 기법과 PID가 혼합된 하이브리드 제어방법을 이용하여 트래킹 성능을 향상시킬 수 있을 것으로 기대된다.

참고문헌

- (1) George, L., 1966, *An Introduction to Optimal Control*, McGraw-Hill Book Company, New York.
- (2) Ananthanarayana, K. S., 1982, "Third-Order Theory and Bang-Bang Control of $V_c \mathcal{J}_c$ Coil Actuator," *IEEE Trans. on Magnetic*, Vol. 18, No. 3, pp. 888~892.
- (3) Oswald, R. K., 1974, "Design of a Disk File-Head-Positioning Servo," *IBM J. Res. Development*, Vol. 18, pp. 506~512.
- (4) Brown, C. J. and Ma, J. J. 1968, "Time Optimal Control of a Moving-Coil Linear Actuator," *IBM J. Res. Develop.*, Vol. 12, pp. 372~279.
- (5) Alan, B. M., 1990, *Optical Recording (A Technical Overview)*, Addison-Wesley Publishing Company, Massachusetts.
- (6) Park, K. H., 1993, "Development of Tracking and Focusing Actuators for Magneto-Optical Disk Drive Systems," Ph. D. Thesis, The University Texas at Austin.
- (7) Goodwin, G. C. and Sin, K. S., 1984, *Adaptive Filtering Prediction and Control*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- (8) Courtiol, B. and Landau, I. D., 1975, "High Speed Adaptation System for Controlled Electrical Drives," *Automatica*, Vol. 11, pp. 119~127.
- (9) Landau Y. D., 1979, *Adaptive Control(The Model Reference Approach)*, Marcel Dekker, New York.
- (10) The Math Works, Inc., 1992, *User's Guide, Simulink Version 1.2*, Natick, Ma 01760.

- (11) Ishibashi, H., Tanka, S., Shimizu, R. and Kuwamoto, M., 1989, "High Speed Accessing Magneto-Optical Disk Drive," *SPIE Optical Storage Technology and Applications*, Vol. 899, pp. 8~15.

부 록

가속구간 ($0 \leq x_1 \leq x_s$)에서 상태방정식은 다음과 같다.

$$\dot{x}_2 = -\frac{d}{M}x_2 - \frac{1}{M}u \quad (A.1)$$

식 (A.1)에서 $x_1 = x_2 = 0$ 의 초기 조건을 가질 경우 해를 구한다.

$$x_1(t) = \frac{u}{c} \left(t - \frac{M}{c} (1 - e^{-\frac{c}{M}t}) \right) \quad (A.2)$$

$$x_2(t) = \frac{u}{c} (1 - e^{-\frac{c}{M}t}) \quad (A.3)$$

만일 $t = t_s$ 에서 $x_2 = x_{2s}$ 이고 $x_1 = x_{1s}$ 이면 식 (A.1)과 (A.2)에서 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$x_{1s} = -\frac{M}{c}x_{2s} - \frac{Mu}{c^2} \cdot \ln \left(1 - \frac{cx_{2s}}{u} \right) \quad (A.4)$$

위 식의 우변을 급수 전개하면 아래와 같다.

$$x_{1s} = \frac{Mx_{2s}^2}{u} \left(\frac{1}{2} + \frac{cx_{2s}}{3u} + \frac{c^2x_{2s}^3}{4u^2} + \dots \right) \quad (A.5)$$

이것은 전환곡선의 위상 평면식을 의미하고, 가속구간의 궤적식이다.

다음으로, 감속구간에서도 마찬가지로, 상태식은 식 (A.1)과 같다.

따라서 감속구간 ($x_{1s} \leq x_1 \leq x_f$)에서는 $t = t_s$ 에서 $x_1 = x_{1s}$ 과 $x_2 = x_{2s}$ 의 초기 조건으로부터 다음과 같은 해를 얻을 수 있다. 여기서, x_f 는 트래킹 구동기의 최종 이동 거리이다.

$$x_1(t) = x_{1s} + x_{2s} \frac{M}{c} (1 - e^{-\frac{c}{M}t}) - \frac{Mu}{c^2} \left(\frac{ct}{M} - 1 + e^{-\frac{c}{M}t} \right) \quad (A.6)$$

$$x_2(t) = x_{2s} e^{-\frac{c}{M}t} - \frac{u}{c} (1 - e^{-\frac{c}{M}t}) \quad (A.7)$$

마지막 조건 ($t = T$ 에서 $x_1 = x_f$, $x_2 = 0$)으로부터 다음과 같은 식을 얻는다.

$$x_f = x_{1s} + x_{2s} \frac{M}{c} (1 - e^{-\frac{x_f}{M}t}) - \frac{Mu}{c^2} \left(\frac{cT}{M} - 1 + e^{-\frac{x_f}{M}t} \right) \quad (\text{A.8})$$

$$0 = x_{2s} e^{-\frac{x_f}{M}t} - \frac{u}{c} (1 - e^{-\frac{x_f}{M}t}) \quad (\text{A.9})$$

위 식 (A.8)과 (A.9)에서

$$x_f = x_{1s} + \frac{Mu}{x_{2s}} c (cx_{2s} + u) + \frac{Mx_{2s}^2}{cx_{2s} + u} - \frac{Mu}{c^2} \ln \left(1 + \frac{cx_{2s}}{u} \right) \quad (\text{A.10})$$

식 (A.10)의 우변의 두번째 항을 급수 전개하면 아래의 수식을 얻을 수 있다.

$$x_f - x_{1s} = \frac{Mux_{2s}}{c(cx_{2s} + u)} + \frac{Mx_{2s}^2}{cx_{2s} + u} - \frac{Mu}{c^2} \left(\frac{cx_{2s}}{u} - \frac{c^2 x_{2s}^2}{2u^2} + \frac{c^3 x_{2s}^3}{3u^3} + \dots \right) \quad (\text{A.11})$$

이것은 전환곡선의 위상 평면식이고, 또한 감속구간의 체도식이다.

식 (A.5)와 (A.11) 사이에서 x_{2s} 을 수치적으로 제거하고, 수치 보관하여 x_f 의 함수로 x_{1s} 을 구할 수 있다.