

최단시간 제어를 이용한 구동장치의 정상상태 오차개선

Improvement of Steady-state Error in a Driving System with Time-optimal Controller

이 성 우*·송 오 섭†

Seongwoo Lee and Ohseop Song

(2012년 6월 14일 접수 ; 2012년 8월 14일 심사완료)

Key Words : Time-optimal Controller(최단시간 제어기), Bang-bang Controller(뱅뱅 제어기), Sliding Mode Controller(슬라이딩 모드 제어기), Steady-state Error(정상상태 오차)

ABSTRACT

This paper presents a high performance position controller in a driving system using a time optimal control which is widely used to control driving systems to a desired reference position or velocity in minimum response time. The main purpose of this study is an improvement of transient response performance rather than steady-state response comparing with another various control strategies. In order to improve the performance of time optimal control, we tried to find the cause of the steady-state error in the driving system we have already made up and also suggest the newly modified type of time optimal control method in this paper.

기 호 설 명

- α : 회전체의 점성마찰계수와 관성모멘트의 비
- $\tilde{\alpha}$: α 의 추정 파라미터
- β : 회전체의 관성모멘트의 역수
- $\tilde{\beta}$: β 의 추정 파라미터
- J : 회전체의 관성모멘트[kg-m²]
- \tilde{J} : 회전체의 추정 관성모멘트[kg-m²]
- ω_{sat}, s_{sat} : 속도 그리고 전환함수의 포화 상수
- $\omega(t)$: 각속도[deg/sec]
- $u(t)$: 제어입력 변수
- u_{max} : 최대 제어입력
- $s(\cdot)$: 실제 시스템 파라미터로 구해진 전환함수
- $\tilde{s}(\cdot)$: 추정 모델 파라미터로 구해진 전환함수

- \hat{u}, ϵ, k, b : 강인 최단시간 제어기 설계파라미터
- $sgn(\cdot)$: 부호 함수
- $sat(\cdot)$: 포화 함수
- $\theta(t)$: 회전각[deg]

1. 서 론

동적시스템을 제어하는데 있어 빠른 응답속도를 위한 구동장치, 하드디스크 등과 같은 어떤 주어진 명령을 수행하기 위해 요구되는 수행시간을 최소화 하는 제어기법의 경우, 특히, 제어 입력량이 유한하고, 최단시간 내에 원하는 제어명령을 추종하도록 하는 최소 시간을 목적함수로 갖는 제어 시스템의 경우, 이론적으로 가장 대표적인 최단시간 제어기(TOC, time optimal controller)는 뱅뱅 제어기(BBC, bang-bang controller)⁽¹⁾라 할 수 있다.

뱅뱅 제어기는 제어법칙에 따라 시스템에서 허용할 수 있는 최대 입력값과 최소 입력값으로 제어하는 스위칭 제어기법으로 이상적인 제어법칙이다. 그

† 교신저자; 정회원, 충남대학교 기계공학과
E-mail : songos@cnu.ac.kr
Tel : (042)821-5650, Fax : (042)822-5642

* 정회원, 국방과학연구소

러나 현실적으로는 시스템의 특성을 완전히 규명하는 것은 매우 힘들 뿐 아니라 대개의 시스템의 경우, 완전한 선형 시스템이 아닌 비선형 시스템으로 존재하게 되며, 모델의 불확실성과 외란에 의한 채터링과 발산이 발생하게 되어 시스템은 이론적으로 예상한 제어 성능을 만족하지 못하거나, 시스템의 안정성을 만족하지 못하게 되어 실제 적용하기 어렵다⁽²⁾. 이러한 제어 목적을 충족시키기 위하여 시간 최적 제어기와 외란과 모델의 불확실성에 강한 강인 제어기(robust controller)가 혼합된 제어가 필요하다.

최단시간 범위 내에 원하는 위치로 구동하는 제어기를 시스템에 적용하기 위한 시스템의 변동성 및 외란에 강한 슬라이딩 모드 제어기(SMC, sliding mode controller) 알고리즘^(3,4)이 제안되었고, 최대 기울기 곡선(maximum slope sliding lines)을 적용하여 최대한 빠른 응답을 얻을 수 있는 최단시간 슬라이딩 모드 제어 알고리즘⁽⁵⁾과 Lyapunov 강인 안정성 조건을 이용한 강인 최적 뱅뱅 제어기 알고리즘⁽⁶⁾ 등이 제안되었다. 또한 최단시간 제어기로 로봇 매니퓰레이터를 이중 적분 플랜트로 모델링하여 뱅뱅 제어기의 전환함수를 슬라이딩 모드 제어기의 전환함수로 이용하고 불확실성과 외란 및 채터링에 강한 제어조건을 부여하기 위해 제어기 설계 파라미터인 포화상수와 포화함수를 이용한 강인 최단시간 제어기(RNTOC, robust near time optimal controller)^(7,8)가 제안되었다. 제안된 강인 최단시간 제어기는 뱅뱅 제어기와 슬라이딩 모드 제어를 이용한 혼합제어기로서 시스템의 초기 동작 상태, 즉, 전환곡선에 도달하는 구간에서는 뱅뱅 제어기의 특성을 갖게 되며, 전환곡선을 따라 상태공간 상의 목적값에 가까이 갈 때 즉, 위치제어 구동장치의 경우에는 원하는 위치로 수렴해 갈 때, 대표적인 가변구조 시스템 제어기(variable structure systems controller)인 슬라이딩 모드 제어기로 바뀌게 되어 강인성이 보장되며, 목적값 근처에서는 비례미분 제어기(PDC, portional derivative controller) 특성을 보이는 제어기이다. 시스템에 내재된 불확실성과 비선형성을 고려한 제어 안정성을 확보하게 된다. 그리고 최단시간 제어기인 뱅뱅 제어기와 비례적분 제어기(PIC, portional integral controller)

를 적용하여 응답속도는 빠르게 하면서 오버슈트(overshoot)를 감소시켜 제어성능 향상되는 방안⁽⁹⁾을 제안 하였고, 슬라이딩 모드 제어기와 비례 적분 제어기로 파라미터의 불확실성과 외란으로부터 강인성을 확보하고 정상상태 오차(steady state error)를 없애는 제안⁽¹⁰⁾을 하였다.

이 논문에서는 시간 최적 제어기로서 사용 중인 강인 최단시간 제어기를 시스템에 적용했을 경우, 발생하는 문제점 중의 하나인 정상상태 관점의 성능개선에 연구 목적을 두었다. 일반적으로 최단시간 제어기라 함은 구동장치의 경우 구동에 소요되는 시간을 최소화하는데 그 목적이 있으므로 정상상태 보다는 과도상태 성능을 높이는 것이 관건이라 하겠다. 그러나 구동형 발사장치와 같이 신속한 구동속도 뿐만 아니라 목표물을 정확히 지향시킬 수 있는 위치 정확도가 중요한 시스템에 있어서 정상상태 오차의 개선은 피할 수 없는 과제이며, 신규 개발 중인 구동형 발사장치의 성능 개선을 위하여 강인 최단시간 제어기의 정상상태 오차 개선에 관한 연구가 필요하게 되었다.

2. 강인 최단시간 제어기(RNTOC)

2.1 뱅뱅 제어기(BBC)

구동 시스템을 식 (1)과 같이 간단한 선형 단순화 모델로 표현할 뱅뱅 제어기에 의한 전환함수^(1,11)는 식 (2)와 같다.

$$J\ddot{\theta} = u, |u| \leq u_{\max} \quad (1)$$

$$s(\theta, \omega) = \theta + \frac{\omega|\omega|}{2u_{\max}/J} \quad (2)$$

제어입력 $u(t)$ 는 전환함수의 조건에 따라 식 (3)과 같이 표현된다.

$$u = \begin{cases} -u_{\max} & \text{for } s > 0 \\ +u_{\max} & \text{for } s < 0 \\ -u_{\max} & \text{for } s = 0 \text{ and } \omega > 0 \\ +u_{\max} & \text{for } s = 0 \text{ and } \omega < 0 \\ 0 & \text{for } \theta = 0 \end{cases} \quad (3)$$

식 (3)에서 보듯이 뱅뱅 제어기의 제어입력은 오차값이 0일 경우를 제외하고, 모두 최대 제어량

을 이용하여 시스템이 동작된다. 따라서 전환함수를 결정하는 시스템의 파라미터에 대한 오차는 제어법칙에 영향을 미치며 원하는 제어성능을 얻을 수 없게 된다. 이와 같이 뱅뱅 제어기는 시스템 파라미터 오차, 모델의 불확실성, 그리고 외란에 대한 강인성을 보장하는 설계 파라미터가 없는 제어기로서 그대로 사용할 경우, 시스템 외란 및 노이즈에 의한 영향으로 채터링이 발생할 수 있으므로 비선형 특성 및 모델링 오차를 고려한 슬라이딩 모드 제어를 포함시켜야 한다.

2.2 강인 최단시간 제어기 구조

슬라이딩 모드 제어기의 슬라이딩 평면은 뱅뱅 제어기의 전환함수를 그대로 사용하며 슬라이딩 모드 변환을 위하여 식 (4)와 같이 포화함수 $sat(\cdot)$ 를 도입하여 제어입력을 정한다.

$$u = -u_{max} sat \left\{ \frac{\hat{u}}{u_{max}} \left[sat \frac{\omega}{\omega_{sat}} + \epsilon sat \frac{\tilde{s}}{s_{sat}} \right] \right\} \quad (4)$$

여기서 \hat{u} 은 $\hat{u} \leq u_{max}$ 조건을 만족하게 설정하고 채터링과 외란 및 시스템 불확실성에 강인하게 동작하기 위한 강인 최단시간 제어기 파라미터인 ω_{sat} , s_{sat} 은 다음과 같다.

$$\omega_{sat} = \frac{\hat{u}}{b}, \quad s_{sat} = \frac{\epsilon \hat{u}}{k}$$

이때, $b > 0$, $k > 0$, $\epsilon > 0$ 이다

시스템은 초기 상태에서 뱅뱅 제어기의 특성을 갖고 목표치에 수렴할 즈음 슬라이딩 모드 제어기로 부드럽게 전환된다. 어떤 미지의 변수 x 에 대하여 x 의 값이 ± 1 보다 클 경우 sgn 함수가 적용되어 1 또는 -1이 되며, 작은 경우에는 x 을 그대로 적용되는 포화함수 $sat(x)$ 의 정의는 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} \forall |x| > 1 : sat(x) &= sgn(x) \\ \forall |x| \leq 1 : sat(x) &= x. \end{aligned} \quad (5)$$

2.3 동작 조건별 제어기의 변화

시스템의 동작 상태에 따른 제어입력의 변화관계를 살펴보면 Fig. 1과 같이 전환곡선 전까지는 뱅뱅

제어기의 영역 1(region 1)이고, 전환곡선을 따라 상태공간 상의 목적값에 가까운 속도경계 까지는 슬라이딩 모드 제어기의 영역 2(region 2)이고, 목적값 근처인 영역 3(region 3)은 선형제어기인 비례 미분 제어기가 적용되는 상태공간 영역에 대한 정의이다.

가. 영역 1(뱅뱅 제어기 영역)

$|\tilde{s}(\theta, \omega)| > s_{sat}$ 인 경우, 포화함수의 정의에 의하여 식 (4)는 식 (5)와 같이 아래의 조건 중 하나에 해당한다.

$$\begin{aligned} u(t) &= -u_{max} sat \left\{ \frac{\hat{u}}{u_{max}} [1 \pm \epsilon] \right\} \\ u(t) &= -u_{max} sat \left\{ \frac{\hat{u}}{u_{max}} [-1 \pm \epsilon] \right\} \end{aligned}$$

여기서, ϵ 이 1보다 충분히 큰 양의 상수로 가정하면 식 (6)과 같이 표현된다. 즉 \tilde{s} 의 부호에 의한 최대 제어 입력량 u_{max} 가 제어입력이 되는 뱅뱅 제어기로 동작하게 된다.

$$u = -u_{max} sgn(\tilde{s}) \quad (6)$$

나. 영역 2(슬라이딩 모드 제어기 영역)

$|\tilde{s}(\theta, \omega)| < s_{sat}$ and $\omega > \omega_{sat}$ 인 경우, 속도에 의한 포화함수만 포화되므로,

$$u = -\hat{u} \left[sgn(\omega) + \epsilon \left(\frac{\tilde{s}}{s_{sat}} \right) \right] \quad (7)$$

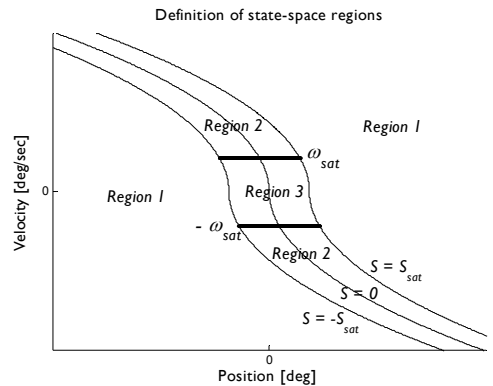


Fig. 1 Definition of state-space regions

식(7)은 일반적인 슬라이딩 모드 제어기와 유사한 형태를 갖는다.

다. 영역 3(비례 미분 제어기 영역)

$|\tilde{s}(\theta, \omega)| < s_{sat}$ and $\omega < \omega_{sat}$ 인 경우, 모든 항이 포화되지 않으므로, 식(4)는 식(8)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} u(t) &= -b\omega - k\tilde{s} \\ &= -k\theta - b\omega - k\hat{I}\frac{\omega|\omega|}{2\hat{u}} \\ &= -k\theta - b\omega - sgn(\omega)\rho\omega^2 \end{aligned} \quad (8)$$

이때, 식(8)의 마지막 줄은 선형 비례 미분 제어기와 유사한 형태로서, 속도의 제곱항과 비례하는 제어입력항 즉, $sgn(\omega)\rho\omega^2$ 을 제외하면 순수한 비례

미분 제어기로 생각할 수 있다. 제어기가 모두 포화되지 않는 상태의 제어 입력으로서 제어단계 중 최종단계에 해당하며, 비례 미분 제어기와 유사한 형태로 강인 최단시간 제어기의 정상상태 성능을 좌우하는 제어특성이라 할 수 있다. 특히, 시스템의 모델 불확실성을 충분히 고려하지 않은 식(1)과 같은 모델링 방식으로 표현할 수 없는 마찰 및 탄성에 의한 시스템 특성이 반영된다면, 시스템의 정상상태 오차는 제어시간이 충분히 길다고 가정하더라도 이론적으로는 0이 될 수 없다. 따라서 정상상태 오차를 개선하기 위한 손쉬운 방법으로 적분계인을 도입하여 새로운 형태의 강인 최단시간 제어기를 제시하기로 한다.

Fig. 2는 전환곡선과 상태궤적을 나타내며 뱅뱅 제어기의 시뮬레이션 결과와 유사한 궤적을 그린다. Fig. 3은 강인 최단시간 제어기의 제어입력을 나타내며 3가지의 제어입력 형태를 보인다. 첫 번째 구간에서는 초기상태에서 전환곡선까지 상태가 이동하는 구간으로 제어입력은 u_{max} 로 뱅뱅 제어기(BBC)의 제어입력과 같은 형태를 가진다. 두 번째 구간에서는 상태가 전환곡선을 따라 원점으로 이동하는 구간으로 슬라이딩 모드 제어기(SMC)의 제어입력과 같은 형태를 보인다. 마지막 구간에서는 상태가 원점 근처로 접근하는 구간으로 비례미분 제어기(PDC)와 같은 형태를 보인다.

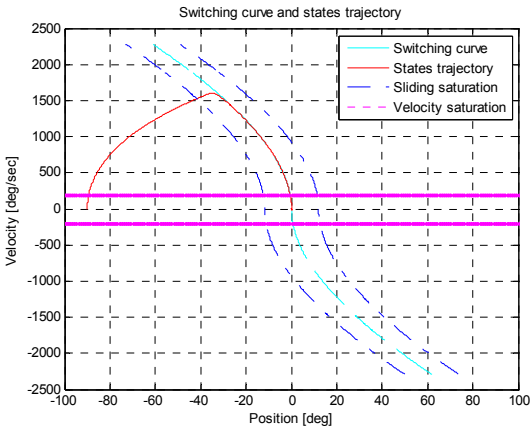


Fig. 2 Switching curve and state trajectory of RNTOC

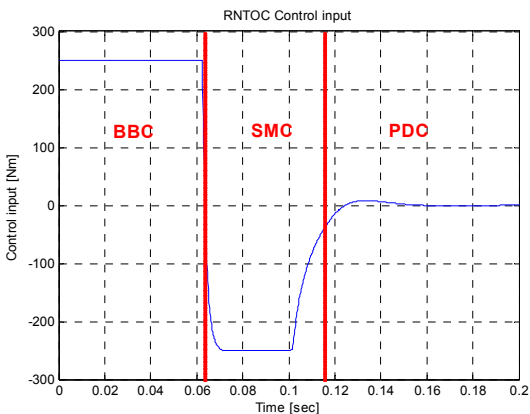


Fig. 3 Control input of RNTOC

3. 제안된 강인 최단시간 제어기

기존의 강인 최단시간 제어기에 적분오차를 포함하는 제안된 강인 최단시간 제어기로 구성하면 식(9)와 같다. 새롭게 제시한 제어기는 강인 최단시간 제어기 원래의 목적대로 초기의 뱅뱅 제어기, 슬라이딩 모드 제어기, 비례 미분 제어기 특성을 모두 갖추어야 하고, 최종단계에서 비례미분 제어기의 단점을 보완하기 위해 적분계인이 더해진 비례 적분 미분 제어기 형태의 제어 특성을 가지도록 하였다.

뱅뱅 제어기 구간인 $|\tilde{s}(\theta, \omega)| > s_{sat}$ 인 경우는 식(6)과 마찬가지로 다른 포화함수의 값에 무관하게 뱅뱅 제어기 특성을 가지고 슬라이딩 모드 제어기 구간의 $|\tilde{s}(\theta, \omega)| < s_{sat}$ 와 $\omega > \omega_{sat}$ 인 경우는 식(7)과 같고 슬라이딩 모드 제어 특성 그대로 존재하게 된다.

$$u = \begin{cases} -u_{\max} \text{sgn}(\tilde{s}), & \text{for } |s| > s_{\text{sat}} \\ -\hat{u} \left[\text{sgn}(\omega) + \epsilon \frac{\tilde{s}}{s_{\text{sat}}} \right], & \text{for } |\omega| > \omega_{\text{sat}} \quad |\tilde{s}| < s_{\text{sat}} \\ -k\theta - k_i \int \theta - b\omega - \text{sgn}(\omega) \rho \omega^2, & \text{for } |\omega| < \omega_{\text{sat}} \quad |\tilde{s}| < s_{\text{sat}} \end{cases} \quad (9)$$

비례미분 제어기 구간인 $|\tilde{s}(\theta, \omega)| < s_{\text{sat}}$ 와 $|\omega| < \omega_{\text{sat}}$ 인 경우는 변형된 구조에 의하여 식(8)과 달리 새롭게 제시된 제어기는 식(10)과 같이 표현된다.

$$u(t) = -k\theta - k_i \int \theta - b\omega - \text{sgn}(\omega) \rho \omega^2 \quad (10)$$

식(10)은 기존의 강인 최단시간 제어기에서 정상상태 오차를 개선하지 못하는 단점을 극복하기 위하여 적분 제어항이 추가된 형태로서, 선형 비례적분미분 제어기와 유사한 특성을 갖는다. 스텝응답에 의한 시스템 유형은 시스템 0-극점의 수에 따라 결정되므로 시스템에 0-극점이 하나도 없는 경우에는 제어기에 0-극점을 두지 않으면 일정한 정상상태 오차를 항상 갖게 된다. 따라서 시스템을 선형 2차 시스템으로 가정할 때, 스텝응답에 대한 정상상태 오차는 탄성영역의 특성 즉, 스프링 상수에 의해 결정된다⁽¹²⁾. 식(10)의 제어기를 이용할 경우, 시스템의 명령 수렴단계에서는 필연적으로 속도가 거의 0에 가까워지며, 이때 선형 제어계인 이외의 속도제곱에 의한 제어항은 1보다 훨씬 작게 되므로 단순 고전 선형 비례적분미분 제어기로 가정할 수 있게 된다. 단, 이때는 뱅뱅 제어기와 슬라이딩 모드 제어기가 모두 동작하지 않는 즉, 제어기 구조 내의 모든 항이 포화되지 않는 상황에서만 동작하게 되므로 아주 적은양의 제어입력만이 시스템에 영향을 준다. 따라서 이 경우의 시스템 속도는 앞선 응답 특성에 비해 다소 느린 응답특성을 갖는다.

4. 시뮬레이션 및 실험

4.1 표준형 2차 시스템 모델

표준형 2차 구동 시스템을 식(11)과 같이 단순한

모델로 표현하면,

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \beta \end{bmatrix} u, \quad |u| \leq u_{\max} \quad (11)$$

$$|u(t)| \leq u_{\max}, \quad \alpha = -2\zeta\omega_n, \quad \beta = \omega_n^2$$

뱅뱅 제어기에 의한 표준형 2차 구동 시스템 모델에 대한 전환함수는 식(12)와 같다.

$$\tilde{s}(\theta, \omega) \equiv \theta - \frac{\omega}{|\omega|} \frac{\tilde{\beta}\hat{u}}{\tilde{\alpha}^2} \ln \left(\frac{\tilde{\alpha}}{\tilde{\beta}\hat{u}} |\omega| + 1 \right) + \frac{1}{\tilde{\alpha}} \omega \quad (12)$$

식(12)는 표준형 2차 시스템 모델에 대한 시스템 파라미터 오차의 영향을 고려하여 실제 정확한 시스템 파라미터 α 와 β 의 추정오차를 포함한 불확실 파라미터들은 $\tilde{\alpha}$ 와 $\tilde{\beta}$ 로 정의할 수 있다.

전환함수 식(12)를 기반으로 설계된 표준형 2차 시스템 모델에 적용된 식(4)의 강인 최단시간 제어기 제어입력에 대한 알고리즘을 위한 전역의 안정성에 대한 완전한 증명은 식(4)의 강인 최단시간 제어기 설계 파라미터들이

$$\begin{aligned} \epsilon &> \left| \frac{\tilde{\alpha}}{\alpha} - 1 \right| \frac{U_{\max}}{\hat{u}} + \left| \frac{\tilde{\beta}}{\beta} + 1 \right| \\ \hat{u} &< U_{\max} \frac{\beta}{\tilde{\beta}} \left(1 - \left| \frac{\tilde{\alpha}}{\alpha} - 1 \right| \right), \quad \text{for } 0 < \tilde{\alpha} < 2\alpha \end{aligned} \quad (13)$$

의 조건을 만족하도록 설정된다면 모든 영역에 대해 강인 최단시간 제어기의 안정성이 보장되고 상태공간 상의 모든 상태는 식(4)의 제어법칙에 의해 원점으로 점근 수렴함을 확인하였다⁽¹³⁾.

Fig. 1의 상태평면에서 영역으로 분리한 증명에서 첫 번째로 식(9)의 제어법칙은 영역 1에서 영역 2 또는 영역 3으로 수렴하는 결과를 볼 수 있다. 다음으로 제어기는 영역 2에서의 상태가 영역 1로 재진입 할 수 없도록 수행할 것이 입증된다. 마지막으로 일단 영역 3에 들어가면 영역 3을 나갈 수 있는 가능한 궤적이 없는 것으로 증명되었다.

구동장치의 시스템 식별(system identification)은 최단시간 강인제어기 설계에서 역학적인 특성을 나타내는 전환함수를 정의하기 위해서 Labview의 시스템 식별 프로그램을 통해 구동장치의 페루프 전달함수의 변수인 감쇠비(damping ratio) ζ 와 고유진

동수(natural frequency) ω_n 을 구할 수 있다⁽¹⁴⁾.

이 논문에서 시스템 식별을 위한 구성도는 Fig. 4와 같다. Partially known 추정 모델 방법으로 구해진 구동장치의 표준형 2차 시스템 모델⁽¹⁵⁾은

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{2.2190}{s^2 + 7.2566s + 2.2190} \quad (14)$$

과 같으며 식 (14)에 의해 유도되는 플랜트의 전달 함수는

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{2.2190}{s(s + 7.2566)} \quad (15)$$

구동장치의 표준형 2차 시스템 모델은 식 (11)과 같고 그 파라미터는 $\tilde{\alpha}=7.2566$, $\tilde{\beta}=2.2190$ 이고 전환 함수는 식 (12)와 같다.

4.2 시뮬레이션 및 실험결과

상기의 새로운 형태의 제어기 특성과 기존의 RNTOC의 특성을 비교하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 기존 RNTOC를 이용한 시뮬레이션은 모델링 오차가 전혀 없는 경우, 즉 모델과 시뮬레이션 플랜트가 동일할 경우의 제어기 동작상태와 관성모멘트와 마찰에 의한 모델링 오차 그리고 스프링 상수에 의한 모델링 오차가 존재할 경우의 제어기 동작상태를 비교하였다. 제안된 제어기를 이용해서는 정상상태 오차를 개선한 상태를 나타내었다.

Fig. 5는 상태공간 궤적 그래프를 통해 모델링 오차가 없는 경우와 있을 때 기존의 제어기에 대한 시뮬레이션 결과와 제안된 제어기에 의한 상태변수의 변화특성을 비교하여 과도상태뿐만 아니라 정상

상태에서의 거동을 짐작할 수 있다. Fig. 6은 각각의 위치응답 그래프로 제안된 제어기에 의해 모델링 오차에 의한 정상상태 오차가 개선되는 것을 확인할 수 있다. 실제 시스템에서는 선형 특성뿐만 아니라 비선형 특성이 시스템에 지배적인 영향을 주는 경우가 많지만, 이 논문에서는 일단 선형화 모델링 오차에 대하여 거동특성을 시뮬레이션을 통해 살펴 보았다.

앞에서 구한 구동장치의 표준형 2차 시스템 모델과 시스템 식별을 통해 구해진 파라미터가 이용된 전환함수를 사용하여 기존의 강인 최단시간 제어기의 특성을 파악하기 위하여 스텝응답 성능을 시뮬레이션과 실험결과로 비교 하였다. Fig. 7은 구동장

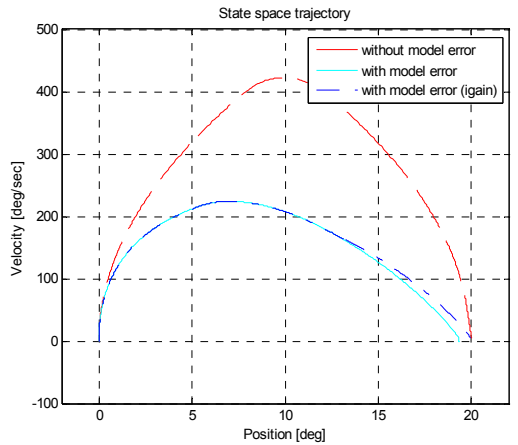


Fig. 5 State space trajectories for RNTOC and modified RNTOC

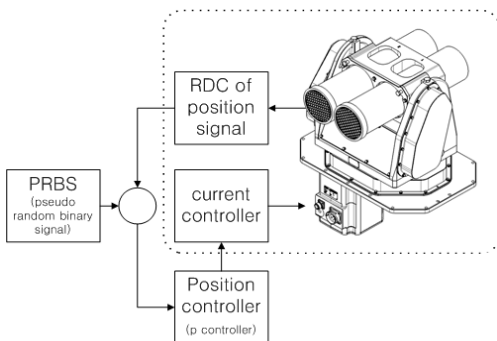


Fig. 4 Block diagram of driving system for system identification

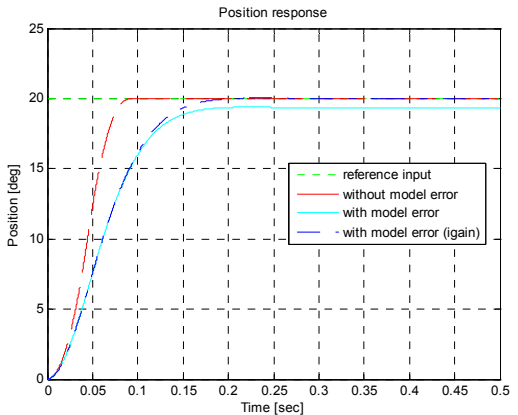


Fig. 6 Step responses for RNTOC and modified RNTOC

치의 실험을 위한 구성을 보여주고 있다.

Fig. 8은 그 결과를 보여 주고 있으며 시뮬레이션과

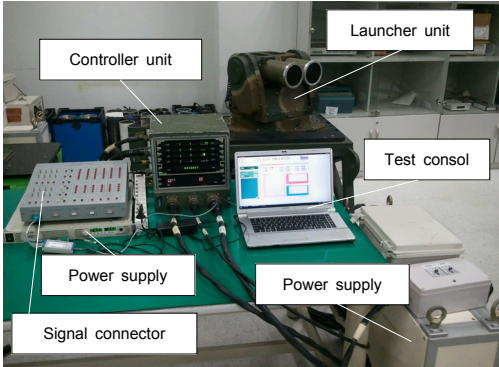


Fig. 7 Experimental setup of driving system

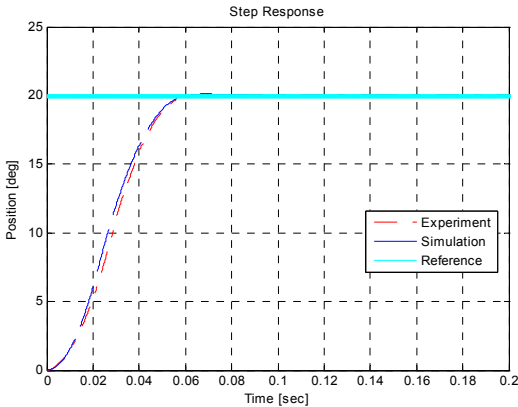


Fig. 8 Step responses of RNTOC from simulation and experiment

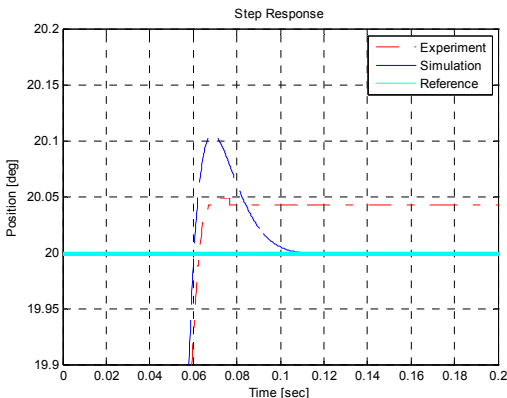


Fig. 9 Step responses of RNTOC from simulation and experiments

실험결과와 응답속도가 유사함을 알 수 있으며 전체적으로 두 결과 값이 유사한 특성을 가지고 있음을 알 수 있다. Fig. 9는 구동명령 각도, 시뮬레이션 및 실험결과에 대한 보다 자세한 결과를 확인하기 위하여 확대된 결과이다. 이 그림에서 시뮬레이션과 실험결과와 상승시간(rising time)은 유사하나 시스템 식별을 통한 시뮬레이션 결과는 오버슈트(overshoot)가 다소 발생하나 바로 명령값에 수렴함을 보여주고 있으나 아주 미세하지만 실제 시스템에 대한 불확실성으로 인해 명령값에 수렴하지 않고 정상상태 위치오차값으로 유지되고 있는 실험결과를 보여주고 있다.

이와 같은 정상상태 오차를 개선하기 위하여 상기의 제안된 제어기의 특성과 기존의 강인 최단시간 제어기의 특성을 비교하기 위하여 앞에서 실시한 시뮬레이션과 같이 실험결과를 수행하였다. 기존 강인 최단시간 제어기에 비해 새로운 형태의 강인 최단시간 제어기는 모든 조건은 같고 단지 비례미분 제어기 영역에서 적분계인만 추가하여 정상상태 오차를 제거하기 위해 비례적분미분(PID, portional integral derivative) 제어기 형태로 수정된 강인 최단시간 제어기를 이용하여 제어기 동작상태를 비교하였다.

Fig. 10은 기존의 강인 최단시간 제어기와 제안된 강인 최단시간 제어기의 적분계인만 달리한 경우로서 스텝응답에 대한 출력값을 기준입력값의 차이로 시간선에 대한 위치오차값을 나타낸다. Fig. 10에서 보듯이 기존 강인 최단시간 제어기는 시간이 지나도 정상상태 오차를 그대로 유지하고 있다. 즉 오차가 영으로 수렴되지 않는다. 그러나 적분계인 항이 포함된 제안된 강인 최단시간 제어기는 시간이 지남에 따라 정상상태 오차가 줄어들고 있다. 적분계인값에 따라 정착시간(settling time)이 짧아지고 오버슈트 커지기는 하나 정상상태 위치오차 값은 확연히 감소하고 있음을 보여주고 있다. 적분계인이 높을수록 정착시간이 증가하기는 하나 오버슈트 및 저주기 진동은 발생한다. 아주 작은 오차의 경우, 적분 제어입력이 마찰한 계치에 수렴할 때까지 지연시간 발생하고 백래쉬 및 비선형 특성은 적분계인만으로 불충분함을 알 수 있으나 기존 강인 최단시간 제어기의 정상상태 위치 오차값에 비하면 수정된 강인 최단시간

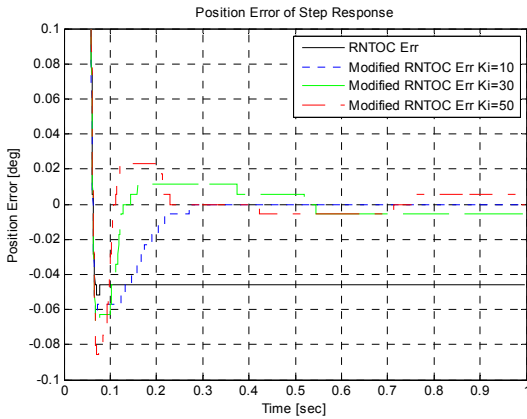


Fig. 10 Position error of step responses for RNTOC and Modified RNTOCs

제어기의 위치오차 값은 아주 작다.

비례미분 제어기에서 0-극점을 갖지 않는 스텝 응답의 정상상태 오차는 비례게인을 크게 하면 할수록, 시스템의 탄성계수가 작을수록 감소하게 된다. 그러나 정상상태 오차를 개선하기 위해 너무 큰 비례게인을 사용하면 과도한 오버슈트가 발생하거나 시스템 안정도에 영향을 준다. 마찬가지로 새로운 제어기 또는 강인 최단시간 제어기에서도 시스템 안정도에 영향을 주는 정도는 아니지만 비례게인을 너무 크게 하면 뱅뱅 제어기 특성을 너무 많이 사용하게 되어 시스템의 오버슈트나 과도한 제어 입력에 의한 떨림 현상이 발생할 수 있고, 오버슈트를 줄이기 위해서 미분게인을 높인다면 슬라이딩 모드 제어 특성을 너무 강조하게 되어 초기 응답속도가 느려지거나, 완전한 제어단계 전환을 피하기 어려울 수 있다. 이러한 경우, 제어기의 자유도를 늘려 적분게인을 추가한 새로운 형태의 제어기가 적합할 것이다.

5. 결 론

구동시스템의 응답속도를 높이기 위한 이론적인 최적의 제어기는 뱅뱅 제어기이지만 모델의 불확실성과 외란에 의한 채터링과 발산이 발생하게 되어 실제로 적용하는 데는 현실적인 어려움이 있다. 강인 최단시간 제어기는 각각의 포화함수의 단계별 변화에 따라 초기 가속성능을 높이는 뱅뱅 제어기, 비선형 특성 및 모델링 오차에도 강인하게 동

작하는 슬라이딩 모드 제어기, 최종 단계의 선형 비례 미분 제어기 등의 장점을 골고루 갖는 가변구조 제어기라 할 수 있다.

이 논문에서는 강인 최단시간 제어기의 최종 단계 비례미분 제어기가 극복할 수 없는 정상상태 오차 문제를 해결하기 위하여 적분게인을 추가한 형태의 새로운 제어기를 제시하였다. 새롭게 제안한 제어기는 기존의 강인 최단시간 제어기의 장점인 뱅뱅 제어기와 슬라이딩 모드 제어기를 그대로 유지하고 최종단계에서 선형 비례-적분-미분(PID)제어기로 변화하는 특성을 갖는다. 새로운 제어기의 가장 특징적인 성능은 시스템의 명령수렴 즉, 종말단계에서 발휘되므로 정상상태 오차 개선에 효과적이며 실험결과를 통해 이를 검증하였다.

과도상태에서도 통상적으로 적분 제어기를 사용할 때 출력포화에 의해 발생하는 와인드업 현상 및 초기 응답성 저하의 문제를 걱정할 필요가 없다. 이는 초기 상태에서 빠른 과도응답을 보장하는 강인 최단시간 제어기 고유의 뱅뱅 제어기 및 슬라이딩 모드 제어기 특성을 그대로 유지하기 때문이다. 이와 더불어, 비선형 특성 때문에 시스템이 발산하려고 할 때에는 슬라이딩 모드 제어기가 동작하여 시스템의 안정성을 보장해 주므로 적분게인을 사용하는데 큰 어려움이 없는 장점을 갖는다.

참 고 문 헌

- (1) Kirk, D. E., 1970, Optimal Control Theory, Prentice Hall, pp. 240~259.
- (2) Qinglei, H., Chunling, D., Lihua, X. and Youyi, W., 2009, Discrete-time Sliding Mode Control with Time-varying Surface for Hard Disk Drives, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 17, No. 1, pp. 175~183.
- (3) Munje, R. K., Roda, M. R. and Kushare, B. E., 2010, Speed Control of DC Motor Using PI and SMC, IPEC 2010 Conference Proceedings, Vol. 18, No. 4, pp. 945~950.
- (4) Young, K. D., Utkin, V. I. and Ozguner, U., 1999, A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 7, No. 3, pp. 328~342.

- (5) Boyko, I. and Ivan, K., 2004, Minimum-time Sliding Mode Control for Second-order Systems, Proceeding of the 2004 American Control Conference, pp. 626~631.
- (6) Lim, C. W., Moon, S. J., Park, Y. J. and Park, Y. S., 2006, Experimental Study on Stability of Robust Saturation Controller, Transactions of the Korean Society for Noise and Vibration Engineering, Vol. 16, No. 2, pp. 207~213.
- (7) Newman, W. S., 1990, Robust Near Time-Optimal Control, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 35, No. 7, pp. 841~844.
- (8) Newman, W. S. and Souccar, K., 1991, Robust, Near Time-optimal Control of Nonlinear Second-order Systems: Theory and Experiments, ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, Control, Vol. 113, No. 3, pp. 363~370.
- (9) Schoeman, R. M., 2011, Embedded PI-bang-bang Curing Oven Controller, IEEE AFRICON, pp. 1~5.
- (10) Cupertino, F., Naso, D., Mininno, E. and Turchiano, B., 2009, Sliding-mode Control With Double Boundary Layer for Robust Compensation of Payload Mass and Friction in Linear Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, No. 5, pp. 1688~1696.
- (11) Slotine, J.-J. E. and Li, W., 1991, Applied Nonlinear Control, Prentice Hall, New Jersey.
- (12) Kuo, B. C., 1991, Automatic Control Systems, 6th ed., Prentice-Hall, New Jersey, pp. 313~316.
- (13) Lee, S. W. and Song, O. S., 2012, Robust Near Time-optimal Controller Design for a Driving System Using Lyapunov Stability, Transactions of the Korean Society for Noise and Vibration Engineering, Vol. 22, No. 7, pp. 650~658.
- (14) LabVIEW System Identification Toolkit User Manual, National Instruments.
- (15) Lee, J. H., Lee, S. W., Choi, J. H., Oh, D. J., Kim, I. H. and Park, K. H., 2008, System Identification and Robust Time-optimal Control of the Rotational Driving System, 2008 A Summer Conference of the Korean Institute of Electrical Engineers, pp. 1767~1768.