

불확실성을 포함한 차량 조향장치의 강인 이산시간 슬라이딩 모드 제어

Robust Discrete-Time Sliding Mode Control of Vehicle Steering System with Uncertainty

김 한 메, 김 두 형, 박 경 택*
(Han Me Kim¹, Doo-Hyung Kim¹, and Kyoung Taik Park¹)

¹Department of Robotics and Mechatronics, Korea Institute of Machinery & Materials, Korea

Abstract: This paper deals with the design of robust DSMC (Discrete-Time Sliding Mode Control) scheme in order to overcome system uncertainty in steering system with mechanically joined structure. The proposed control scheme is one of robust control schemes based on system dynamics. Therefore, system dynamics required is not obtained from physical law but SCM (Signal Compression Method) through experiment in order to avoid complicate mathematical development and save time. However, SCM has a shortcoming that is the limitation of with 2nd order linear model which does not include the dynamic of high-frequency band. Thus, considering system uncertainty, DSMC is designed. In addition, to reduce the chattering problem of DSMC, DSMC is derived from the reaching law and the Lyapunov stability condition. It is found that the proposed control scheme has robustness in spite of the perturbation of system uncertainty through computer simulation.

Keywords: steering control system, discrete-time, variable structure control, sliding-mode control, signal compression method, system uncertainty

I. 서론

차량의 자율주행을 위해 차선인식 및 장애물 감지를 위한 비전 기술과 센서 융합기술, 운행중인 차량의 절대위치를 결정하기 위한 GPS 신호처리기술, GPS 신호가 도달하지 못하는 터널과 같은 곳에서의 INS 신호처리 기술등과 같은 다양한 기술들이 요구된다. 차량의 자율주행을 위해 요구되는 이러한 다양한 기술들로부터 얻은 주요정보들은 차량의 경로를 변경하기 위한 조향 장치 액츄에이터에 이용된다. 따라서 차량의 조향 제어는 차량에 장착된 센서들 및 외부 통신으로부터 얻은 정보들을 가공 처리하여 자율주행의 목적을 얻기 위한 최종 목표가 될 수 있다.

일반적으로 차량의 자율 조향 기술은 차량의 핸들을 전기 혹은 유압 액츄에이터로 대체하고, 다양한 센서를 통해 입력되는 정보들로부터 그에 상응하는 조향각을 액츄에이터에 의해 만들어 내는 기술이다. 이러한 기술들 중 steer-by-wire [1,2]라는 기술이 가장 대표적인 주요기술이며, 이 기술은 항공기의 조향을 위해 고안된 fly-by-wire [2,3]로부터 파생되었다. 이 기술은 기존의 조향 장치가 핸들의 조향각 전달을 위해 기계적 연결구조를 가진 것에 반해 기계적 연결구조가 아닌 전기적 연결 구조로 대체함으로써 시스템의 무게를 경량화 할 수 있고 유지보수적인 측면에서 큰 이점이 있다. 또 다른 자율 조향 기술로는 핸들의 조향각 전달을 위해 기존의

기계적 연결구조를 가지면서 핸들을 전기 혹은 유압 액츄에이터로 대체하는 기술이다. 이 기술의 경우 기존 차량 시스템에 대해 직접 적용할 수 있는 장점을 가진다. 그러나 이 기술은 핸들의 조향각이 다양한 기계적 연결을 통해 바퀴에 전달되기 때문에 마찰, 백래쉬(backlash), 사역대(dead-zone)과 같은 인자들에 영향을 받게 된다. 이러한 인자들은 제어 공학에서 강한 비선형 요소(hard-nonlinearity)로 분류되며, 시스템의 안정성과 성능에 지배적인 영향을 미친다[2,4]. 따라서 차량의 조향 제어 시스템을 설계하기 위해서는 시스템이 가지는 강한 비선형 요소들이 고려되어야 하며 시스템이 가지는 그러한 비선형 특성들을 정량적으로 얻어내기 위해서는 수많은 실험과 시간을 투자해야만 한다. 그러나 이들 특성값들이 일련의 과정을 통해 얻었다 할지라도 주변 온도, 운할 정도, 오염 등과 같은 환경적 요인에 의해 크게 변동될 수 있고, 이 변동은 제어 성능에 지배적인 영향을 미칠 수 있다. 이러한 문제점을 극복하는 방법으로 강인 비선형 제어 기법이 있다. 강인제어기법의 대표적인 예로 가변구조 제어 기법인 슬라이딩 모드 제어기법이 있으며, 이 기법은 시스템 동역학에 관계 없이 슬라이딩 평면(sliding surface) 상에 상태들을 유지시키고 페루프 시스템의 동역학적 거동을 정의함으로써 제어 시스템을 안정하게 만든다. 또한, 입력 측에 반영된 매개변수의 변동이나 외란이 정합조건(matching condition)을 만족하게 되면 슬라이딩 모드 제어의 성능은 불변(invariance) 특성을 가질 뿐만 아니라 제어 시스템의 차수를 줄일 수도 있다[6-7]. 앞서 언급된 슬라이딩 모드 제어는 연속시간 방정식으로 표현된다. 비록 고속 수치연산이 가능한 마이크로 프로세서의 발달로 인해 고속 샘플링율이 연속시간으로 간주될 수 있겠으나 안정성과 정밀성을 요하는 제어 시스템의 경우 샘플링율을 고려한 제어기 설계가 이뤄져

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2011. 12. 18., 수정: 2011. 12. 23., 채택확정: 2012. 1. 10.

김한메, 김두형, 박경택: 한국기계연구원

(kimhanme@gmail.com/kdh649@kimm.re.kr/ktparkone@gmail.com)

※ 본 연구는 지식경제부 산업원천기술개발사업의 지원으로 수행되었음.

※ 본 논문은 2011년 ICROS 대전충청지부 학술대회에서 초안이 발표되었음.

야만 한다. 따라서 임의의 샘플링율에 대한 연속시간 슬라이딩 모드 제어기는 이산화(discretization) 과정을 거쳐 이산시간 슬라이딩 모드 제어기로 설계되어야 한다[9,10,11].

본 논문은 기계적 연결 구조를 가진 자율 조향시스템에 존재하는 시스템 불확실성을 극복하기 위해 가변구조 제어기법인 이산시간 슬라이딩 모드 제어(DSMC)기법에 대한 것이다. 이산시간 슬라이딩 모드 제어기를 설계하기에 앞서 조향시스템에 대한 동역학적 모델 구성과정이 요구되나 이 과정은 물리적 법칙에 따른 유도가 아닌 신호압축법(signal compression method)을 통한 실험적 방법으로 2차 선형 모델식이 구하여 졌다. 이 선형 모델식은 시스템의 고주파 대역에 대한 동역학을 포함하지 못한다. 따라서 이산시간 슬라이딩 모드 제어기를 설계하는데 있어 시스템 비선형 불확실성이 고려되었고, 슬라이딩 모드 제어기가 가지는 채터링 현상을 줄이기 위한 설계가 이뤄졌다. 제안된 제어기법은 시스템 불확실성에 강인함이 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검증되었다.

II. 신호압축법을 이용한 시스템 모델링

그림 1은 차량의 핸들 부를 제거하고 1:5의 감속비를 가지는 평기어셋과 타이밍벨트 그리고 조향각을 제어하기 위한 전기모터로 구성된 조향시스템을 보인다. 모델 기준 보상기의 설계를 위해 복잡한 물리적 법칙을 통한 모델식을 유도하는 대신 전기모터 그리고 그것의 조향각을 타이어로 전달하는 기계적 연결 부위에 대한 선형 모델식이 신호압축법을 통



그림 1. 전기모터를 이용한 차량의 조향시스템.

Fig. 1. Steering system of vehicle using electric motor.

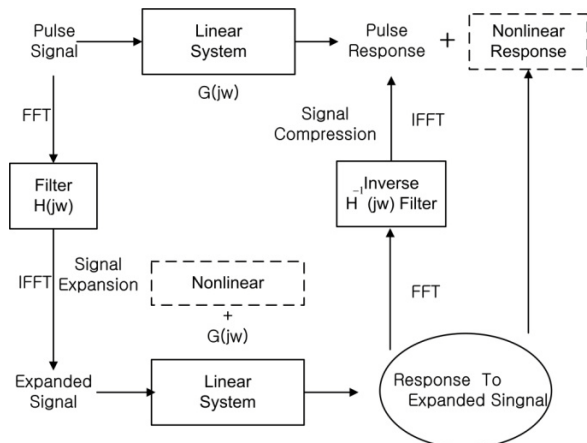


그림 2. 신호압축법 선도.

Fig. 2. Block diagram of signal compression method.

해 얻어 졌다.

그림 2는 신호압축법에 대한 원리를 나타내는 선도를 보인다. 신호압축법의 기본 원리는 임펄스 신호의 파워스펙트럼의 계인 크기가 같고 위상지연(phase lag)을 가지는 시험신호를 시스템에 입력하여 등가의 임펄스 응답을 구하는 것이다[12,13].

신호압축법에서 시스템의 주파수 응답을 측정하기 위한 시험신호는 넓은 주파수 범위에서 동일 계인값을 가지는 파워 스펙트럼이 되는 것이 바람직하며, 이를 위해 시스템에 요구되는 필요 주파수 영역까지 임펄스 특성을 가진 파형을 FFT (Fast Fourier Transform)하여 주파수 영역에서 위상지연을 가져오는 신장 필터(expansion filter)를 통과시킴으로써 입력신호의 주파수 특성은 위상지연을 가지며 일정한 파워를 가게 된다. 이 신호를 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)하게 되면 크기는 작고 시간적으로 긴 시험신호가 구해진다. 이 시험신호를 측정 대상인 시스템에 입력하여 측정된 출력을 주파수 영역에서 위상앞섬(phase lead)을 가지는 필터를 통과시킨 후 IFFT 변환 시키면 시간 영역에서의 등가 임펄스 응답이 구해진다. 이러한 과정은 그림 3에 보인 것처럼 LabVIEW를 통해 구현되었고, 그림 4는 각 단계의 신호처리를 통해 얻은 응답 신호 결과를 보인다.

그림 5는 그림 4(d)의 등가 임펄스 응답에 대한 2차 시스템으로 근사화된 보드 크기선도와 위상선도를 보인다. 그림 5로부터 고주파 영역에서의 불일치 현상은 조향시스템에 존재하는 비선형 요소들로 인함이다. 임의의 매개변수들에 상응하는 모델의 응답과 실제 시스템 응답 사이의 부합여부를 정량화하기 위해 상관계수를 구하는 다음 식이 사용되었다.

$$C_r = \frac{\sum_{k=1}^N (Y_p(k) - \bar{Y}_p)(Y_m(k) - \bar{Y}_m)}{\sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_p(k) - \bar{Y}_p)^2} \sqrt{\sum_{k=1}^N (Y_m(k) - \bar{Y}_m)^2}}, \quad (1)$$

여기서 Y_p 그리고 Y_m 은 시간열 k 에 대한 실제계와 모델식의 응답을 나타내고, \bar{Y}_p 와 \bar{Y}_m 은 획득된 실제계와 모델식의 평균값을 나타낸다. 그리고 N 은 획득된 데이터의 수를 나타낸다.

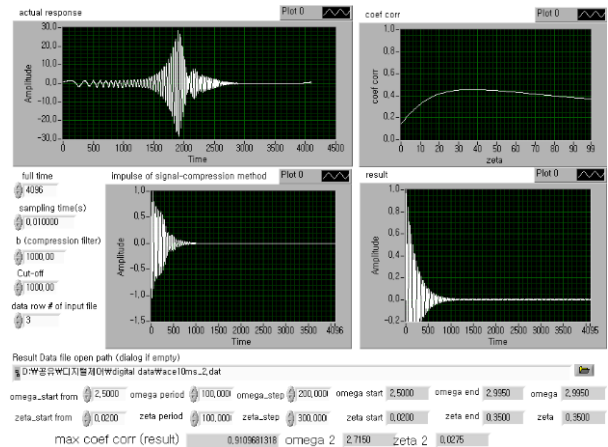


그림 3. 신호압축법 실험에 사용된 LabVIEW 제어판넬.

Fig. 3. Control panel of LabVIEW for signal compression method.

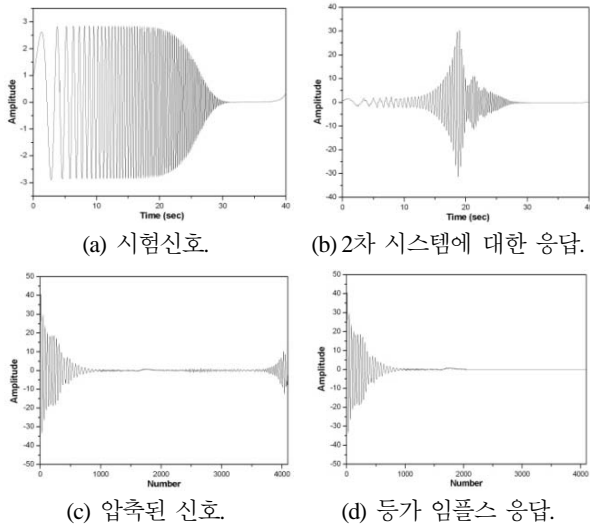


그림 4. 신호압축법 처리과정을 통한 응답 신호.
Fig. 4. Response signals through signal process of signal compression method.

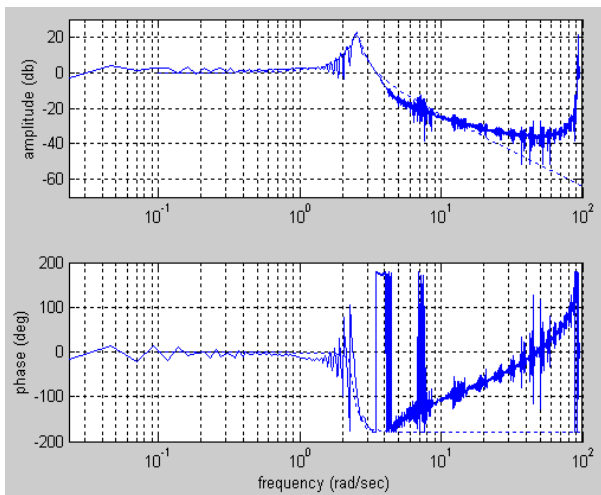


그림 5. 조향시스템의 보드 선도.
Fig. 5. Bode plot of steering system.

최종적으로 얻은 2차 시스템에 대해 추정된 고유주파수 $\omega_n = 2.715$ 이고 감쇠계수 $\xi = 0.0275$ 이며, 이때 상관계수 $C_r = 0.911$ 이다. 낮은 상관계수 결과는 시스템 특성상 존재하는 비선형 요소로 인함이다.

페루프 실험을 통해 얻은 고유주파수와 감쇠계수로부터 다음과 같은 페루프 전달함수를 얻을 수 있다[3].

$$C(s) = \frac{4.73}{s^2 + 0.15s + 4.73} = \frac{G(s)}{1 + G(s)}. \quad (2)$$

식 (2)에 대해 조향시스템의 개루프 전달함수를 유도해내기 위한 수학적 전계를 거치면 다음과 같은 개루프 전달함수 $G(s)$ 를 구할 수 있다.

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{u(s)} = \frac{4.73}{s^2 + 0.15s}. \quad (3)$$

III. 제어기 설계

조향시스템의 선형 모델식인 식 (3)은 고주파 대역에 대한 비선형 성분을 포함하고 있지 않다. 따라서 조향시스템이 가지는 모델 불확실성과 외란에 대해 강인성을 확보하기 위해서는 강인제어기법이 적용되는 것이 바람직하다. 따라서 본 연구에서는 제어모듈의 샘플링 시간이 고려된 강인제어기법으로써 이산시간 슬라이딩 모드제어기를 설계한다[9,10].

이산시간 슬라이딩 모드제어기를 설계하기 위해 연속-시간 단일입출력 선형 시불변 시스템은 다음과 같이 고려된다[4].

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + Ed(t), \\ y(t) &= Hx(t), \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $x(t)$, $u(t)$, $y(t)$ 그리고 $d(t)$ 는 상태벡터, 제어입력 벡터, 시스템 출력 그리고 매개변수 불확실성 및 외란에 관계된 섭동 벡터를 각각 나타낸다. 또한 A , B , E 그리고 H 는 적절한 차원을 가지는 상수 행렬이며, $E = BA_d$ 로써 연속 시간 정합조건(matching condition)을 만족한다.

샘플링 시간 T 에 대해 연속시간 모델 식 (4)는 다음과 같은 이산시간 상태공간 모델로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= Fx_k + Gu_k + Dd_k, \\ y_k &= Hx_k, \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $x_k = x(kT)$, $u_k = u(kT)$, $d_k = d(kT)$, $y_k = y(kT)$ 이고, $F = \exp(AT)$, $G = \Gamma B$, $D = \Gamma E$ 그리고 $\Gamma = \int_0^T \exp(A\tau) d\tau$ 이다. 또한 상수행렬 (F, G) 는 제어가능(controllable) 해야 하고 (F, H) 는 관측가능(observable) 해야 한다[14].

$D = GA_d$ 로써 정합조건을 만족하는 이산시간 상태공간 모델 식 (5)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_{k+1} = Fx_k + Gu_k + Gf_k, \quad (6)$$

여기서 $f_k = \Delta_d d_k$ 이다.

이산시간 슬라이딩 모드제어기를 설계하기 위해 다음과 같이 슬라이딩 평면이 정의되었다.

$$s_k^c = C\tilde{x}_k, \quad (7)$$

여기서 $\tilde{x}_k = r_k - x_k$ 로 기준입력 벡터 $r_k = [(r_k^1)^T \ r_k^2]^T$ 와 출력 벡터 $x_k = [(x_k^1)^T \ x_k^2]^T$ 의 차이를 나타내는 추적오차를 나타낸다. 그리고 C 는 n-차원의 설계 매개변수 벡터로 $CG \neq 0$ 의 관계를 가진다.

슬라이딩 평면 식 (7)은 시스템의 안정성과 밀접한 관련이 있다. 따라서 설계 매개변수 벡터 C 를 선정하기 위해 다음과 같이 유사변환 행렬 T_s 를 이용한다.

$$T_s G = [0 \ 1]^T. \quad (8)$$

유사변환 된 새로운 상태변수 z_k 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_k = T_s x_k \ (\tilde{z}_k = T_s \tilde{x}_k). \quad (9)$$

식 (9)로부터 오차 동역학식은 다음과 같다.

$$\tilde{z}_{k+1} = T_s F T_s^{-1} \tilde{z}_k - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} (u_k + f_k). \quad (10)$$

식 (10)은 다음과 같이 정리 될 수 있다.

$$\begin{cases} \tilde{z}_{k+1}^1 = \bar{f}_{11} \tilde{z}_k^1 + \bar{f}_{12} \tilde{z}_k^2, \\ \tilde{z}_{k+1}^2 = \bar{f}_{21} \tilde{z}_k^1 + \bar{f}_{22} \tilde{z}_k^2 - u_k - f_k. \end{cases} \quad (11)$$

그리고 슬라이딩 평면 식 (7)은 다음과 같이 기술될 수 있다.

$$s_k^c = C \tilde{x}_k = (C T_s^{-1}) \tilde{z}_k = [\bar{C}_1 \quad \bar{C}_2] \tilde{z}_k = 0, \quad (12)$$

여기서 \bar{C}_1 은 (n-1)-차원의 열 벡터이며 \bar{C}_2 는 0이 아닌 실수 값이다.

식 (11)과 식 (12)로부터 다음과 같은 새로운 상태변수에 대한 오차 동역학식을 얻을 수 있다.

$$\tilde{z}_{k+1}^1 = (\bar{f}_{11} - \bar{f}_{12} \bar{C}_1 / \bar{C}_2) \tilde{z}_k^1. \quad (13)$$

식 (13)으로부터 \bar{C}_1 와 \bar{C}_2 의 적절한 선택을 통하여 시스템이 안정하도록 하는 식 (13)의 고유 값이 단위원(unit circle) 내에 위치하도록 선정되어야 한다[14].

선정된 슬라이딩 평면과 모델 식으로부터 슬라이딩 모드 제어법칙을 얻을 목적으로, 우선 임의의 한 순간의 샘플링 시간에 대해 시스템 불확실성이 고려되지 않은 공칭 시스템(nominal system)에 대해 식 (7)의 슬라이딩 평면의 값이 0이 되는 이산시간 슬라이딩 모드 등가 제어입력(equivalent control input) 항은 다음과 같다.

$$u_k^{eq} = (CG)^{-1} C F \tilde{x}_k + (CG)^{-1} C (r_{k+1} - F r_k). \quad (14)$$

슬라이딩 평면을 벗어난 임의의 상태에 대해 상태 값을 슬라이딩 평면으로 끌어 들이기 위한 도달 조건은 다음과 같은 리아프노프 후보 함수(Lyapunov candidate function)를 정의함으로써 구해질 수 있다.

$$V(k) = \frac{1}{2} (s_k^c)^T s_k^c. \quad (15)$$

식 (15)의 도함수가 다음 식을 만족한다면 임의의 상태는 슬라이딩 평면으로 수렴하고 시스템은 안정하게 되며, 또한 뒤에 논의될 고주파 동역학으로 인한 강인항의 채터링(chattering) 영향력을 줄이는 역할을 수행한다.

$$\Delta V(k) = (s_k^c)^T \Delta s_k^c = -(s_k^c)^T \Phi s_k^c - (s_k^c)^T K \text{sat}(s_k^c), \quad (16)$$

여기서 Φ 는 양의 한정 설계 매개변수 행렬이며 $0 \leq \Phi < I$ 의 조건을 만족한다. 그리고 K 는 양의 한정 설계 매개변수 행렬이며, $\text{sat}()$ 은 포화(saturation) 함수를 나타낸다.

식 (16)으로부터 다음과 같은 슬라이딩 모드 제어법칙이 유도된다.

$$u_k^1 = u_k^{eq} - (CG)^{-1} \Phi s_k^c + K \text{sat}(s_k^c). \quad (17)$$

그러나 식 (17)은 공칭 시스템에 대한 제어 법칙은 미지의 불확실 외란을 보상하기 위한 항을 포함하고 있지 못할 뿐만 아니라 외란 입력에 대해 시스템을 불안정하게 할 수 있다.

따라서 이를 극복하기 위해 다음과 제어법칙이 정의된다.

$$u_k = u_k^1 + v_k = u_k^{eq} - (CG)^{-1} \Phi s_k^c + K \text{sat}(s_k^c) + v_k, \quad (18)$$

여기서 v_k 는 불확실한 외란을 보상해줌과 동시에 외란입력에 대한 페루프 시스템의 안정성을 보장하기 위한 보조 제어 입력이다.

v_k 를 구하기 위해 식 (7)에 식 (18)을 대입함으로써 다음 식을 얻을 수 있다.

$$s_{k+1}^c = -CG(v_k + f_k) + \Phi s_k^c - GK \text{sat}(s_k^c). \quad (19)$$

식 (19)로부터 외란 f_k 가 구속되어 있으며 샘플링을 보다 느린 대역을 가진다고 가정하면 f_k 와 f_{k-1} 의 차는 $0(T)$ 이 될 수 있다. 따라서 f_{k-1} 는 f_k 의 추정 값으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_{k-1} = -v_{k-1} - (CG)^{-1} (s_k^c - \Phi s_{k-1}^c - GK \text{sat}(s_k^c)). \quad (20)$$

또한 앞선 가정으로부터 보조 제어입력 v_k 는 $-f_k$ 의 추정 값이 될 수 있으므로 식 (20)으로부터 다음과 같은 외란 추정기를 얻을 수 있다.

$$v_k = v_{k-1} + (CG)^{-1} (s_k^c - \Phi s_{k-1}^c - GK \text{sat}(s_k^c)). \quad (21)$$

IV. 컴퓨터 시뮬레이션

선형 모델 식 (3)으로부터 시스템 불확실성을 포함한 상태 공간 모델식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.15 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} f(t), \quad (22)$$

여기서 $\theta_1(t)$ 는 각변위를 $\theta_2(t)$ 는 각속도를 나타낸다.

시스템 식 (22)는 샘플링 시간 T 와 ZOH(zero order hold)를 이용하여 이산시간 모델 식 (6)으로 변경되었다. 이때 식 (6)의 주요 매개변수들은 다음과 같다.

$$F = \begin{bmatrix} 0.9993 & 0 \\ 0.005 & 1.0 \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} 0.01 \\ 0.0 \end{bmatrix}, \quad H = [0 \quad 2.365].$$

제한된 제어시스템의 강인성 검증을 위해 조향시스템이 가지는 비선형 불확실성으로써 마찰이 다음과 같이 고려되었다.

$$f(t) = T_c + T_v \theta_2(t), \quad (23)$$

여기서 T_c 와 T_v 는 각각 쿨롱마찰(coulomb friction)과 점성마찰(viscous friction)을 나타낸다.

고려된 시스템 불확실성과 샘플링 시간(1 msec, 5 msec)에 대해 제한된 제어기법의 강인성 검증을 위해 다음과 같은 이산시간 비례-미분-적분 제어(DPID)기법이 비교제어기로 사용되었다.

$$u(k) = u(k-1) + K_p(e(k) - e(k-1)) + TK_I e(k) + \frac{K_D}{T}(e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)),$$

여기서 K_p , K_D 그리고 K_I 는 각각 비례, 미분 그리고 적분 기 설계 매개변수이다.

또한 시스템의 불확실성의 섭동(perturbation)은 공칭값에 대해 10배의 변화를 가진다. 사용된 기준 입력은 스텝입력과 정현파 입력으로 다음과 같다.

Step input: $r_k = 0.5 \text{ rad}$

Sinewave input: $r_k = 0.5 \times \sin(\pi \times t)$

그림 6은 스텝입력, $T = 5 \text{ msec}$ 그리고 불확실성의 섭동 유무에 따른 DPID 제어 시스템의 오차 결과를 보인다. 그림 6(a)는 공칭 불확실성에 대해 (b)는 공칭 불확실성에 대해 10 배의 변화를 가졌을 때의 오차 결과를 보인다. 그림 6으로부터 (a)의 root-mean-square(rms) 오차는 0.071 그리고 (b)의 rms 오차는 0.097이다.

그림 7~10은 스텝입력, $T = 1 \text{ msec}$ 와 5 msec 에 대해 이산시간 슬라이딩 모드 제어시스템에 대한 오차와 위상평면 결과 들을 보인다. 그림 7(a)의 rms 오차는 0.055이고 위상평면 결과 (b)는 초기 상태가 채터링을 일으키며 정의된 슬라이딩 평면을 따라 0점으로 수렴하고 있음을 보인다. 그림 8(a)의 rms 오차는 0.061, 그림 9(a)의 rms 오차는 0.067이고 그림 10(a)의 rms 오차는 0.069이다. 그림 8 ~ 10(b)는 그림 7의 (b)와 마찬가지로 초기 상태가 정의된 슬라이딩 평면을 따라 0점으로 수렴한다. 그림 10(b)를 9의 (b)와 비교했을 때 채터링 후의 궤적이 휘는 현상은 시스템 불확실성의 증가로 인한이다.

그림 11~14는 정현파입력, $T = 1 \text{ msec}$ 와 5 msec 에 대해 이산시간 슬라이딩 모드 제어시스템에 대한 오차와 위상평면 결과들을 보인다. 그림 11, 12, 13 그리고 14의 rms 오차 값들은 각각 0.0053, 0.0056, 0.0039 그리고 0.0041이다. 그리고 그림 11~14의 위상평면 결과 (b)는 앞서 설명된 스텝입력에 대한 결과 분석과 동일하다.

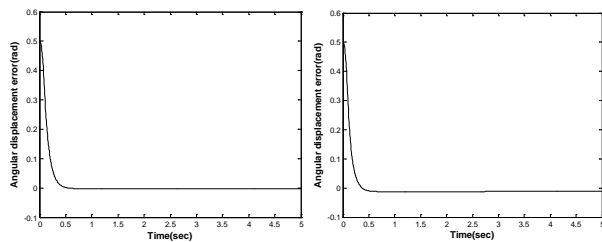


그림 6. 이산시간 PID 제어시스템의 응답.
Fig. 6. Results of DPID system (Step, $T = 5 \text{ msec}$).

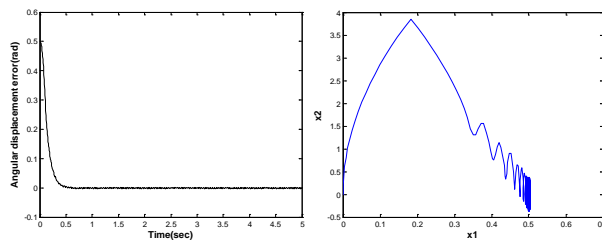


그림 7. 이산시간 슬라이딩 모드 제어시스템의 응답.
Fig. 7. Results of DSMC system (Step, $T = 5 \text{ msec}$, $\times 1$).

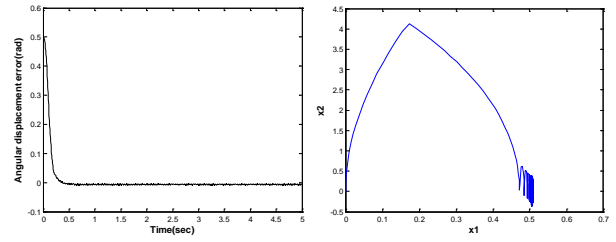


그림 8. 이산시간 슬라이딩 모드 제어시스템의 응답.
Fig. 8. Results of DSMC system (Step, $T = 5 \text{ msec}$, $\times 10$).

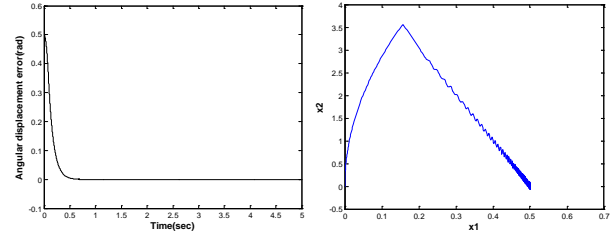


그림 9. 이산시간 슬라이딩 모드 제어시스템의 응답.
Fig. 9. Results of DSMC system (Step, $T = 1 \text{ msec}$, $\times 1$).

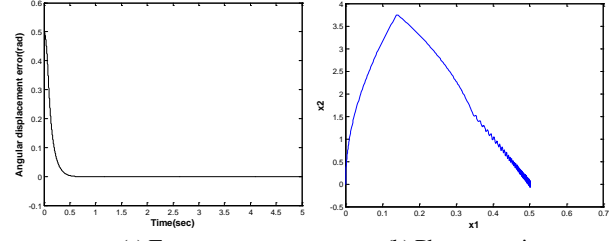


그림 10. 이산시간 슬라이딩 모드 제어시스템의 응답.
Fig. 10. Results of DSMC system (Step, $T = 1 \text{ msec}$, $\times 10$).

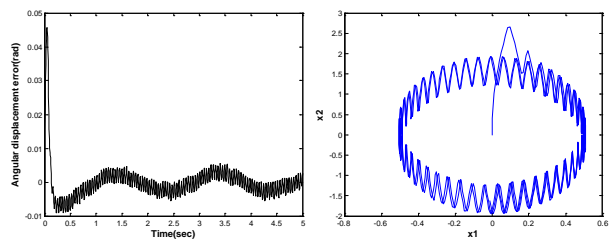


그림 11. 이산시간 슬라이딩 모드 제어시스템의 응답.
Fig. 11. Results of DSMC system (Sinewave, $T = 5 \text{ msec}$, $\times 1$).

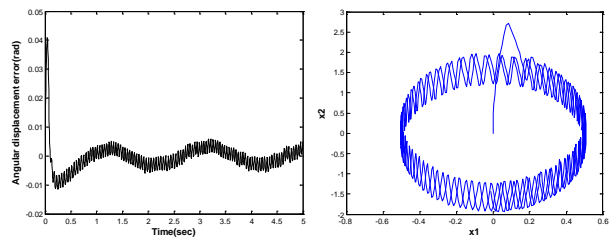


그림 12. 이산시간 슬라이딩 모드 제어시스템의 응답.
Fig. 12. Results of DSMC system (Sinewave, $T = 5 \text{ msec}$, $\times 10$).

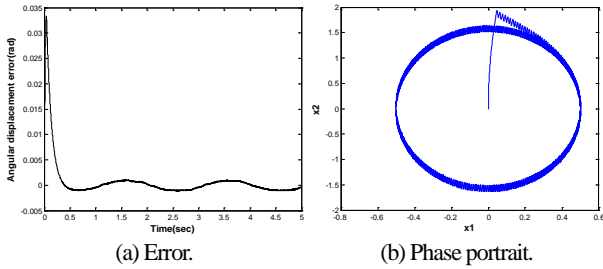


그림 13. 이산시간 슬라이딩 모드 제어시스템의 응답.
Fig. 13. Results of DSMC system (Sinewave, $T = 1$ msec, $\times 1$).

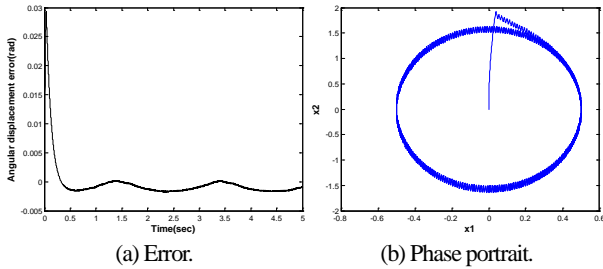


그림 14. 이산시간 슬라이딩 모드 제어시스템의 응답.
Fig. 14. Results of DSMC system (Sinewave, $T = 1$ msec, $\times 10$).

표 1. 이산시간 슬라이딩 모드와 PID 제어시스템의 rms 오차.
Table 1. rms error of DSMC and DPID systems.

Ref. Input	Parameter perturbation	rms error		
		DSMC	DPID	
Sampling time		5msec	1msec	5msec
Step	X 1	0.067	0.055	0.071
	X 10	0.071	0.061	0.097
Sine	X 1	0.0053	0.0039	-
	X 10	0.0056	0.0041	-

표 1은 다양한 조건에 따른 DSMC 시스템과 DPID 제어시스템에 대해 정리된 rms 오차 결과이다. 이 결과로부터 DSMC 시스템에 대한 T 의 변화는 평균 27% 가량의 성능 변화가 발생했다. 그리고 불확실성의 섭동에 대해 DSMC 시스템의 경우 평균 5% 가량의 성능 저하가 있었으나 DPID 제어시스템의 36% 성능 저하에 비해 약 7배 가량의 우수한 제어성능을 가진다.

V. 결론

자율조향을 통한 차량의 자율주행을 목적으로 기계적 연결구조를 가진 차량 조향시스템에 대해 이산시간 슬라이딩 모드 제어가 설계되었다. 모델기반의 슬라이딩 모드 제어기의 특성상 복잡한 물리적 수학 전개대신 신호압축법을 통하여 2차 선형시스템으로 모델식을 정립하였다. 시스템에 존재하는 미지의 불확실성은 이산시간 슬라이딩 모드 제어를 설계하는 과정에서 고려되었으며, 또한 리아프노프 안정성 조건과 도달법칙으로부터 불연속 강인항의 영향력을 줄임으로써 채터링 현상을 줄이는 설계가 이뤄졌다. 제안된 제어기법은 실제계의 동역학 모델을 바탕으로 컴퓨터 시뮬레이션되었고, 제안된 제어기법은 큰 불확실성 섭동에 대해 강인하며 이산시간 PID 제어기법보다 성능이 뛰어 남이 검증되었다.

참고문헌

- [1] P. Yih, J. Ryu, and J. C. Gerdes, "Modification of vehicle handling characteristics via steer-by," *In Proc. of the 2003 American Control Conference*, Denver, Co, pp. 2578-2583, 2003.
- [2] H. M. Kim, S. J. Kim, D. H. Kim, and K. T. Park, "Discrete time variable structure control of vehicle steering systems," *Proc. of 2011 ICROS (Institute of Control, Robotics and Systems) Daejeon Chungcheong Branch Conference (in Korean)*, pp. 34-35, 2011.
- [3] J. R. Nelson and T. D. Smith, "Improved combat performance using relaxed static stability and a spin prevention system," AGARD CP-409, 1984.
- [4] J. S. Kim, *Linear Control System Engineering*, Chungmungak, Korea, 1988.
- [5] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*, Springer-Verlag, Berlin, Germany, 1992.
- [6] K. D. Young, V. I. Utkin, and U. A. Ozguner, "Control Engineer's guide to sliding mode control," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 7, no. 3, pp. 328-342, 1999.
- [7] C. Edwards and S. K. Spurgeon, *Sliding Mode Control: Theory and Applications*, Taylor and Francis, London, 1999.
- [8] H. H. Choi, "Integral sliding mode controller design for unmatched uncertain systems," *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 17, no. 7, pp. 625-628, 2011.
- [9] W. Gao, Y. Wang, and A. Homaifa, "Discrete-time variable structure control systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 2, pp. 117-122, 1995.
- [10] N. Hung, J. S. Im, S. K. Jeong, H. K. Kim, and S. B. Kim, "Design of a sliding mode controller for an automatic guided vehicle and its implementation," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 81-90, 2010.
- [11] G. Monsees and J. M. A. Scherpen, "Discrete-time sliding mode control with a disturbance estimator," *Proc. of the European Control conference*, Porto, Portugal, pp. 3270-3275, 2001.
- [12] M. C. Lee and N. Aoshima, "Identification and its evaluation of the system with a nonlinear element by signal compression method," *SICE*, vol. 25, no. 7, pp. 729-736, July 1989.
- [13] M. K. Park and M. C. Lee, "Identification of motion platform using the signal compression method with pre-processor and its application to sliding mode control," *KSME International Journal*, vol. 16, no. 11, pp. 1379-1394, Nov. 2002.
- [14] G. F. Franklin, M. L. Workman, and D. Powell, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley Longman, Boston, MA, USA, 1997.



김 한 메

1999년 경상대학교 기계설계학과(공학사). 2002년 부산대학교 지능기계공학과(공학석사). 2010년 부산대학교 지능기계공학과(공학박사). 2010년~현재 한국기계연구원 한국기계연구원 선임연구원. 관심분야는 비선형 강인 적응제어, 인공지능.



김 두 형

1982년 서울대학교 기계설계학과(공학사), 1990년 한국과학기술원 생산공학과(공학석사), 2003년 한국과학기술원 기계공학과(공학박사). 현재 한국기계연구원 책임연구원. 관심분야는 로봇설계 및 제어.



박 경 택

1977년 부산대학교(공학사), 1981년 부산대학교(공학석사), 1989년 University of Cincinnati(공학박사). 1991년~현재 한국기계연구원 책임연구원. 관심분야는 로봇시스템, 자동화시스템.