

논문 2021-16-16

시간 종속적인 리아프노프 함수를 이용한 모바일 로봇의 선도-추종 샘플 데이터 제어 (Leader-Following Sampled-Data Control of Wheeled Mobile Robots using Clock Dependent Lyapunov Function)

예 동 희, 한 승 용, 이 상 문*

(Donghee Ye, Seungyong Han, Sangmoon Lee)

Abstract : The aim of this paper is to propose a less conservative stabilization condition for leader-following sampled-data control of wheeled mobile robot (WMR) systems by using a clock-dependent Lyapunov function (CDLF) with looped functionals. In the leader-following WMR system, the state and input of the leader robot are measured by digital devices mounted on the following robot, and they are utilized to construct the sampled-data controller of the following robot. To design the sampled-data controller, a stabilization condition is derived by using the CDLF with looped functionals, and formulated in terms of sum of squares (SOS). The considered Lyapunov function is a polynomial form with respect to the clock related to the transmitted sampling instants. As the degree of the Lyapunov function increases, the stabilization condition becomes less conservative. This ensures that the designed controller is able to stabilize the system with a larger maximum sampling interval. The simulation results are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed method.

Keywords : Clock dependent Lyapunov function, Leader-following wheeled mobile robot system, Looped functional, Sum of squares, Sampled-data control

1. 서 론

바퀴 달린 이동형 로봇 (wheeled mobile robot, WMR)에 대한 연구는 최근까지 많이 진행되고 있으며, 제조업, 농업, 특수 서비스 산업 등 다양한 분야에서 연구되고 있다 [1-3]. 특히, WMR의 대형제어 (formation control) 방법은 넓은 농경지에서 작물을 수확하거나, 위험한 지역에서 경찰 및 탐사 임무 수행 등 유용하게 이용되고 있다 [4, 5]. 대표적인 대형제어 방법들은 인공 포텐셜 필드 (artificial potential field) 접근법 [6], 행동기반 제어 (behavior-based control) [7], 가상 구조 (virtual structures) 생성 [8], 선도-추종 제어 (leader-following control) [9] 등이 있다. 이러한 다양한 제어 방법 중에서도 선도-추종 제어 방법은 다른 방법들과 비교하여 구현에 용이한 장점을 가져 많은 연구가 진행되었다. 선도-추종 제어 방법은 선도 로봇이 특정 궤적을 생성하고, 이 궤적을 추종 로봇이 따라가는 방법이다. 추종 로봇이 선도 로봇을 따라가기 위한 제어 신호를 생성하기 위해서는 선도 로봇의 상태와 입력정보가 필요하다. 일반적으로

추종 로봇은 카메라 또는 라이다와 같은 디지털 장비를 이용하여 선도 로봇의 정보를 측정한다. 논문 [10]에서는 디지털 장비를 이용한 선도-추종 로봇 제어시스템 모델을 제안하였다. 제안된 모델은 이산시간의 선형 파라미터 변화 (linear parameter varying, LPV) 시스템 모델로 표현되었다. 하지만, 이산시간의 시스템 모델은 연속시간의 모델보다 모델링 오차가 더 발생하는 문제를 가진다. 이러한 문제를 해결하기 위하여, 논문 [11]의 저자들은 선도-추종 샘플 데이터 제어시스템 (leader-following sampled-data control system)을 위한 샘플 데이터 LPV 시스템 모델과 샘플 데이터 제어기설계 방법을 제안하였다. 샘플 데이터 시스템 모델에서 플랜트는 연속시간의 파라미터에 따라 변화하고, 제어기는 구분 연속시간 (piecewise continuous time)에 따라 변화하는 특징을 가진다.

일반적으로 샘플 데이터 시스템의 제어기설계 방법은 리아프노프-크라조브스키 함수 (Lyapunov-Krasovskii functionals, LKFs) 접근법을 이용하는 것이다. 이 접근법의 장점은 설계된 제어기가 시스템을 안정화시킬 수 있는 최대 샘플링 주기를 정량적으로 알 수 있는 것이다. 샘플 데이터 제어기설계와 관련된 대부분의 연구 목적은 더 긴 최대 샘플링 주기를 얻는 것이다 [12, 13]. 그 이유는 제어기가 시스템을 안정화시킬 수 있는 최대 샘플링 주기가 길어질수록 불필요한 제어 입력 업데이트를 피하여 에너지 자원을 효율적으로 사용할 수 있기 때문이다. 논문 [12]에서는 기존의

*Corresponding Author (moony@knu.ac.kr)

Received: Jul. 15, 2021, Revised: Jul. 23, 2021, Accepted: Aug. 2, 2021

D.H. Ye: Kyungpook National University (M.S. Course Student)

S.Y. Han: Kyungpook National University (Ph.D. Course Student)

S.M. Lee: Kyungpook National University (Prof.)

※ 이 논문은 2021년도 정부 (교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. NRF-2019R1H1A3A01060151).

※ 본 연구는 산림청 (한국임업진흥원) 산림과학기술 연구개발사업 (FTIS 2019149B10 - 2123-0301)의 지원에 의하여 이루어진 것입니다.

LKFs 접근법보다 개선된 루프드 함수 접근법을 제안하였다. 루프드 함수는 현재 샘플링 시간일 때와 이전 샘플링 시간일 때 같은 값을 가지는 특징을 가진다. 루프드 함수 접근법은 루프드 함수와 함께 고려된 리아프노프 함수가 양의 정부호 조건을 만족시키지 않아도 되기 때문에 기존의 LKFs 방법들보다 덜 보수적인 결과를 제공한다. 더욱이, 논문 [13]에서는 샘플 데이터 시스템 정보를 충분히 활용하여 새로운 형태의 루프드 함수를 제안하였다. 논문 [13]에서 제안된 루프드 함수는 샘플링 시간과 관련된 구분 연속적인 함수인 클럭 (clock)에 대하여 다항식 형태를 가진다. 시간 종속적인 루프드 함수로부터 유도된 조건은 다항식을 포함하고 있기 때문에, 논문 [13]의 저자들은 제곱의 합 (sum of squares, SOS) 조건으로 표현하여 실현 가능한 해를 얻을 수 있었다. 비록 논문 [13]에서 클럭에 종속적인 루프드 함수는 제안되었지만, 리아프노프 함수는 클럭에 종속적으로 고려되지 못하였다. 그 이유는 루프드 함수 접근법 [12]에서 리아프노프 함수가 모든 시간에 대해서 연속이어야 하는 요구 조건이 있기 때문이다. 루프드 함수뿐만 아니라, 리아프노프 함수를 구성할 때, 샘플 데이터 시스템 정보를 활용하는 것이 중요하지만, 아직까지 이러한 문제를 다룬 연구는 거의 없는 실정이다.

이 논문에서는 시간 종속적인 리아프노프 함수와 루프드 함수를 고려하여 선도-추종 모바일 로봇의 샘플 데이터 제어기설계 조건을 제안한다. 기존의 루프드 함수 접근법을 기반으로 리아프노프 함수가 샘플링 시간이 지날수록 작아지는 조건을 추가적으로 고려하였다. 따라서, 시간 종속적인 리아프노프 함수를 이용하여 제어기설계 조건을 유도할 수 있었다. 이 논문의 기여도는 크게 3가지로 아래와 같이 요약된다.

- 선도-추종 샘플 데이터 제어시스템을 위한 덜 보수적인 안정화 조건을 제안한 것이다. 덜 보수적인 안정화 조건으로 유도하기 위해서, 샘플링 주기와 시스템 파라미터의 바운드를 고려하여 안정화 조건을 유도한다.
- 새로운 시간 종속적인 리아프노프 함수를 제안한 것이다. 제안된 리아프노프 함수는 클럭에 대하여 다항식으로 표현된다. 제안된 함수의 특징은 다항식의 차수가 커질수록, 덜 보수적인 결과를 제공하는 장점을 가진다.
- 선도-추종 샘플 데이터 제어시스템에 대하여 설계된 제어기를 시뮬레이션하고, 제안된 방법의 우수성을 입증한 것이다. 시뮬레이션 결과들은 설계된 제어기가 더 긴 최대 샘플링 주기를 가지는 시스템에서 안정화시킬 수 있는 것을 보여준다.

논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 선도-추종 샘플 데이터 제어시스템의 수학적 모델을 설명하고, 3장에서는 주요 정리를 유도하기 위해서 사용되는 보조 정리들을 제시한다. 4장에서는 이 논문에서 제안하는 제어기설계 조건과 유도 과정에 대하여 설명한다. 5장에서는 제안된 조건으로 설계된 제어기의 우수성을 시뮬레이션 통하여 입증하고, 6장에서는 결론과 향후 연구 주제에 대하여 설명한다.

표기법 : 이 논문에서는 \mathbb{R} 과 \mathbb{R}^n 은 실수 집합과 n 차원의 유클리드 공간을 의미한다. 또한, 위첨자로 사용된 T 는 행렬의 전치 연산자이고, $Sym\{X\}$ 는 $X+X^T$ 를 의미하고, $*$ 는 대칭 행렬의 대칭적인 원소들을 나타내고, \otimes 는 크로네커 곱 (Kronecker product)을 의미한다. 그리고, $0_{n \times n}$ 과 I_n 은 0을 원소로 가지는 $n \times n$ 차원의 행렬과 $n \times n$ 차원의 단위행렬을 각각 의미한다.

II. 문제 제기

1. 모바일 로봇의 선도-추종 모델

모바일 로봇의 선도-추종 모델을 유도하기 위해서, 모바일 로봇을 그림 1과 같이 X , Y 축에서 움직이는 점들로 고려한다. 선도 로봇과 추종 로봇은 기구학적으로 같다고 하면, 아래와 같은 수식으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{선도 로봇: } & \begin{cases} \dot{x}_l = v_l \cos(\theta_l) \\ \dot{y}_l = v_l \sin(\theta_l) \\ \dot{\theta}_l = \omega_l \end{cases}, \\ \text{추종 로봇: } & \begin{cases} \dot{x}_f = v_f \cos(\theta_f) \\ \dot{y}_f = v_f \sin(\theta_f) \\ \dot{\theta}_f = \omega_f \end{cases}. \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서 x_l , y_l , θ_l 은 선도 로봇의 X 축 방향으로의 위치, Y 축 방향으로의 위치, X 축을 기준으로 회전한 각도를 나타내고, x_f , y_f , θ_f 은 추종 로봇의 X 축 방향으로의 위치, Y 축 방향으로의 위치, X 축을 기준으로 회전한 각도를 의미한다. v_l , ω_l 은 선도 로봇의 속도, 각속도를 v_f , ω_f 는 추종 로봇의 속도 각속도를 의미한다. 그림 1에서 표시된 x_e , y_e , θ_e 의 의미는 정의 1에서 설명된다.

정의 1 [14] : 본 논문에서는 $p_e = [x_e, y_e, \theta_e]^T$ 를 아래와 같이 정의한다.

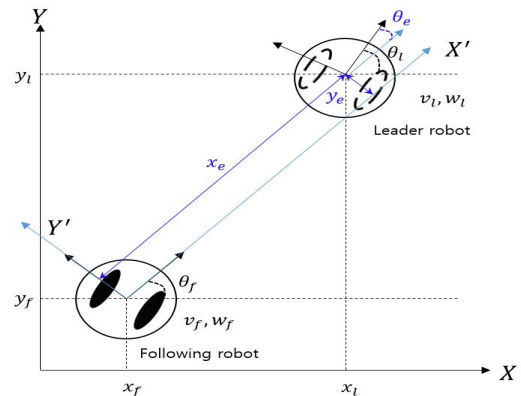


그림 1. 선도-추종 모바일 로봇 시스템
Fig. 1. Leader-following mobile robot system

$$p_e = \begin{bmatrix} x_e \\ y_e \\ \theta_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_f) & \sin(\theta_f) & 0 \\ -\sin(\theta_f) & \cos(\theta_f) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_l - x_f \\ y_l - y_f \\ \theta_l - \theta_f \end{bmatrix}. \quad (2)$$

여기에서 p_e 는 그림 1에 표현된 국소 좌표축 X', Y' 에서 리더 로봇의 자세 변환을 의미한다.

식 (2)를 미분하고, $x_e = y_e = \theta_e = 0$, $v_f = v_l$ 와 w_f 는 고정된 각속도 w_c ($w_f = w_c$)에 대하여 선형화하면, 아래와 같은 시스템을 얻을 수 있다.

$$\dot{e} = A(v_l)e + Bu. \quad (3)$$

여기에서 $e = [x_e, y_e, \theta_e]^T$, $u = [v_f - v_l, w_f - w_c]^T$ 이고,

$$A(v_l) = \begin{bmatrix} 0 & w_c & 0 \\ -w_c & 0 & v_l \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

이다. 이 논문에서는 다음과 같이 파라미터 v_l 에 대하여 가정한다.

가정 1 : 시간에 따라 변화하는 파라미터 v_l 은 실시간으로 측정 가능하며, 크기와 미분 값의 하계, 상계는 아래와 같다.

$$|v_l| \leq \nu, \quad |\dot{v}_l| \leq \mu. \quad (4)$$

여기에서 ν, μ 는 설계자가 미리 알고 있는 양의 실수이다.

2. 샘플 데이터 제어시스템 모델

추종 로봇이 선도 로봇을 추종할 수 있는 제어 신호를 생성하기 위해서는 디지털 장비를 이용하여 선도 로봇의 상태와 입력정보를 측정해야 한다. 디지털 장비를 이용한 모바일 로봇의 선도-추종 시스템의 상태들은 샘플링 시간을 가지며, 샘플링 시간은 아래와 같이 정의된다.

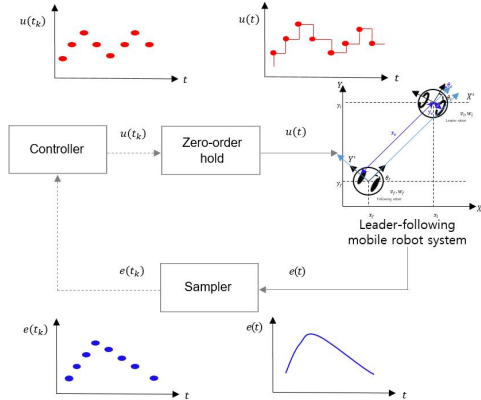


그림 2. 선도-추종 모바일 로봇 샘플 데이터 제어시스템 구성도

Fig. 2. Block diagram of leader-following mobile robot control systems

$$0 = t_0 < t_1 < \dots < t_k < t_{k+1} < \dots < \lim_{k \rightarrow \infty} t_k = \infty.$$

$t_{k+1} - t_k = h_k \in [h_1, h_2]$ 로 정의하며, h_2 는 최대 샘플링 주기를 의미한다. 또한, 샘플링 시간의 정보를 포함하는 클럭(clock)을 $\tau = t - t_k$ 와 같이 정의한다. 정의된 샘플링 시간을 이용하여, 아래와 같은 제어기 구조를 고려한다.

$$u(t) = K(v_{lk})e_k, \quad t \in [t_k, t_{k+1}). \quad (5)$$

여기에서 $v_{lk} := v_l(t_k)$, $e_k := e(t_k)$ 로 정의되고, $K(v_l) = \sum_{i=0}^d v_{lk}^i K_i$ 는 다항식의 차수 d 를 가지는 제어기 계인을 의미한다. 제어 입력 신호는 그림 2와 같이 0차 홀드에 의하여, 샘플링 t_k 에서 t_{k+1} 전까지 일정한 제어 입력 신호로 유지된다. 선도-추종 로봇 모델 (3)과 샘플 데이터 제어기 (5)를 고려하여 아래와 같은 페루프 시스템 모델을 얻을 수 있다.

$$\dot{e} = A(v_l)e + BK_e(t_k), \quad t \in [t_k, t_{k+1}). \quad (6)$$

III. 유용한 정의 및 보조정리

다항식으로 표현되는 제어기를 고려하는 경우, 유도되는 조건에 다항식이 포함되게 된다. 다항식이 포함된 조건의 실현 가능한 해를 얻기 위해서는 제곱의 합 조건으로 표현되어야 한다. 따라서, 이번 장에서는 제곱의 합의 정의와 주요 정리 유도 과정에서 이용되는 보조정리에 대하여 설명한다.

정의와 보조정리들을 설명하기에 앞서, 논문의 간결성을 위하여 아래와 같은 변수들을 정의한다.

$$\begin{aligned} s_i &= [0_{n \times (i-1)n} \quad I_n \quad 0_{n \times (6-i)n}], \\ \zeta &= [e^T, \dot{e}^T, e^T(t_k), e^T(t_{k+1}), \zeta_1^T]^T, \\ \zeta_1 &= \left[\frac{1}{\tau} \int_{t_k}^t e^T(s) ds, \frac{1}{h_k - \tau} \int_t^{t_{k+1}} e^T(s) ds \right]^T, \\ r_1(\tau) &= [s_1^T - s_3^T, \tau s_4^T, \tau s_3^T, \tau s_5^T]^T, \\ r_2(\tau) &= [s_4^T - s_1^T, (h_k - \tau)s_3^T, (h_k - \tau)s_4^T, (h_k - \tau)s_6^T]^T, \\ r_{1d} &= [s_2^T, s_4^T, s_3^T, s_1^T]^T, \\ r_{2d} &= [-s_2^T, -s_3^T, -s_4^T, -s_1^T]^T, \\ M_0 &= [s_1^T, s_2^T, s_3^T, s_4^T, s_5^T, s_6^T]^T, \\ M_1 &= [s_1^T - s_3^T, s_1^T - s_5^T]^T, \\ M_2 &= [s_4^T - s_1^T, s_4^T - s_6^T]^T. \end{aligned}$$

정의 2 [15] : 다변수 다항식 $f(e) := f(e_1, \dots, e_n)$ 에 대하여, 만약 아래와 같은 등식을 성립하는 다항식들 $f_1(e), \dots, f_m(e)$ 이 존재한다면, $p(e)$ 는 제곱의 합(SOS)이라고 한다.

$$f(e) = \sum_{i=1}^m f_i^2(e).$$

정의 2에서 소개된 SOS는 다항식들의 제곱의 합을 의미하며, 이는 주요 정리 1에서 실현 가능한 해를 얻기 위해서 이용된다. 논문 [13]에서 저자들이 언급하였듯이 다항식으로 표현되는 행렬을 포함하는 선형 행렬 부등식 조건의 경우 실현 가능한 해를 얻기 어려운 문제가 있다. 반면에 SOS로 표현된 조건의 해를 구하는 문제는 SDP (semi definite programming)를 해결하는 것과 같으며, MATLAB 툴박스 SOSTOOLS [16]를 이용하면 쉽게 해를 찾을 수 있다.

주요 정리 1에서 샘플링 시간과 시스템 파라미터 크기의 정보를 추가적으로 고려해 주기 위하여 아래와 같은 집합을 정의한다.

정의 3 : 가정 1에서 정의한 샘플링 시간 τ , h_k 와 시스템 파라미터 v_l , v_{lk} , \dot{v}_l 에 대하여 아래와 같은 집합이 존재한다.

$$\begin{aligned} \Phi_\tau &= \{ \tau, h_k \in \mathbb{R} \mid q_1(\tau) : \tau(h_2 - \tau), \\ & \quad q_2(h_k) : (h_k - h_1)(h_2 - h_k) \geq 0 \}, \\ \Phi_{v_l} &= \{ v_l, v_{lk}, \dot{v}_l, h_k \in \mathbb{R} \mid \\ & \quad q_3(v_l) : (\nu + v_l)(\nu - v_l) \geq 0, \\ & \quad q_4(v_{lk}) : (\nu + v_{lk})(\nu - v_{lk}) \geq 0, \\ & \quad q_5(\dot{v}_l) : (\mu + \dot{v}_l)(\mu - \dot{v}_l) \geq 0 \}. \end{aligned}$$

여기에서 $q_1(\tau)$, $q_2(h_k) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ 이고, $q_3(v_l)$, $q_4(v_{lk})$, $q_5(\dot{v}_l) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ 인 다항식들이다.

보조정리 1 [12,13,17] : $h_2 > 0$ 에 대하여 아래와 같은 미분 가능한 리아프노프 함수를 고려하자.

$$e \in \mathbb{R}^n, \quad \mu_1 \|e\|_2^2 \leq V(\tau, e) \leq \mu_2 \|e\|_2^2.$$

여기에서 $0 < \mu_1 \leq \mu_2$ 이다. 그리고, 아래의 부등식을 만족한다.

$$\lim_{t \rightarrow t_k^-} V(\tau(t), e(t)) \geq V(0, e(t_k)).$$

여기에서 $\tau(t) = t - t_k$ 이다. 또한, 아래의 등식 조건을 만족하는 루프드 함수를 고려하자.

$$V_0(h_k^-, e(t_{k+1}^-)) - V_0(0, e(t_k)) = 0.$$

위에서 설명된 리아프노프 함수와 루프드 함수의 합을 $W_0(\tau(t), e(t))$ 라고 하고, 만약 아래 부등식이 성립한다면, 시스템 (6)은 점근적으로 안정하다.

$$\dot{W}_0(\tau(t), e(t)) = \frac{d}{dt} [V(\tau(t), e(t)) + V_0(\tau(t), e(t))] < 0.$$

보조정리 2 [18] : 아래의 부등식을 만족하는 양의 정부호 행렬 $R > 0$, 대칭 행렬 L , G 와 행렬 J , X , Y 이 존재한다면

$$\begin{bmatrix} L & J & X \\ * & G & Y \\ * & * & R \end{bmatrix} \geq 0,$$

아래의 적분 부등식은 항상 만족된다.

$$\int_a^b \dot{e}^T(s) R e(s) ds \geq - \begin{bmatrix} N_0 \\ N_1 \end{bmatrix}^T \Pi \begin{bmatrix} N_0 \\ N_1 \end{bmatrix}.$$

여기에서 N_0 는 적절한 차원을 가지는 벡터이고,

$$\begin{aligned} \Pi &= \begin{bmatrix} (b-a)L & X[I, 0] \\ * & \frac{(b-a)}{3} G + \text{Sym}\{Y[-I, 2I]\} \end{bmatrix}, \\ N_1 &= [e^T(b) - e^T(a), e^T(b) - \frac{1}{b-a} \int_a^b e^T(s) ds]^T. \end{aligned}$$

그리고, e 는 $[a, b]$ 구간에서 미분 가능한 함수이다.

IV. 주요 결과

이번 장에서는 2장에서 제시한 시스템 모델 (6)을 안정화시킬 수 있는 제어기 설계 조건을 주요 정리 1에서 제안한다. 이 논문에서는 주요 정리 1을 유도하기 위해서, 보조정리 1에 기반한 시간 종속 리아프노프 함수와 루프드 함수를 아래와 같이 고려한다.

$$W_0(\tau, e) = V(\tau, e) + V_0(\tau, e), \quad (7)$$

$$V(\tau, e) = e^T P(\tau) e, \quad (8)$$

$$\begin{aligned} V_0(\tau, e) &= \zeta^T \text{Sym}\{r_1^T(t) Q(\tau) r_2(t)\} \zeta \\ &+ (h_k - \tau) \int_{t_k}^t e^T(s) R_1 \dot{e}(s) ds - \tau \int_t^{t_{k+1}} e^T(s) R_2 \dot{e}(s) ds. \end{aligned} \quad (9)$$

여기에서 양의 정부호 행렬은 $P(\tau) = \sum_{i=0}^d \tau^i P_i$, R_1 , R_2 이고,

$Q(\tau) = \sum_{i=0}^d \tau^i Q_i$ 는 적절한 차원을 가지는 임의의 행렬을 나타낸다.

주요 정리 1 : 스칼라 h_1 , h_2 , a , ν , μ , ϵ 이 주어지고, $\tau, h_k \in \Phi_\tau$ 와 $v_l, v_{lk}, \dot{v}_l \in \Phi_{v_l}$ 이라고 하자. 만약 $i=1, 2$ 에 대하여 (10)~(16)의 조건을 만족하는 양의 정부호 행렬 $\bar{P}(\tau)$, \bar{R}_i , M , $\Delta_i(\tau)$, $\Gamma_i(h_k)$, $\Phi(v_l)$, $\Lambda(v_{lk})$, $\Xi(\dot{v}_l)$ 와 대칭 행렬 \bar{L}_i , \bar{G}_i 그리고 행렬 \bar{J}_i , \bar{X}_i , \bar{Y}_i , $\bar{Q}(v_l)$, $F(v_{lk})$ 가 존재한다면, 시스템 (7)은 제어기 게인 $K(v_{lk}) = F(v_{lk}) M^{-1}$ 에 의하여 점근적으로 안정화된다.

$$\Delta_i(\tau), \Gamma_i(h_k), \Phi(v_l), \Lambda(v_{lk}), \Xi(\dot{v}_l) \text{는 제곱 합이다.} \quad (10)$$

$$\bar{R}_i - \epsilon I \text{는 제곱 합이다.} \quad (11)$$

$$M - \epsilon I \text{는 제곱 합이다.} \quad (12)$$

$$\bar{P}(\tau) - \Delta_i(\tau) q_1(\tau) - \epsilon I \text{는 제곱 합이다.} \quad (13)$$

$$\bar{P}(h_k) - \bar{P}(0) - \Gamma_1(h_k) q_2(h_k) - \epsilon I \text{는 제곱 합이다.} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{L}_i & \bar{J}_i & \bar{X}_i \\ * & \bar{G}_i & \bar{Y}_i \\ * & * & \bar{R}_i \end{bmatrix} - \epsilon I \text{는 제곱 합이다.} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} & -\bar{\Sigma}(h_k, \tau) - \Delta_2(\tau)q_1(\tau) - \Gamma_2(h_k)q_2(h_k) \\ & -\bar{\Phi}(v_i)q_3(v_i) - \Lambda(v_{ik})q_4(v_{ik}) - \Xi(v_i)q_5(v_i) - \epsilon I \end{aligned} \quad (16)$$

는 제곱 합이다.

여기에서 $\bar{\Sigma}(h_k, \tau)$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \bar{\Sigma}(h_k, \tau) &= \bar{\Sigma}_1(h_k, \tau) + \bar{\Sigma}_2, \\ \bar{\Sigma}_1(h_k, \tau) &= \text{Sym}\{s_1^T \bar{P}(\tau)s_2\} \\ &+ \text{Sym}\{r_{1d}^T \bar{Q}(\tau)r_2(\tau) + r_1^T(\tau) \bar{Q}(\tau)r_{2d}\} \\ &+ s_1^T \frac{d\bar{P}(\tau)}{dt} s_1 + r_1^T(\tau) \frac{d\bar{Q}(\tau)}{dt} r_2(\tau) \\ &+ (h_k - \tau)s_2^T R_1 s_2 + \tau s_2^T R_2 s_2 + \bar{Z}_1(\tau) + \bar{Z}_2(\tau), \\ \bar{\Sigma}_2 &= \text{Sym}\{[s_1 + ae_2]^T [-A(v_i)Ms_1 - Ms_2 - F(v_{ik})e_3]\}, \\ \bar{Z}_1(\tau) &= \begin{bmatrix} M_0 \\ M_1 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \tau L_1 & \Theta_{x_1} \\ * & \Theta_{y_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_0 \\ M_1 \end{bmatrix}, \\ \bar{Z}_2(\tau) &= \begin{bmatrix} M_0 \\ M_2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} (h_k - \tau)L_2 & \Theta_{x_2} \\ * & \Theta_{y_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_0 \\ M_2 \end{bmatrix}, \\ \bar{\Theta}_{x_1} &= \bar{X}_1[I_n, 0_{n \times n}], \bar{\Theta}_{x_2} = \bar{X}_2[I_n, 0_{n \times n}], \\ \bar{\Theta}_{y_1} &= \frac{\tau}{3} \bar{G}_1 + \text{Sym}\{\bar{Y}_1[-I_n, 2I_n]\}, \\ \bar{\Theta}_{y_2} &= \frac{(h_k - \tau)}{3} \bar{G}_2 + \text{Sym}\{\bar{Y}_2[-I_n, 2I_n]\}. \end{aligned}$$

증명 : 식 (10)~(13)은 양의 정부호 행렬에 대한 조건을 의미하고, 식 (14)는 보조정리 1로부터 쉽게 유도될 수 있다. 식 (11)~(16)에서 고려된 ϵ 는 수치적인 오차를 방지하기 위하여 고려된 값이다. 식 (15)과 (16)에 대해서는 아래의 절차에 따라 유도될 수 있다. 먼저 시간 종속 리아프노프 함수(8)와 루프드 함수(9)를 미분하면, 아래와 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\dot{W}_0(\tau, e) = \dot{V}(\tau, e) + \dot{V}_0(\tau, e), \quad \tau \in [0, h_2], \quad (17)$$

$$\dot{V}(\tau, e) = \zeta^T \text{Sym}\left\{s_1^T P(\tau)s_2 + s_1^T \frac{dP(\tau)}{dt} s_1\right\} \zeta, \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_0(\tau, e) &= \zeta^T \left\{ \text{Sym}\{r_{1d}^T Q(\tau)r_2(\tau)\} + r_1^T(\tau) Q(\tau)r_{2d} \right. \\ &+ r_1^T(\tau) \frac{dQ(\tau)}{dt} r_2(\tau) \left. \right\} \zeta + (h_k - \tau) \dot{e}^T(t) R_1 \dot{e}(t) \\ &+ \tau \dot{e}^T(t) R_2 \dot{e}(t) - \int_{t_k}^t e^T(s) R_1 \dot{e}(s) ds \\ &- \int_t^{t_{k+1}} e^T(s) R_2 \dot{e}(s) ds. \end{aligned} \quad (19)$$

$i=1,2$ 에 대하여 아래와 같은 부등식을 만족하는 행렬 $L_i, J_i, X_i, Y_i, G_i, Y_i, R_i$ 이 존재한다면,

$$\begin{bmatrix} L_i & J_i & X_i \\ * & G_i & Y_i \\ * & * & R_i \end{bmatrix} \geq 0, \quad (20)$$

식 (19)의 첫 번째 적분항은 보조정리 2에 의하여 아래와 같

은 식으로 얻어질 수 있다.

$$- \int_{t_k}^t e^T(s) R_1 \dot{e}(s) ds \leq \begin{bmatrix} M_0 \\ M_1 \end{bmatrix}^T \Pi_1(\tau) \begin{bmatrix} M_0 \\ M_1 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

여기에서 $M_0, M_1, \Pi_1(\tau)$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} M_0 &= \zeta, \\ M_1 &= \left[e^T(t) - e^T(t_k), e^T(t) - \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^t e^T(s) ds \right]^T, \\ \Pi_1(\tau) &= \begin{bmatrix} \tau L_1 & X_1[I_n, 0_{n \times n}] \\ * & \frac{\tau}{3} G_1 + \text{Sym}\{Y_1[-I_n, 2I_n]\} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

마찬가지로 식 (19)의 두 번째 적분 항의 상계도 아래와 같이 얻어질 수 있다.

$$- \int_t^{t_{k+1}} e^T(s) R_2 \dot{e}(s) ds \leq \begin{bmatrix} M_0 \\ M_2 \end{bmatrix}^T \Pi_2(\tau) \begin{bmatrix} M_0 \\ M_2 \end{bmatrix}. \quad (22)$$

여기에서 $M_2, \Pi_2(\tau)$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} M_2 &= \left[e^T(t_{k+1}) - e^T(t), e^T(t_{k+1}) - \frac{1}{h_k - \tau} \int_t^{t_{k+1}} e^T(s) ds \right]^T, \quad (23) \\ \Pi_2(\tau) &= \begin{bmatrix} (h_k - \tau)L_2 & X_2[I_n, 0_{n \times n}] \\ * & \frac{(h_k - \tau)}{3} G_2 + \text{Sym}\{Y_2[-I_n, 2I_n]\} \end{bmatrix}. \quad (24) \end{aligned}$$

주어진 양의 실수 α 에 대하여, 시스템 모델 (6)을 고려하면 아래와 같은 등식이 항상 성립된다.

$$0 = \zeta^T 2[s_1^T + as_2^T] M^T [-A(v_i)s_1 - s_2 - K(v_{ik})s_3] \zeta \quad (25)$$

식 (21)~(25)를 고려하여 \dot{W}_0 의 상계를 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{W}_0(\tau, e) &\leq \zeta^T \Sigma(h_k, \tau) \zeta := \zeta^T \left\{ \text{Sym}\{s_1^T P(\tau)s_2\} + s_1^T \frac{dP(\tau)}{dt} s_1 \right. \\ &+ \text{Sym}\{r_{1d}^T Q(\tau)r_2(\tau) + r_1^T(\tau) Q(\tau)r_{2d}\} \\ &+ r_1^T(\tau) \frac{dQ(\tau)}{dt} r_2(\tau) + (h_k - \tau)s_2^T R_1 s_2 \\ &+ \tau s_2^T R_2 s_2 + Z_1(\tau) + Z_2(\tau) \left. \right\} \zeta \leq 0. \end{aligned} \quad (26)$$

여기에서 $Z_1(\tau)$ 와 $Z_2(\tau)$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} Z_1(\tau) &= \begin{bmatrix} M_0 \\ M_1 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \tau L_1 & \Theta_{x_1} \\ * & \Theta_{y_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_0 \\ M_1 \end{bmatrix}, \\ Z_2(\tau) &= \begin{bmatrix} M_0 \\ M_2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} (h_k - \tau)L_2 & \Theta_{x_2} \\ * & \Theta_{y_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_0 \\ M_2 \end{bmatrix}, \\ \Theta_{x_1} &= X_1[I_n, 0_{n \times n}], \Theta_{x_2} = X_2[I_n, 0_{n \times n}], \\ \Theta_{y_1} &= \frac{\tau}{3} G_1 + \text{Sym}\{Y_1[-I_n, 2I_n]\}, \\ \Theta_{y_2} &= \frac{(h_k - \tau)}{3} G_2 + \text{Sym}\{Y_2[-I_n, 2I_n]\}. \end{aligned}$$

만약 $\zeta^T \Sigma(h_k, \tau) \zeta < 0$ 이 만족하면, 아래와 같은 H_1 행렬을

$$H_1 = \text{diag}\{M^T, M^T, M^T, M^T, M^T, M^T\},$$

앞과 뒤로 곱하여 아래와 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\bar{\Sigma}(h_k, \tau) < 0. \quad (27)$$

여기에서 주목할 점은 행렬 $\bar{\Sigma}(h_k, \tau)$ 에서 $\bar{P}(\tau) = M^T P(\tau) M$, $\bar{Q}(\tau) = M^T Q(\tau) M$, $\bar{R}_i = M^T R_i M$, $F(v_{ik}) = K(v_{ik}) M$, $\bar{L}_i = (I_6 \otimes M^T) L_i (I_6 \otimes M)$, $\bar{G}_i = (I_2 \otimes M^T) G_i (I_2 \otimes M)$, $\bar{J}_i = (I_6 \otimes M^T) J_i (I_2 \otimes M)$, $\bar{X}_i = (I_6 \otimes M^T) X_i M$, $\bar{Y}_i = (I_2 \otimes M^T) Y_i M$, $\bar{Z}_i(\tau) = H_i^T Z_i(\tau) H_i$ ($i=1,2$)으로 정의된다. 파라미터의 크기와 미분과 관련된 조건 (4)와 정의 3에서 정의한 집합 Φ_r, Φ_{v_i} 을 고려하여 식 (27)에 대하여 S-procedure를 적용하면 식 (16)을 쉽게 얻을 수 있다. 더욱이, 식 (15)는 아래와 같은 H_2 행렬을

$$H_2 = \text{diag}\{I_6 \otimes M^T, I_2 \otimes M^T, M^T\},$$

식 (20)에 앞과 뒤로 곱해주면 얻을 수 있다. ■

V. 시뮬레이션 결과

모바일 로봇의 선도-추종 샘플 데이터 제어시스템 모델 (6)에 대하여 시뮬레이션하기 위하여 $\epsilon = 10^{-6}$, $a=2$, $h_1=0.001$, $w_c=1$, $\mu=1$ 과 아래와 같은 시스템 행렬들을 고려하였다.

$$A(v_i) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & v_i \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}.$$

설계된 제어기의 성능을 보여주기 위하여 두 가지 경우에 대하여 시뮬레이션을 진행하였다. 첫 번째 경우에는 선도 로봇의 선속도 v_i 의 크기 바운드 ν 의 변화에 따라서 제어기가 시스템을 안정화시킬 수 있는 최대 샘플링 주기를 비교하였다. 그리고, 두 번째 경우에는 유도된 안정화 조건에서 고려되는 다항식의 차수에 따라 얻어질 수 있는 최대 샘플링 주기를 비교하였다.

경우 1 : 첫 번째 경우에 대해서 시뮬레이션 결과를 통하여 최대 샘플링 주기들은 표 1과 같이 얻어질 수 있다. 표 1에 주어진 최대 샘플링 주기들은 주요 정리 1($d=1$)을 적용하여 얻을 수 있다. 표 1에서 주목할 점은 크기 바운드 ν 가 작아짐에 따라, 더 긴 최대 샘플링 주기를 얻을 수 있다는 것이다.

표 1. 선속도의 크기 바운드 ν 에 따른 최대 샘플링 주기 h_2
Table 1. The maximum sampling interval h_2 for each magnitude bound of ν

	$\nu=30$	$\nu=20$	$\nu=1$
h_2 ($d=1$)	$h_2 = 1.29$	$h_2 = 1.50$	$h_2 = 1.75$

특히, $\nu=30$ 인 경우와 $\nu=1$ 인 경우를 비교하면, h_2 는 0.51초까지 차이가 난다. 이는 선도 로봇의 선속도의 변화량이 작은 경우에는 샘플 데이터 제어 입력의 샘플링 주기가 더 길어져도 시스템의 안정성을 보장할 수 있음을 의미한다.

경우 2 : 두 번째 시뮬레이션 경우에 대해서는 주요 정리 1의 안정화 조건에서 고려되는 다항식의 차수들에 따라서, 얻어질 수 있는 최대 샘플링 주기들을 비교하였다. 시뮬레이션 파라미터들은 ν 와 d 를 제외하고는 경우 1과 동일하다. $\nu=1$ 과 각각 다른 다항식의 차수에 대하여 주요 정리 1을 적용하면, 표 2에서 보여주는 최대 샘플링 주기들과 같이 얻을 수 있다. 표 2에서는 다항식의 차수가 커질수록 더 긴 최대 샘플링 주기를 얻을 수 있음을 보여준다. 특히, $d=2$ 인 경우에 대해서는 최대 $h_2 = 1.76$ 초까지 얻을 수 있다. 이때, 얻은 제어기 게인은 아래와 같다.

$$K(0) = \begin{bmatrix} 0.5400 & 0.6479 & -0.0000 \\ -0.0000 & -0.0000 & 0.8293 \end{bmatrix}.$$

여기에서 제어기 게인 K 에서 선도의 선속도 $v_i=0$ 으로 고려하였다.

얻어진 제어기의 게인을 이용하여 선도-추종 샘플 데이터 제어시스템 모델에 적용하기 위하여, 선도와 추종 로봇의 초기조건($t=0$)은 아래와 같이 고려하였다.

$$\begin{aligned} x_f = y_f = \theta_f &= 0, \\ x_i = y_i &= 0.1, \quad \theta_i = 0.1745 \end{aligned}$$

또한, 선도 로봇의 선속도와 각속도는 아래와 같다.

$$v_i = \nu \sin(0.01t), \quad \omega_i = 1.$$

선도-추종 샘플 데이터 제어시스템 모델에 시뮬레이션하여 그림 3~6과 같이 얻을 수 있었다. 그림 3과 4는 식 (7)의 상태 $e = [x_e, y_e, \theta_e]^T$ 와 입력 $u = [v_f - v_i, \omega_f - \omega_i]^T$ 을 나타낸다. 각각의 에러 상태들은 15초 이내에 0으로 수렴되는 것을 확인할 수 있다.

입력 u 는 최대 샘플링 주기 1.76초에 대하여 시스템을 안정화시킬 수 있음을 그림 3에서 보여준다. 그림 5에서는 X, Y 축에 대하여 선도와 추종 로봇들의 상태 궤적을 보여준다. 빨간색 실선은 선도 로봇의 궤적이고, 파란색 점선은 추종 로봇의 궤적을 나타낸다. 그림 6은 선도와 추종 로봇의 제어 입력인 선속도와 각속도를 보여준다. 빨간색과 보라색 실선은 선도 로봇의 선속도와 각속도를 각각 의미한다. 또한, 파란색과 시안색 점선은 추종 로봇의 선속도와

표 2. 다항식의 차수 d 에 따른 최대 샘플링 주기 h_2
Table 2. The maximum sampling interval h_2 for each degree of the polynomial

	$d=0$	$d=1$	$d=2$
h_2	$h_2 = 1.74$	$h_2 = 1.75$	$h_2 = 1.76$

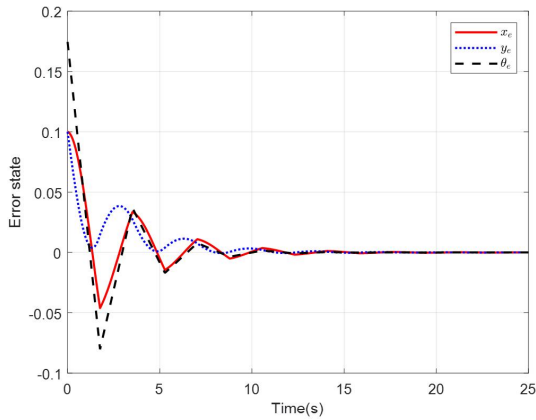


그림 3. 시간에 따른 상태변수(x_e, y_e, θ_e)들의 응답
Fig. 3. Time response of state variables(x_e, y_e, θ_e)

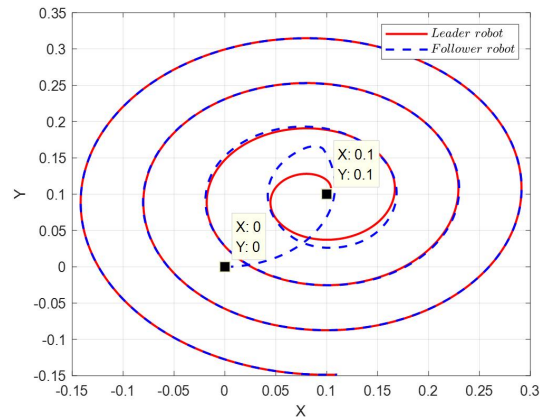


그림 5. 선도-추종 로봇들의 X, Y축 상태 궤적
Fig. 5. The state trajectory of the leader and following robots in the X- and Y- axes

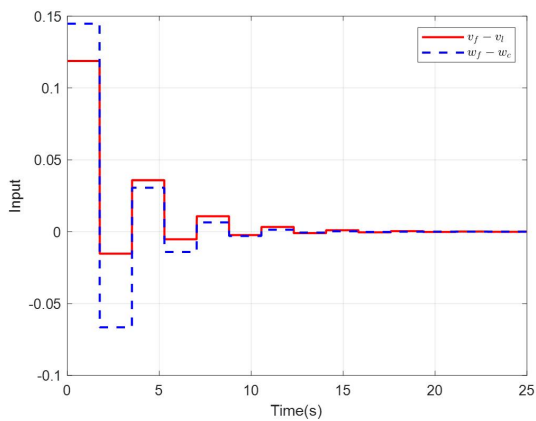


그림 4. 선도-추종 샘플 데이터 제어 신호
Fig. 4. Leader-following sampled-data control input signal

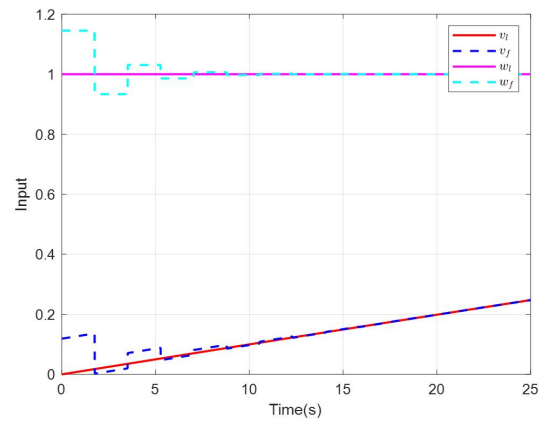


그림 6. 시간에 따른 선도-추종 로봇의 제어 입력 신호
Fig. 6. Time response of control input signals for leader and following robots

각속도를 나타낸다. 그림 6에서 보여주는 것과 같이, 선도 로봇의 제어 입력 신호는 연속시간에 대하여 변화하는 반면에 추종 로봇의 제어 입력 신호는 구분 연속적인 형태를 보여준다. 이는 추종 로봇의 제어 입력 신호는 0차 홀드에 의하여 t_k 시간에서부터 t_{k+1} 시간 전까지 같은 신호를 생성하는 것을 의미한다.

경우 1과 경우 2의 시뮬레이션을 통하여, 이 논문에서 제안한 방법은 선도 로봇의 선속도의 변화량에 대하여 얻어질 수 있는 최대 샘플링 주기가 달라지는 것을 확인할 수 있었다. 이는 실제 선도-추종 로봇 제어시스템에 적용할 때, 선속도의 변화량과 시스템을 안정화시킬 수 있는 최대 샘플링 주기의 관계를 고려하여 제어기를 설계하는데 도움을 줄 수 있다. 더욱이, 제안된 시간 종속적인 리아프노프 함수의 다항식 차수가 높아질수록 덜 보수적인 결과를 얻을 수 있는 것도 확인할 수 있었다.

VI. 결론

이 논문에서는 시간 종속적인 리아프노프 함수를 이용하여 이동형 로봇의 선도-추종 샘플 데이터 제어를 위한 안정화 조건을 제안하였다. 안정화 조건을 유도하기 위해 사용된 리아프노프 함수는 샘플링 시간을 포함하는 τ (clock)에 대하여 다항식으로 표현된다. 다항식을 포함하는 안정화 조건의 해를 얻기 위하여 제곱의 합 조건으로 조건을 변형시켰다. 또한, 덜 보수적인 조건으로 유도하기 위해서 S-procedure를 이용하여 안정화 조건에서 샘플링 시간과 시스템 파라미터가 가질 수 있는 크기 조건도 고려하였다. 안정화 조건으로부터 얻은 제어기 게인을 이용하여 선도-추종 샘플 데이터 시스템 모델에 대하여 시뮬레이션하였으며, 그 효율성을 검증하였다. 이번 연구에서 제안한 시간 종속적인 리아프노프 함수는 시스템의 샘플링 정보를 충분히 활용하여 설계하였다. 하지만, 시스템의 파라미터 정보는 포함하지

않고 리아프노프 함수를 설계하였기 때문에 향후 연구에서는 샘플링과 시스템 파라미터의 정보를 동시에 고려하여 리아프노프 함수를 설계할 수 있는 방법에 대하여 연구할 것이다.

References

- [1] M. Schneier, R. Bostelman, "Literature Review of Mobile Robots for Manufacturing," Gaithersburg, MD: US Department of Commerce, National Institute of Standards and Technology, 2015.
- [2] T. Blender, T. Buchner, B. Fernandez, B. Pichlmaier, C. Schlegel, "Managing a Mobile Agricultural Robot Swarm for a Seeding Task," IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IEEE, 2016.
- [3] K. Hernandez, B. Bacca, B. Posso, "Multi-goal path Planning Autonomous System for Picking up and Delivery Tasks in Mobile Robotics," IEEE Latin America Transactions, Vol. 15, No. 2, pp. 232-238, 2017.
- [4] A. Guillet, R. Lenain, B. Thuilot, Rousseau, V, "Formation Control of Agricultural Mobile Robots: A Bidirectional Weighted Constraints Approach," Journal of Field Robotics, Vol. 34, No. 7, pp. 1260-1274, 2017.
- [5] Y. Mei, Y. H. Lu, C. G. Lee, Y. C. Hu, "Energy-efficient Mobile Robot Exploration," Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, ICRA, pp. 505-511, 2006.
- [6] F. Zhang, Z. Sun, M. Liu, "Formation Control Based on the Method of Artificial Potential and the Leader-follower for Multiple Mobile Robots," Journal of Shenyang Jianzhu University (Natural Science), Vol. 4, 2010.
- [7] T. Balch, R. C. Arkin, "Behavior-based Formation Control for Multirobot Teams," IEEE transactions on robotics and automation, Vol. 14, No. 6, pp. 926-939, 1998.
- [8] M. A. Lewis, K. H. Tan, "High Precision Formation Control of Mobile Robots Using Virtual Structures," Autonomous robots, Vol. 4, No. 4, pp. 387-403, 1997.
- [9] J. Shao, G. Xie, L. Wang, "Leader-following Formation Control of Multiple Mobile Vehicles," IET Control Theory & Applications, Vol. 1, No. 2, pp. 545-552, 2007.
- [10] A. Casavola, W. Lucia, F. Tedesco, "A Networked-based MPC Architecture for Constrained LPV Systems," IFAC-PapersOnLine, Vol. 48, No. 26, pp. 158-163, 2015.
- [11] S. Han, S. Lee, "Sampled-Data MPC for Leader-Following of Multi-Mobile Robot System," The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers, Vol. 67, No. 2, pp. 308-313, 2018 (in Korean).
- [12] C. Briat, A. Seuret, "A Looped-functional Approach for Robust Stability Analysis of Linear Impulsive Systems," Systems & Control Letters, Vol. 61, No. 10, pp. 980-988, 2012.
- [13] A. Seuret, M. M. Peet, "Stability Analysis of Sampled-data Systems Using sum of Squares," IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 58, No. 6, pp. 1620-1625, 2012.
- [14] Y. Kanayama, Y. Kimura, F. Miyazaki, T. Noguchi, "A Stable Tracking Control Method for an Autonomous Mobile Robot," Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 384-389, 1990.
- [15] F. Wu, S. Prajna, "SOS-based Solution Approach to Polynomial LPV System Analysis and Synthesis Problems," International Journal of Control, Vol. 78, No. 8, pp. 600-611, 2005.
- [16] S. Prajna, A. Papachristodoulou, P. A. Parrilo, SOSTOOLS: Sum of Squares Optimization Toolbox for Matlab. User's Guide. Pasadena, CA, USA: Control Dyn. Syst., California Inst. Technol., 2004.
- [17] E. Fridman, "A Refined Input Delay Approach to Sampled-data Control," Automatica, Vol. 46, No. 2, pp. 421-427, 2010.
- [18] S. Han, S. Lee, "Sampled Parameter Dependent Stabilization for Linear Parameter Varying Systems with Asynchronous Parameter Sampling," International Journal of Robust and Nonlinear Control, Vol. 31, No. 8, pp. 3279-3309, 2021.

Donghee Ye (예 동 회)



2014 Division of Electronic & Electrical Engineering (Electronic Control Engineering), Daegu University (B.S.)
2021 ~ Robot & Smart System Engineering from Kyungpook National University (M.S.)

Field of Interests: Networked Control Systems, Model Predictive Control, and Reinforcement Learning

Email: ydh1214@knu.ac.kr

Seungyong Han (한 승 용)



2016 Physics from Yeungnam University (B.S.)

2019 Electronic and Electrical Engineering from Kyungpook National University (M.S.)

2019 ~ Electronic and Electrical Engineering from Kyungpook National University (Ph.D.)

Field of Interests: Cyber-Physical Systems Control, Nonlinear Systems, and Robotic systems

Email: seungyong@knu.ac.kr

Sangmoon Lee (이 상 문)



1999 Electronics Engineering from Kyungpook National University, Daegu, Republic of Korea (B.S.)

2001 Electronic Engineering from Pohang University of Science and Technology, Pohang, Republic of Korea (M.S.)

2006 Electronic Engineering from Pohang University of Science and Technology, Pohang, Republic of Korea (Ph.D.)

2016~Electronics Engineering, in Kyungpook National University (Prof.)

Career:

2016, 2018~2020 Highly Cited Researcher (Clarivate Analytics)

2019~Int. J. Systems Science, Int. J. Control, Autom. & Systems, Associate Editor

Field of Interests: Cyber-Physical Systems Control, Networked Control Systems, Nonlinear Systems, Fuzzy Systems, Robust Control, Model Predictive Control, and Reinforcement Learning

Email: moony@knu.ac.kr