

하중 적분 PDC와 T-S 퍼지 외란 관측기를 이용한 이동 로봇의 강인 궤도 추적 제어

백두산 · 윤태성*

Robust Trajectory Tracking Control of a Mobile Robot Based on Weighted Integral PDC and T-S Fuzzy Disturbance Observer

Du-san Baek · Tae-sung Yoon*

Department of Electrical Engineering, Changwon National University, Changwon 51140, Korea

요 약

본 논문에서는 하중 적분 PDC 제어 기법과 T-S 퍼지 외란 관측기를 이용한 강인하면서도 보다 정확한 이동 로봇의 궤도 추적 제어 방법을 제안한다. 하중 적분 PDC 제어 기법은 PDC 제어 기법에 하중 적분 항을 추가함으로써 정상상태 오차를 감소시켜 준다. T-S 퍼지 외란 관측기는 T-S 퍼지 모델로 표현된 비선형 시스템에 대해 외란을 추정하고 상쇄시킬 수 있도록 한다. 따라서, T-S 퍼지 외란 관측기에 기반한 궤도 추적 제어기는 강인한 궤도 추적 성능을 보여준다. 또한, 본 연구에서는 Bézier 곡선에 의한 가속도 제한을 갖는 경로 설계 방법에 의해 초기 접근 경로를 설계함으로써, 이동 로봇의 초기 위치가 기준 궤도의 초기 위치와 다를 때 제어 입력이 매우 커지게 되어 실제적으로 사용할 수 없게 되는 문제를 해결한다. 제안된 궤도 추적 제어기의 성능을 시뮬레이션을 통해서 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper, a robust and more accurate trajectory tracking control method for a mobile robot is proposed using WIPDC(Weighted Integral Parallel Distributed Compensation) and T-S Fuzzy disturbance observer. WIPDC reduces the steady state error by adding weighted integral term to PDC. And, T-S Fuzzy disturbance observer makes it possible to estimate and cancel disturbances for a T-S fuzzy model system. As a result, the trajectory tracking controller based on T-S Fuzzy disturbance observer shows robust tracking performance. When the initial postures of a mobile robot and the reference trajectory are different, the initial control inputs to the mobile robot become too large to apply them practically. In this study, also, the problem is solved by designing an initial approach path using a path planning method which employs Bézier curve with acceleration limits. Performances of the proposed method are proved from the simulation results.

키워드 : T-S 외란 관측기, 이동 로봇, 궤도 추적 제어, WIPDC 제어기, Bézier 곡선

Key word : T-S disturbance observer, mobile robot, trajectory tracking control, WIPDC controller, Bézier curve

Received 16 November 2016, Revised 16 November 2016, Accepted 08 December 2016

* Corresponding Author Tae-sung Yoon(E-mail:tsyoon@changwon.ac.kr, Tel:+82-55-213-3633)
Department of Electrical Engineering, Changwon National University, Changwon 51140, Korea

Open Access <http://doi.org/10.6109/jkiice.2017.21.2.265>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

© This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

I. 서 론

이동 로봇의 궤도 추적 제어(trajjectory tracking control)는 주어진 기준 궤도가 있고 그 궤도를 이동 로봇이 잘 따라갈 수 있도록 제어하는 것을 목표로 하며, 이 문제는 이동 로봇의 자율주행에 있어 중요한 주제이다. 이동 로봇의 궤도 추적을 위하여 기준 궤도와 이동 로봇의 현재 자세와의 비선형 오차 동특성 방정식을 제어 시스템으로 놓고 Lyapunov 함수를 이용해 안정도를 보장 받는 제어를 설계하여 그 오차를 0으로 만드는 궤도 추적 방법이 제안되었다[1]. 그리고 제어 입력을 피드포워드 입력과 피드백 입력으로 구성하여 기준 궤도 주위에서 선형화된 오차 동특성을 가지는 모델을 유도하고 여기에 선형 예측 제어 기법을 적용하여 제어를 설계하는 궤도 추적 제어 방법이 제안되었다[2]. 또한, 기준 궤도 주위에서의 선형화 없이 비선형 에러 동특성 모델에 T-S 퍼지 모델에 기반한 피드백 제어 기법의 하나인 PDC(Parallel Distributed Compensation) 기법을 적용하여 제어를 설계하는 궤도 추적 제어 방법이 제안되었다[3,4].

T-S 퍼지 모델은 비선형 시스템을 국부 선형 시스템의 퍼지 결합으로 나타낸 것이며[5], PDC 기법은 T-S 퍼지 모델 기반의 피드백 제어 기법 중의 하나로 제어를 설계 할 때 Lyapunov 안정 조건을 만족시키는 피드백 이득을 LMI 부등식을 통해 구함으로써 모든 국부 시스템들의 안정도를 보장하면서 평형 상태로 수렴하게 만든다[6,7]. PDC 기법은 비교적 간단하고 사용하기 쉽지만, 제어 성능면에 있어서 다소 부족하다. 본 논문에서는 이러한 단점을 보완하기 위해 오차를 줄여 주는 간단하고 일반적인 방법 중의 하나인 하중적분(weighted integral) 작용[8]을 PDC 기법에 결합한 하중적분 PDC(Weighted Integral PDC : WIPDC) 제어 기법을 제시하고 이를 궤도 추적 제어기 설계에 적용하기로 한다.

또한, PDC 기법은 시스템에 외란이 가해지게 되면 제어 성능이 떨어지게 되는 문제가 생기게 된다. 제어 시스템의 외란에 대한 강인성을 향상시키기 위한 하나의 방법으로서 외란 관측기(disturbance observer) 기법들[9-11]이 제안되어왔으며, 최근에 T-S 퍼지 모델에 적용할 수 있는 T-S 퍼지 비선형 외란 관측기가 제안되었다[12]. T-S 퍼지 외란 관측기는 T-S 퍼지 모델의 각 국

부 선형 모델에 대한 역 시스템(inverse system)을 구하고 이들을 퍼지 결합함으로써 비선형 시스템에 대한 역 함수를 얻은 다음, 차단 주파수를 고려하여 LPF(Low Pass Filter)를 구성하여 설계 할 수 있다.

본 논문에서는 WIPDC 제어 기법과 T-S 퍼지 외란 관측기를 이동 로봇의 궤도 추적 제어 문제에 적용하여 강인하면서도 보다 정확한 이동 로봇의 궤도 추적 제어 방법을 제안하고자 한다. 이동로봇의 외란에 대한 강인성을 향상시키기 위해 슬라이딩모드제어를 도입한 연구가 있다[13]. 이는 외란 크기의 상한값을 이용하여 외란의 영향을 없애는 방식으로 입력 채터링 현상 등을 보이고 있으며 본 논문은 DOB를 사용하여 외란의 크기를 추정하고 그것을 입력에 반영하여 외란의 영향을 줄이는 방법으로 접근방식이 근본적으로 다르다. 한편, 이동 로봇의 초기 위치와 기준 궤도의 초기 위치가 다르면 이동 로봇에 대한 초기 제어 입력이 매우 커지게 되어 실제의 이동 로봇 주행 제어에 적용함에 있어 문제가 생길 수 있다[14]. 본 연구에서는 가속도 제한을 갖는 Bézier 곡선 경로 설계 방법[15-17]을 이동 로봇의 초기 위치부터 기준 궤도의 초기 위치까지의 초기 경로 계획(initial path planning)에 적용하여 이러한 문제를 해결하고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. I 절에 서론을 기술한다. 그리고 II 절의 2.1 절에서는 바퀴형 이동 로봇의 궤도 추적을 위한 오차 동특성 방정식에 대해 기술한다. 2.2 절에서는 본 연구에서 제안하는 WIPDC 제어 기법과 T-S 퍼지 외란 관측기를 이용한 이동 로봇의 강인 궤도 추적 제어 방법에 대하여 기술하고, 2.3 절에서는 Bézier 곡선을 이용한 가속도 제한을 갖는 초기 경로 설계 방법에 대해 기술한다. 2.4 절에서는 시뮬레이션 결과를 보여준다. 마지막으로 III 절에 결론을 기술한다.

II. 본 론

2.1. 이동 로봇의 자세와 오차 동특성 방정식

그림 1의 X, Y 평면상에서 $q = [x \ y \ \theta]^T$ 는 이동 로봇의 자세(posture)로 X 좌표 값, Y 좌표 값 그리고 로봇이 향하는 방향을 나타낸다. 이동 로봇의 오른쪽 바퀴와 왼쪽 바퀴의 속도를 각각 ϕ_R, ϕ_L 이라고하고, 이동 로봇의 선속도를 v , 반시계 방향으로의 각속도를

$\omega = d\theta/dt$ 라 하면, ϕ_R, ϕ_L 과 v, ω 는 다음 식 (1)과 같은 관계를 갖는다.

$$\phi_R = v + l\omega, \phi_L = v - l\omega \quad (1)$$

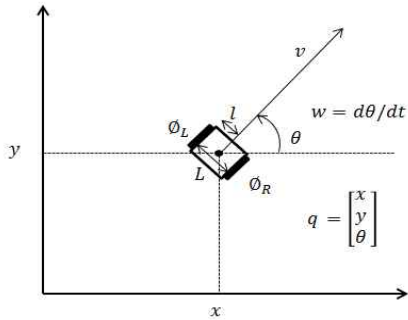


Fig. 1 Posture of two wheeled mobile robot

식 (1)에서 $l = L/2$ 은 이동 로봇의 중심으로부터 바퀴까지의 거리이다. 식(1)은 v, ω 에 대해서 아래 식 (2)와 같이 다시 쓸 수 있다[18].

$$v = \frac{\phi_R + \phi_L}{2}, \omega = \frac{\phi_R - \phi_L}{2l} \quad (2)$$

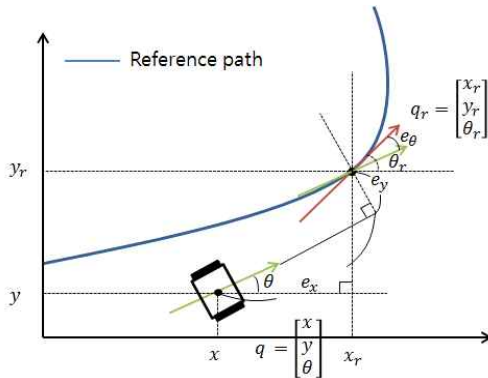


Fig. 2 Error posture between mobile robot and reference trajectory

그림 2 는 기준궤도와 이동 로봇간의 자세 오차 e_x, e_y, e_θ 를 보여주고 있으며, 자세 오차는 식 (3)과 같이 표현할 수 있다[1,2]. 그림 2 에서 $q = [x \ y \ \theta]^T$ 와 $q_r = [x_r \ y_r \ \theta_r]^T$ 는 각각 이동 로봇의 자세와 기준 궤도

$$\begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r - x \\ y_r - y \\ \theta_r - \theta \end{bmatrix} \quad (3)$$

위의 식 (3)을 시간에 대해서 미분하게 되면, 식 (4)를 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_x \\ \dot{e}_y \\ \dot{e}_\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos e_\theta & 0 \\ \sin e_\theta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & e_y \\ 0 & -e_x \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (4)에서 v_r, ω_r 은 기준 궤도를 만들어내는 선속도와 각속도이고, v 와 ω 은 이동 로봇에 가해지는 선속도와 각속도 입력을 의미한다.

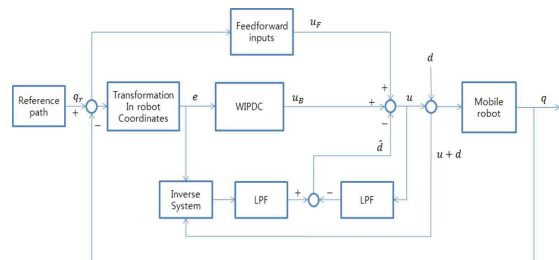


Fig. 3 Block diagram of whole control system

그림 3 은 본 논문에 쓰인 전체 제어 시스템의 블록도이다. 이동 로봇에 가해주는 입력 u 는 식 (5)와 같이 피드포워드(feedforward) 입력 u_F 와 WIPDC에 의한 피드백(feedback) 입력 u_B [2] 그리고 T-S 퍼지 외란 관측기에 의한 외란 d 의 추정치 \hat{d} 으로 구성된다.

$$u = u_F + u_B - \hat{d} = [v_r \cos e_\theta \ \omega_r]^T + [v_c \ \omega_c]^T - \hat{d} \quad (5)$$

외란이 없다고 가정할 때($\hat{d} = 0$), 식 (5)를 식 (4)에 대입하게 되면 아래 식 (6)과 같은 이동 로봇의 궤도 추적 제어에서의 제어 입력 설계를 위한 오차 동특성 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_x \\ \dot{e}_y \\ \dot{e}_\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r & 0 \\ -\omega_r & 0 & \frac{v_r \sin e_\theta}{e_\theta} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_\theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & e_y \\ 0 & -e_x \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ \omega_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

2.2. WIPDC와 T-S 퍼지 외란 관측기를 이용한 궤도 추적 제어기 설계

본 절에서는 WIPDC 제어 기법과 T-S 퍼지 외란 관측기를 이용하여, PDC보다 정확하고 외란에도 강인한 이동 로봇의 궤도 추적 제어기를 설계하고자 한다.

2.2.1. PDC 제어기 설계

PDC 제어 기법은 Lyapunov 안정 조건을 이용하여 여러 개의 국부 선형 시스템들의 결합으로 표현된 T-S 퍼지 모델의 상태 피드백 이득(gain)을 구하고 퍼지 모델의 각 규칙에 대한 적합도를 적용하여 결합한 제어 입력으로 비선형 시스템을 제어하는 기법이다[6].

식 (6)에 대한 i 번째 T-S 퍼지 모델 규칙은 아래 식 (7)과 같은 형태를 갖는다.

$$\begin{aligned} & \text{(Model rule } i) \\ & \text{IF } w_1(t) \text{ is } F_{i1} \text{ and } \dots \text{ and } w_g(t) \text{ is } F_{ig} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\text{Then } \dot{e}(t) = A_i e(t) + B_i u_B(t)$$

여기서 $i = 1, 2, \dots, L$ 이고 L 은 모델 규칙의 개수, w_1, w_2, \dots, w_g 는 전건부(premise) 변수, F_{ig} 는 전건부 변수들의 퍼지 집합이며, $A_i \in R^{n \times n}$, $B_i \in R^{n \times m}$ 이다. n 은 상태 변수의 개수, m 은 입력의 개수이다. 전체 T-S 퍼지 모델은 식 (8)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= \frac{\sum_{i=1}^L \mu_i(w(t)) \{A_i e(t) + B_i u_B(t)\}}{\sum_{i=1}^L \mu_i(w(t))} \\ &= \sum_{i=1}^L h_i(w(t)) \{A_i e(t) + B_i u_B(t)\} \end{aligned} \quad (8)$$

위의 식 (8)에서 $w(t) = [w_1(t), w_2(t), \dots, w_g(t)]$ 를 의미하고 $\mu_i(w(t))$ 는 i 번째 퍼지 모델의 전건부 변수들 w_1, w_2, \dots, w_g 가 각각의 퍼지 집합 $F_{i1}, F_{i2}, \dots, F_{ig}$

에 어느 정도 소속하는지를 나타내는 소속 정도로부터 추론해낸 i 번째 모델의 적합도이다. 이 적합도는 항상 양의 값을 갖는다. $h_i(w(t))$ 는 정규화한 i 번째 퍼지 모델의 적합도이다. 식 (9)와 같이 i 번째 모델의 적합도를 각 모델의 적합도의 전체 합으로 나누어 구한 것이며, 그 합은 항상 1이 된다.

$$h_i(w(t)) = \frac{\mu_i(w(t))}{\sum_{j=1}^L \mu_j(w(t))}, \quad \sum_{i=1}^L h_i(w(t)) = 1 \quad (9)$$

PDC 제어 기법의 제어 규칙은 아래 식 (10)과 같으며, 전체 제어 입력은 식 (11)과 같은 형태를 갖는다.

$$\begin{aligned} & \text{Control rule } i \\ & \text{IF } w_1(t) \text{ is } F_{i1} \text{ and } \dots \text{ and } w_g(t) \text{ is } F_{ig} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\text{Then } u_B(t) = -K_i e(t)$$

$$u_B(t) = -\sum_{i=1}^L h_i(w(t)) K_i e(t) \quad (11)$$

식 (11)를 식 (8)에 대입하게 되면 전체 제어 시스템은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= \sum_{i=1}^L h_i(w(t)) \left[A_i e(t) + B_i \left\{ -\sum_{j=1}^L h_j(w(t)) K_j e(t) \right\} \right] \\ &= \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L h_i(w(t)) h_j(w(t)) \{A_i - B_i K_j\} e(t) \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)에 아래 식 (13)의 Lyapunov 안정 조건을 적용시켜 정리하면 식 (14)와 같은 행렬 부등식을 얻을 수 있다. 식 (13)에서 $V(t)$ 는 Lyapunov 함수이고 P 는 양한정 (positive definite) 행렬이다.

$$\begin{aligned} V(t) &= e(t)^T P e(t) > 0 \\ \dot{V}(t) &= \dot{e}(t)^T P e(t) + e(t)^T P \dot{e}(t) < 0 \\ P &> 0, \quad P^T = P \end{aligned} \quad (13)$$

$$(A_i - B_i K_j)^T P + P (A_i - B_i K_j) < 0 \quad (14)$$

행렬 부등식 (14)를 만족하는 K_j 를 구하기 위해서 식 (14)를 선형 행렬 부등식(LMI)의 형태로 만들어 주어야 하는데, 식 (14)의 각 항의 왼쪽과 오른쪽에 P^{-1} 를 곱해주고 $P^{-1} = X$ 로, $K_j X = M_j$ 로 치환해 주면 아래 식 (15)와 같은 선형 행렬 부등식을 얻을 수 있다.

$$(A_i X) + (A_i X)^T - (B_i M_j) - (B_i M_j)^T < 0 \quad (15)$$

위의 식 (15)를 $i, j = 1, 2, \dots, L$ 에 대해서 풀면 상태 피드백 이득 K_1, K_2, \dots, K_L 을 구할 수 있다.

2.2.2. WIPDC 제어기 설계

PDC 기법은 비교적 간단하고 사용하기 쉽지만 제어 성능이 다른 복잡한 제어기들에 비해서 다소 떨어진다는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해서 PDC에 제어 오차를 줄여주는 간단하고 일반적인 방법 중의 하나인 하중적분(weighted integral) 작용을 결합 [8]한 WIPDC 제어기를 설계한다. 이와같은 WIPDC 제어기는 일반적인 PDC 기법에 하중치를 가지는 하중 적분 제어기를 추가하여 사용자가 제어할 수 있는 파라미터를 추가함으로써 제어기 설계에 유연성을 부여한다. 그리고 적분제어의 하중치 값에 따라 다양한 제어 이득을 구할 수 있게 되어 제어 성능을 향상시킬 수 있게 된다.

식 (6)에 e_x 에 대한 하중적분 항을 추가하면 이동 로봇의 오차 동특성 방정식은 아래 식 (16)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_x \\ \dot{e}_y \\ \dot{e}_\theta \\ \dot{e}_{ix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & w_r & 0 \\ -w_r & 0 & v_r \sin e_\theta & 0 \\ 0 & 0 & e_\theta & 0 \\ g & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_\theta \\ e_{ix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & e_y \\ 0 & -e_x \\ 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ w_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

식 (16)에서 g 는 하중치(weight)이며, e_x 항을 하중치 g 만큼 고려하겠다는 의미이다. 식 (16)에 대하여 2.2.1 절에서 설명한 PDC 제어기 설계 방법과 같은 절차를 거쳐 WIPDC에 의한 궤도 추적 제어기의 제어 입력을 구할 수 있다.

2.2.3. T-S 퍼지 외란 관측기 설계

시스템에 외란이 가해지게 되면 궤도 추적 제어기의 추적 성능이 떨어지는 문제가 생기게 되는데, 이러한 문제를 해결하고자 T-S 퍼지 외란 관측기를 설계하여 외란에 대해서 강인한 제어 성능을 얻고자 한다.

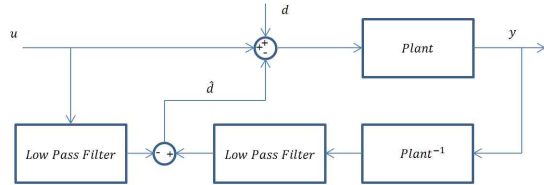


Fig. 4 Block diagram of disturbance observer

T-S 퍼지 외란 관측기의 구조는 그림 4와 같은 일반적인 외란 관측기와 동일하다. u 는 제어 입력이고 d 는 입력에 가해지는 외란이며 u 와 d 모두 낮은 주파수(low frequency)를 갖는다고 가정한다. 그림에서 $Plant$ 는 제어 대상을 나타내고 $Plant^{-1}$ 는 제어 대상의 역시스템(inverse system)이다[11]. 선형 시스템의 경우, $Plant$ 는 전달함수로, $Plant^{-1}$ 는 전달함수의 역함수로서 구할 수 있지만 T-S 퍼지 모델의 경우 이러한 방식으로 접근할 수 없고 다른 방법을 사용해야 한다.

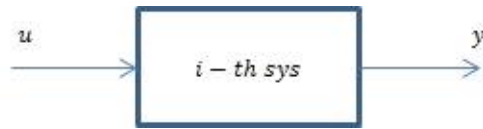


Fig. 5 i-th local system

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) &= C_i x(t) + D_i u(t) \end{aligned} \quad (17)$$

일반적인 T-S 퍼지 모델의 i 번째 국부 시스템이 그림 5, 식 (17)과 같을 때, 이 국부 시스템의 역시스템은 식 (17)로부터 역행렬을 이용하여 식 (18)과 같이 얻을 수 있다[12].

$$\begin{aligned} u(t) &= -D_i^{-1} C_i x(t) + D_i^{-1} y(t) \\ \dot{x}(t) &= A_i x(t) + B_i u(t) \\ &= A_i x(t) + B_i (-D_i^{-1} C_i x(t) + D_i^{-1} y(t)) \\ &= (A_i - B_i D_i^{-1} C_i) x(t) + B_i D_i^{-1} y(t) \end{aligned} \quad (18)$$

위와 같은 방법으로 역시스템을 얻기 위해서는 필요한 조건이 있는데, 첫 번째 조건은 출력 방정식에 입력 항이 있어야 한다는 것이고(즉, D_i 가 존재해야 함), 두 번째 조건은 D_i 의 역행렬이 존재해야 한다는 것이다. 이동 로봇의 국부 시스템의 경우, 출력 방정식의 파라미터 D_i 은 존재하지 않고, 만약 D_i 이 존재한다 하더라도 C_i 는 3×3 행렬이고 D_i 는 3×2 행렬이므로 D_i 의 역행렬은 존재하지 않게 된다. 따라서 두 조건을 모두 만족하지 못하기 때문에 두 조건을 고려하여 새로운 출력 방정식을 만들어주어야 한다.

새로운 출력 방정식 $\tilde{y}(t)$ 는 아래 식(19)와 같이 기존 출력 방정식 $y(t)$ 에 특수한 함수 $Q(s) = (ps + q)$ 를 곱해서 얻을 수 있다. p 와 q 는 상수이다.

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= Q(s)y(t) \\ &= py'(t) + qy(t) \end{aligned} \quad (19)$$

이동로봇의 출력 방정식을 $y(t) = C_i e(t)$ 라고 하면 식(19)는 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= pC_i \dot{e}(t) + qC_i e(t) \\ &= pC_i(A_i e(t) + B_i u(t)) + qC_i e(t) \\ &= (pC_i A_i + qC_i)e(t) + pC_i B_i u(t) \\ &= \tilde{C}_i e(t) + \tilde{D}_i u(t) \end{aligned} \quad (20)$$

새로운 출력 방정식으로 \tilde{D}_i 가 만들어졌지만, C_i 가 3×3 행렬이고 B_i 가 3×2 행렬이므로 \tilde{D}_i 가 3×2 행렬이 되어 \tilde{D}_i 의 역행렬은 존재하지 않게 된다. 이 문제를 해결하기 위해서 다음과 같은 가정을 한다.

이동 로봇의 양쪽 바퀴가 충분히 가깝다고 보고, 동일한 외란이 가해진다고 가정하면, 식(1)과(2)에 의해서 아래 식과 같이 선속도 입력에만 외란이 가해진다고 볼 수 있다.

$$\phi_R = v + l\omega + d, \quad \phi_L = v - l\omega + d \quad (21)$$

$$v = \frac{\phi_R + \phi_L}{2} + d, \quad \omega = \frac{\phi_R - \phi_L}{2l} \quad (22)$$

식(22)와 같이 외란이 선속도 입력에만 가해지게 되

면 외란 관측기에서 각속도 오차(e_θ)는 관측할 필요가 없으므로, 식(23)에서 알 수 있듯이 출력 방정식에서 C_i 를 2×3 행렬로 만들 수 있다.

$$y(t) = \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_\theta \end{bmatrix} \rightarrow y(t) = \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} \quad (23)$$

출력 방정식의 C_i 가 2×3 행렬이므로 \tilde{D}_i 는 2×2 의 정사각 행렬이 되어 역행렬이 존재하게 된다. 따라서 식(24)의 이동 로봇의 국부 시스템과 새로운 출력 방정식으로 역시스템을 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= A_i e(t) + B_i u(t) \\ \tilde{y}(t) &= \tilde{C}_i e(t) + \tilde{D}_i u(t) \end{aligned} \quad (24)$$

식(17)에서 식(18)을 얻은 것처럼 식(24)로부터 아래 식(25)와 같은 역시스템을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} u(t) &= -\tilde{D}_i^{-1} \tilde{C}_i e(t) + \tilde{D}_i^{-1} \tilde{y}(t) \\ \dot{e}(t) &= (A_i - B_i \tilde{D}_i^{-1} \tilde{C}_i) e(t) + B_i \tilde{D}_i^{-1} \tilde{y}(t) \end{aligned} \quad (25)$$

식(25)는 i 번째 국부 시스템의 역시스템이며, 결과적으로 전체 시스템의 역시스템은 식(26)과 같이 표현 가능하다.

$$u(t) = \sum_{i=1}^L h_i(w(t)) \left\{ -\tilde{D}_i^{-1} \tilde{C}_i e(t) + \tilde{D}_i^{-1} \tilde{y}(t) \right\} \quad (26)$$

$h_i(w(t))$ 는 국부 시스템의 적합도이며 식(9)의 적합도와 동일하다. 다음은 차단 주파수(cut-off frequency)를 고려하여 저주파 통과 필터(low pass filter)를 만들고 그림 4와 같이 구성하면 T-S 퍼지 외란 관측기의 설계가 끝난다.

2.3. Bézier 곡선을 이용한 초기 경로 설계

이동 로봇의 초기 자세와 기준 궤도의 초기 자세가 다를 경우, 위에서 구한 궤도 추적 제어기는 기준 궤도에 빠르게 수렴하기 위해서 초기 제어 입력이 매우 커지게 되어 실제의 이동 로봇 시스템에 적용하는데 문

제가 생길 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 여기서 가속도 제한을 갖는 Bézier 곡선 경로 설계 방법 [15-17]을 이용하여 이동 로봇의 초기 위치로부터 기준 궤도의 초기 위치까지의 초기 경로를 설계한다.

2.3.1. Bézier 곡선

Bézier 곡선은 3개 이상의 제어점(control point)에 의해 생성되는 하나의 곡선을 말하며, 시작 지점과 끝 지점에서의 속도, 위치를 고려한 경로 설계가 가능하므로 매우 유용하다. 본 논문에서는 그림 6과 같은 4개의 제어점을 갖는 3차 Bézier 곡선을 이용해 초기 경로를 설계한다.

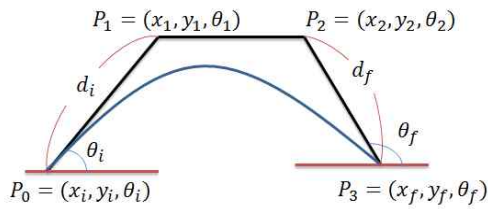


Fig. 6 C^3 Bézier curve

그림 6에서 제어점 P_1, P_2 는 아래의 식 (27)과 같이 결정되며, $0 \leq u \leq 1$ 에 대한 3차 Bézier 곡선의 x, y 의 관계식은 식 (28)과 같이 쓸 수 있다[16].

$$\begin{aligned} x_1 &= x_i + d_i \cos(\theta_i), & y_1 &= y_i + d_i \sin(\theta_i) \\ x_2 &= x_f - d_f \cos(\theta_f), & y_2 &= y_f - d_f \sin(\theta_f) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} x(u) &= (1-u)^3 x_i + 3(1-u)^2 u x_1 + 3(1-u) u^2 x_2 + u^3 x_f \\ y(u) &= (1-u)^3 y_i + 3(1-u)^2 u y_1 + 3(1-u) u^2 y_2 + u^3 y_f \end{aligned} \quad (28)$$

그림 3의 3차 Bézier 곡선 상에서 P_0 에서 P_3 방향으로의 속도 $v(u)$, 각속도 $\omega(u)$, 곡률(curvature) $k(u)$ 는 다음 식 (29) - (31)과 같이 표현 가능하다[15, 16].

$$v(u) = \sqrt{x'(u)^2 + y'(u)^2} \quad (29)$$

$$\omega(u) = \frac{x'(u)y''(u) - y(u)x''(u)}{x'(u)^2 + y'(u)^2} \quad (30)$$

$$k(u) = \frac{x'(u)y''(u) - y(u)x''(u)}{(x'(u)^2 + y'(u)^2)^{3/2}} \quad (31)$$

2.3.2. 가속도 제한을 갖는 Bézier 곡선 경로 설계

제어점만을 가지고 생성한 Bézier 곡선은 그냥 곡선 경로일 뿐이며, 가속도 제한을 갖지 않는다. 생성한 경로가 가속도 제한을 갖게 하기 위해서는 곡률 그래프($k(u) \leftrightarrow u$)에 나타나는 각 특이점에서 아래 식 (34) - (38)로 주어지는 가속도 제한 알고리즘[15,17]을 시행하여 각각의 속도 프로파일(velocity profile)을 얻은 후, 최솟값만을 가져와 취합해야 한다. 여기서 특이점은 시작점과 끝점, 그리고 곡률의 절대값이 극대인 지점들을 의미하며 이렇게 취합한 속도 프로파일로부터 허용 법선 가속도, 허용 접선 가속도, 허용 각속도, 주행 경로의 시작점부터 종료지점까지의 주행 속도를 구할 수 있다.

선속도와 각속도 프로파일을 구하기 위해서는 먼저 최대 접선 가속도와 최대 법선 가속도를 알아야 한다. 아래 식 (32)와 같이 접선 가속도(a_t)는 선속도의 시간에 대한 도함수로 나타낼 수 있고, 곡선에서의 법선 가속도(a_r)는 선속도와 각속도의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$a_t = \frac{dv}{dt}, \quad a_r = v\omega = v^2 k \quad (32)$$

생성된 Bézier 곡선 모양의 경로 상에서 이동 로봇이 이동할 때, 접선 가속도와 법선 가속도는 아래 식 (33)으로 주어지는 타원 식을 만족하게 된다.

$$\frac{a_r^2}{(a_r^{\max})^2} + \frac{a_t^2}{(a_t^{\max})^2} = 1 \quad (33)$$

식 (33)에서 최대 접선 가속도 a_t^{\max} 와 최대 법선 가속도 a_r^{\max} 는 실험적으로 구할 수 있다[15].

각 특이점에서 시행하는 가속도 제한 알고리즘은 다음의 순서로 진행한다. 먼저, 특이점에서의 최대 허용 선속도를 식 (34)를 통해서 구한다. 식 (34)는 식 (33)으로부터 얻은 수식이다.

$$v(u_k) = \sqrt{\frac{a_r^{\max}}{|k(u_k)|}} \quad (34)$$

여기서 u_k 는 특이점에서의 u 를 의미하며, 알고리즘이 시작되는 시작 지점을 말한다. 가속도 제한 알고리즘은 이 시작 지점 u_k 를 기준으로 왼쪽과 오른쪽에 대하여 각각 실행되어야 한다. 다음으로 초기 선속도를 식 (34)를 통해 얻은 값보다 작은 값으로 설정하고 설정한 선속도 값으로 식 (35)에 의해 주행시간을 계산한다.

$$T = \frac{\sqrt{x'(u)^2 + y'(u)^2}}{v(u_k)} du \quad (35)$$

식 (36)을 통해 접선 가속도 a_t 를 계산한다. 단, 알고리즘을 처음 실행 할 때 a_t 값이 0이면 알고리즘을 반복해도 소용없기 때문에 충분히 작은 값을 넣고 실행한다. 식 (36)은 식 (33)으로부터 얻은 수식이다.

$$a_t = \sqrt{(a_t^{\max})^2 \times (1 - \frac{a_r^2}{(a_r^{\max})^2})} \quad (36)$$

식 (37)을 통해 다음 지점에서의 선속도를 구한다.

$$v(u_{k+1}) = Ta_t(u_k) + v(u_k) \quad (37)$$

식 (38)을 통해 다음 지점에서의 법선 가속도를 구한다. 이때, 법선 가속도 a_r 이 최대 법선 가속도 a_r^{\max} 보다 커지면 $a_r = a_r^{\max}$ 로 둔다.

$$a_r(u_{k+1}) = v(u_{k+1})^2 k(u_{k+1}) \quad (38)$$

식 (34)부터 식 (38)까지의 과정을 반복한다.

2.4. 시뮬레이션 결과

이동 로봇의 오차 동특성 방정식인 식 (6)을 이용하여 서 앞의 2.2절에 제안된 궤도 추적 제어기의 제어 성능을 비교하고 입증하기 위해서 matlab / simulink를 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 기준 궤도의 선속도 v_r 과 각속도 ω_r , 이동 로봇의 초기 자세 $q(0)$ 와 기준 궤도의 초기 자세 $q_r(0)$ 는 표 1과 같이 정하였고, 궤도 추적 수행 시간은 10[sec]로 설정하였다[14]. 외란 d 는 2.2절

의 식 (22)에서 설명한 것과 같이 선속도에만 외란이 가해진다는 가정 하에 시뮬레이션을 수행하였다.

Table. 1 Simulation conditions and parameters

	Simulation conditions and parameters
reference trajectory	$v_r = 100 + 500e^{-2t} [mm/s]$ $\omega_r = 10\sin(0.01t)[rad/s]$
initial posture	$q(0)^T = (-100[mm], -100[mm], 0[^\circ])$ $q_r(0)^T = (0[mm], 0[mm], 45[^\circ])$
disturbance	$d(t) = 100\sin(2\pi ft)[mm/s], f = 0.8[Hz]$
LPF	$\frac{\omega_c}{s + \omega_c}, \omega_c = 2\pi f_c, f_c = 5[Hz]$
Bézier Curve	$P_0 = q(0), P_3 = q_r(0), d_i = d_f = 80[mm]$

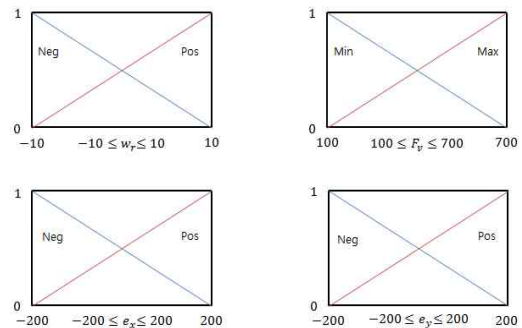


Fig. 7 Membership functions of premise variables

- Rule1: If ω_r is neg and F_v is min and e_x is neg and e_y is neg then $\dot{e}(t) = A_1e(t) + B_1u(t)$
- Rule2: If ω_r is neg and F_v is min and e_x is neg and e_y is pos then $\dot{e}(t) = A_2e(t) + B_2u(t)$
- ⋮
- Rule15: If ω_r is pos and F_v is max and e_x is pos and e_y is neg then $\dot{e}(t) = A_{15}e(t) + B_{15}u(t)$
- Rule16: If ω_r is pos and F_v is max and e_x is pos and e_y is neg then $\dot{e}(t) = A_{16}e(t) + B_{16}u(t)$

Fig. 8 Rules of the T-S fuzzy model

2.2절에 제안된 제어기를 설계하기 위해서는 먼저 식 (6)에 대한 T-S 퍼지 모델링이 필요하다. 식 (6)의 비선형 성분을 전건부 변수로 하여, 각 변수에 대해 그림 7과 같이 소속 함수를 정하여 T-S 퍼지 모델링하게 되면 그림 8과 같은 총 16개의 규칙을 갖는 T-S 퍼지 모델을

만들 수 있다.

그림 7에서 각 전진부 변수의 범위는 기준 궤도의 입력의 범위와 오차의 변동 범위를 고려하여 정하였다.

그림 7에서 $F_v = \frac{v_r \sin e_\theta}{e_\theta}$ 를 나타낸다. 그림 8에서 각 규칙의 후반부에 있는 국부 선형 모델의 A_i, B_i 는 그림 7로부터 그림 9와 같이 정하였다.

$$A_1 = A_2 = A_3 = A_4 = \begin{bmatrix} 0 & -10 & 0 \\ 10 & 0 & 100 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_5 = A_6 = A_7 = A_8 = \begin{bmatrix} 0 & -10 & 0 \\ 10 & 0 & 700 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_9 = A_{10} = A_{11} = A_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 10 & 0 \\ -10 & 0 & 100 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_{13} = A_{14} = A_{15} = A_{16} = \begin{bmatrix} 0 & 10 & 0 \\ -10 & 0 & 700 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = B_5 = B_9 = B_{13} = \begin{bmatrix} -1 & -200 \\ 0 & 200 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, B_2 = B_6 = B_{10} = B_{14} = \begin{bmatrix} -1 & 200 \\ 0 & 200 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$B_3 = B_7 = B_{11} = B_{15} = \begin{bmatrix} -1 & -200 \\ 0 & -200 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, B_4 = B_8 = B_{12} = B_{16} = \begin{bmatrix} -1 & 200 \\ 0 & -200 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

Fig. 9 A_i and B_i of local linear models

그림 10과 그림 11은 외란이 있을 때 각각 PDC 제어 기법과 PDC+T-S 퍼지 외란 관측기(T-S DOB) 제어 기법을 사용하여 얻은 이동 로봇의 기준 궤도 추적 결과에 대한 그래프이다. 그림 10과 11에서 빨간색 선은 기준 궤적을 나타내며 파란색 점선은 외란이 있는 경우, 각 제어 기법을 사용하여 얻은 이동 로봇의 주행 궤적을 나타낸다. 그림 10을 보면 외란이 존재하는 경우 PDC 제어 기법만을 사용하는 경우 파란색 점선과 같이 추적 성능이 떨어지는 것을 확인 할 수 있다. 그림 11에서 초록색 선은 외란이 없을 때 PDC 기법만을 사용하여 얻은 주행 궤적(nominal PDC로 표시)이고, 파란색 선은 외란이 있을 때 PDC+T-S DOB 기법을 사용하여 얻은 주행 궤적이다. 외란이 존재하더라도 PDC+T-S DOB 기법을 사용하여 얻은 주행 궤적이 외란이 없을 때의 PDC 기법을 사용한 경우의 추적 성능을 유지하는 것을 확인할 수 있다. 그림 12는 외란이 있을 때 각각 PDC 기법과 PDC+T-S DOB 기법을 사용했을 때의 x, y, θ 에 대한 추적 오차 그래프이다. 그림 12를 보면 x, y, θ 에 대한 오차가 PDC 기법보다 PDC+T-S DOB 기법의 경우가 더 작은 것을 확인할 수 있다.

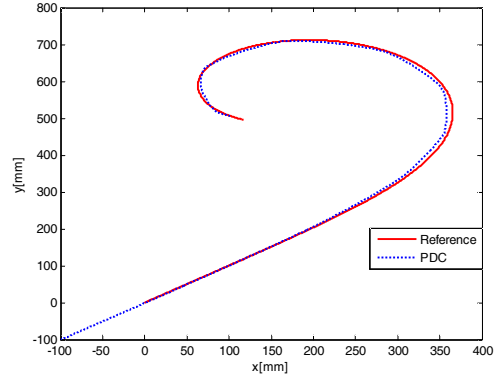


Fig. 10 Tracking result of PDC controller

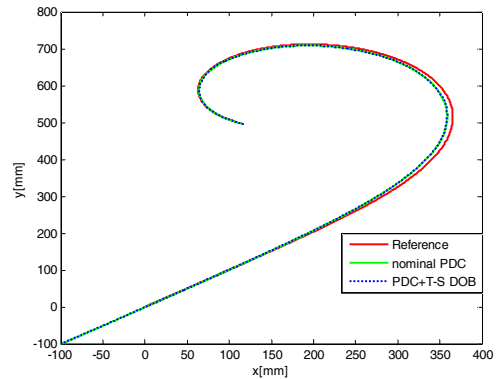


Fig. 11 Tracking result of PDC+T-S DOB controller

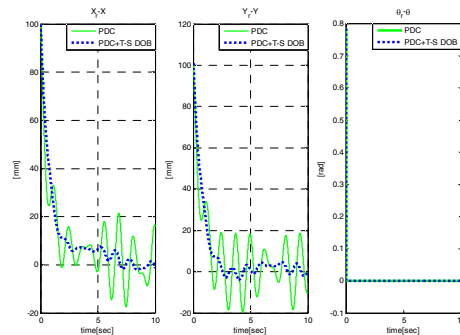


Fig. 12 Tracking errors for PDC+T-S DOB and PDC

그림 13은 외란이 존재할 때, PDC 기법과 PDC+T-S DOB 기법에 의한 제어 입력(선속도 v , 각속도 ω)을 나타낸다. 두 경우 모두 초기 제어 입력 값들이 커지는데 특히, 초기 각속도 입력이 $400[rad/s]$ 이상으로 각속도

입력이 매우 큰 것을 확인할 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 2.3절에 기술한 가속도 제한 Bézier 곡선 생성 알고리즘을 사용하여 초기 곡선 경로를 설계 하였다. 설계를 위한 파라미터는 표 1과 같이 설정하였으며 제어점 P_0 에서의 선속도 v_i 와 P_3 에서의 선속도 v_f 는 각각 $20[mm/s]$, $100[mm/s]$ 로 설정하였다. 그리고 최대 허용 법선 가속도 a_r^{max} 는 $160[mm/s^2]$, 최대 허용 접선 가속도 a_t^{max} 는 $80[mm/s^2]$ 으로 설정하였다[15]. 그림 14, 15는 설계한 초기 접근 경로를 적용하여 얻은 PDC+T-S DOB 제어기(PDC+T-S DOB+Bezier Curve)의 궤도 추적 결과 이다. 그림 14를 보면 PDC+T-S DOB+Bezier Curve 제어기가 외란이 존재함에도 불구하고 외란이 존재 하지 않을 때 PDC 제어기를 사용한 경우(nominal PDC)보다 기준 궤적을 잘 따라감을 확인할 수 있다.

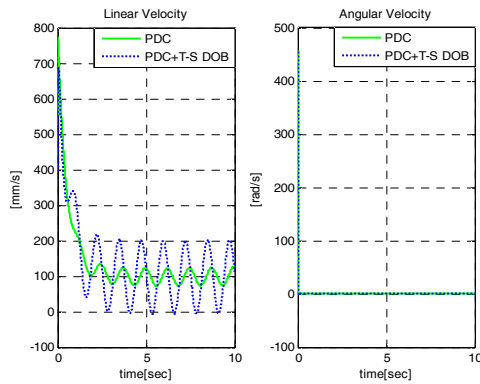


Fig. 13 Control inputs of PDC+T-S DOB and PDC

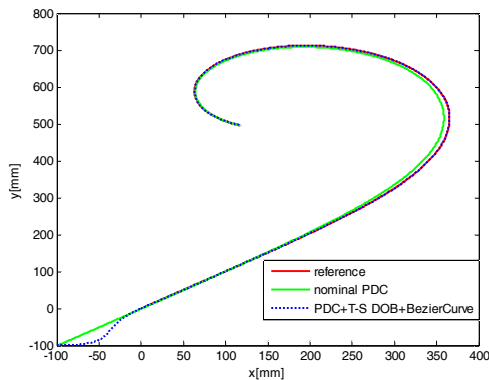


Fig. 14 Tracking result of PDC+T-S DOB+BezierCurve

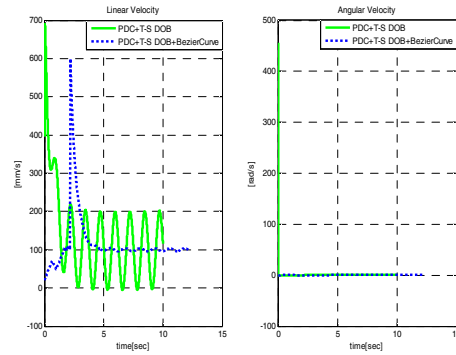


Fig. 15 Control inputs of PDC+T-S Fuzzy Disturbance Observer+Bezier Curve

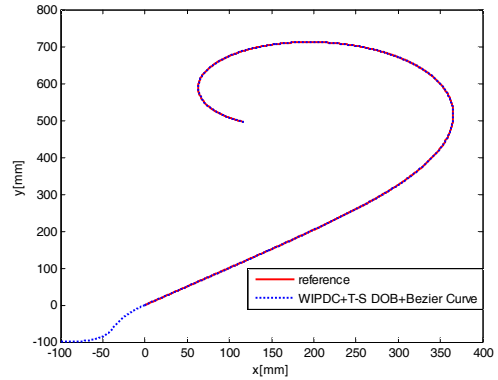


Fig. 16 Tracking result of WIPDC+T-S DOB+Bezier Curve

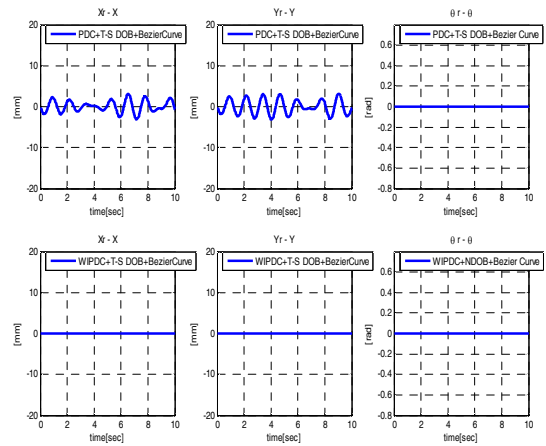


Fig. 17 Tracking errors for PDC+T-S DOB+Bezier Curve and WIPDC+T-S DOB+Bezier Curve

그림 15는 PDC+T-S DOB 기법과 PDC+T-S DOB +Bezier curve 기법의 경우의 제어 입력 비교 그래프이다. 설계한 초기 접근 경로를 사용함으로써 초기 제어 입력 값들이 작아지는 것을 확인 할 수 있으며, 각속도 입력 값이 매우 작아지는 것을 확인 할 수 있다. 그림 16은 PDC+T-S DOB+Bezier curve 기법의 경우에서 PDC 대신에 WIPDC 를 사용한 WIPDC + T-S DOB + Bezier curve 기법의 경우에 대한 궤도 추적 그래프(파란색 점선) 이다. 그림 15의 경우처럼 기준 궤적(빨간색 선)을 잘 따라감을 확인 할 수 있다. 그리고 그림17은 PDC+T-S DOB+Bezier curve 기법과 WIPDC + T-S DOB + Bezier curve 기법에 대한 궤도 추적 성능을 나타내는 x, y, θ 에 대한 추적 오차 그래프이다. 각 기법에 의한 x, y, θ 의 추적 오차의 제곱의 평균값은 각각 1.9122 [mm], 3.1405 [mm], 5.2347×10^{-10} [rad/s]와 0.0015 [mm], 0.0024 [mm], 4.3363×10^{-13} [rad/s]로 PDC를 사용한 경우보다 WIPDC를 사용한 경우가 더 나은 궤도 추적 성능을 보임을 알 수 있다.

III. 결 론

본 논문에서는 하중 적분 PDC(WIPDC) 제어 기법과 T-S 퍼지 외란 관측기를 이용하여 강인하면서도 보다 정확한 이동 로봇의 궤도 추적 제어 방법을 제안하였다. 또한, Bézier 곡선에 의한 가속도 제한을 갖는 경로 설계 방법에 의해 초기 접근 경로를 설계함으로써, 이동 로봇의 초기 위치가 기준 궤도의 초기 위치와 다를 때 제어 입력이 매우 커지게 되는 문제를 해결하였다.

먼저 기준 궤도와 이동 로봇의 주행 궤도 간의 오차 동특성 방정식을 구한 후 T-S 퍼지 모델링하였으며 PDC 기법을 사용하여 궤도 추적을 위한 제어 입력을 설계하였다. 그리고 외란이 가해질 때 이의 영향을 상쇄시켜 주기위해 T-S 퍼지 외란 관측기를 설계하여 외란의 추정 값을 구하고 그 값을 제어 입력에 더해주었다. 그런 후 이동 로봇의 초기 위치와 기준 궤도의 초기 위치가 다를 경우에 초기 각속도 입력이 매우 커지게 되는 문제점을 해결하기 위해 가속도 제한을 갖는 Bézier 곡선 경로 설계 방법을 이용해서 초기 곡선 경로를 설계하였다. 그리고 보다 정확한 궤도 추적 제어를 위해서 PDC 기법에 하중 적분 제어를 결합한 WIPDC 기법을 사용하여 제어

입력을 설계하였다. 마지막으로 시뮬레이션을 통하여 성능을 살펴본 결과 본 논문에서 제안한 이동 로봇의 궤도 추적 제어 방법이 강인하면서도 보다 정확한 궤도 추적 성능을 보임을 알 수 있었다.

ACKNOWLEDGMENTS

“This research is financially supported by Changwon National University in 2015 ~2016.”

REFERENCES

- [1] Y. Kanayama, Y. Kimura, F. Miyazaki and T. Noguchi, “A stable tracking control method for an autonomous mobile robot,” *1990 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, vol. 1, Cincinnati, pp. 384-389, 1990.
- [2] G. Klančar and I. Skrjanč, “Tracking-error model-based predictive control for mobile robots in real time,” *Robotics and autonomous Systems*, vol. 55, pp. 460-469, Jun. 2007.
- [3] E. H. Guechi, J. Lauber, M. Dambrine, S. Blažič and G. Klančar, “Tracking-error model-based PDC control for mobile robots with acceleration limits,” *FUZZ-IEEE 2009*, Korea, pp. 197-202, Aug. 2009.
- [4] E. H. Guechi, J. Lauber, M. Dambrine, G. Klančar and S. Blažič, “PDC control design for non-holonomic wheeled mobile robots with delayed outputs,” *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, vol. 60, pp. 395-414, Apr. 2010.
- [5] T. Takagi and M. Sugeno, “Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control,” *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 15, no. 1, pp. 116-132, Jan.-Feb. 1985.
- [6] K. Tanaka and H. O. Wang, *Fuzzy Control Systems Design and Analysis : A Linear Matrix Inequality Approach*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2001.
- [7] G. Feng, “A survey on analysis and design of model-based fuzzy control,” *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 14, no.5, pp. 676-697, Oct. 2006.
- [8] S. K. Lee, S. K. Park, T. S. Yoon, K. P. Kwak and H. K. Ahn, “Robustness improvement of T-S fuzzy H-infinity control using weighted integral action,” *Proceedings of*

- CSECS '13, World Scientific and Engineering Academy Society, Budapest, 71003-250, Dec. 2013.
- [9] W. H. Chen and L. Guo, "Analysis of disturbance observer based control for nonlinear systems under disturbances with bounded variation," *Proceedings of Control 2004*, UK, Sep. 2004.
- [10] H. Kobayashi, S. Katsura and K. Ohnishi, "An analysis of parameter variations of disturbance observer for motion control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3413-3421, Dec. 2007.
- [11] W. H. Chen, J. Yang, L. Guo and S. Li, "Disturbance observer based control and related methods - an overview," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 1083-1095, Feb. 2016.
- [12] M. C. Kim, X. K. Li, S. K. Park, G. P. Kwak, H. K. Ahn and T. S. Yoon, "Robust control of IPMSM using T-S fuzzy disturbance observer," *J. Korea Inst. Inf. Commun. Eng.*, vol. 19, no. 4, pp. 973-983, Apr. 2015.
- [13] M. S. Park, S. K. Park, H. K. Ahn, G. P. Kwak and T. S. Yoon, "Robust Trajectory Tracking Control of a Mobile Robot Combining PDC and Integral Sliding Mode Control," *J. Korea Inst. Inf. Commun. Eng.*, vol. 19, no. 7, pp. 1694-1704, Jul. 2015.
- [14] C. J. Kim, J. W. Kwon and D. Chwa, "Polynomial fuzzy modeling and tracking control of wheeled mobile robots via sum of squares approach," in *Proceeding of ICIT 2009*, IEEE, Gippsland, pp. 973-977, Feb. 2009.
- [15] M. Lepetic, G. Klančar, I. Skrjanč, D. Matko and B. Potočnik, "Time optimal path planning considering acceleration limits," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 45, pp. 199-210, Dec. 2003.
- [16] E. H. Guechi, J. Lauber and M. Dambrine, "On-line moving-obstacle avoidance using piecewise Bézier curves with unknown obstacle trajectory," *16th Mediterranean Conference on Control and Automation*, Congress Centre, Ajaccio, France, pp. 505-510, Jun. 2008.
- [17] K.G. Jolly, R. Sreerama Kumar and R. Vijayakumar, "A Bézier curve based path planning in a multi-agent robot soccer system without violating the acceleration limits," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 57, pp. 23-33, Jan. 2009.
- [18] R. Siegwart, I. R. Nourbakhsh and D. Scaramuzza, *Introduction to Autonomous Mobile Robots*, 2nd. ed., The MIT Press, Cambridge, 2011.



백두산(Du-San Baek)

2013년 창원대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 2016년 창원대학교 전기공학과 졸업(공학석사)
 ※관심분야 : 센서신호처리, 지능제어, 이동로봇



윤태성(Tae-Sung Yoon)

1978년 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 1980년 연세대학교 전기공학과 졸업(공학석사)
 1988년 연세대학교 전기공학과 졸업(공학박사)
 1994년~1995년 미국 Vanderbilt대 visiting professor
 1989년~현재 창원대학교 전기공학과 교수
 ※관심분야 : 신호처리, 지능제어, 이동로봇