

모델 참조 적응 퍼지제어기를 이용한 휠베이스 이동 로봇의 궤적 추적 제어

A Trajectory Tracking Control of Wheeled Mobile Robot Using a Model Reference Adaptive Fuzzy Controller

김 승 우, 서 기 성, 조 영 완*

(Seungwoo Kim, Kisung Seo, and Youngwan Cho)

Abstract: This paper presents a design scheme of torque control for wheeled mobile robot (WMR) to asymptotically track the target reference trajectory. By considering the kinematic model of WMR, trajectory tracking control generates the desired tracking trajectory, which is transformed into the command velocity vector for the real WMR to track the target reference trajectory. The dynamic equation of the state error between the target reference trajectory and the desired tracking trajectory is represented by Takagi-Sugeno fuzzy model, and this model is used as the reference model for the real mobile robot error dynamics to follow. The control parameters are updated by adaptive laws that are designed for the error states of the real WMR to asymptotically follow the states of reference error model for the desired tracking trajectory. The proposed control is applied to a typical wheeled mobile robot and simulation studies are carried out to verify the validity and effectiveness of the control scheme.

Keywords: trajectory tracking, torque control, wheeled mobile robot, model reference adaptive control, TS fuzzy model

I. 서론

이동 로봇에 대한 연구는 그 응용의 필요성뿐만 아니라 이동 로봇의 기구적 제약 조건이 갖는 논홀로노믹 특성의 문제를 다루고자 하는 학문적 관심이 많은 결과를 가지고 올 수 있었다[2]. 논홀로노믹 제약을 갖는 이동 로봇의 제어 문제는 크게 이동 로봇의 자세 안정화(posture stabilization)와 궤적 추종(trjectory tracking)의 문제로 나누어진다. 자세 안정화 문제는 이동 로봇이 초기의 자세로부터 요구되는 최종 목표 자세에 도달하도록 하는 제어 입력을 구하는 문제이며, 궤적 추종 문제는 로봇이 이동하기 원하는 기준 궤적이 주어졌을 때 이 기준 궤적을 점근적으로 추종할 수 있는 목표 궤적을 생성하여 이동 로봇이 목표 궤적을 추종할 수 있도록 하는 제어 방법에 대한 문제이다.

이동 로봇은 이동 방향에 대해 옆으로 미끄러짐 없이 순전히 양 바퀴의 구름에 의해서만 이동해야 한다는 논홀로노믹 제약 조건에 의해 자세 안정화의 문제가 궤적 추종의 문제보다 어려운 것으로 알려져 있다[6,12]. 더욱이 Bockett[1]에 의하면 논홀로노믹 시스템의 점근적 안정화는 시변 또는 이산적인 궤환 제어에 의해서만 가능하다고 알려져 있으므로 자세 안정화 문제는 연속적인 시불변 궤환 제어로는 해결할 수 없다. 이에 비해 궤적 추종의 문제는 시변 궤적 추종 시스템을 기준 궤적에 대해 선형 근사화한 시스템이 제어 가능하므로[3,5] 선형 또는 비선형 궤환 제어기의 의해 점근적으로 안정화시킬 수 있다고 알려져 있다[9].

이동 로봇의 궤적 추종에 대한 연구는 Lyapunov 안정성에 기반하여 시변 상태 추종 제어를 설계한 Kanayama[8]의 연구를 비롯하여 비선형 피드백 항에 의한 궤적 추종 제어기 설계[4], 입출력 선형화에 의한 기준 궤적 추종 방법[11], 동적 피드백 선형화에 의한 방법 [7]등 많은 관련 연구가 발표되어 왔다. 이러한 연구들은 대부분 이동 로봇의 기구학적 모델만 고려하여 궤적 추종 제어 문제를 다루는 것으로 이동 로봇의 실제 궤적이 궤적 추종 제어기에서 생성된 궤적을 완전하게 추종한다는 가정에 기반을 두고 있으나 이러한 가정은 현실적으로 어려우므로 이동 로봇의 실제 주행 궤적은 궤적 추종 제어기에서 생성된 목표 궤적과 차이가 발생하게 된다. 이와 같은 문제를 해결하기 위한 접근으로 이동 로봇의 동역학을 고려한 토크 제어기의 설계 방법[10-12]이 제안되고 있는데 [10]에서는 기준 속도를 생성하는 기구학 제어기에 동역학 모델을 보상하는 제어를 추가하여 동역학을 다루고 있으며 [11]에서는 동역학 모델에서 변화하는 파라미터에 적응하기 위한 적응 제어기법을 제안하고 있고 [12]에서는 신경망 제어를 통해 추정된 동역학을 바탕으로 토크 제어를 구성하는 방법을 제안하고 있다.

본 논문에서는 이동 로봇의 동역학을 고려한 토크 제어기의 설계를 위한 또 다른 접근으로 적응 퍼지제어기를 이용한 토크 제어기의 설계 방법을 제안한다. 토크 제어의 오차가 없는 완전한 요구 궤적에 대한 오차의 동역학 방정식을 기준 모델로 삼고 실제 궤적 오차의 동역학 방정식이 기준 모델을 추종할 수 있도록 토크 제어기의 설계 개인 파라미터를 갱신하는 적응 제어 법칙을 적용함으로써 실제 궤적이 기준 궤적을 추종할 수 있는 궤적 추종 제어기를 제안한다. 본 논문에서 제안하는 모델 참조 적응 퍼지제어 기법을 적용한 이동 로봇의 궤적 추종은 기존의 단순 토크 제어 방식에 비해 궤적 추종 오차의 수렴성을 보장하고 있다는 측면에서 그 특징이 있다.

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2008. 7. 18., 채택확정: 2009. 4. 19.

김승우: 순천향대학교 전자정보공학과(seongwoo@sch.ac.kr)

서기성: 서경대학교 전자공학과(ksseo@skuniv.ac.kr)

조영완: 서경대학교 컴퓨터공학과(ywch@skuniv.ac.kr)

* 본 논문은 2007년 정부재원(교육인적자원부 학술연구조성사업비)으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 연구되었음(KRF-2007-314-D00176).

II. 이동로봇의 궤적 추적 제어

본 논문에서는 2개의 바퀴로 구동되는 전형적인 이동 로봇을 대상으로 하여 궤적 추적 제어기를 설계하고자 하며 이를 위하여 우선 논홀로노믹 구속 조건을 가지는 이동 로봇의 기구학적 모델[14]과 이에 기반한 궤적 제어기 설계 방법[6,8]에 대해서 고찰한다.

1. 논홀로노믹 이동 로봇의 모델

본 논문에서 대상으로 하는 이동 로봇은 그림 1과 같은 구조를 가지며 전역적 좌표계를 가지는 2차 카테시안 공간에 놓여 있고 이동 로봇의 중심을 원점으로 하는 지역 좌표계를 갖는다. 그림 1과 같은 이동 로봇은 측면 방향으로 미끄러짐 없이 순전히 바퀴의 구름에 의해서만 이동 가능하므로 그 기구학적 제약 조건이 적분 불가능한 형태로 주어지게 되어 논홀로노믹 특성을 가진다[2].

이동 로봇의 논홀로노믹 구속 조건은 이동 로봇이 바퀴 축에 대해 수직 방향으로만 이동할 수 있음을 의미하므로 임의의 위치 (x, y) 에서 미분 \dot{x} 와 \dot{y} 가 존재하면 θ 는 더 이상 독립 변수가 아니라 다음의 기구학적 제약에 구속된다는 것을 의미한다.

$$A(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}} = \dot{x}\sin\theta - \dot{y}\cos\theta = 0 \tag{1}$$

여기서, $A(\mathbf{q})$ 는 일반화된 좌표계 $\mathbf{q}(t)=[x(t) \ y(t) \ \theta(t)]^T$ 상에서 정의된 제약 행렬을 의미한다.

이동 로봇의 기구학 모델은 이동 로봇의 모든 가능한 속도 벡터를 구속 행렬 $A(\mathbf{q})$ 의 벡터 필드 $s_i(\mathbf{q})$ 의 선형 조합으로 표현함으로써 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\dot{\mathbf{q}}(t) = S\mathbf{v} = \begin{bmatrix} \cos\theta(t) & 0 \\ \sin\theta(t) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \tag{2}$$

여기서, $v(t)$ 와 $\omega(t)$ 는 각각 이동 로봇의 법선 방향의 속도 및 각속도를 의미하며 평면 상에서 이동하는 이동 로봇의 경우 양 바퀴의 회전 속도 ω_r 및 ω_l 과 다음의 관계에 있다.

$$v = \frac{r}{2}(\omega_r + \omega_l), \quad \omega = \frac{r}{L}(\omega_r - \omega_l)$$

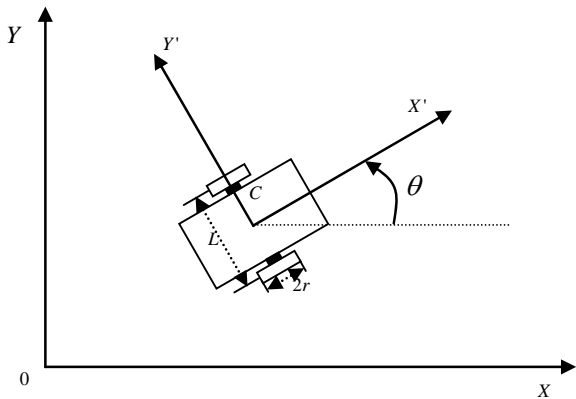


그림 1. 이동 로봇의 구조와 좌표계.

Fig. 1. Model of a wheeled mobile robot.

여기서, r 은 바퀴의 반경을 의미하며 L 은 양 바퀴 사이의 거리를 의미한다.

2. 기존의 궤적 추종 제어 방법

일반적으로 궤적 추종 제어의 문제는 그림 2에서와 같이 이동 로봇이 주행하기 원하는 원래의 기준 궤적(reference trajectory)에 대해 식 (1)의 기구학적 구속 조건을 만족시키면서 기준 경로에 점근적으로 수렴하는 궤적(desired tracking trajectory)을 생성할 수 있는 목표 속도 벡터 $\mathbf{v}_d = [v_d \ w_d]^T$ 를 구하는 것으로 이동 로봇의 실제 속도 벡터가 목표 속도 벡터를 완전하게 추종한다는 가정하에 유도된다(그림 2에서 $(x, y, \theta) = (x_d, y_d, \theta_d)$). 이러한 가정하에서 이동 로봇이 추종하고자 하는 기준 궤적에 대해 이동 로봇이 추종하는 실제 궤적과의 오차를 표현하기 위하여 기준 궤적상의 자세 $\mathbf{q}_r(t)=[x_r(t) \ y_r(t) \ \theta_r(t)]^T$ 를 그림 2에서와 같이 현재 위치 (x, y) 를 원점으로 하고 θ 방향으로 X 축을 가지는 지역 좌표계로 변환하여 표현함으로써 다음과 같은 상태 오차 $\mathbf{e}(t)=[e_1(t) \ e_2(t) \ e_3(t)]^T$ 를 정의한다.

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} (\mathbf{q}_r - \mathbf{q}) \tag{3}$$

식 (3)을 미분하고 식 (2)의 기구학 모델을 이용하면 다음과 같은 이동 로봇의 오차 동역학 모델을 얻을 수 있으며

$$\dot{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} \cos e_3 & 0 \\ \sin e_3 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & e_2 \\ 0 & -e_1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} \tag{4}$$

식 (4)에서의 입력 벡터 $[v \ \omega]^T$ 를 식 (5)와 같이 비선형 변환하면 식 (6)의 오차 동역학 방정식을 얻을 수 있다.

$$v = v_r \cos e_3 - u_1 \tag{5a}$$

$$\omega = \omega_r - u_2 \tag{5b}$$

$$\dot{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r & 0 \\ -\omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{e} + \begin{bmatrix} 0 \\ \sin e_3 \\ 0 \end{bmatrix} v_r + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \tag{6}$$

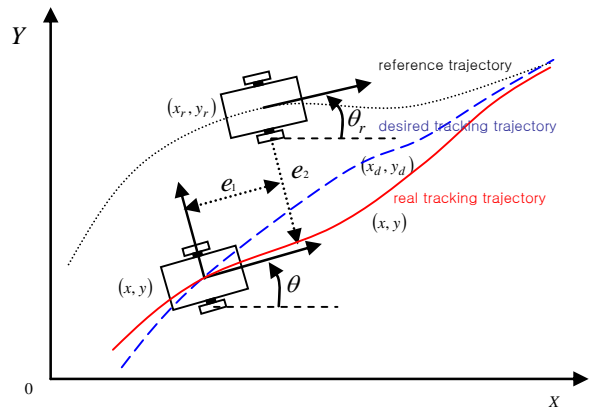


그림 2. 이동 로봇의 궤적과 상태 오차.

Fig. 2. Mobile robot trajectories and the state error.

식 (2)의 기구학 모델로 표현되는 이동 로봇에 대해 실제 속도 벡터가 목표 속도 벡터를 완전하게 추종한다고 가정하고 기구학적 모델만을 고려한다면 식 (5)의 입력 벡터와 다음 식 (7)로 주어지는 보조 입력 u_1, u_2 에 의해 이동 로봇의 상태 오차 동역학 방정식 (6)은 기준 궤적에 대해 점근적으로 안정하다[6,8].

$$u_1 = -k_1 e_1, \tag{7a}$$

$$u_2 = -k_2 v_r e_2 - k_3 v_r \sin e_3 \tag{7b}$$

여기서, $k_1, k_2, k_3 > 0$ 는 설계 파라미터이다.

III. 동역학을 고려한 궤적추종 제어기의 설계

위 식 (5)와 (7)로 표현되는 논홀로노믹 이동 로봇의 궤적 추종 제어기는 실제의 속도 벡터 $\mathbf{v} = [v \ w]^T$ 가 궤적추종 제어기에서 설계된 이동 로봇의 속도 명령 벡터를 완벽하게 추종한다는 가정하에 유도된 것이다. 그러나 이러한 가정은 이동 로봇의 완벽한 제어를 가정하는 것으로 현실적으로 어려우므로 그림 2에 나타난 바와 같이 이동 로봇의 실제 주행 궤적(real tracking trajectory)은 궤적 추종 제어기에서 생성된 목표 궤적과 차이가 발생하게 된다. 본 논문에서는 이러한 경우 실제의 궤적이 목표 궤적을 추종할 수 있도록 제어기를 설계하는 방법을 제안하며 이를 위해 이동 로봇의 속도 벡터 및 자세(posture)를 세 가지로 구분하여 표현할 필요가 있으므로 이후 로봇의 속도 벡터 및 자세를 나타내기 위하여 다음과 같이 정의하여 사용한다.

기준 자세 및 속도 벡터: 기준 궤적(reference trajectory) 상에서의 자세 $\mathbf{q}_r(t) = [x_r(t) \ y_r(t) \ \theta_r(t)]^T$ 및 연관 속도 벡터 \mathbf{v}_r ,

요구 자세 및 속도 벡터: 목표 궤적(desired tracking trajectory) 상에서의 자세 $\mathbf{q}_d(t) = [x_d(t) \ y_d(t) \ \theta_d(t)]^T$ 및 연관 속도 벡터 \mathbf{v}_d ,

실제 자세 및 속도 벡터: 실제 주행 궤적 (desired tracking trajectory) 상에서의 자세 $\mathbf{q}(t) = [x(t) \ y(t) \ \theta(t)]^T$ 및 연관 속도 벡터 \mathbf{v} .

식 (5)와 (6)에서의 속도 벡터 \mathbf{v} 는 이동 로봇이 추종하는 실제 속도 벡터가 아니고 단지 이동 로봇이 추종하기 원하는 요구 속도 벡터를 의미한다. 따라서 식 (5)에서의 \mathbf{v} 는 단지 $\mathbf{v}_d = [v_d \ w_d]^T$ 이며 식 (3)에서의 \mathbf{e} 는

$$\mathbf{e}_d = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} (\mathbf{q}_r - \mathbf{q}_d) \tag{8}$$

로 표현할 수 있고 이는 이동 로봇이 주어진 기준 궤적 \mathbf{q}_r 에 대해 식(5)와 (7)로 생성된 요구 속도 벡터 \mathbf{v}_d 를 완벽하게 추종했을 경우의 궤적 \mathbf{q}_d 와의 오차를 의미한다. 식 (6)은 이동 로봇의 기구학적 제약 조건 (1)만을 고려하고 이동 로봇에 가해지는 토크에 대한 실제 응답 \mathbf{v} 는 고려하지 않고 기준 궤적 \mathbf{v}_r 에 점근적으로 수렴하도록 설계된 \mathbf{v}_d 에 완벽

하게 추종한다고 가정한 것으로 실제로는 그림 2에서와 같이 이동로봇이 주행하여야 할 기준 궤적 \mathbf{q}_r 과 이를 추종하도록 원하는 궤적 \mathbf{q}_d 와의 오차 \mathbf{e}_d 에 대한 동역학 방정식이라 할 수 있으므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\dot{\mathbf{e}}_d = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r & 0 \\ -\omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{e}_d + \begin{bmatrix} 0 \\ \sin e_3 \\ 0 \end{bmatrix} v_r + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \tag{9}$$

한편, 이동 로봇의 실제 속도 벡터 \mathbf{v} 에 의해 생성된 실제 궤적 \mathbf{q} 에 대한 오차 \mathbf{e} 의 동역학 방정식은 식 (2)-(4)로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\dot{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{e} + \begin{bmatrix} \cos e_3 & 0 \\ \sin e_3 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} \tag{10}$$

본 논문에서는 식 (9)로 표현되는 요구 오차 \mathbf{e}_d 에 대한 동역학 방정식을 기준 모델로 삼아 실제 오차 \mathbf{e} 에 대한 동역학 방정식 (10)의 상태 벡터 \mathbf{e} 가 식 (9)의 기준 모델의 상태 벡터 \mathbf{e}_d 에 수렴하게 함으로써 결과적으로 \mathbf{v} 가 \mathbf{v}_d 에 수렴하도록 하는 이동 로봇의 토크 제어기를 설계하는 방법을 제안한다. 이를 위하여 본 논문에서는 식(9)와 (10)의 비선형 오차 동역학 방정식을 TS 퍼지 모델[15]로 표현하고 TS 퍼지 모델에 대한 모델 추종 적응 제어 기법[19]을 적용함으로써 \mathbf{q} 가 \mathbf{q}_d 에 수렴하도록 토크 제어기를 설계한다.

1. TS 모델 기반 퍼지 제어 및 모델 참조 적응 퍼지 제어

TS 퍼지 모델은 Takagi 와 Sugeno[15]에 의해 제안된 비선형 시스템의 모델링 기법으로 시스템의 입력 상태 공간을 퍼지 분할하여 각각의 분할된 공간에 대해 입력력 관계를 선형화하여 표현함으로써 최종적으로는 이들의 선형 시스템의 비선형 조합으로 시스템을 표현하는 것이다. 직접적으로 다루기 어려운 비선형 시스템의 해석에 비해 TS 퍼지 모델에 대한 해석은 비교적 잘 정립된 선형 시스템 이론을 부분적으로 적용하여 비선형으로 확장하므로 해석이 비교적 용이하여 여러 가지 응용 분야에서 그 적용의 예가 활발히 소개되고 있다[16,17].

TS 퍼지 모델은 다음의 식 (11)과 같이 입력 상태 $\mathbf{x}(t)$ 의 각 퍼지 분할 공간에 대해 퍼지 규칙 R^i 로 표현된다.

$$R^i: \text{If } x_1(t) \text{ is } M_1^i \text{ and } \dots \text{ and } x_n(t) \text{ is } M_n^i \text{ then } \dot{\mathbf{x}}(t) = A_i \mathbf{x}(t) + B_i \mathbf{u}(t) \tag{11}$$

여기서, $R^i (i=1,2,\dots,l)$ 는 i 번째 퍼지규칙, l 은 퍼지 규칙의 수, $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), \dots, x_n(t)]^T$ 는 상태 변수 벡터, $\mathbf{u}(t) = [u_1(t), \dots, u_m(t)]^T$ 는 입력 벡터를 나타낸다. 주어진 입력 $(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t))$ 에 대해 TS 퍼지 모델의 최종적인 출력은 다음 식 (12)와 같이 추론된다.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \frac{\sum_{i=1}^l w_i(t) \{A_i \mathbf{x}(t) + B_i \mathbf{u}(t)\}}{\sum_{i=1}^l w_i(t)} \tag{12}$$

여기서, $w_i(t) = \prod_{j=1}^n M_j^i(x_j(t))$ 이며, $\mathbf{x}(t)$ 가 i 번째 퍼지 규칙에 해당되는 정도를 나타낸다. 식 (12)의 추론 형태로 표현된 퍼지 모델에 대해 제어 입력은 식 (13)의 형태로 표현되는 PDC 제어기[16]를 주로 사용한다.

$$\begin{aligned} R^i : & \text{ If } x_1(t) \text{ is } M_1^i \text{ and } \dots \text{ and } x_n(t) \text{ is } M_n^i \\ & \text{ then } \mathbf{u}(t) = -K_i \mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)으로 나타난 퍼지 제어기 또한 추론을 통하여 최종적으로 식 (14)의 출력을 얻게 된다.

$$\mathbf{u}(t) = - \frac{\sum_{i=1}^l w_i(t) K_i \mathbf{x}(t)}{\sum_{i=1}^l \omega_i(t)} \quad (14)$$

식 (14)의 제어 입력을 식 (12)의 시스템에 대입하면 전체 폐루프 시스템을 나타내는 방정식은 다음 식 (15)와 같이 나타난다.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \frac{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l w_i(t) w_j(t) \{A_i - B_i K_j\} \mathbf{x}(t)}{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l w_i(t) w_j(t)} \quad (15)$$

본 논문에서는 실제 속도 오차에 대한 동역학 방정식이 요구 속도 명령에 대한 오차의 동역학 방정식을 추종할 수 있도록 하는 궤적 추종 제어기의 설계를 위하여 [19]에서 제안한 퍼지 모델 참조 적응 제어 기법을 이용한다.

TS 퍼지 모델로 표현되는 (12)의 비선형 시스템에 대해, $\mathbf{x} \in R^n$ 이 측정 가능하고, $A_i \in R^{n \times n}$ 와 $B_i \in R^{n \times q}$ 는 알 수 없는 상수 행렬일 때, 모델 참조 적응 제어기 설계의 문제는 폐루프 시스템의 모든 상태 벡터 \mathbf{x} 가 다음 식 (16)으로 표현되는 기준 참조 모델의 상태 $\mathbf{x}_m \in R^n$ 를 추종하는 입력 $\mathbf{u} \in R^q$ 를 구하는 문제이다.

$$\dot{\mathbf{x}}_m(t) = \frac{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l w_i(\mathbf{x}(t)) \mu_j(\mathbf{x}(t)) \{ (A_m)_{ij} \mathbf{x}_m(t) + (B_m)_{ij} \mathbf{r} \}}{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l w_i(\mathbf{x}(t)) \mu_j(\mathbf{x}(t))} \quad (16)$$

여기서, $\mathbf{r} \in R^q$ 은 기준 입력 벡터로 추종의 모델이 되는 상태 $\mathbf{x}_m(t)$ 이 원하는 값을 생성하도록 하는 입력이다.

식 (12)로 나타나는 시스템에 대해 식 (16)의 참조 모델을 추종하기 위한 제어기로서 다음 식 (17)의 퍼지 제어기를 사용할 때,

$$\mathbf{u}(t) = \frac{\sum_{j=1}^l \mu_j(\mathbf{x}(t)) \{ -K_j(t) \mathbf{x}(t) + L_j(t) \mathbf{r}(t) \}}{\sum_{j=1}^l \mu_j(\mathbf{x}(t))} \quad (17)$$

다음 식 (18)로 추정된 게인 벡터 $K_j(t)$ 와 $L_j(t)$ 를 적용한 퍼지 제어기 (17)은 퍼지 시스템 (12)의 상태 벡터 \mathbf{x} 을

점근적으로 기준 참조 모델 (16)의 상태 벡터 \mathbf{x}_m 에 수렴하게 한다[17].

$$\dot{K}_j(t) = \left\{ \frac{\sum_{i=1}^l w_i(\mathbf{x})(B_m)_{ij}^T}{\sum_{i=1}^l w_i(\mathbf{x})} \right\} \left\{ \frac{\mu_j(\mathbf{x})}{\sum_{j=1}^l \mu_j(\mathbf{x})} \right\} \text{sgn}(l_j) P e \mathbf{x}^T \quad (18a)$$

$$\dot{L}_j(t) = - \left\{ \frac{\sum_{i=1}^l w_i(\mathbf{x})(B_m)_{ij}^T}{\sum_{i=1}^l w_i(\mathbf{x})} \right\} \left\{ \frac{\mu_j(\mathbf{x})}{\sum_{j=1}^l \mu_j(\mathbf{x})} \right\} \text{sgn}(l_j) P e \mathbf{r}^T \quad (18b)$$

2. 궤적 추종 오차 동역학 방정식의 TS 퍼지 모델

식 (11) 또는 (12)의 퍼지 모델로 표현되는 시스템이 식 (16)의 기준 참조 모델을 추종하도록 적응 퍼지 제어기 (18)를 이용하여 이동 로봇의 실제 오차 동역학 방정식 모델이 모범 오차 동역학 방정식 모델을 추종하도록 하는 추종 제어기를 설계하기 위하여 우선 각각 식 (9)와 (10)으로 표현된 비선형 오차 동역학 방정식 모델에 대한 TS 퍼지 모델의 표현을 구해야 한다.

TS 퍼지 모델로 표현된 비선형 시스템의 제어기 설계와 해석이 타당성을 가지기 위해서는 우선 다루고자 하는 비선형 시스템에 대한 TS 퍼지 모델이 원래의 비선형 시스템에 대한 모델과 정확히 일치하여야 하는데 이를 위한 몇 가지 특정한 비선형 시스템에 대한 완전한 TS 퍼지 모델링 방법이 제안되고 있다[18].

본 논문에서는 식 (9)와 (10)의 비선형 시스템 모델을 TS 퍼지 모델로 표현하기 위하여 비선형 항 $\sin x$ 와 $\cos x$ 를 각각 다음 식 (19) 및 (20)과 같은 TS 퍼지 모델로의 표현을 유도하여 사용한다.

$$\begin{aligned} R^1 : & \text{ If } x \text{ is } w_1(x), \quad \text{ then } f(x) = \alpha_1 x \\ R^2 : & \text{ If } x \text{ is } w_2(x), \quad \text{ then } f(x) = \alpha_2 x \end{aligned} \quad (19)$$

여기서, $w_1(x) = \frac{\sin x - \alpha_2 x}{x(\alpha_1 - \alpha_2)}$ 이고 $w_2(x) = \frac{-\sin x + \alpha_1 x}{x(\alpha_1 - \alpha_2)}$ 이다.

(단, $x \neq 0$)

$$\begin{aligned} R^1 : & \text{ If } x \text{ is } w_3(x), \quad \text{ then } g(x) = \beta_1 x \\ R^2 : & \text{ If } x \text{ is } w_4(x), \quad \text{ then } f(x) = \beta_2 x \end{aligned} \quad (20)$$

여기서, $w_3(x) = \frac{\cos x - \beta_2 x}{x(\beta_1 - \beta_2)}$ 이고 $w_4(x) = \frac{-\cos x + \beta_1 x}{x(\beta_1 - \beta_2)}$ 이다.

(단, $x \neq 0$)

식 (19)로 표현되는 퍼지 시스템의 출력은 추론을 통하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$f(x) = \frac{w_1(x) \alpha_1 x + w_2(x) \alpha_2 x}{w_1(x) + w_2(x)} = \sin x$$

마찬가지로,

$$g(x) = \frac{w_3(x) \beta_1 x + w_4(x) \beta_2 x}{w_3(x) + w_4(x)} = \cos x$$

임을 알 수 있다. 따라서, 식 (19)와 (20)를 이용하면 비선형 오차 동역학 방정식 (9)는 각각 다음 식(21)와 같은 TS 퍼지 모델로 정확히 표현될 수 있다.

$$R^i: \text{If } e \text{ is } w_i(e), \quad \text{then } \dot{\mathbf{e}}_d = A_{d_i} \mathbf{e}_d + B_{d_i} \mathbf{u} \quad (21)$$

여기서, $i=1,2,3,4$ 이고,

$$A_{d_1} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r & 0 \\ -\omega_r & 0 & \alpha_1 v_r \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_{d_2} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r & 0 \\ -\omega_r & 0 & \alpha_2 v_r \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_{d_3} = A_{d_4} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r & 0 \\ -\omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

이며

$$B_{d_1} = B_{d_2} = B_{d_3} = B_{d_4} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

이다.

식 (21)의 TS 퍼지 모델로 표현된 오차 동역학 방정식은 추론 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{\mathbf{e}}_d = \frac{\sum_{i=1}^4 w_i(e) \{A_{d_i} \mathbf{e}_d + B_{d_i} \mathbf{u}\}}{\sum_{i=1}^4 w_i(e)} \quad (22)$$

마찬가지로 식(10)의 실제 오차에 대한 동역학 방정식 또한 다음의 식 (23)으로 표현되는 TS 퍼지 모델로 정확히 표현할 수 있다.

$$R^i: \text{If } e \text{ is } M_i(e), \quad \text{then } \dot{\mathbf{e}} = A_i \mathbf{e} + B_i \bar{\mathbf{v}} \quad (23)$$

여기서, $i=1,2,3,4$ 이고,

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & \alpha_1 v_r \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & \alpha_2 v_r \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & \beta_1 v_r \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_4 = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & \beta_2 v_r \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

이며,

$$B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \text{ 이고 } \bar{\mathbf{v}} = \begin{bmatrix} v \\ \omega - \omega_r \end{bmatrix}$$

이다.

식 (23)의 퍼지 모델로 나타난 오차 동역학 방정식을 추론하면 다음 식 (24)와 같은 형태로 표현되는 오차 동역학 방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{\mathbf{e}} = \frac{\sum_{i=1}^4 w_i(e) \{A_i \mathbf{e} + B_i \bar{\mathbf{v}}\}}{\sum_{i=1}^4 w_i(e)} \quad (24)$$

이동 로봇의 실제 궤적이 기준 궤적을 추종하기 위해 식(5)와 (7)에 의해 생성된 모범 궤적을 점근적으로 추종하는 문제는 결국 식 (24)의 실제 오차 모델이 식 (22)의 모범적 오차 모델을 점근적으로 추종하게 하는 문제로 본 논문에서는 이를 위한 제어기의 설계 방법을 제안한다.

3. 모델 참조 적응 제어기를 이용한 궤적 추종 제어기 설계
본 논문에서는 III.1 절에서 소개된 모델참조 적응 퍼지제어기를 이용하여 식 (22)로 나타난 요구 오차 모델을 참조 모델로 삼고 실제의 오차 모델 (24)의 상태벡터 \mathbf{e} 가 참조 모델의 상태벡터 \mathbf{e}_d 에 점근적으로 수렴하게 함으로써 결과적으로 실제의 자세 벡터 \mathbf{q} 가 점근적으로 \mathbf{q}_r 에 수렴하고 있는 \mathbf{q}_d 를 수렴하게 하는 제어기의 설계를 제안하고자 한다. 이를 위해 우선 이동 로봇의 동역학 방정식을 고려한다. 2개의 바퀴를 이용하여 구동하는 n 차원 이동로봇의 동역학은 라그랑지 방정식을 이용하여 다음 식 (25)와 같이 나타낼 수 있다[12,13].

$$M(q)\ddot{q} + V_m(q, \dot{q})\dot{q} + F(\dot{q}) + G(q) + \tau_d = B(q)\tau - A^T(q)\lambda \quad (25)$$

여기서, $M(q) \in R^{n \times n}$ 은 대칭이고 양의 한정인 관성모멘트 행렬, $V_m(q, \dot{q}) \in R^{n \times n}$ 은 전향행렬, $F(\dot{q}) \in R^n$ 은 표면마찰력을 나타내며 $G(q) \in R^n$ 는 중력성분을 나타낸다. 또한, $B(q) \in R^{n \times r}$ 과 $\tau \in R^r$ 은 각각 입력변환 행렬과 제어입력을 나타내며 $A(q) \in R^{m \times n}$ 과 $\lambda \in R^m$ 은 각각 구속조건과 관련된 행렬과 이동로봇의 논홀로노믹 구속력을 나타낸다. τ_d 는 외란 입력을 나타내는 것으로 본 논문에서는 강인성을 고려하지 않으므로 무시한다.

이동 로봇의 궤적은 수평면에 제한되므로 식 (25)에서 $G(q)=0$ 이다. 식 (25)로 표현된 이동로봇의 운동 방정식은 이동로봇의 기구학적 모델 식 (2)를 미분하여 식 (25)에 대입한 후 양변에 S^T 를 곱함으로써 $A^T(q)\lambda$ 를 소거하고 다음과 같이 나타낼 수 있다[12].

$$S^T M S \dot{\mathbf{v}} + S^T (M \dot{S} + V_m S) \mathbf{v} + S^T F = S^T B \tau$$

이를 다시 표현하면 식 (26)과 같다.

$$\bar{M} \dot{\mathbf{v}} + \bar{V}_m \mathbf{v} + \bar{F} = \bar{\tau} \quad (26)$$

여기서 $\bar{M} = S^T M S$, $\bar{V}_m = S^T (M \dot{S} + V_m S)$, $\bar{F} = S^T F$, $\bar{\tau} = S^T B \tau$ 이다. 본 논문에서는 이동 로봇의 토크 제어기로서 다음 식 (27)과 같은 제어기를 적용한다.

$$\bar{\tau} = \bar{M} \dot{\mathbf{v}} + \bar{F} + \bar{V}_m \left(\frac{\sum_{j=1}^4 w_j(\mathbf{e}) \{-K_j(t) \mathbf{e} + L_j(t) \mathbf{u}\}}{\sum_{j=1}^4 w_j(\mathbf{e})} + \begin{bmatrix} 0 \\ v_r \end{bmatrix} \right) \quad (27)$$

이동 로봇의 토크 제어기로서 (27)의 제어기를 적용하면 식 (26)의 동역학을 고려하여 이동 로봇의 실제 속도 벡터는 (28)과 같이 구해진다.

$$\bar{\mathbf{v}} = \frac{\sum_{j=1}^4 w_j(\mathbf{e}) \{-K_j(t)\mathbf{e} + L_j(t)\mathbf{u}\}}{\sum_{j=1}^4 w_j(\mathbf{e})} \quad (28)$$

실제 속도 벡터 에러에 의한 실제 궤적 오차의 동역학 방정식 (24)를 살펴보면 에러의 동태는 실제 속도 벡터 $\bar{\mathbf{v}}$ 의 영향을 받고 있는데 $\bar{\mathbf{v}}$ 는 토크 제어기 (27)의 영향을 받아 결국 식 (28)과 같이 표현된다. 따라서 식 (24)로 표현되는 실제 에러의 동태를 기준 에러 모델 (22)에 수렴하게 하는 제어기의 설계 문제는 식 (28)로 나타나는 실제 속도 벡터가 식 (24)의 상태 벡터를 식 (22)의 상태 벡터에 수렴하도록 작용하게 하는 문제로 귀결된다.

결국 퍼지 토크 제어기 (27)에서의 설계 파라미터 $K_j(t)$, $L_j(t)$ 는 식 (28)로 나타나는 실제 속도 $\bar{\mathbf{v}}$ 가 식 (24)의 실제 에러 모델의 상태 \mathbf{e} 가 기준 에러 모델의 상태 \mathbf{e}_d 에 수렴하게 작용하도록 설계되어야 한다. 그런데 식 (22), (24), (28)은 각각 III.1 절에서 소개된 모델참조 적응 퍼지제어기의 기준 모델 (16), 제어 대상 모델 (12), 제어 입력 (17)에 해당한다. 따라서 실제 에러 모델 (24)의 상태를 기준 모델 (22)의 상태에 수렴하게 하는 파라미터 $K_j(t)$, $L_j(t)$ 의 적응법칙은 모델참조 적응 퍼지제어기의 적응법칙 (18)을 적용하여 다음 식 (29)와 같이 구할 수 있다.

$$\dot{K}_j(t) = -\frac{w_j(\mathbf{e})}{\sum_{j=1}^4 w_j(\mathbf{e})} B_d^T P \mathbf{e} \mathbf{e}^T \quad (29a)$$

$$\dot{L}_j(t) = \frac{w_j(\mathbf{e})}{\sum_{j=1}^4 w_j(\mathbf{e})} B_d^T P \mathbf{e} \mathbf{u}^T \quad (29b)$$

그림 3은 이동 로봇의 궤적 추종 제어를 위한 모델참조 적응 퍼지제어기의 전체 제어 시스템의 블록 다이어그램을 나타내고 있다. 본 논문에서 제안하는 모델참조 적응 퍼지제어기를 적용한 이동 로봇의 궤적 추종은 기존의 단순 토크 제어 방식에 비해 궤적 추종 오차의 수렴성을 보장하고 있다는 측면에서 그 특징이 있다고 할 수 있다.

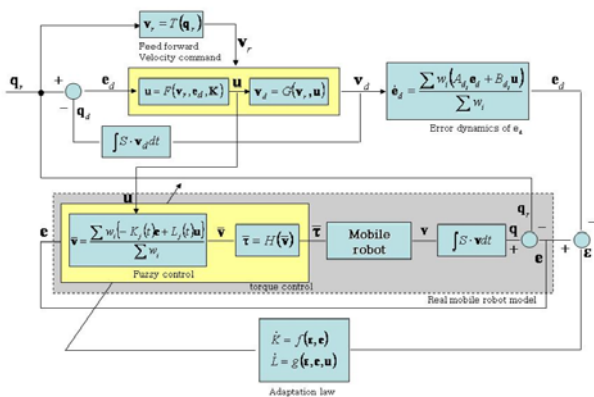


그림 3. 이동 로봇의 궤적 추종 제어 시스템 구성도.
Fig. 3. Configuration of trajectory tracking control system.

IV. 시뮬레이션 및 결과

본 논문에서 제안한 모델 기반 적응 퍼지 제어기를 이용한 이동 로봇의 궤적 추종 제어기를 그림 1과 같은 uni-circle 형태의 이동 로봇에 적용하여 궤적 추종의 성능을 시뮬레이션을 통하여 확인하여 보았다. 시뮬레이션에 사용된 이동 로봇은 구동 축과 로봇 중심 사이의 거리 $d=0$ 인 경우로 식 (25)의 동역학 방정식에서 centripetal/coriolis 항렬이 $V_m=0$ 이고, 이동 로봇의 궤적은 수평면에 제한되므로 $G(q)=0$ 이다. 이동 로봇의 동역학과 관련된 파라미터는 $m=10kg$, $I=5kg-m^2$, $L=0.5m$, $r=0.05m$ 이고 $F=diag\{10,10\}$ 이다.

본 논문에서 제안한 궤적 추종 제어기의 성능을 확인하기 위하여 직선형 궤적, 원형 궤적, ∞ 모양의 궤적에 대해 이동 로봇의 동역학에 대한 고려 없이 kinematics 만을 고려하고 실제 이동 로봇이 완전하게 명령 속도 벡터를 추종한다고 가정하는 경우의 궤적 추종 제어기[6]와 성능을 비교하였다. 비교에 사용된 궤적 추종 제어기의 입력은 비선형 제어기의 형태로

$$u_1 = -k_1(v_r, \omega_r)e_1, \quad (30a)$$

$$u_2 = -k_2 v_r \frac{\sin e_3}{e_3} e_2 - k_3(v_r, \omega_r)e_3 \quad (30b)$$

이며 제어 게인 k_1 , k_2 , k_3 는 각각,

$$k_1(v_r, \omega_r) = k_3(v_r, \omega_r) = 2\zeta\sqrt{\omega_r^2 + b v_r^2}, \quad k_2 = b$$

이다.

직선 궤적을 추종하는 경우 기준 궤적의 초기 위치는 $x_r(0)=y_r(0)=-2$ 이며 선속도와 각속도는 각각 $v_r=0.5m/s$, $\omega_r=0rad/s$ 이고 이동 로봇의 초기 위치와 자세 각은 각각 $x(0)=-1.5$, $y(0)=-2$, $\theta(0)=\pi/2$ 이다.

원형 궤적의 경우는 반지름 $2m$ 의 원형 궤적을 초기 위치 $x_r(0)=2$, $y_r(0)=0$ 에서 시작하여 선속도 $v_r=0.5m/s$ 로 주행하는 경우의 궤적에 대해 시뮬레이션 하였으며 이 때, 이동 로봇의 초기 위치와 자세 각은 각각 $x(0)=2.5$, $y(0)=0$, $\theta(0)=\pi/2$ 이다.

∞ 모양의 궤적에 대한 시뮬레이션의 경우 기준 궤적은 다음의 식으로 생성되고 이동 로봇의 초기 위치와 자세는 각각 $x(0)=0.5$, $y(0)=0$, $\theta(0)=\pi/2$ 이다.

$$x_r(t) = 2\sin\frac{t}{10}, \quad y_r(t) = 2\sin\frac{t}{5} \quad (31)$$

그림 4, 5, 6은 직선 궤적, 원형 궤적, ∞ 모양의 궤적에 대한 기존의 동역학을 고려하지 않은 단순 궤적 추종기와 본 논문에서 제안한 퍼지 모델 참조 적응 토크 제어를 통한 궤적 추종 제어기의 궤적 추종 성능을 각각 보여준다.

그림 4, 5, 6에서 target reference trajectory로 표시된 그래프는 그림 2에 나타낸 것처럼 이동 로봇이 주행하고자 하는 경로

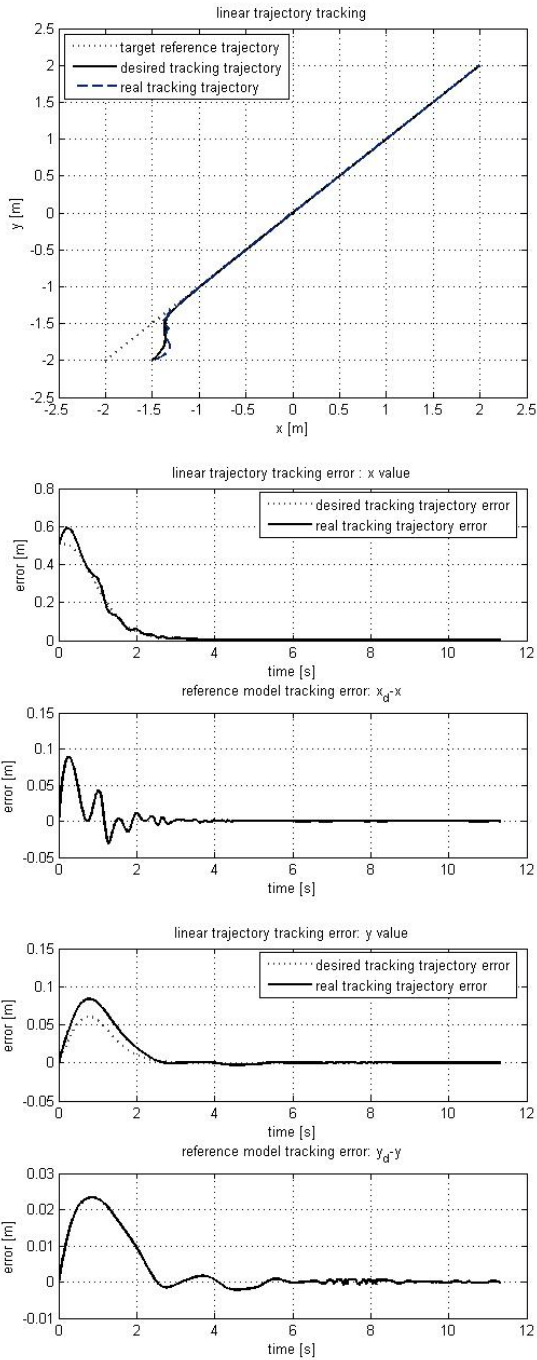


그림 4. 직선 궤적의 추종 성능.

Fig. 4. Linear trajectory tracking.

를 나타내고 desired tracking trajectory는 기구학만을 고려하여 생성된 목표 궤적을 나타내는 것으로 본 논문에서 제안하는 제어기에 의한 궤적 추종 성능의 비교 대상을 나타낸다. Desired tracking trajectory는 실제의 이동 로봇이 원하는 속도를 완전하게 추종한다고 가정하고 생성된 궤적이므로 이동 로봇의 궤적 추종 문제에서는 기구적 제약 조건을 고려하면 이상적인 목표 궤적에 가까운 것으로 볼 수 있어 본 논문에서 제안하는 제어기의 궤적 추종 성능을 비교하기 위한 대상으로 선택하였다. Real tracking trajectory는 본 논문에서 제안한 제어 기법을 적용한 이동 로봇의 실제 경로를 나타낸다.

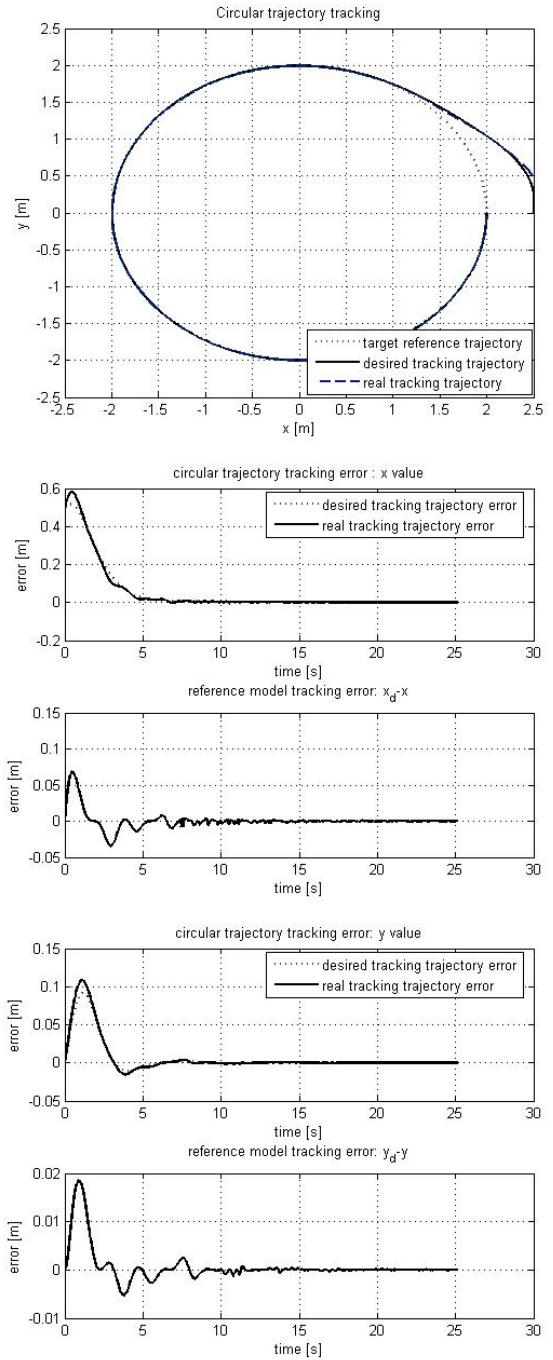


그림 5. 원형 궤적의 추종 성능.

Fig. 5. Circular trajectory tracking control system.

그림 4, 5, 6에서 첫 번째 그래프는 각각 직선형 궤적, 원형 궤적, ∞ 모양의 궤적에 대한 전체 궤적의 추종 성능을 보여 준다. 이들 그림에서는 기구학만을 고려하여 설계한 궤적 추종 제어기와 본 논문의 제어기에 의한 궤적 추종 성능이 뚜렷이 구별되지 않으므로 추종 궤적을 x, y 좌표로 분리하여 각 좌표에서 원하는 기준 궤적에 대한 각 제어기의 궤적 추종 오차를 보여주고 있다. 이 그래프에서 실제의 궤적 추종 오차는 목표 궤적 추종 오차, 즉 원하는 기준 궤적과 기구학만을 고려하여 생성된 목표 궤적과의 오차를 잘 추종하고 있는 것을 확인할 수 있다. 이를 보다 명확히 나타내기 위하여

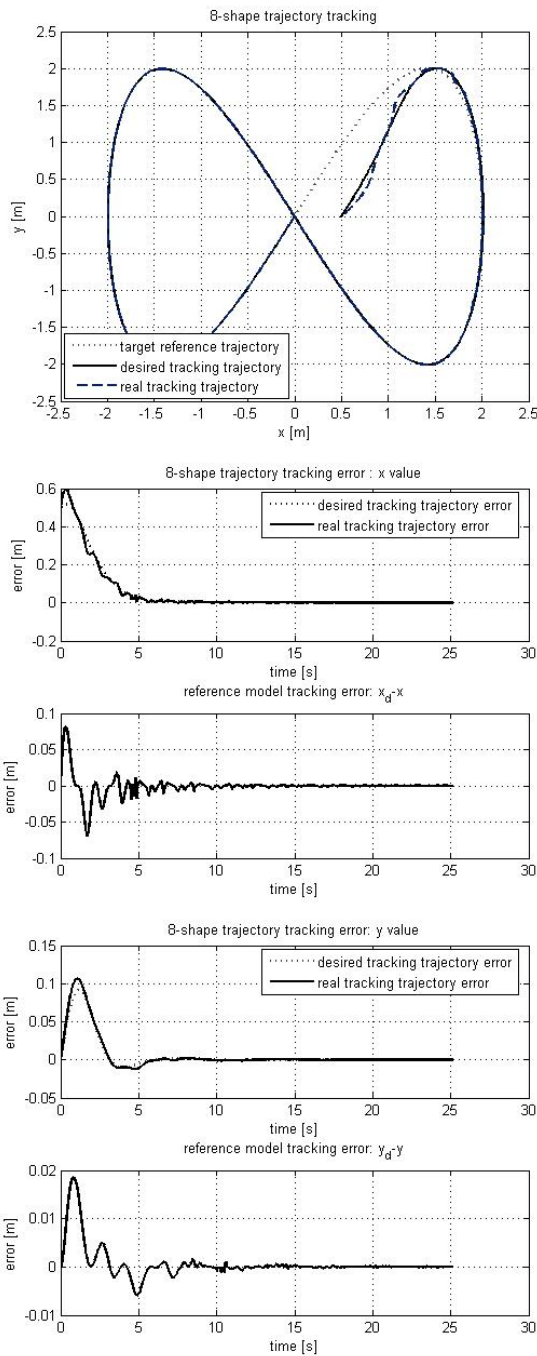


그림 6. ∞ 모양 궤적의 추종 성능.

Fig. 6. ∞-shape trajectory tracking control system.

목표 궤적(비교대상의 기준 궤적)와 실제 궤적과의 차 $x_d - x$ 와 $y_d - y$ 를 보여주는데 이를 통해 제안한 제어기에 의한 궤적 추종이 이동 로봇의 동역학을 고려하여 토크 제어를 수행하고 있음에도 실제 이동 로봇이 원하는 속도 벡터를 정확하게 추종한다고 가정하는 경우의 궤적에 수렴하고 있는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 이동 로봇의 궤적 추종 제어를 위하여 퍼지 모델 참조 적응 제어 기법을 적용하여 이동 로봇의 실제 궤

적이 기준 궤적을 점근적으로 추종하도록 토크 제어기의 개인 파라미터를 갱신하는 법칙을 유도하여 적용하였다. 기존의 궤적 추종 제어기가 대부분 동역학을 반영한 토크 제어기가 고려되지 않고 이동 로봇의 실제 궤적이 궤적 추종 제어기에서 생성된 궤적을 완전하게 추종한다는 가정에 기반을 두고 있으나 이동 로봇의 실제 주행 궤적은 궤적 추종 제어기에서 생성된 요구 궤적과 차이가 발생하게 되므로 이에 대한 적절한 보상을 고려한 토크 제어기의 설계가 요구된다.

본 논문에서는 토크 제어의 오차가 없는 완전한 궤적 추종에 대한 오차 동역학 방정식을 기준 모델로 삼고 실제 궤적의 오차 모델이 기준 모델을 추종할 수 있도록 토크 제어기의 개인 파라미터를 갱신함으로써 실제의 궤적 오차가 기준 궤적에 안정적으로 수렴하고 있는 참조 모델의 궤적 오차를 추종하도록 하였다. 이를 위하여 비선형 기준 모델은 부분적 선형 모델의 비선형 조합으로 나타나는 퍼지 모델로 완전하게 표현하였으며 퍼지 모델에 대한 모델 참조 적응 제어 기법을 적용하여 이동 로봇에 대한 토크 제어기의 개인 파라미터를 갱신하는 법칙을 유도하여 적용하였다.

본 논문에서 제안하는 궤적 추종 제어기의 성능은 시뮬레이션을 통하여 고찰하였으며 직선 궤적, 원형 궤적 및 ∞ 모양의 궤적에 대한 시뮬레이션 결과 실제의 궤적이 완전한 추종을 가정하고 생성된 요구 궤적에 안정적으로 수렴하고 있음을 알 수 있었다. 그러나 본 논문에서 제안하는 궤적 추종 제어기의 토크 제어기는 이동 로봇의 동역학 파라미터에 대한 사전 정보를 필요로 하므로 향후 이러한 파라미터에 대한 추정을 포함한 토크 제어기를 구성하는 방법에 대한 연구가 필요하다고 사료된다.

참고문헌

- [1] R. W. Brockett, "Asymptotic stability and feedback stabilization," *Differential Geometric Control Theory*, Birkhauser, Boston, MA, pp. 181-191, 1983.
- [2] J. I. Neimark, F. A. Fufaev, *Dynamics of Nonholonomic Systems*, American Mathematical Society, 1972.
- [3] C. Samson, "Time-varying feedback stabilization of car like wheeled mobile robot," *International Journal of Robotics Research*, vol. 12, no. 1, pp. 55-64, 1993.
- [4] C. Samson and K. Ait-abderrahim, "Feedback control of nonholonomic wheeled cart in Cartesian space," *Proc. of the IEEE International Conference of Robotics and Automation*, vol. 9, no. 11, pp. 1136-1141, 1991.
- [5] A. Luca, G. Oriolo, and C. Samson, *Feedback Control of a Nonholonomic Car-like Robot*, *Robot Motion Planning and Control*, Springer-Verlag, London, vol. 229, pp. 171-253, 1998.
- [6] A. Luca, G. Oriolo, and M. Vendittelli, "Control of wheeled mobile robots: An experimental overview," *Articulated and mobile robots for services and technology*, Springer-Verlag, London, vol. 270, pp. 181-226, 2001.
- [7] G. Oriolo, A. Luca, and M. Vendittelli, "WMR control via dynamic feedback linearization: design, implementation, and experimental validation," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 10, no. 6, pp. 835-852, 2002.
- [8] Y. Kanayama, Y. Kimura, F. Miyazaki, and T. Noguchi, "A stable tracking control method for an autonomous mobile robot," *Proc. of the IEEE International Conference of Robotics*

and Automation, pp. 384-389, 1990.

- [9] G. Klancar and I. Skrjanc, "Tracking-error model-based predictive control for mobile robots in real time," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 55, no. 6, pp. 460-469, June 2007.
- [10] M. S. Kim, J. H. Shin, and J. J. Lee, "Design of a robust adaptive controller for a mobile robot," *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 1816-1821, 1996.
- [11] F. N. Martins, W. C. Celeste, and R. Carelli, et al., "An adaptive dynamic controller for autonomous mobile robot trajectory tracking," *Control Engineering Practice*(16), pp. 1354-1363, 2008.
- [12] R. Fierro and F. L. Lewis, "Control of a nonholonomic mobile robot using neural networks," *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 9, no. 4, pp. 589-600, July 1998.
- [13] N. Sarkar, X. Yun, and V. Kumar, "Control of mechanical systems with rolling constraints: Application to dynamic control of mobile robots," *International Journal of Robotics Research*, vol. 13, no. 1, pp. 55-69, 1994.
- [14] J. C. Alexander and J. H. Maddocks, "On the kinematics of wheeled mobile robots," *International Journal of Robotics Research*, vol. 8, no. 5, pp. 15-27, 1989.
- [15] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 15, no. 1, pp. 116-132, 1985.
- [16] K. Tanaka and M. Sugeno, "Stability analysis and design of fuzzy control systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 42, no. 2, pp. 135-156, 1992.
- [17] K. Tanaka and H. O. Wang, *Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach*, John Wiley & Sons, 2001.
- [18] S. Kawamoto, "Nonlinear control and rigorous stability analysis based on fuzzy system for inverted pendulum," *Proc. of the IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, pp. 1427-1432, 1996.
- [19] Y. W. Cho, K. S. Seo, and H. J. Lee, "A direct adaptive fuzzy control of nonlinear systems with application to robot manipulator tracking control," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 5, no. 6, pp. 630-642, Dec. 2007.



김 승 우

1987년 연세대 전자공학과 졸업. 1989년 동 대학원 공학석사(제어공학). 1994년 동 대학원 공학박사(로봇공학). 1989년~1990년 삼성종합기술원 선임연구원. 1998년~1999년 Case Western Reserve Univ. 교환교수. 2003년 일본 나고야대학 로봇연구소 방문교수. 2007년~2008년 캐나다 Univ. of British Columbia 교환교수. 현재 순천대학교 정교수. 관심분야는 로봇제어, 퍼지제어시스템, SFFS Tech. 유비쿼터스 서비스로봇, 엔터테인먼트 로봇.



서 기 성

1986년 연세대학교 전기공학과 공학사. 1988년 연세대학교 전기공학과 공학석사. 1993년 연세대학교 전기공학과 공학박사. 1993년~1998년 서경대학교 산업공학과 전임강사, 조교수. 1999년~2003년 Michigan State University, Genetic Algorithms Research and Applications Group, Research Associate. 2002년~2003년 Michigan State University, Electrical & Computer Engineering, Visiting Assistant Professor. 2004년~현재 서경대학교 전자공학과 부교수. 관심분야는 GA, GP, 진화디자인, 지능로봇.



조 영 완

1991년 연세대학교 전자공학과 졸업. 1993년 연세대학교 대학원 전자공학과 공학석사. 1999년 동 대학원 공학박사. 2000년~2003년 삼성전자 디지털프린팅사업부 책임연구원. 2003년~현재 서경대학교 컴퓨터공학과 조교수. 관심분야는 퍼지 및 신경망 시스템, 적응 및 강인 제어, 보행로봇의 자세 제어, 무인 이동체 시스템.