

퍼지 다층 제어를 이용한 전방향 이동로봇의 추적제어에 관한 연구

김상대¹, 김승우^{1*}

¹순천향대학교 전자정보공학과

A Study on Tracking Control of Omni-Directional Mobile Robot Using Fuzzy Multi-Layered Controller

Sangdae Kim¹ and Seungwoo Kim^{1*}

¹Department of Electrical Information Engineering, Soonchunhyang University

요약 사람이 생활하는 환경에서 일반적인 휠베이스 이동(Mobility) 방식의 로봇은 장애물에 둘러싸여 로봇의 움직임에 있어 자유로운 주행 제약을 받게 된다. 장애물을 신속하게 회피하려면 회전과정 없이 단순히 좌우 이동만 하면 되는 홀로노믹(Holonomic) 시스템 특성의 이동로봇이 필요하다. 본 논문에서는 세 개의 옴니휠(Omni-Wheels)을 사용한 홀로노믹 이동로봇의 추적제어를 개발한다. 옴니휠을 이용한 이동로봇은 시스템 파라미터의 불확실성(uncertainty)으로 인하여 선형 제어기로는 추적제어가 매우 어려운 상황이다. 그러므로 강인성이 탁월한 퍼지 제어를 이용한 퍼지 적응 제어 기법을 설계하여 옴니휠 이동 로봇의 추적제어(tracking control) 성능을 높인다. 본 논문에서 제어 대상 시스템의 매개 변수의 불확실성에 강인한 퍼지 제어를 병렬로 설계하고 시스템 인식(system identification)을 이용하여 대상 시스템이 특성 변화에 적절히 대처할 수 있는 적합한 퍼지 제어를 선택한 후 피드백 제어를 실행하는 퍼지 다층 제어기(Fuzzy Multi-Layered Controller) 시스템을 이용한 적응 제어기법을 제시한다. 고전 적응 제어기와 기존 퍼지 적응 제어기의 문제점을 극복한 퍼지 적응 제어기를 도입하여 강인 제어를 병렬로 설계하고 시스템 인식을 이용하여 대상 시스템의 특성 변화에 적절히 대처할 수 있는 적합한 퍼지 제어를 선택한 후 피드백 제어를 실행하는 퍼지 다층 제어기(FMLC)를 제시한다.

Abstract The trajectory control for omni-directional mobile robot is not easy. Especially, the tracking control which system uncertainty problem is included is much more difficult. This paper develops trajectory controller of 3-wheels omni-directional mobile robot using fuzzy multi-layered algorithm. The fuzzy control method is able to solve the problems of classical adaptive controller and conventional fuzzy adaptive controllers. It explains the architecture of a fuzzy adaptive controller using the robust property of a fuzzy controller. The basic idea of new adaptive control scheme is that an adaptive controller can be constructed with parallel combination of robust controllers. This new adaptive controller uses a fuzzy multi-layered architecture which has several independent fuzzy controllers in parallel, each with different robust stability area. Out of several independent fuzzy controllers, the most suited one is selected by a system identifier which observes variations in the controlled system parameter. This paper proposes a design procedure which can be carried out mathematically and systematically from the model of a controlled system; related mathematical theorems and their proofs are also given. Finally, the good performance of the developed mobile robot is confirmed through live tests of path control task.

Key Words : Holonomic System, Omni Wheels, Fuzzy Adaptive Controller, Fuzzy Inference, FMLC,

1. 서론

사람이 생활하는 환경에서 일반적인 휠베이스 모빌리

티(Mobility) 방식의 이동로봇은 장애물에 둘러싸여 로봇의 움직임에 있어 자유로운 주행 제약을 받는다. 이것은 비홀로노믹(Non-Holonomic) 시스템 특성으로 인해 발생

*교신저자 : 김승우(seungwo@sch.ac.kr)

접수일 10년 12월 28일 수정일 (1차 11년 03월 24일, 2차 11년 04월 01일, 3차 11년 04월 06일) 게재확정일 11년 04월 07일

되는 것으로 주행 중인 이동로봇이 장애물을 신속하게 피하려면 별다른 회전과정 없이 좌우로 이동만 하면 되는 홀로노믹(Holonomic) 시스템이 필요하다. 이러한 특성은 옴니휠(Omni-Wheels)을 사용하면 비홀로노믹 로봇보다 민첩하며 좁은 공간에서 효율적이고 자유로운 주행이 가능한 이동로봇 시스템을 개발할 수 있다. 본 논문에서는 세 개의 옴니휠을 이용한 홀로노믹 이동로봇의 추적제어를 개발 한다. 옴니휠 이동로봇의 동역학과 모터 비선형 운동방정식을 고려한 정밀한 비선형 동역학 모델을 유도하고 각각의 모터 속도를 계산한다. 옴니휠을 이용한 홀로노믹 이동로봇의 추적제어는 제어 대상 시스템 파라미터의 불확실성(uncertainty)이 매우 강하다. 불확실성은 모바일 로봇의 왜란(disturbance)과 미끄러짐(slip)으로 발생한다. 그러므로, 본 논문에서는 퍼지 제어기의 강인성(robustness)을 이용한 퍼지 적응 제어 기법을 설계하여 옴니휠 이동 로봇의 추적제어(tracking control) 성능을 높인다.

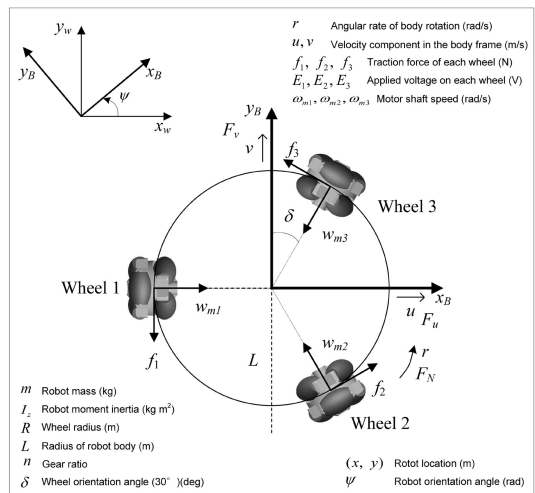
대상 시스템의 파라미터 불확실성이나 상태 왜란에 강인성을 갖는 제어가 설계될지라도 안정 조건(stability condition)을 항상 만족시킬 수는 없다. 고전적인 적응 제어 방식들은 많은 계산량 때문에 인해 실시간 제어에 어려움을 갖고 있으며, 복잡한 수학 구조 때문에 제어기의 설계와 구현의 어려움을 갖고 있다. 퍼지 제어기는 빠른 처리 속도와 강인성 등을 장점으로 갖고 있으며, 많은 산업 응용을 통하여 증명 되었다. 또한 퍼지 제어에서도 퍼지 적응 제어 방식이 연구되어 왔다. 그러나 기존의 퍼지 적응 제어기들은 매 순간마다 퍼지 추론에 사용되는 멤버십 함수의 형태와 크기를 변화시켜야 하며 이에 따라 퍼지 제어기의 최대 장점인 강인성이 무시되어지며, 매 순간 멤버십 함수를 변화시키기 위해서 멤버십 함수가 실시간으로 처리되어야 한다는 단점을 갖고 있다. 그러므로 본 논문에서는 고전적인 적응 제어 방식과 기존의 퍼지 적응 제어 방식의 단점들을 해결할 수 있는 새로운 퍼지 적응 제어 방식을 제안하고 옴니휠 이동로봇의 추적제어에 적용한다.

본 논문에서 제안하는 퍼지 적응 제어 방식의 기본 개념은 적응 제어를 강인한 제어기의 확장으로. 제어 대상 시스템의 매개 변수의 불확실성에 강인한 퍼지 제어를 병렬로 설계하고 시스템 인식(system identification)을 이용하여 대상 시스템이 특성 변화에 적절히 대처할 수 있는 적합한 퍼지 제어를 선택한 후 피드백 제어를 실행하는 적응 제어기법이다. 이 적응 제어 기법은 퍼지 제어기의 강인성을 충분히 이용할 수 있으며, 구조가 간단하므로 설계가 편리하고, 시스템 인식 및 룰 선택기의 설계상에 부담이 적어진다. 즉, 룰-업 테이블 방식의 구현

이 가능해진다는 장점을 갖는다.

2. 옴니휠 시스템

옴니휠은 주 바퀴가 일반적인 바퀴와 같이 회전축을 중심으로 회전을 하며, 주 바퀴 주위에 물리형태의 보조 바퀴가 위성처럼 달려있다. 옴니휠은 바퀴의 축에 연결된 동력에 축 수직방향으로 일반적인 바퀴와 똑같이 회전을 하고, 외부의 힘에 의해 축 방향으로 슬립이 발생할 수 있는 구조로 되어 있다. 특이한 구조 덕분에 자율 이동 로봇에 옴니휠을 적절히 배치하고 서로의 속도비를 이용하여 홀로노믹 시스템이 구현되며, 이것을 사용하는 로봇은 회전 없이 어느 방향으로 움직일 수 있다.



[그림 1] 힘 해석과 변수 및 기호

옴니휠을 그림 1과 같이 배치하여 각 옴니휠의 속도비를 이용 어느 방향이든 바로 이동 가능한 홀로노믹 시스템을 구현한다. 그림 1에서 전역 좌표와 로봇 좌표는 각각 $[x_w, y_w]$, $[x_B, y_B]$ 로 정의한다. 로봇의 회전각은 ψ 로 표현한다. 옴니휠 이동로봇 시스템의 기구학 및 동역학은 많은 논문에서 정리 되어 있다[1-5].

본 논문에서는 수학적인 동역학 모델들을 식 (2.1)과 같은 상태 공간 방정식으로 표현한다.

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (2.1)$$

상태 공간 방정식 모델에서 $x(t) = [u \ v \ r]$, $u(t) = [E_1 \ E_2 \ E_3]$ 이다. 이것은 시스템의 일부가 비선

형적임을 보여준다. 옴니휠 이동 로봇의 모델 A 행렬은 식 (2.2)와 같이 표현된다.

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & 0 \\ 0 & A_{22} & 0 \\ 0 & 0 & A_{33} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$A_{11} = -\frac{3 \cdot K_2^2 \cdot l^2}{2 \cdot R^2 \cdot R_a \cdot m} - \frac{B_u}{m}$$

$$A_{22} = -\frac{3 \cdot K_2^2 \cdot l^2}{2 \cdot R^2 \cdot R_a \cdot m} - \frac{B_v}{m}$$

$$A_{33} = -\frac{3 \cdot L^2 \cdot K_7^2 \cdot n^2}{R^2 \cdot R_a \cdot I_z} - \frac{B_r}{I_z}$$

여기에서, R_a 은 모터 저항이고, k_3 는 역기전력, k_2 는 토크 상수이다. B 행렬을 유도하면 식(2.3)과 같다.

$$B = \frac{l \cdot K_2}{R \cdot R_a} \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{3}}{2 \cdot m} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot m} \\ \frac{1}{2 \cdot m} & \frac{1}{m} & \frac{1}{2 \cdot m} \\ \frac{L}{I_z} & \frac{L}{I_z} & \frac{L}{I_z} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

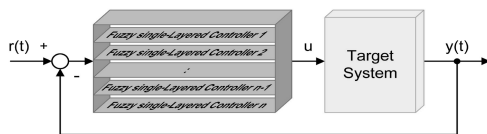
B_u, B_v, B_r 는 각각 u, v, r 에 대한 점성 마찰력이다.

3. 퍼지 적응 제어기

3.1 퍼지 적응 제어기의 알고리즘

3.1.1 퍼지 다층 제어기

퍼지 제어기는 강인한 특성을 가지고 있는 것이 알려져 있다. 그러나 강인함에는 한계가 있어서 제어 대상 시스템의 파라미터 변화가 그 한계를 넘어서게 되면 강인한 안정성은 보장되지 않게 된다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해 각기 다른 강인한 안정 영역을 갖는 여러 개의 제어기를 병렬로 연결하여 전체의 강인한 안정영역을 넓히는 방법을 사용한다. 그림 2와 같이 제어 대상 시스템의 전체 파라미터 변화에 대처할 수 있는 퍼지 다층 제어기(FMLC)를 이용한 퍼지 적응 제어기를 사용한다.



[그림 2] 퍼지 다층 제어기

각각의 퍼지 단층 제어기(FSLC : Fuzzy Single-Layered Controller)는 강인한 특성을 갖는 기존의 퍼지 제어기이며 각각의 퍼지 단층 제어기가 강인한 제어 방법에 의하여 적절히 설계된다면 제어 대상 시스템의 파라미터가 크게 변해도 전체 시스템의 강인한 안정성은 보장된다.

실제 알고리즘은 간략화하기 위해 제어 대상 시스템은 선형 모델로 표현하며 실제 시스템이 어느 일정 순간에 하나의 선형 모델로 표현될 수 있기 때문에 적응제어에서의 제어대상시스템은 이같이 적합하다고 생각할 수 있다. 제어 대상 시스템과 퍼지 제어기는 다음식과 같이 표현된다.

$$X(k+1) = AX(k) + BU(k) \quad (3.1)$$

$$U(k) = \frac{\sum_{j=1}^r \omega_j U_j(k)}{\sum_{j=1}^r \omega_j}, U_j(k) = H_j X(k) \quad (3.2)$$

여기에서, ω_j 는 j 번째 함의에서의 전건부 진리값이며, A와 B는 제어 대상 시스템 파라미터 a_p 와 b_q 의 행렬 표현이고, $X(k)$ 와 $U(k)$ 는 입력의 행렬 식이다. 따라서 퍼지 제어 피드백 시스템은 식(3.3)과 같다.

$$X(k+1) = \frac{\sum_{j=1}^r \omega_j (A + BH) X(k)}{\sum_{j=1}^r \omega_j} = \frac{\sum_{j=1}^r \omega_j G_j X(k)}{\sum_{j=1}^r \omega_j} \quad (3.3)$$

$$\text{여기에서, } G_j(k) = A + BH_j$$

주어진 퍼지 비선형 피드백 시스템의 강인한 안정 조건은 Corollary 3.1로 바꿀 수 있다.

Corollary 3.1

식(3.4)의 조건을 만족시키는 양의 한정 행렬 P가 존재하는 경우, 식(3.2.3)으로 표현되는 퍼지 비선형 피드백 시스템은 점근적으로 안정하다.

$$G_j^T P G_j - P < 0 \quad \text{for } j=1, 2, \dots, r \quad (3.4)$$

$$\text{여기에서, } G_j = A + BH_j$$

퍼지 다층 제어기를 이용한 퍼지 제어기의 설계를 위해서는, 전체 시스템의 강인한 안정성이 보장되는 제어 대상 시스템의 파라미터 변화 한계 ΔA_{robust} 가 구해져야 하며 이를 위해서는 새로운 강인한 안정성에 대한 조건이 필요하게 된다. 안정성이 보장되는 제어 대상의 파라미터 한계를 구할 수 있는 새로운 강인 안정 조건이

Theorem 3.1.1에 주어진다[6].

Lemma 3.1

$0 < g < 1$, $P \in R^{n \times n}$, $P > 0$ 라 가정한다. $\forall G$, $\Delta G \in R^{n \times n}$ 에 대하여

$$\frac{g}{1-g} \Delta G^T P \Delta G + \frac{1-g}{g} G^T P G \geq G^T P \Delta G = \Delta G^T P \Delta G \quad (3.5)$$

Lemma 3.2

$P \in R^{n \times n}$, $P > 0$ 라 가정한다. $\forall G$, $\Delta G \in R^{n \times n}$ 에 대하여

$$G_i^T P G_i + G_j^T P G_j - 2P \leq G_i^T P G_i + G_j^T P G_j - 2P \quad (3.6)$$

Lemma 3.3

P , Q 는 정방 대칭 행렬이다. 만약 $\sigma_{\max}(Q) < \sigma_{\min}(P)$ 라면 $Q - P < 0$ 이다. 여기서 $\sigma_{\max}(\cdot)$, $\sigma_{\min}(\cdot)$ 는 최대, 최소 특이값이다.

Theorem 3.1

퍼지 비선형 피드백 시스템이 식(3.3)으로 표현되고 $\epsilon > 0$, $P \in R^{n \times n}$, $P > 0$ 에 대하여

$$\begin{aligned} \frac{1}{g} G_1^T P G_1 - P &= -Q_1 < 0 \\ \frac{1}{g} G_2^T P G_2 - P &= -Q_2 < 0 \\ &\vdots \\ \frac{1}{g} G_r^T P G_r - P &= -Q_r < 0 \end{aligned}$$

여기에서, $g = (\max_j (A_{\max} |G_j|) + \epsilon)^2$ 이다. 다음 식(3.8)으로 표현되는 조건이 만족된다면

$$\begin{aligned} \sigma_{\max}(\Delta G^T P \Delta G) &< (1-g) \min_j (\sigma_{\min}(Q_j)) \\ &= (1 - (\max_j (A_{\max} |G_j|) + \epsilon)^2) \min_j (\sigma_{\min}(Q_j)) \end{aligned} \quad (3.8)$$

여기에서, $A_{\max} |G_j|$ 는 $|AG_j|_{\max}$ 이고 AG_j 는 G_j 의 고유치이다. 다음 식(3.2.9)에서 표현되는 새로운 퍼지 시스템은 안정하다.

$$X(k+1) = \frac{\sum_{j=1}^r \omega_j (G_j + \Delta G) X(k)}{\sum_{j=1}^r \omega_j} \quad (3.9)$$

만약 식(3.1.9)에서 전체 시스템의 파라미터 변화 ΔG 가 제어 대상 시스템의 파라미터 변화 ΔA 에 의해서만 발생한다면 전체 시스템의 파라미터 변화 ΔG 는 제어 대상 시스템의 파라미터 변화 ΔA 와 일치하게 된다. 즉

$$\Delta G = \Delta A \quad (3.10)$$

3.1.2 퍼지 다층 제어기의 설계

퍼지 다층 제어기(FSLC)를 이용한 제어기를 설계하는데 있어 그 기본이 되는 수학적 근거를 제시한다. FSLC를 이용한 제어기의 설계에 Theorem 3.1을 사용하기 위해서는 다음의 Theorem과 Lemma가 필요하다[6].

Lemma 3.4

분할된 행렬의 행렬식은 다음과 같이 표현된다.

$$\det \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \det(A) \det(D - CA^{-1}B)$$

여기에서 A 는 $n \times n$, B 는 $n \times m$, C 는 $m \times n$, D 는 $m \times m$ 이다.

Theorem 3.2

제어 대상 시스템과 그 행렬을 이용하여 다음과 같이 표현한다.

$$x(k+1) = a_1 x(k) + a_2 x(k-1) + \dots + a_n x(k-n+1)$$

$$X(k+1) = AX(k), \quad A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_n \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ & & \ddots & \\ & & & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

식(3.10)의 ΔA 와 Theorem 3.1의 P 가 다음과 같이 표현된다고 간주한다.

$$\Delta A = \begin{bmatrix} \Delta a_1 & \Delta a_2 & \dots & \Delta a_n \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ & & \ddots & \\ & & & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1n} \\ p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2n} \\ & & \ddots & \\ & & & p_{n1} & p_{n2} & \dots & p_{nn} \end{bmatrix}$$

위에 정의된 ΔA 와 P 에 대하여 $\Delta A^T P \Delta A$ 의 특성 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\lambda^{n-1} \left(\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^n \Delta a_i^2 \right) = 0 \quad (3.11)$$

또 그 특이치는

$$\sigma_{\max}(\Delta A^T P \Delta A) = p_{11} \sum_{i=1}^n \Delta a_i^2 \quad (3.12)$$

으로 주어지게 된다[6].

Corollary 3.2 (Hypercube theorem)

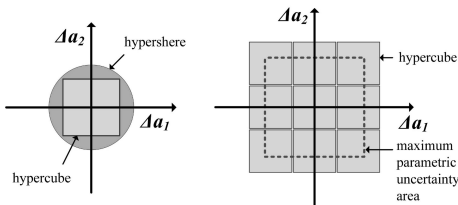
Δa_i 공간내에서 식(3.13)으로 표현되는 한변의 길이가 $2r/\sqrt{n}$ 인 n 차원 하이퍼큐브는 Δa_i 공간내에서 식(3.14)로 표현되는 반지름이 r 인 n 차원 하이퍼스피어에 포함된다.

$$\frac{-r}{\sqrt{n}} < \Delta a_i < \frac{r}{\sqrt{n}} \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, n \quad (3.13)$$

$$\Delta a_1^2 + \Delta a_2^2 + \dots + \Delta a_n^2 = \sum_{i=1}^n \Delta a_i^2 < r^2 \quad (3.14)$$

Theorem 3.2.1과 Theorem 3.2.2로부터, 강인한 안정 영역 ΔA_{robust} 는 Δa_i 공간 내에서 반지름 r 인 n 차원 하이퍼스피어로 표현됨을 알 수 있다[6].

$$\sum_{i=1}^n \Delta a_i^2 < \frac{(1-g)}{p_{11}} \min_j(\sigma_{\min}(Q_j)) = r^2 \quad (3.15)$$



[그림 3] 2차원하이퍼 큐브와 분할된 하이퍼큐브

다시, Corollary 3.2에 의하면 강인한 안정 영역은 퍼지 단층 제어기(FSLC) 설계에 적당한 형태인 공간상의 차원 하이퍼큐브로 변형될 수 있다. 제어 대상 시스템의 전체 파라미터 불확실성은 여러 개의 하이퍼큐브 형태로 나눌 수 있고, 각각의 불확실 영역은 서로 다른 FSLC에 의하여 제어되어, 전체 FSLC는 제어 대상 시스템의 모든 파라미터 불확실성에 대처할 수 있다.

4. OWMR의 퍼지 적응 제어

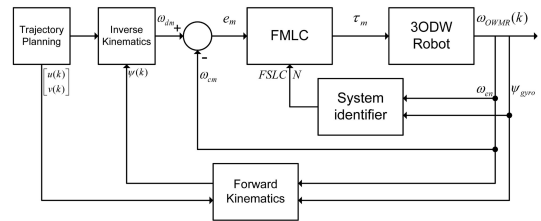
4.1 OWMR의 퍼지 적응 제어기

옴니휠의 특성으로 바퀴의 미끄러짐(slip) 현상이 발생한다. 미끄러짐(slip) 현상은 로봇의 왜란과 더불어 자율 이동로봇의 로봇의 불확실성을 유발한다. 로봇의 자이로 센서와 엔코더 센서의 노이즈(noise)와 얼라이어싱(aliasing)으로 인하여 부정확성이 발생한다. 이 불확실성과 부정확성은 옴니휠의 비선형성과 시변성을 유발하며 이것은 정밀한 제어에 어려움이 있다.

퍼지 시스템의 비선형성과 시변성을 이겨낼 수 있는

강인성을 가지고 있다. 그러나 퍼지시스템이 강인하다 하더라도 시변성에 대해서는 퍼지 시스템의 한계가 있다. 그래서 본 논문에서는 퍼지 제어기의 강인성을 이용하여 옴니휠 이동로봇에서 유발되는 비선형적이고 시변적인 제어성의 한계를 이겨낼 수 있는 퍼지 다층 제어기 알고리즘을 3장에서 제시 하였다.

옴니휠 이동로봇의 비선형성과 시변성을 보완할 제어기를 갖는 시스템은 다음과 같다.



[그림 4] OWMR 주행 시스템 블록다이어그램

로봇의 엔코더 센서와 자이로 센서에서 받은 값은 로봇의 방위 정보를 갖고 있다 이 방위각은 시스템 인식기를 통해 퍼지 다층 제어기를 선택하게 된다. 방위 정보는 궤적 계획값과 정기구학을 통해 로봇의 방위각 $\psi(k)$ 을 출력한다. 이 값은 다시 궤적 계획값과 역기구학을 통해 요구하는 로봇의 각속도를 계산한다. 로봇의 요구값과 현재값의 에러는 시스템 인식기를 통해 선택되어진 퍼지 단층 제어기에 입력이 되고 옴니휠 로봇의 모터에 토크를 전달한다.

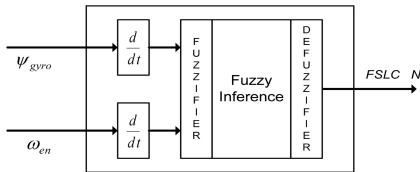
4.2 퍼지 단층 제어 인식기

기존의 퍼지 적응 제어기, 대상 시스템의 특성 변화에 따라 멤버십 함수의 모양이나 크기가 변형되어지도록 설계된다. 이론적으로 합리적이거나 긴 계산 시간 때문에 실시간 제어가 어려우며 설계 방법과 구현이 복잡하고 어렵다. 이 문제점들을 극복하기 위하여 새로운 구조를 갖는 적응 제어 기법이 필요하게 된다. 새로운 적응 제어기는 퍼지 다층 제어기(FMLC)와 적합한 퍼지 단층 제어기(FSLC)를 선택하기 위한 시스템 인식기로 구성된다.

대상 시스템의 파라미터 변화는 시스템 인식기에 의하여 관측되어진다. 그리고 적합한 강인한 안정 영역을 갖는 퍼지 단층 제어기(FSLC)가 선택되며, 선택된 퍼지 단층 제어기(FSLC)에 의해서 피드백 제어가 수행되어진다. 퍼지 제어기들은 병렬 결합으로 대상 시스템의 파라미터의 큰 변화에도 충분히 대처할 수 있는 강인한 안정성 가지게 된다.

시스템 인식기는 대상 시스템의 특성 변화를 관측하고

관측된 변화량에 적합한 퍼지 단층 제어를 선택한다. 시스템 인식기는 매 샘플링 주기마다 대상 시스템을 관측해서 현재의 퍼지 단층 제어가 적합한 제어기인지를 판단하고 적합하지 않으면 다른 적합한 퍼지 단층 제어기로 교체한다. 출력 N 으로 표현되는 시스템 인식기의 구조는 다음과 같다.



[그림 5] 시스템 인식기

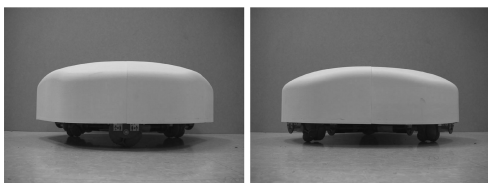
퍼지 단층 제어기(FSLC)를 선택하는 시스템 인식기는 Mamdani의 추론 엔진을 사용한다. 입력 신호는 자이로 센서와 엔코더 센서로, 퍼지 추론기는 센서간의 에러 변화율을 추론하여 퍼지 단층 제어기 FSLC N 을 출력한다. 최적 퍼지 단층 제어 인식기의 퍼지 룰베이스는 다음 표와 같다.

[표 1] 퍼지 룰 베이스

에러 변화율	$\dot{\psi}_{gyro}$			
	NE	ZE	PE	
$\dot{\omega}_{en}$	NE	PB	PS	NS
	ZE	PS	ZE	NS
	PE	PS	NS	NB

5. 실험 및 결과

옴니휠 이동 로봇(OWMR)이 본 논문에서 실제로 구현되어진다. 실험에 사용한 로봇은 그림 6과 같다. 본 논문에서 구현된 로봇은 3개의 옴니휠을 사용하고 DC 모터 축과 커플링으로 결합되어 있으며, 옴니휠 구동부는 120° 간격으로 Y자 형태로 배치하였다. 옴니휠의 지름은 79mm 이고, 로봇의 중심에서 바퀴까지 거리 L 는 198mm이다. 로봇의 케이스와 Li-Po 배터리를 포함한 로봇의 무게 m 은 11.02kg이다.



[그림 6] 옴니휠 이동로봇의 실제 모습

메인컨트롤러로 ATMEL사의 AT91SAM7S256 MCU 를 사용하며, 센서 데이터 수신 및 이동로봇에 관련된 데이터 정보 처리와 실제 제어 알고리즘 연산을 한다.

[표 2] 사용된 로봇의 파라미터 값

파라미터	값	파라미터	값
L	0.198[m]	n	51:1
m	11.02[kg]	K_2	25.9[mNm/A]
I_z	0.216[kgm ²]	K_3	0.0259[V/(rad/s)]
R	0.0395[m]	I_a	3.44[A]
B_u	0.603[N/(m/s)]	L_a	0.119[mH]
B_v	0.619[N/(m/s)]	R_a	137[Ω]
B_r	0.0132[Nm/(rad/s)]		

옴니휠 로봇의 퍼지 적응 제어기 설계를 위하여 본 논문의 퍼지 다층 제어기의 설계 방법은 다음 절에 다룬다. 이 설계에 필요한 로봇의 파라미터 값은 표 2에 있다.

5.1 퍼지 다층 제어기 시스템의 설계

본 논문에서 실현하고자 하는 행렬 형태의 제어대상 시스템의 식이 다음 식(5.1)과 같다.

$$X(k+1) = AX(k) + Bu(k) \tag{5.1}$$

여기에서, $X(k) = (x(k) \ x(k-1))^T$

앞의 2장 옴니휠 시스템에서 다룬 식(2.2)와 식(2.3)의 3x3 행렬에서 불확실성은 Δa_{11} 과 Δa_{22} 때문에 발생하므로 2x2 행렬로 적용한다.

$$A = \begin{bmatrix} -1.1658 & -1.1672 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -0.0192 \\ 0 \end{bmatrix}$$

단계 1 : 제어대상 시스템의 전체 파라미터 불확실성이 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} -0.5 &\leq \Delta a_1 \leq 0.5 \\ -0.8 &\leq \Delta a_2 \leq 0.8 \end{aligned}$$

단계 2 : 설계하고자 하는 퍼지 룰 베이스의 구조가 다음과 같다.

$$R^1: \text{If } x(k) \text{ is } A^1, \text{ then } u^1(k) = k_1^1 x(k) + k_2^1 x(k-1)$$

$$R^1: \text{If } x(k) \text{ is } A^2, \text{ then } u^2(k) = k_1^2 x(k) + k_2^2 x(k-1)$$

다음의 전달 특성을 만족하도록 극점 할당에 의해 첫 번째 룰 베이스를 설계한다.

$$\text{If } x(k) \text{ is SM, then the characteristic equation is } z^2 - 0.2z + 0.02 = 0$$

$$\text{If } x(k) \text{ is BIC, then the characteristic equation is } z^2 - 0.4z + 0.29 = 0$$

첫 번째 룰 베이스는 다음과 같이 설계된다.

$$\begin{aligned} \text{If } x(k) \text{ is SM, then } H_1^1 &= [k_1^1 \quad k_2^1] \\ &= [1.1658 + 0.2 \quad 1.1672 - 0.02] = [0.9658 \quad 1.1872] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{If } x(k) \text{ is BIG, then } H_1^2 &= [k_1^2 \quad k_2^2] \\ &= [1.1658 + 0.4 \quad 1.1672 - 0.29] = [0.7658 \quad 1.4572] \end{aligned}$$

그에 따른 전체 페루프의 전달특성은 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} \text{If } x(k) \text{ is SM, then } X(k+1) &= G_1 X(k) \\ &= (A + BH_1^1)X(k) = \begin{pmatrix} -1.1843 & -1.1900 \\ 1.0 & 0 \end{pmatrix} X(k) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{If } x(k) \text{ is BIG, then } X(k+1) &= G_2 X(k) \\ &= (A + BH_1^2)X(k) = \begin{pmatrix} -1.1805 & -1.1952 \\ 1.0 & 0 \end{pmatrix} X(k) \end{aligned}$$

단계 3 : 강인한 안정 영역 ΔA_{robust} 을 계산한다.

$$A_{\max} |G_1| = 1.0909$$

$$A_{\max} |G_2| = 1.0932$$

이제 ϵ 을 -0.33로 택하면,

$$g = (1.0932 - 0.33)^2 = 0.7632^2 = 0.5824$$

$$\frac{1}{\sqrt{g}} G_1 = \begin{bmatrix} -1.5517 & -1.5591 \\ 1.3102 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\frac{1}{\sqrt{g}} G_2 = \begin{bmatrix} -1.5466 & -1.5659 \\ 1.3102 & 0 \end{bmatrix}$$

또 P 를

$$P = \begin{bmatrix} 15.42 & -2.06 \\ -2.06 & 5.92 \end{bmatrix}$$

으로 택하면

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{g}} G_1^T P G_1 - P &= -Q_1 = \begin{bmatrix} 27.0656 & 33.7446 \\ 33.7446 & 22.6898 \end{bmatrix} < 0, \\ \sigma(Q_1) &= 55.6931, \quad 8.9377 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{g}} G_2^T P G_2 - P &= -Q_2 = \begin{bmatrix} 26.8616 & 33.7898 \\ 33.7898 & 22.9394 \end{bmatrix} < 0, \\ \sigma(Q_2) &= 58.7472, \quad 8.9462 \end{aligned}$$

따라서 식(3.15)에 의해 안정도가 보장되는 2차원 하이퍼스피어의 반지름의 길이 r 은 다음과 같이 주어진다.

$$r = \sqrt{\frac{(1-0.5825)}{15.42} \times 8.9377} = 0.4919$$

또 안정도가 보장되는 하이퍼큐브의 한 변의 길이 $length$ 는 corollary에 의해 다음과 같이 주어진다.

$$length = \frac{2}{\sqrt{2}} r = 0.6957$$

결과적으로 첫 번째 퍼지 단층 제어가 보장할 수 있는 강인한 안정 영역 $\Delta A_{robust} = \begin{bmatrix} \Delta a_1 & \Delta a_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$-0.348 < \Delta a_i < 0.348 \quad \text{for } i = 1, 2$$

단계 4 : 제어 대상 시스템이 전체 파라미터 불확실성을 그림 7과 같이 분할한다.

단계 5 : 두 번째 퍼지 단층 제어기에서부터 여섯 번째 퍼지 단층 제어기까지 설계한다.

퍼지 단층 제어기(FSLC) 2 :

$$\Delta a_1 = 0.70, \quad \Delta a_2 = 0 \text{인 경우,}$$

$$\Delta A_2 = \begin{bmatrix} 0.70 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = 0.70 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H_2^1 = H_1^1 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_2 = [37.23 \quad 1.19]$$

$$H_2^2 = H_1^2 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_2 = [37.03 \quad 1.46]$$

퍼지 단층 제어기(FSLC) 3 :

$$\Delta a_1 = 0, \quad \Delta a_2 = 0.70 \text{인 경우,}$$

$$\Delta A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0.70 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = 0.70 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H_3^1 = H_1^1 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_3 = [0.97 \quad 37.45]$$

$$H_3^2 = H_1^2 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_3 = [0.77 \quad 37.72]$$

퍼지 단층 제어기(FSLC) 4 :

$$\Delta a_1 = 0.70, \quad \Delta a_2 = 0.70 \text{인 경우,}$$

$$\Delta A_2 = \begin{bmatrix} 0.70 & 0.70 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = 0.70 \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H_4^1 = H_1^1 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_4 = [37.23 \quad 37.45]$$

$$H_4^2 = H_1^2 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_4 = [37.03 \quad 37.72]$$

퍼지 단층 제어기(FSLC) 5 :

$$\Delta a_1 = 0, \quad \Delta a_2 = -0.70 \text{인 경우,}$$

$$\Delta A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -0.70 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = 0.70 \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H_5^1 = H_1^1 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_5 = [0.97 - 35.08]$$

$$H_5^2 = H_1^2 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_5 = [0.77 - 34.81]$$

퍼지 단층 제어기(FSLC) 6 :

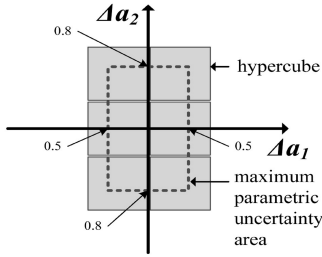
$$\Delta a_1 = -0.70, \quad \Delta a_2 = -0.70 \text{인 경우,}$$

$$\Delta A_2 = \begin{bmatrix} -0.70 & -0.70 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = 0.70 \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H_6^1 = H_1^1 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_6 = [-35.30 - 35.08]$$

$$H_6^2 = H_1^2 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_6 = [-35.30 - 34.81]$$

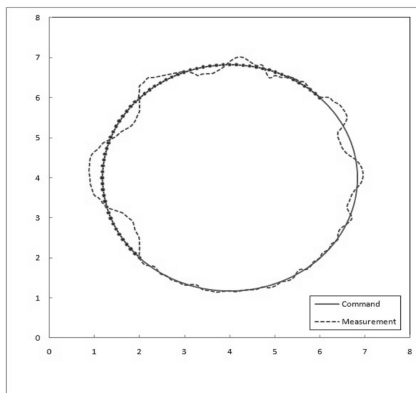
결과적으로 얻는 6개의 퍼지 단층 제어를 갖는 퍼지 다층 제어 시스템은 그림 7과 같다.



[그림 7] 전체 파라미터 불확실성의 분할

5.2 OWMR의 주행 실험 결과

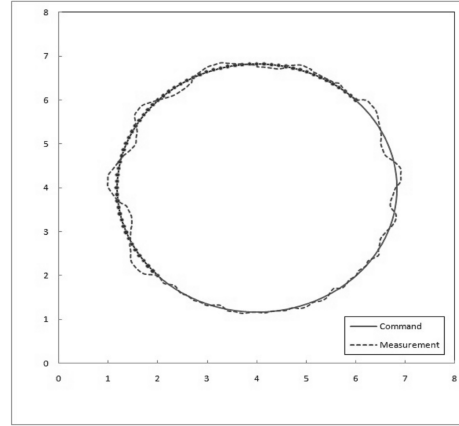
구현된 시스템의 동작 제어 결과를 확인하기 위하여 추적제어(tracking control) 실험을 실시한다. 원하는 궤적(desired trajectory)은 점(6,6)을 시작점으로 하여 반원름이 $2\sqrt{2}m$ 인 원을 그리도록 하였다. 처음 반원름 시작점(6,6)에서 반원름점(2,2)까지는 자체회전(self-rotation)없이 전체 원을 돌게 하였고, 나머지 반원름 시점(2,2)에서 종점(6,6)까지는 회전속도 $\pi/3$ rad/s 으로 자체 회전하면서 원의 궤적을 따라 움직이게 하였다. 결국, 처음 반원름에서는 본 논문에서 제작한 이동로봇의 수학적 모델의 파라미터 불확실성이 크지 않으나, 자체회전을 하면서 주행하는 마지막 반원름의 경우에는 파라미터 불확실성이 매우 커지게 된다.



[그림 8] PID제어기에 의한 응답 궤적

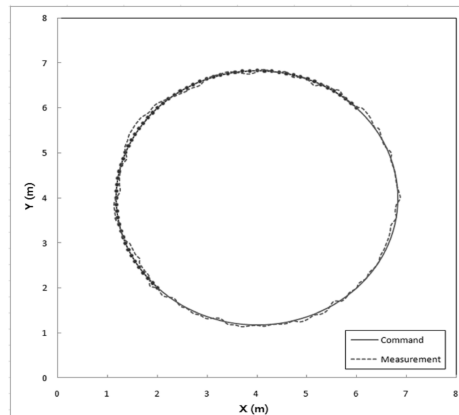
옵니휠 이동로봇에 선형 PID 제어를 적용한 실험 결과가 그림 8에서 볼 수 있다. 로봇의 첫 번째와 두 번째 모터를 위한 제어이득은 $K_P = 15.3$, $K_I = 0.2$, $K_D = 3.2$ 로 같은 값으로 설정하였고, 세 번째 모터를 위한 이득값은

$K_P = 14.6$, $K_I = 0.25$, 그리고 $K_D = 3.9$ 로 결정하여 실험하였다. 그림 8에서 볼 수 있듯이, 응답 궤적이 기준 궤적을 매우 큰 오차를 가지고 추적하고 있다. 그것은 선형제어기로는 옵니휠 이동로봇의 큰 파라미터 불확실성을 해결할 수 없다는 것은 입증해 준다.



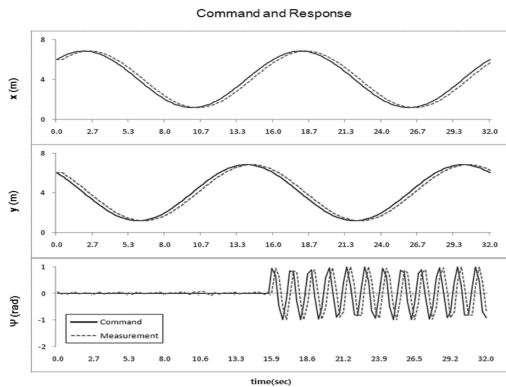
[그림 9] 일반 퍼지 제어기의 응답 궤적

로봇에 단층(single-layered) 퍼지 룰 베이스로 구성되는 일반 퍼지 제어를 적용한 추적제어 결과를 그림 9에서 볼 수 있다. 그림 9에서 볼 수 있듯이, 선형제어기의 적용 실험 결과보다는 원하는 궤적에 대한 수렴성이 좋으나, 자체 회전이 있는 궤적에서는 여전히 매우 큰 오차를 보여주고 있다. 이것은 일반 퍼지 제어기가 선형제어기보다는 시스템 파라미터의 불확실성에 대처할 수 있는 즉 강인성(robustness)을 갖고 있으나, 싱글 퍼지 룰 베이스만을 갖는 일반 퍼지 제어기도 극복할 수 있는 시스템 파라미터 변화폭 즉 강인성의 한계를 갖고 있다.

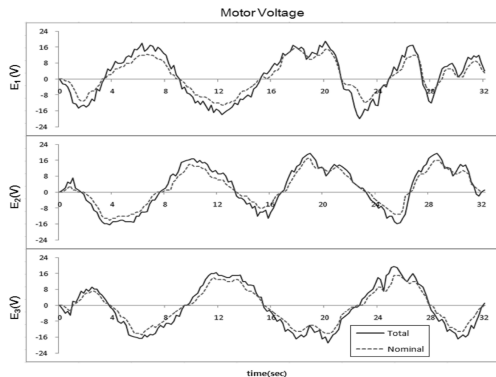


[그림 10] 퍼지 적응제어기에 의한 응답 궤적

끝으로, 다층(multi-layered)형 퍼지 적응제어기를 옴니휠 이동로봇의 추적제어에 적용한 실험 결과를 그림 10에서 볼 수 있다. 그림 10에서 볼 수 있듯이, 퍼지 적응제어기는 응답 궤적이 기준 궤적을 자체회전 유무와 상관없이 정확하게 추적하고 있음을 알 수 있다. 즉, 퍼지 다층 적응제어기의 각각의 퍼지 룰 베이스가 제어 대상 시스템 파라미터의 큰 변화에도 적절히 대처하고 있다는 것을 확인할 수 있다.



[그림 11] 기준 위치 및 방향과 추적 결과



[그림 12] 모터의 기준전압 대비 제어전압

그림 11은 퍼지 적응제어기를 적용한 경우에 추적 궤적을 로봇 기준 좌표계의 x축과 y축 그리고 로봇의 방향으로 분해하여 제어 성능을 다시 한번 확인하는 것이다. 그림 11은 로봇 응답과 위치 제어에서는 5cm 미만의 바운딩(bounding) 현상을 확인할 수 있고 추적 방향의 각도 제어에서는 6도 미만의 좋은 성능을 보여주었다. 그림 12는 모터의 기준 전압과 제어 전압의 비교 그래프를 보여준다. 3개의 옴니휠을 구동하는 각각의 직류모터의 레귤레이션(regulation) 제어 결과들을 보여주고 있다. 이들 사

이의 오차는 시변 시스템의 보상 피드백을 제어하는 모터 입력 값이다. 이 실험 결과에서 기준 전압은 사전에 정의 영역 한계를 초과하지 않고, 이동 로봇의 홀로노믹 위치 제어가 완벽하고 안정적으로 진행되었던 것을 확인할 수 있다.

6. 결론

기존의 퍼지 제어기가 갖고 있는 문제점들을 극복하기 위하여 본 논문에서는 새로운 퍼지 적응 제어기인 퍼지 다층 제어기(FMLC)를 제안했으며 기본 원리와 설계 방법을 수학적으로 확인했다. 옴니휠 이동 로봇의 움직임에 직접 관여하는 DC 모터의 제어에 퍼지 적응제어기를 적용함으로써 그것의 적응성과 강인성을 확인했으며 퍼지 제어기가 갖고 있는 강인성과 그것의 한계를 수학적으로 정리하고 그것들을 적절히 조합함으로써 강인한 안정 조건이 보장되는 새로운 적응 제어 방법을 제시하였다.

이동 로봇의 방향을 전환하지 않고 좌우로 이동하거나 전진 또는 후진 중 좌우측으로 민첩하게 이동하는 것을 보였다. 또 이동 로봇이 회전을 하면서 전후좌우로 이동하는 다양한 퍼포먼스를 실험을 통해 제시 하였으며, 퍼지 제어기의 강인성(robustness)을 이용한 퍼지 적응제어 기법을 설계하여 옴니휠 이동 로봇의 추적제어(tracking control) 성능을 높였다. 퍼지 적응제어기의 적용실험에서 옴니휠을 이용한 홀로노믹 시스템을 채택함으로써 방향 전환이 필요 없는 움직임과 이동을 가능하게 함으로써 기존의 휠베이스 구동 방식과는 차별화된 움직임을 가능하게 했다.

참고문헌

- [1] Y Liu, JJ Zhu, II Williams and L Robert, "Omni-directional mobile robot controller based on trajectory linearization", Robotics and Autonomous Systems, vol. 56, pp. 461-479, 2008.
- [2] J. Wu, "Dynamic path planning of an omni-directional robot in a dynamic environment", Ph.D. Dissertation, Ohio University, Athens, OH, 2005.
- [3] Helder P. Oliveira, Armando J. Sousa, A. Paulo Moreira and Paulo J. Costa, "modeling and assessing of omni directional robots with three and four wheels", Contemporary Robotics - Challenges and Solutions, pp.207-230, 2009.

- [4] Hongjun Kim, Byung-Kook Kim, "Minimum -energy translational trajectory planning for battery-powered three-wheeled omni-directional mobile robots", 2008 ICARCV, pp.1730-1735, 2008.
- [5] T.-H.S. Li, Chih-Yang Chen, Hui-Ling Hung and Ying-Chieh Yeh, "A fully fuzzy trajectory tracking control design for surveillance and security robots", Systems, Man and Cybernetics, pp. 1995-2000, 2008.
- [6] S.W. Kim, E.T. Kim, M. Park, "A new adaptive fuzzy controller using the parallel structure of fuzzy controller and its application", Fuzzy Sets and systems, vol. 81, pp. 205-226, 1996.
- [7] A. Ashmore, N. Barnes, "Omni-drive Robot Motion on Curved Paths: The Fastest Path between Two Points Is Not a Straight-Line", AI 2002: Advances in Artificial Intelligence, vol. 2557, pp. 225-236, 2002.
- [8] Y. Liu, X. Wu, J. Zhu and J. Lew, "Omni -directional mobile robot controller design by trajectory linearization", in; Proceedings of the American Control Conference, vol. 4, pp. 3423-3428, 2003.
- [9] T.K. Nagy, P. Ganguly and R. D'Andrea, "Real -time trajectory generation for omnidirectional vehicles", in: Proceedings of the American Control Conference, vol. 1, pp. 286-291, 2002.
- [10] K. Watanabe, Y. Shiraishi, S.G. Tzafestas and J. Tang, "Feedback Control of an Omnidirectional Autonomous Platform for Mobile Service Robots", Journal of Intelligent and Robotic System, vol.22, no. 3-4, pp. 315-330,, 1998.
- [11] R.P.A. van Heandel, "Design of an omnidirectional universal mobile platform", Internal report DCT 2005, 117, 2005.
- [12] T.A. Baede, "Motion control of an omni directional mobile robot", Traineeship report DCT 2006, 084, 2006.

김 승 우(Seung-woo Kim)

[정회원]



- 1987년 2월 : 연세대 전자공학과 (전자공학 학사).
- 1989년 2월 : 연세대 대학원 공학석사 (제어공학 석사).
- 1994년 2월 : 연세대 대학원 공학박사 (로봇공학 박사).
- 1989 ~ 1990년 : 삼성종합기술원 선임연구원 (DD로봇)
- 1998 ~ 1999년 : Case Western Reserve University 박사후 과정.
- 2003년 : 일본 나고야대학 로봇 연구소 방문교수.
- 2007 ~ 2008년 : 캐나다 British Columbia 대학 교환교수.
- 1994년 ~ 현재 : 순천향대학교 정교수

<관심분야>

로봇제어, 퍼지제어시스템, SFSS Tech, 유비쿼터스 서비스로봇, 엔터테인먼트 로봇.

김 상 대(Sangdae Kim)

[정회원]



- 2009년 2월 : 순천향대학교 정보기술공학부 전기전자공학과 (전기전자공학 학사).
- 2011년 2월 : 순천향대학교 대학원 전기로봇공학과 석사 졸업 (공학석사)

<관심분야>

로봇제어, 이동로봇, 서비스 로봇, 엔터테인먼트 로봇