

퍼지논리를 이용한 선형모터 기반 이송시스템의 위치 제어

論 文

56-4-21

Position Control of Linear Motor based Transfer Systems using Fuzzy Inference

徐正炫* · 李晋宇* · 曹賢哲** · 李權純†

(Jung Hyun Seo · Jin Woo Lee · Hyun Cheol Cho · Kwon Soon Lee)

Abstract - In this paper, we present a novel control approach for linear motor-based transfer systems in which friction reduction and enhancement of control performance are considered. In general, in such systems, friction effects from rails and wheels, and internal bearings complicate control scheme since in particularly its dynamics are arbitrarily changed due to mass variation, detent force of motor systems, and gaps among stators. Our control approach is achieved to reduce this undesired friction dynamics using fuzzy system. We construct hybrid control approach for this control system which is composed of a nominal control and a vertical control against friction. Fuzzy parameter vector is optimally determined from iterative simulation experiments. We demonstrate its superiority via numerical simulations comparing with a traditional control method.

Key Words : PMLSM, Fuzzy Control, Decoupled Control, LMTT Systems

1. 서 론

세계 컨테이너 무역 규모는 연간 9.5%씩 증가하고 있으며, 최근 항만의 환경 또한 급격히 변화하고 있는 추세이다. 20년 이내에 초대형컨테이너선(super post-panamax vessel)에 이어서 15,000~18,000 TEU급의 ULCS(ultra large container ship)의 출현이 예상되고 있다. 이러한 항만의 변화에 대처하기 위한 방안으로 항만 컨테이너 터미널의 자동화의 중요성이 대두되고 있으며, 하역 및 이송 장비의 성능향상을 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 현재까지 컨테이너 자동화 이송장치로는 AGV(automated guided vehicle)가 있다. 네델란드 ECT항에서는 이미 운영중에 있으며, 싱가포르, 독일, 중국 등에서 적용을 앞두고 있다. 그러나 AGV는 운전 속도가 6m/s 정도이며, 그 외 센서의 불확실성, 부 시스템들의 조합으로 인해 발생하는 여러 가지 문제들에 의해 기술적 한계에 있다고 할 수 있다. 이러한 문제들을 해결하고, 보다 자동화를 쉽게 달성하기 위하여 LMTT(linear motor transfer technology) 시스템이 새로운 해결책으로 제안한다. LMTT는 수직·수평 이동이 가능하도록 설계된 셔틀카(shuttle car)의 휠 구조와 격자구조의 레일로 구성되어 있으며, PMLSM(permanent magnetic linear synchronous Motor)

방식으로써 영구자석편이 설치된 셔틀카와 레일 사이에 일정한 간격으로 설치된 스테이터 모듈(stator module)에 의해 구동된다. LMTT를 이용한 이송시스템의 연구는 현재까지도 활발히 진행 중이며 특히 구동에너지에 대한 효율적인 제어 전략은 많은 공학자들에게 초점이 되고 있다. 일반적으로 항만 이송차량은 컨테이너 박스의 적재 또는 하역에 따라 시스템 특성이 매우 변화하며, 이에 따라 차량의 구동에너지 소비도 현저하게 차이가 난다. 이런 시스템 변화에도 강인하고 효율적인 제어전략이 요구되고 있으며, 마찰력이 급격하게 변함으로 수직력을 고려하게 한다. 이를 통해 시스템의 속응성 향상에 대한 제어를 하기 위해서는 많은 제약 조건들이 발생한다[1].

본 논문은 PMLSM에서 발생하는 수직력과 추력을 각각의 제어를 통한 decoupled control과 수직력 제어를 위한 퍼지 제어를 이용하여 선형 모터 기반 이송장치의 마찰력 절감을 통한 속도 및 위치 정밀도 향상과 전류 소비에 대한 에너지 소비 절감의 효과를 얻는 것이 목적이다. 대부분의 PMLSM을 이용한 이송시스템은 수직력에 대한 제어가 미약하여 기존에 수직력 관련하여 그 특성 해석과 제어 방법에 많이 연구가 진행되고 있으나, 본 논문에서 제안하는 제어시스템은 이 수직력 부분을 고려하고 마찰을 줄이며 시스템 전체의 속응성을 높일 수 있는 제어 방법에 대한 것이다 [4]. 기존 연구와 차이점은 PMLSM의 전자력 특징으로 단지 부상만을 시키는 제어가 아닌 전류의 과도한 소비를 줄여 줄 수 있는 수직력에 대한 보상 제어가 필요하며, 높은 속도와 정밀한 위치 제어를 수행하기 위하여 추력에 대해서도 최적의 제어가 필요하다. 따라서, 제어 시스템으로는 수직력과 추력을 각각 분리하여 제어할 수 있는 decoupled

* 正 會 員 : 주식회사 동일 고무벨트

** 正 會 員 : 동아대학교 전기공학과 박사

† 교신저자, 正會員 : 동아대학교 전기공학과 교수

E-mail : kslee@dau.ac.kr

接受日字 : 2006年 11月 24日

最終完了 : 2007年 2月 5日

control을 사용하였으며. 이는 두 힘에 대한 최적의 효율성을 만족시킬 수 있음을 보였다. 또한 비선형적인 특징을 가지는 수직력에 대하여 구현상의 용이성과 높은 안정성, 그리고 빠른 응답특성을 확인하기 위하여 퍼지 제어를 적용함으로써 제어 목표치의 오차를 최소화함과 동시에 오버 슈트가 저감되는 안정된 제어를 설계하는 것을 목적으로 하였다.

2. LMTT 시스템 모델링

LMTT의 중요 플랜트 부분은 그림 1과 같이 구성되어지고, 셔틀카 아래 축의 영구자석편과 레일 중간에 일정 간격으로 스테이터 모듈이 설치된다.

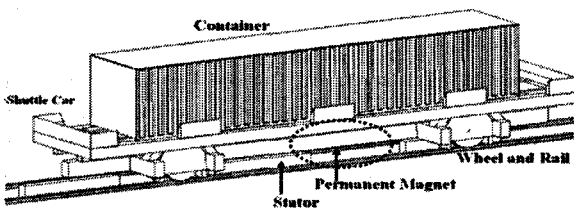


그림 1 LMTT 형태와 구성요소
Fig. 1 The configuration and components of LMTT

이 때 셔틀카의 운동방정식은 식(1)과 같이 표현이 한다[1].

$$\ddot{x} = \frac{1}{M}(F_x - F_{fric} - F_{det} - F_e) \quad (1)$$

단, 여기서 F_x 추력, M 컨테이너를 포함한 셔틀카의 중량, x 셔틀카의 위치, F_{fric} 마찰력, F_e 외란으로 표현한다. 특히, 본 시스템에서 중량 M 은 컨테이너 양적하시에 변화되므로 다음과 같이 무게와 관련한 수직력을 그림 2와 같이 표현할 수 있다[7].

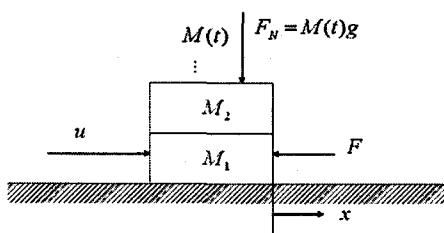


그림 2 무게변화에 따른 수직력의 간략도
Fig. 2 Normal force according to variation of mass

이를 함수화하면 $M(t)$ 로 나타낼 수 있으며 이는 식(2)와 같은 크기를 가지고 급격히 변화하는 스텝함수(step function)의 조합으로 구성한다.

$$M_{min} < M(t) < M_{max}, \quad (2)$$

여기서, M_{min} 셔틀카의 중량(8 [ton]), M_{max} 컨테이너 적재 시 최대중량(60 [ton])이며, 또한 리플, 바람, 그리고 외란항(disturbance term) F_e 는 마찰력과 비해 그 크기가 미소하므로 이를 제외한 추력, 마찰력과 수직력에 대한 고려함으로

써 셔틀카의 운동방정식은 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$F_x = M \frac{d}{dt} \dot{x} + \mu(\hat{M}g - F_y) + F_{fric} \quad (3)$$

여기서, g 는 중력 가속도를 나타내며 \hat{M} 은 부상력을 사용할 경우 수직축으로 변화된 셔틀카의 추정중량을 나타내고, x 축으로 발생하는 추력 F_x 과 y 축으로 발생하는 수직력 F_y 은 각각 식(4), (5)와 같이 나타낼 수 있다[2][3].

$$F_x = k_{F0}(\delta) I_1 \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) \quad (4)$$

$$F_y = -k_{yS}(\delta) I_1^2 - k_{yMS}(\delta) I_1 \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) \quad (5)$$

여기서, k_{F0} , k_{yS} , k_{yMS} 는 각각 추력, 부상력에 관한 스테이터부의 드라이버 이득, 영구자석에 의한 이득계수를 나타내며, I_1 는 유효전류(effective current), τ 는 폴피치(pole pitch), δ 는 공기 길이(air-gap length)를 나타낸다.

본 시스템에서 중량 M 은 컨테이너 양적하시에 변화되므로 함수화하여 $M(t)$ 로 나타낼 수 있으며 이는 식(2)와 같은 크기를 가지고 급격히 변화하는 스텝함수(step function)의 조합으로 구성이 가능하다 이 때 수직축으로 발생한 F_y 에 의해 변화된 셔틀카 전체의 추정된 중량은 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{M}(t, F_y) = M(t) - F_y/g \quad (6)$$

수직력에 대하여 부상력을 이용할 경우, 그 만큼의 중량이 변화되었다고 볼 수 있으므로, 셔틀카 중량 변화에 대한 마찰력 또한 변화된다.

2.1 LuGre 마찰 모델링

마찰은 시스템의 내적, 외적 요인과 오염 물질 등에 큰 영향을 받으므로 비선형성이 매우 강하고 서보 시스템의 성능을 악화시킨다. 따라서, 이를 극복하기 위하여 Tustin, Dahl, Armstrong, Dupont, Friedland, Canudas 등의 공학자들은 서보 시스템의 성능 향상을 위하여 마찰모델 방정식을 나타내었다. 본 연구에서는 최근 가장 많이 마찰 모델로써 사용되고 있는 LuGre 모델을 바탕으로 이동체의 질량 변화와 수직항력 변화가 연관되도록 하였다. 먼저 LuGre 동적 마찰력은 식(7)와 같이 속도만의 함수로서 나타낼 수 있다[5].

$$F(v) = \sigma_0 z + \sigma_1 \frac{dz}{dt} + \sigma_2 v \quad (7)$$

여기서, v 는 속도(velocity), σ_0 는 강성(stiffness), σ_1 는 감쇠 계수(damping coefficient), σ_2 는 강성계수(viscous coefficient)를 나타낸다. LuGre 모델의 특징은 강모(bristle)가 있는 두 물체의 접촉면이 움직일 때로 가정하고, 탄성을 갖는 강모의 휘어진 길이가 새로운 상태변수 z 를 갖는다. 이때 z 에 관한 동적 방정식은 식(8)과 같다[6].

$$\frac{dz}{dt} = v - \frac{\sigma_0 |v|}{g(v)} z \quad (8)$$

$$g(v) = F_C + (F_S - F_C) e^{-(v/v_s)^2} \quad (9)$$

여기서,

- F_C 쿨롱 마찰력(Coulomb friction)
- F_S 정지시 마찰력(stiction)
- v_s Stribeck 속도(Stribeck velocity)

그리고, 뉴턴의 법칙 $F = \mu F_N = \mu Mg$ 에 의해 이동체의 질량이 마찰력에 영향을 미치는데, 그 중 마찰계수 μ 와 수직항력 F_N 의 스케일은 식(9)의 $g(v)$ 에 크게 영향을 미치는 것으로 알려져 있다. 따라서, 식(8)은 식(10)과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{dz}{dt} = v - \theta \frac{\sigma_0 |v|}{g(v)} z \quad (10)$$

여기서, θ 는 제어시 측정이 불가능한 수직항력 변화에 의해 변화하는 불확실한 마찰력 스케일 파라미터이다. θ 는 초기 질량 $M(0)$ 과 변화된 질량과의 비로 정규화된 스케일 변수라 할 수 있다. 따라서, 초기 질량 $M(0)$ 에서 $\theta=1$ 로 정규화 되었으므로 θ 와 질량 M 은 식(11)과 같은 상호관계가 있다 할 수 있다.

$$\theta(t) = \frac{M(0)}{M(t)} \quad (11)$$

따라서, 식(5)은 식(12)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{dz}{dt} = v - \frac{M(0)}{\hat{M}(t, F_y)} \frac{\sigma_0 |v|}{g(v)} z \quad (12)$$

식(11)과 같이 수직력을 고려한 LuGre 모델은 변화하는 무게와 관계가 있음을 알 수 있다. LMTT의 위치 제어시스템에 사용된 모터는 영구자석형 선형 동기식 모터이나, 일반적인 형태와 1차, 2차축이 반대로 구성되어 있다. 홀센서(hall sensor)를 이용하여 서플카의 위치와 속도를 검출하며, 정밀 위치제어 시 레이저 센서(laser sensor)를 이용할 수 있도록 되어 있다.

2.2 PMLSM System

PMLSM은 그림 3과 같이 회전형 영구자석 전동기를 직선으로 펼친 형태로 1차축은 치/슬롯 구조를 가지는 철심에 3상권선이 감겨져 있으며, 2차축은 계자 자속원으로서의 영구자석과 자속의 경로를 만들어주기 위한 back iron으로 구성되어 있다.

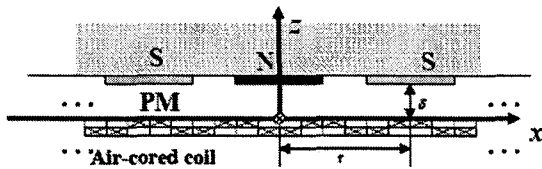


그림 3 PMLSM의 구조적 원리

Fig. 3 Constructive Principle of PMLSM

LMTT는 동기식 선형모터 타입을 이용하므로, 동기모터의 전압방정식에 의해 3상 전원에서 각 d-q축 변환된 전압방정식은 식(14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_q &= R_s i_q + p \lambda_q + \omega_e \lambda_d, \\ V_d &= R_s i_d + p \lambda_d + \omega_e \lambda_q \end{aligned} \quad (14)$$

또한, 각 축에 대한 자속쇄교와 변환된 전류와의 관계는 다음 식 (15)과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_q &= L_q i_q, \\ \lambda_d &= L_d i_d + \lambda_{PM} \end{aligned} \quad (15)$$

일반적인 회전형 동기모터의 경우에 대하여 서플카의 각속도와 전기각속도, 그리고 선형일 경우 전기속도를 다음 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \omega_e &= n_p \omega_r, \\ \omega_r &= \pi v / \tau, \\ v_e &= n_p v = 2\tau f_e \end{aligned} \quad (16)$$

전기력(electromagnetic power)은 식(17)과 같으며, 이로 인한 힘(electromagnetic force)은 식(18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_e = F_e v_e = 3n_p \lambda_d i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \omega_e / 2 \quad (17)$$

$$F_e = 3\pi n_p \lambda_d i_d + (L_d - L_q) i_d i_q / 2\tau \quad (18)$$

추력과 수직력을 수학적 모델링하면, i_d 와 i_q 는 다음 식(19)와 같이 3상의 전류 I_a, I_b, I_c 와 같이 표현된다[10].

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) & \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) & -\sin\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{\pi}{\tau} x + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (19)$$

이동자의 영구자석과 스테이터 코일 사이에 추력과 부상력을 가진 수직력은 다음 식(20)과 같이 표현할 수 있다.

$$F_x = -K_1(y) i_q, \quad (20)$$

$$F_y = -[K_2(y) + K_3(y) i_d + K_4(y) (i_d^2 + i_q^2)]$$

식(20)에 대한 $K_{i(1 \sim 4)}$ 는 추력과 수직력에 대한 모터 상수를 나타내며 다음 식들로 표현된다.

$$K_1(y) = \frac{12\sqrt{2} W K_{\omega 1} P_m L_A \sigma_m \mu_0 \tilde{\lambda}(y) \sinh\left(\frac{\pi}{\tau} h_m\right) \sin\left(\frac{\pi \tau_p}{2\tau}\right)}{\pi p K_c(y) \sinh\left(\frac{\pi}{\tau} (h_m + y)\right)} \quad (21)$$

$$K_2(y) = \frac{\tilde{\lambda}(y) L_A P_m \tau W k_{\omega 1} B_{pmy1}(y)^2}{4\mu_0}$$

$$k_3(y) = -\frac{\tilde{\lambda}(y) 3\sqrt{2} L_A P_m W k_{\omega 1} B_{pmy1}(y) \coth\left(\frac{\pi}{\tau} (h_m + y)\right)}{p^2 K_c(y)}$$

$$K_4(y) = \frac{\tilde{\lambda}(y) 18 L_A P_m W^2 k_{\omega 1}^2 \mu_0 \coth^2\left(\frac{\pi}{\tau} (h_m + y)\right)}{\pi p^2 K_c(y)^2}$$

$$K_c(y) = \frac{t_1}{t_1 - y \gamma_1(y)}$$

$$\gamma_1(y) = \frac{4}{\pi} \left[\frac{b_0}{2y} \arctan\left(\frac{b_0}{2y}\right) - \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b_0}{2y}\right)^2} \right]$$

$$k_{\omega 1} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)}{\frac{\omega_c}{3t_1} \sin\left(\frac{\pi t_1}{2\tau}\right)} \sin\left(\frac{\pi \omega_c}{2\tau}\right)$$

$$\tilde{\lambda}(y) = 1 - \frac{b_0^2}{4t_1 \left(y + \frac{b_0}{2} \frac{h_m}{\mu_{rec}} \right)}$$

여기서, b_0 는 스테이터 슬롯 폭, t_1 은 스테이터 슬롯 피치, W 는 Tures per phase, ω_c 는 코일 피치, p 는 스테이터 쌍극, z_1 은 스테이너 슬롯수, h_m 은 영구자석 높이, L_A 은 영구자석 길이, p_m 은 영구자석 수, τ 는 폴 피치, τ_p 는 영구자석 폭, H_c 는 영구자석 보자력, μ_{rec} 은 영구자석 수축 투자력, μ_0 는 자유공간 투자력, M_h 는 q축 이동자 무게, M_d 는 d축 이동자 무게를 나타낸다. 상수 σ_m 영구자석의 전자석 표면 전하밀도이며, 실험적으로 증명하기 어렵다. 또한 레일의 기계적 허용오차는 모터의 공극 길이를 변화를 불필요하도록 이끈다. 이것은 전자기력에 강한 영향을 가지며, 셔틀카의 탄성과 연관하여 불규칙한 진동을 일으킨다. 따라서 공극은 일정한 것으로 가정하였다. 본 연구에서는 시스템의 수학적 모델링은 3상전류에 의한 d-q축 변환관계와 가속구간에서는 수직력을 이용하고, 감속구간에서는 반대방향의 수직력의 흡입력에 의해 마찰력을 증가시켜 감속에 이용하고자 한다.

3. 제어시스템

3.1 제안하는 Decoupled control

본 연구에서 제안하는 제어 방식은 Decoupled control에 의한 추력으로 셔틀카가 앞으로 나아가게 하며, 수직력은 마찰력을 변화를 가져와 무게와 같은 부하를 보상하게 한다. 각각의 수직력과 추력은 서로 분리되어 제어를 하게 되며 마찰이 줄어드는 것을 시뮬레이션으로 보일 수 있다. 추력과 수직력에 대한 변화를 알 수 있으며, feedback 제어를 적용하여 위치 및 속도를 구하고 퍼지를 이용하여 마찰의 감소를 측정한다. 그림 4는 LSM control system의 전체 블록 선도를 보여준다

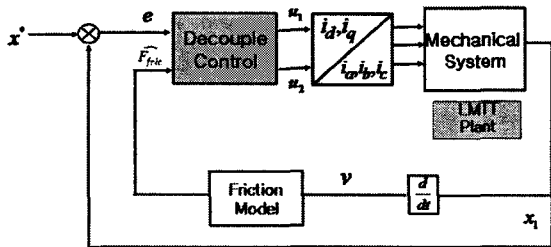


그림 4 LSM System의 전체 블록도
Fig. 4 Block Diagram of LSM System

이 시스템의 입력으로 추력부분은 x^* 이고, 수직력은 \widehat{F}_{fric} 마찰 추정치가 된다. 추력과 마찰력의 변화는 decoupled control을 통해 각각의 제어를 수행하게 된다. 3상 순시 전기자 전류는 다음 식(19)와 같이 계산되어지며, 추진력에 대한 최적 feedback control law은 다음과 같은 식(21)로 표현된다[3].

$$F_x^* = k_p(x^* - x_1) + k_i \int (x^* - x_1) dt + k_d(\dot{x} - \dot{x}_1) \quad (22)$$

수직력과 추력의 decoupled control은 다음과 같이 나타낼 수 있다[10]. 식(20)은 각각에 대한 수직력과 추력에 대한 수식을 표현을 사용하면 $(x_1, x_2, x_3, x_4) = (y, \dot{y}, x, \dot{x})$ 와

$(u_1, u_2) = (i_d, i_q)$ 가 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ g - \frac{K_2(x_1)}{M_v} - \frac{K_3(x_1)}{M_v} - \frac{K_4(x_1)}{M_v} (u_1^2 + u_2^2) \\ x_4 \\ -\frac{K_1(x_1)}{M_h} u_1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$y = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (24)$$

위의 식(22)과 (23)는 수직력과 추력의 동특성 관계는 독립이다.

3.2 Fuzzy control

퍼지논리 제어는 종래의 PID 제어를 대체하여 거리와 전류루프에 적용할 수 있으며 파라미터 변동과 부하외란 영향에도 강인성 제어를 할 수 있다. 또한 제어시스템에서 fuzzy rule은 정밀한 수학적 모델링이 어렵고 불가능하며 복잡하고 비선형인 플랜트의 제어에서 종래의 제어이론 보다 우수함을 증명한다. 본 연구에서는 PMLSM의 근본적인 비선형성을 해결하며 시스템의 속출성을 높일 수 있기에 최적 제어가 가능하게 만든다. decoupled 수직력 제어가 종래의 PID 제어기보다 빠른응답과 오차의 최소를 통해 시스템의 속출성을 높이고자한 것이다. 퍼지 제어시스템에서 퍼지 제어기는 퍼지화(fuzzifier), 제어 규칙 베이스(control rule base), 추론 엔진(inference engine), 비 퍼지화기(defuzzifier)로 구성된다. 이에 대한 시스템 블록선도를 나타내면 그림 5와 같다[9].

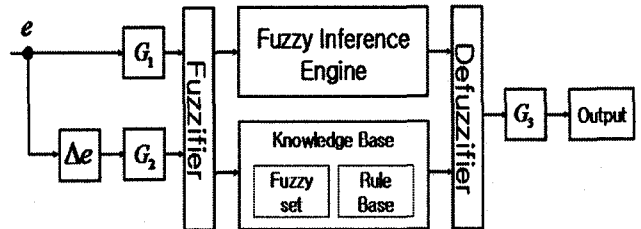


그림 5 퍼지 제어기의 블록 다이어그램
Fig. 5 Block diagram of fuzzy control

여기서 G_1, G_2, G_3 은 Gain 값이고, e 는 기준 설정치와 출력 사이의 오차를 나타내며, Δe 는 e 의 샘플링 구간에서의 변화분을 나타낸다. 먼저, 퍼지 규칙베이스에서 고려한 입력 변수는 다음 식(24)와 같이 정의한다.

$$E(k) = R(k) - C(k) \quad (25)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1)$$

여기서, $R(k)$ 는 기준신호, $C(k)$ 는 출력신호이고 k 는 샘플링 구간이다. 제어방법은 다음과 같은 형태의 규칙에 의해 언어적 표현으로 나타낸다.

$$IF E(k) \text{ is } X \text{ and } CE(k) \text{ is } Y \text{ then } \Delta U(k) \text{ is } Z \quad (26)$$

$\Delta U(k)$ 는 제어설정에서 변화이며 X, Y, Z 는 $E, CE, \Delta U(k)$

의 전체집합의 모든 요소에서 정의된 퍼지집합이다. 이 변수는 다음과 같이 pu 양으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} e(pu) &= E(k)/GE \\ ce(pu) &= CE(k)/GCE \\ \delta u(pu) &= \Delta U(k)/GU \end{aligned} \quad (27)$$

퍼지 제어어의 설계는 시스템 모델보다 학습과 경험에 기초하고 처음에 고려할 사항은 다음과 같다.

- 1) $e(pu)$ 와 $ce(pu)$ 가 영이면 현재 제어설정 $U(k)$ 를 일정한 상태로 유지, 즉 $\delta u(pu)=0$ 이다.
- 2) $e(pu)$ 가 영이 아니라면 만족할 만한 비율로 이 값에 접근하고 다음은 현재 제어설정 $U(k)$ 를 유지한다.
- 3) $e(pu)$ 가 커지면 제어신호 $\delta u(pu)$ 에서 변화하는 영이 아니고 그 값은 $e(pu)$ 와 $ce(pu)$ 신호의 크기와 부호에 의존한다.

그림 6에서는 $e(pu)$, $ce(pu)$, $\delta u(pu)$ 변수의 소속 함수를 나타낸다.

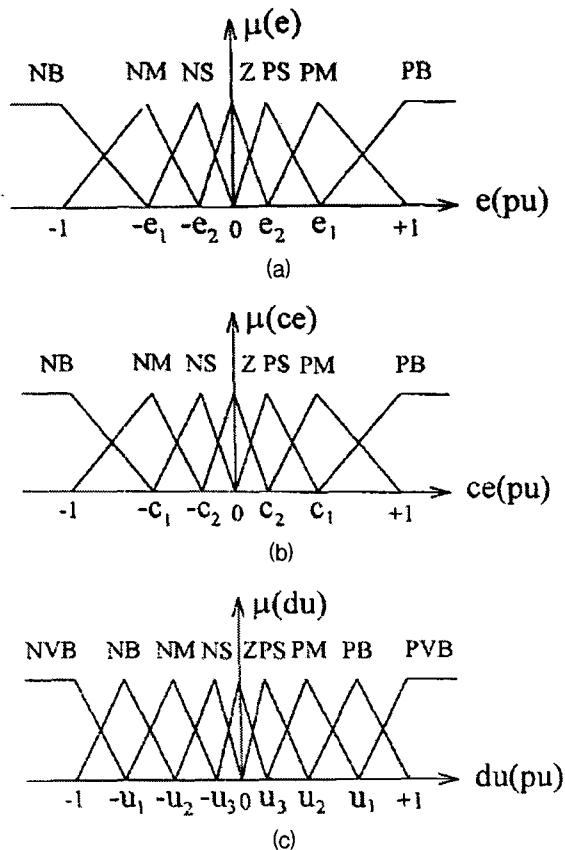


그림 6 추력과 수직력 제어의 소속 함수
(a) 오차, (b) 오차변화, (c) 제어입력

Fig. 6 Membership function of thrust force and normal force control

(a) error, (b) change in error, (c) control input

규칙베이스를 살펴보면 보조대각 Z 요소로 구성되고 $\delta u(pu)$ 에 할당된 값은 보조대각으로 부터의 거리에 의존한

다. 즉 $\delta u = Z$ 가 된다. 제어방법은 규칙베이스에서 변화에 의해 대부분 영향을 받으며 이는 제어기의 동조를 위하여 중요한 수단이 된다. 양호한 동조는 요구되는 제어기의 성능이 얻어질 때까지 파라미터 $e_1, e_2, e_3, \dots, c_1, c_2, \dots, u_1, u_2, \dots$ 를 반복하여 얻게 한다. fuzzy control은 추력과 수직력을 제어하기 위하여 fuzzy 상태변수와 제어변수에 의해 설계되고 퍼지규칙 및 퍼지추론을 적용하여 시스템의 속응성을 높이고자 한다. 다음 그림 7은 제안하는 decoupled 수직력과 추력의 fuzzy control에 대한 구상도이다. 수직력은 마찰추정치, 추력은 거리오차를 각각의 입력을 받아 fuzzy control을 거쳐 u_1, u_2 를 얻을 수 있게 된다.

표 1 추력과 수직력 제어를 위한 규칙 베이스

Table 2 Rule base for thrust and normal force control

ce \ e	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	Z
NM	NB	NB	NM	NM	NS	Z	PS
NS	NB	NM	NS	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PS	PM	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PM	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PB	PB

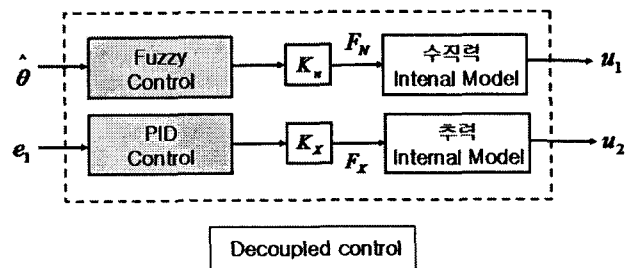


그림 7 fuzzy를 통한 decoupled control 개념도

Fig. 7 Decoupled control block diagram with Fuzzy

4. 컴퓨터 시뮬레이션

시스템에 사용된 외란은 마찰력과 디텐트력이며, 수직력은 $\theta(x) = 1 + 0.3\sin(\pi x/0.8)$ 을 주었으며, 퍼지 제어기를 통해 급격한 무게 변화에도 주어진 속도 및 위치 프로파일에 맞도록 적응하도록 하며 수직력 변화에 따른 마찰력 또한 부상력을 사용하여 마찰변화를 보상하도록 하였다. 모의 실험을 위한 전체 진행 방법은 처음 무게 변화가 없이 15m 지점을 왕복하고, 다음은 수직력 변화에 따른 변화를 보이기 위하여 왕복하는 동안 35ton의 컨테이너를 적재하여 무게 변화를 줌으로써 도달시간과 정상상태에서의 오차, 그리고 마찰력 추정기를 통한 마찰력 변화에 대하여 시뮬레이션하였다.

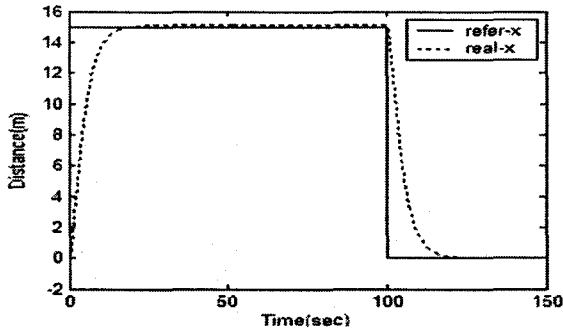


그림 8 무게 변화가 없는 참조 궤적과 셔틀카의 위치
 Fig. 8 The reference trajectory and position of shuttle car. (don't variation of mass)

우선 그림 8은 무게 변화 없이 시스템에 PID 제어를 이용하여 셔틀카의 위치를 제어한 경우이다. 15m에 도달시간은 약 25초에 도달하였으며, 정상상태에 도달하였을 때 1m의 오차가 발생하였다. 이 경우는 무게 변화가 없을 때이므로 정상상태에서의 잔류오차 변화는 보이지 않았다. 그림 9의 (a)는 왕복 구간동안 무게 변화에 따른 수직력의 제어가 없는 경우이며, 도달 구간동안 잔류오차가 많이 일어나는 것을 볼 수 있으며 시스템의 위치와 속도에 대하여 속도성이 좋지 못 하였다. (b)는 무게 변화에 따른 PID 제어를 사용하여 수직력 제어를 수행하였다. PID를 사용한 수직력 제어를 통하여 도달 시간이 약 16초에 도달하여 빠른 응답특성을 보였으며, (a)에서 보다 잔류오차도 많이 줄었지만 중량 변화에 따른 잔류오차가 여전히 존재하였다. 제안하는 방법 (c)는 변화하는 수직력에 대하여 fuzzy control을 사용하여 정밀한 위치 제어를 한 경우이다. 49개의 퍼지 규칙을 이용하여 수직력 오차와 오차변화를 조절하여 제어입력을 설정하였다. (a)와 (b)보다 제안하는 방법 (c)는 도달 시간이 약 10초에 도달하였으며, 응답에 대한 잔류오차도 보상을 보였고 급격한 중량변화에 마찰력 영향에 강인하였다.

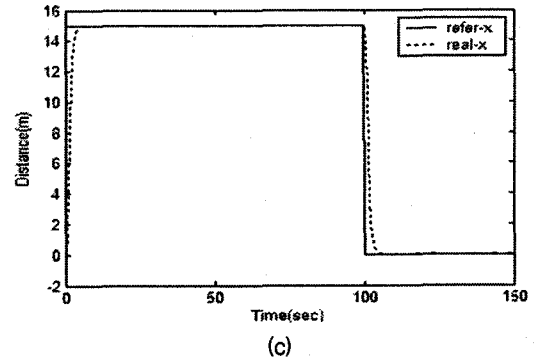
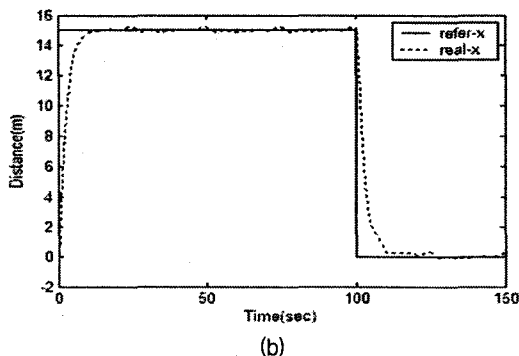
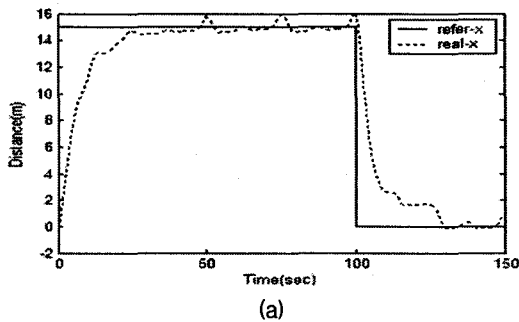


그림 9 무게 변화를 가진 참조 궤적과 셔틀카의 위치
 (a) 수직력 제어가 없는 경우, (b) 수직력 제어(PID control), (c) 수직력 제어(Fuzzy control)

Fig. 9 The reference trajectory and position of shuttle car. (with variation of mass)
 (a) don't normal force control, (b) Normal force control(PID), (c) Normal force control(Fuzzy control)

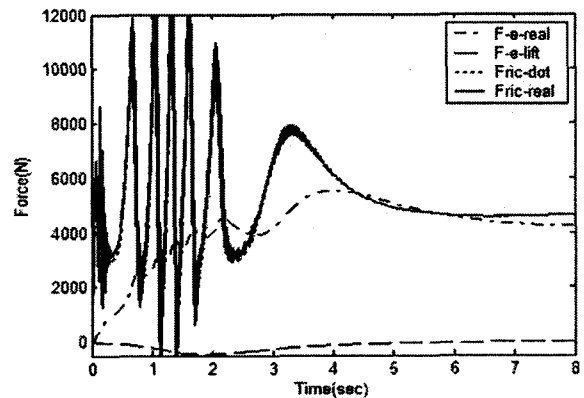


그림 10 수직력 제어를 통한 마찰력 오차
 Fig. 10 Variation of friction using normal force

그림 10은 실제 마찰 오차와 부상력을 이용한 마찰 오차의 변화를 비교하였으며, 실선은 시스템이 출발할 때의 실제 마찰력을 나타내며 점선은 그 마찰력을 잘 추정해 나가는 것을 알 수 있다. 부상력을 사용할 경우 출발시 5초 이후 마찰오차 또한 급격히 줄어드는 것을 알 수 있다. 따라서 수직력 변화에 따른 마찰 변화는 마찰 추정기를 사용하여 마찰 보상을 하였으며 마찰력에 대한 효율에도 개선된 것을 볼 수 있었다.

5. 결 론

본 논문은 선형 모터 기반 이송시스템의 정밀 위치 제어에 관한 것으로 LMTT는 중량의 급격한 변화와 이로 인한 수직력 변화에 따른 마찰력 변화에 큰 방해요소로 작용한다. 이와 함께 드라이버를 모델에 포함하여 제안하는 퍼지 제어방법의 성능을 보고자 하였다. 특히, 마찰력은 셔틀카의 중량 및 속도관계까지 고려하였으며, 데드존 영향을 갖도록 하였다. 이러한 시스템에서 강인하여 수직력 제어에 대한 퍼지 제어를 제안하였으며, 추력과 수직력에 대한 각각의 제

어를 위하여 decoupled control을 이용하여 제어시스템을 구성하였다. 먼저, 무게 변화가 있을 때와 없을 때의 응답성을 비교 검토하였으며, PID 제어기와 제안하는 퍼지 제어를 비교하여 정밀 위치제어 성능을 검증하였다. 또한 마찰 추정기를 사용하여 부상력을 통해 마찰력을 줄여 줌으로써 성능에 효율성을 높였다. 향후 축소형 LMTT를 이용하여 실험을 함으로써 모의실험 결과를 검증토록 하겠다.

감사의 글

이 논문은 정부(과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 국가지정연구실사업으로 수행된 연구임 (No. M1030000030306J000030310).

참 고 문 헌

- [1] E. Huth, W. Canders, and H. Mosebach, "Linear motor transfer technology for container terminals," in *Proc. of LDIA*, Tokyo, Japan, pp. 39-41, 1998.
- [2] K. Yoshida, "Linear synchronous motor propulsion method for guided vehicle", *Japanese Patent Pub.* 1991.
- [3] K. Yoshida, H. Takami, X. Kong, and A. Sonoda, "Mass Reduction and Propulsion Control For a Permanent-Magnet Linear Synchronous Motor Vehicle", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 37, No. 1, pp. 67-72, 2001
- [4] K. Yoshida and H. Weh, "Method of modeling permanent magnet for analytical approach to electrical machinery", *Arch. Elektrotech*, Vol. 68, No. 4, pp. 229-249, 1985.
- [5] Canudas De Wit C., Youssef A., and Nguyen-Phuoc V. T., "Almost Globally Stable Nonlinear Speed Observer for a Permanent Magnet Synchronous Motor", *Decision and Control, Proceedings of the 41st IEEE Conference on*, Vol. 1, pp. 136-141, 10-13 Dec. 2002
- [6] Canudas de Wit C., Olsson H., Astrom K. J., and Lischinsky P., "A New Model for Control of Systems with Friction", *Automatic Control, IEEE Trans. on*, Vol. 40, No. 3, pp. 419-425, March 1995.
- [7] Jin Woo Lee, Jin Ho Suh, Young Jin Lee, and Kwon Soon Lee, "Improvement of LMCTS Position Accuracy using DR-FNN Controller," *International Journal of Fuzzy Logic and Intelligent Systems*, vol. 4, no. 2, September 2004, pp. 223-230
- [8] 이진우, 서진호, 이영진, 이권순, "비선형 마찰력을 갖는 선형 서보계를 위한 질량 추정형 적응 제어기 설계", *대한전기학회 논문지*, 제54D권, 제7호, pp. 428-436, 2005.
- [9] Sun-mo Hwang, Jae-sung Yu, Won-chul Lee, Chung-yuen Won, "Performances of Fuzzy-Logic-Based Vector Control for Permanent Magnet Synchronous Motor used in Elevator Drive System", *International Journal of Fuzzy*

Logic and Intelligent Systems, 2005.

[10] R. B. Owen, M. Maggiore, and Jacob Apkarian, "A High-Precision, Magnetically Levitated Positioning Stage", *IEEE Control System Magazine*, June 2006.

저 자 소 개



서 정 현 (徐正炫)

1978년 7월 17일생. 2005년 2월 동아대학교 전자공학과 졸업 (학사). 2007년 2월 동 대학교 전기공학과 졸업 (석사). 2007년 ~ 현재 주식회사 동일고무벨트
 Tel : 051) 200-6950
 Fax : 051) 200-7743
 E-mail : sanai3489@hanmail.net



이 진 우 (李晋宇)

1972년 7월 15일생. 1998년 2월 경남대학교 전기공학과 졸업(학사). 2000년 2월 동아대학교 전기공학과 졸업(석사). 2007년 2월 동 대학교 전기공학과 졸업(박사). 2007년 ~ 현재 동아대 전기공학과 제어 및 시스템 연구실 포닥연구원
 Tel : 051) 200-6954, 011-565-3385
 Fax : 051) 200-7743
 E-mail : jinwoo@donga.ac.kr



조 현 철 (曹賢哲)

1971년 9월 1일생. 1997년 2월 부경대학교 제어계측공학과 졸업(학사). 1999년 2월 동아대학교 전기공학과 졸업(석사). 2006년 8월 미국 네바다대학교 전기공학과 졸업(Ph.D.). 2006년 ~ 현재 동아대 전기공학과 제어 및 시스템 연구실 포닥연구원
 Tel : 051) 200-6950
 Fax : 051) 200-7743
 E-mail : hyunccho@gmail.com



이 권 순 (李權純)

1955년 1월 18일생. 1973년 충남대 졸업 (학사). 1977년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 미국 오레곤 주립대 전기 및 컴퓨터공학과 졸업(Ph.D.). 1982년 ~ 현재 동아대 전기공학과 정교수
 Tel : 051) 200-7739
 Fax : 051) 200-7743
 E-mail : kslee@dau.ac.kr