

적분 제어기 정보를 이용한 비선형 마찰보상

송진일*, 최용훈**, 유지환***, 권동수***

Nonlinear Friction Compensation using the Information of Integral Controller

Jinil Song*, Young-Hun Choi**, Jee-Hwan Ryu***, Dong-Soo Kwon***

ABSTRACT

This paper presents simple and effective nonlinear friction compensation methods. When the direction of position command reverses, the integrator output of the PID controller does not change the sign of its output instantaneously, due to friction at zero velocity, i.e. stiction resulting tracking errors, that results in continuous push even though the command direction has been changed. To overcome this problem, we attempt to reverse the sign of the integrator output as the sign of velocity changes. The effectiveness of this approach is demonstrated by experiments on a 3-PRPS(Prismatic-Revolute-Prismatic-Spherical joints) in-parallel 6-D.O.F manipulator. The control strategy has been analyzed for stability. Also discussed are disturbance observer and velocity observer approaches for friction compensation.

Key Words : Nonlinear Friction Compensation(비선형 마찰 보상), Integral Controller(적분제어기), Disturbance Observer(외란 관측기), Velocity Observer(속도 관측기)

1. 서론

서보 전동기를 이용한 운동제어 시스템에 있어서 일반적으로 마찰은 정상상태 오차 및 추종 오차를 유발하여 운동제어 시스템의 성능을 저하시킨다. 마찰에 대한 모델, 마찰 모델에 대한 파라미터 추정 및 마찰의 보상을 위한 많은 연구가 진행되었다^[1,2]. 일반적으로 마찰 모델은 쿨롱 마찰, 점성마찰, 스틱션, Stribeck 효과의 조합에 의해 표현된다. 마찰 보상을 위한 연구는 마찰 모델을 기반으로 한 연구로서 스틱 슬립(stick-slip) 마찰이나 쿨롱 마찰등의 모델링을 이용하여 종래의 PD 혹은 PID 제어기에 전향(Feedforward) 제어에 의해

보상해 주는 방법이 제안되었다^[3]. 그러나 마찰의 특성은 부하의 변화, 온도의 변화, 윤활상태, 기계 부품의 갱년 변화, 기계의 조립 상태에 따라 변하기 때문에 정확한 마찰 모델을 구하기는 어렵다. 또한, 각 조인트에 장착된 힘/토크 센서에서 측정된 신호를 토크 제어를 통해 되먹임 하는 것에 의해 마찰에 대한 영향을 보상 함으로서 단순히 PID 제어만으로도 마찰 보상이 가능하다^[4]. 그러나 이와 같은 방법을 적용하는 데는 매우 비싸고 정교한 힘/토크 센서가 필요하므로 비 효율적이다. 적응제어를 이용하여 여러 종류의 메커니즘에 대한 비선형 마찰을 보상하기 위한 방법이 제안되었다^[5]. 그러나 이 방법은 제어기의 파라미

* 한국과학기술원 자동화 및 설계공학과
 ** LG전자
 *** 한국과학기술원 기계공학과

터를 조정하는 알고리즘이 매우 복잡하며 많은 연산을 필요로 하기 때문에 실제 적용이 어렵다. 또한, 퍼지 로직을 이용한 마찰 보상이 복잡한 비선형 시스템의 정확한 수식표현 없이도 경험적인 지식에 의하여 직관적으로 제어할 수 있다는 점에서 관심의 대상이 되고 있다^{16,7)}. 그러나 이 방법은 많은 수의 파라미터를 조정해야 하며 설계자의 경험적 지식의 깊이나 요구성능에 따라 설계과정이 복잡해지는 단점이 있다. 그리고, 마찰을 외란으로 간주하여 외란에 대해 강인한 제어성능을 얻기 위한 방법으로 외란 관측기를 이용한 보상방법이 제안되었다^{18,9)}. 그러나 외란 관측기의 대역폭의 한계로 인하여 속도의 방향이 바뀌는 곳에서 존재하는 스틱션(stiction)과 같이 고주파의 외란에 대해서는 추정 성능이 떨어 지는 단점이 있고, 역으로 외란 관측기의 대역폭을 크게 하면 추정 성능은 향상되지만 노이즈 성분이 증가하여 추정한 외란을 이용하여 전향 제어시 노이즈로 인해 시스템 성능을 더욱 악화 시킬 수 있는 단점이 있다.

본 논문에서는 전동기를 이용한 서보 시스템에 있어서 간단하면서도 효율적인 비선형 마찰의 보상 방법을 제안 한다. 제안된 비선형 마찰 보상 방법은 마찰 모델을 사용하지 않고, 되먹임 제어시 사용되는 적분 제어기의 정보를 이용한다. 일반적으로 적분 제어기는 상수 외란에 대해서는 정상 상태 오차를 제거하는 역할을 한다. 따라서, 서보 시스템에서 존재하는 쿨롱 마찰의 경우, 단일 방향에 대해서는 상수 외란으로 간주할 수 있기 때문에 적분 제어기를 사용하면 정상 상태 오차를 제거 가능하다. 그러나 방향이 바뀌는 순간에 존재하는 비선형 마찰에 대해서는 추종 오차를 유발한다. 예를 들어 공작기계에서 원호 가공시 원의 상한이 바뀌는 곳에서 존재하는 비선형 마찰 때문에 추종 오차에 의한 원의 상한 돌기를 유발하여 가공 정도를 악화 시킨다. 적분제어기를 사용하는 경우 방향이 바뀌는 순간에 마찰과 같은 외란이 존재하지 않는다고 가정하면, 정상 상태 오차 및 적분기의 출력은 영이 된다. 따라서 방향이 바뀌는 순간에 적분기의 출력이 영이 아니면 이것은 비선형 마찰과 같은 외란에 기인 한다. 실제로 원호 운동시 운동 지령의 방향이 바뀌어도 적분기 출력은 곧바로 바뀌지 않고, 방향이 바뀌는 순간에 존재하는 스틱션 때문에 위치 오차가 적분기에 누적되어 적분 제어기를 포함한 PID 제어기 출력

이 스틱션 보다 큰 토크를 낼 수 있는 순간에 운동 방향이 바뀌기 때문에 방향이 바뀌는 곳에서 추종오차가 발생 하게 된다. 따라서 본 논문에서는 방향이 바뀌는 순간에 적분 제어기의 출력을 감시하여 적분 제어기의 부호를 반전 시킨 후 PI 제어를 행하여 방향이 바뀌는 곳에서 존재하는 스틱션과 같은 비선형 마찰의 보상 방법을 제안한다.

또한 상기 비선형 마찰 보상 방법에 대해 안정도를 검증 하였으며 상기 방법을 3-PRPS(*Prismatic-Revolute-Prismatic-Spherical*) 병렬 매니플레이터를 이용하여 원호 운동시 마찰 보상에 적용하여 제안된 방법의 효과를 검증하였으며 성능 비교를 위해 외란 관측기 및 속도 관측기를 이용한 비선형 마찰 보상 방법을 구현 하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 장에서는 실험에 사용된 3PRPS 병렬 매니플레이터의 링크 구조 및 사용된 액츄에이터에 대해 설명하고 3 장에서는 실험 장치에 대한 설명과 원 운동에 대해 PID 제어의 실험 결과를 제시한다. 4 장에서는 적분 제어기 정보를 이용한 비선형 마찰 보상 방법 및 실험 결과를 제시하고 5 장에서는 제안한 마찰 보상 방법에 대해 안정도 및 타당성을 검증한다. 6 장에서는 외란 관측기에 의한 마찰 보상의 설계 및 실험 결과를 제시한다.

2. 병렬 매니플레이터의 링크 구조

미세운동기구로서 고안된 병렬 매니플레이터를 Fig. 1에 나타내었다. 기구계는 크게 정삼각형으로 이루어진 상부 플랫폼과 하부 플랫폼, 상/하 플랫폼의 각 꼭지점을 연결하는 3개의 수직 링크, 하부 플랫폼에 연결된 3개의 수평 링크로 구성된다. 상부 플랫폼과 수직 링크는 볼 조인트(ball joint)로 연결되며, 다시 수직 링크는 핀 조인트(pin joint)에 의해서 수평 링크와 연결된다. 병렬 매니플레이터의 구조상 볼 조인트에서 발생하는 마찰력은 무시할 수 있으며, 대부분의 마찰력은 수평 링크와 핀 조인트의 베어링 연결부 및 수직 링크와 베어링 연결부에서 발생한다고 할 수 있다. 각 링크는 VCM(Voice Coil Motor)에 의해서 수평/수직 방향의 선형 운동을 할 수 있는데 이러한 운동 코일(moving coil)방식의 자기부상 액츄에이터는 로렌쯔 힘(Lorentz force)을 이용함으로써 빠른 응

답 속도와 동작영역에서의 선형화된 힘 발생이 가능하다. 즉, Fig. 2 에서와 같이 4 개의 사각형 네오디뮴-철-붕소(NdFeB) 영구자석 사이에 전도체인 코일을 위치시킨 뒤 코일에 전류 I 를 가하면 아래와 같은 힘 F_{coil} 이 코일에 발생한다.

$$F_{coil} = -I \int B \times dl \quad (1)$$

여기서 B 는 자속밀도이고 dl 은 코일의 유효길이이다.

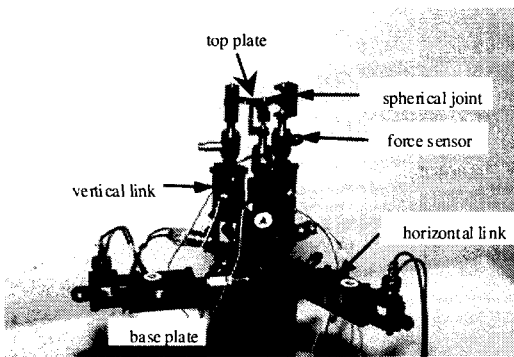


Fig. 1 Photograph of the developed parallel manipulator

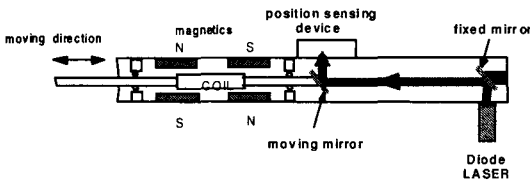


Fig. 2 Joint actuator with an optical sensor

코일은 아날로그 전류 증폭기에 의해 전류모드로 동작된다. 운동 코일은 자석 사이에서 5 mm의 행정거리를 가지며, 코일의 동작 범위 내에서 전류의 크기를 바꾸어 가면서 힘의 크기를 측정해 본 결과를 그래프로 그린 것을 Fig. 3 에 나타내었다. 즉 동작범위 내에서 코일에 발생하는 힘은 운동코일의 위치에 관계없이 인가된 전류의 크기에 비례한다는 것을 알 수 있다. 코일의 법선 방향에서 측정된 힘은 0.8 [N/A]이며 이것이 힘 상수 K_f 이다. 수평/수직 링크의 선형 변위를 정밀하게 측정하기 위하여 레이저와 PSD(Position Sensing Device)를 결합하여 μm 단위의 위치 측정이 가능

한 위치 검출 센서를 채용하였으며, 위치검출 정도는 약 5 μm 이다.

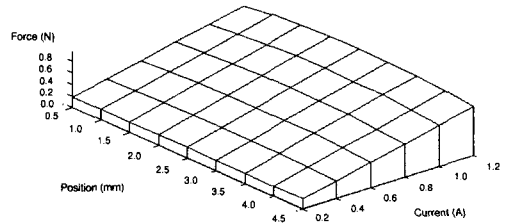


Fig. 3 Relationship between current and force of VCM

3. 실험장치 구성 및 위치 제어

병렬 매니플레이터의 위치 제어를 위한 실험 장치의 구성을 Fig. 4 에 나타내었다. 실험장치는 병렬 매니플레이터, 원호운동을 위한 경로 계획을 위해 VxWorks 실시간 운영체제에서 구동되는 VME(MC68040) 보드, 매니플레이터의 위치 제어를 위한 DSP(TMS320C30) 보드, VCM 구동을 위한 전류 증폭기로 구성되어 있다. 원호 운동의 경로 계획을 위해 2 단계 보간 시스템을 사용하였다^[10]. 즉, VME 보드에서는 매 8msec 마다 원호 운동을 위한 병렬 매니플레이터의 역기구학을 풀어 가감속을 행한후 DPRAM(Dual Port RAM)을 통하여 DSP 보드에 넘겨주고, DSP 보드에서는 넘겨 받은 데이터를 다시 매 1msec 마다 보간을 수행하여 원호 운동을 위한 위치 명령을 1msec 마다 생성하여 병렬 매니플레이터 관절의 위치 제어를 수행한다. 이때 위치 되먹임은 PSD 센서로부터 신호를 DSP 보드에 있는 12 비트 A/D 변환기를 사용하여 되먹임 한다.

수평 링크와 핀 조인트의 베어링 연결부 및 수직 링크와 베어링 연결부에서 발생하는 비선형 마찰력의 영향을 살펴보기 위해 수평 링크의 각 관절에 대해 각각의 위치 제어 시스템을 Fig. 5 와 같이 구성하였다. 일반적인 PID 위치 제어기이며, 제어 주기는 1msec 이다.

사용한 제어기의 이득은 각각 $K_p=7$, $K_f=0.5$, $K_v=4$ 이고, b 는 감쇠 항으로 무시하였으며, 시스템 파라미터는 아래와 같다.

J : Mass of moving coil : 0.044 [Kg]
 K_v : Force constant : 0.8 [N/A]

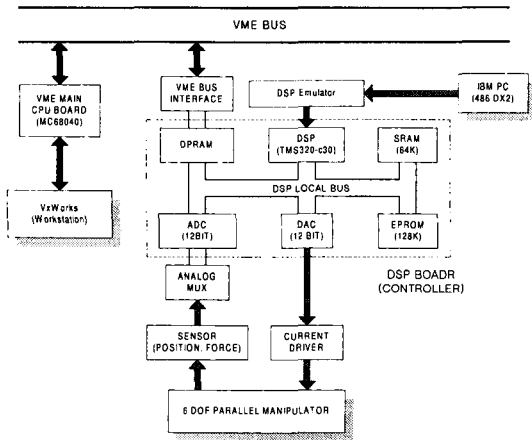


Fig. 4 Experimental system

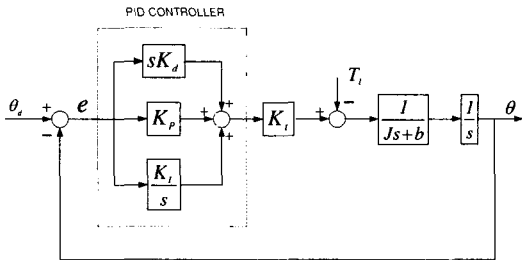
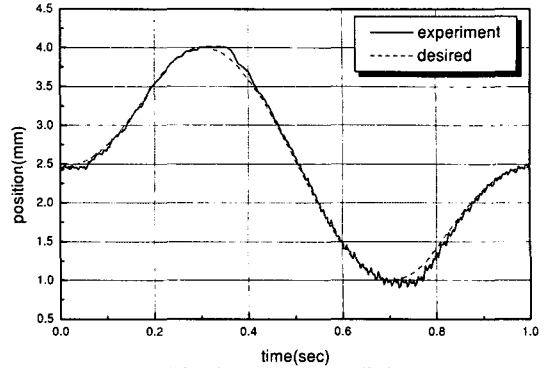


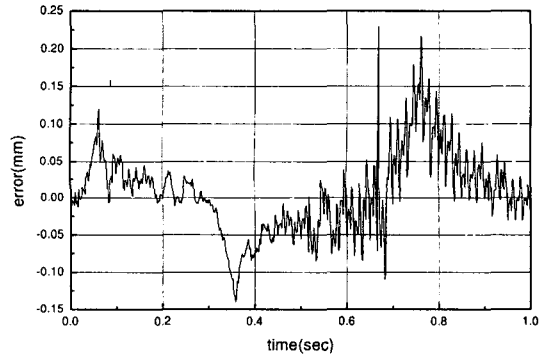
Fig. 5 Conventional position control system

Fig. 6은 반경 1.5mm의 원호 운동시 위치 제어 결과를 나타낸다. Fig. 6(a)는 첫번째 링크의 위치 추종 결과를 나타내며, 그림 Fig. 6(b)는 위치 추종 오차를 나타낸다. 그림 Fig. 6(c)는 병렬 매니퓰레이터의 말단 장치(End-Effector)의 위치 추종 결과이다. 그림 Fig. 6(a) 및 Fig. 6(b)에서 보듯이 위치 지령에 대한 추종 결과는 처음 출발할 때와 링크의 운동 방향이 바뀌는 순간 즉 운동 속도가 영이 되는 순간에 오차가 가장 많이 발생함을 알 수 있다. 이것은 스틱션 마찰에 의한 영향으로 인해 추종오차가 생기는 것으로 볼 수 있으며, 그림 Fig. 6(c)와 같이 원 운동에서는 3개의 링크에서 서로 다른 위치에 오차가 생기므로 원의 6개의 위치 즉, 60도 마다 스틱션의 영향으로 추종오차가 크게 발생 함을 알 수 있다. 말단장치에서의

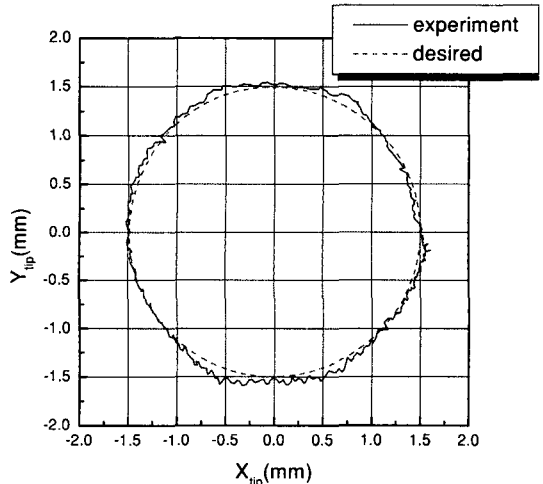
추종오차는 최대오차가 0.223mm이고 rms 오차가 0.0646mm로서 크게 나타남을 알 수 있다.



(a) Trajectory of first link



(b) Position error of first link



(c) Circular motion of end-effector

Fig. 6 Experiment : Circular motion with PID control

4. 적분 제어기 정보를 이용한 비선형 마찰의 보상

Fig. 5에서 위치 오차 $E(s)$ 는 아래의 식으로 표현 된다.

$$E(s) = \frac{(Js^3 + bs^2)\theta_d(s) + sT_i(s)}{Js^3 + (b + K_v K_D)s^2 + K_v K_P s + K_v K_I} \quad (2)$$

따라서 적분 제어기의 출력은 다음의 식으로 나타낼 수 있다.

$$u_i(s) = \frac{K_I}{s} E(s) = \frac{(Js^2 + bs)\theta_d(s) + T_i(s)}{Js^3 + (b + K_v K_D)s^2 + K_v K_P s + K_v K_I} \quad (3)$$

식(2) 및 (3)으로 부터 위치 지령 $\theta_c(s)$ 및 외란 $T_l(s)$ 에 따라 정상 상태 속도 오차 및 적분기 출력을 계산하면 아래의 Table 1과 같이 된다.

위치 지령 $\theta_c(s)$ 가 단위 계단 입력 및 정현파 입력일 경우 외란 $T_l(s)$ 가 일정한 값(T_{const})을 갖으면 정상상태 속도 편차는 영이 되지만 적분기 출력은 일정한 값 T_{const} / K_I 을 갖는다. 따라서 위치 지령의 주파수가 시스템의 주파수 대역폭 (bandwidth) 보다 훨씬 작고, 외란 토크를 쿨롱 마찰로 가정하고 크기를 δ 라 하면 정상 상태에서의 방향이 바뀌기 바로 전에 적분기 출력은 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\tau_{i,ss} = s\tau_i(s)|_{s=0} = \frac{\delta}{K_I} \quad (4)$$

식(4)은 적분기 출력은 쿨롱 마찰의 크기 정보를 갖고 있다는 것을 의미 한다.

Fig. 7은 속도명령이 1Hz의 싸인파인 경우 위치 제어 시 적분 제어기 출력에 K_I 을 곱한 결과를 나타내는 시뮬레이션 결과이다. 그림에서 종 모양의 파형은 위치 지령을 나타내고 싸인파 모양의 파형은 위 상수가 곱해진 적분기의 출력을 나타낸다. 외란은 쿨롱 마찰을 사용 하였으며 크기는 각각 0[N], 0.4[N], 1.2[N]로 한 경우이다. Fig. 7(a)에서 알 수 있듯이 외란이 존재 하지 않는 경우 방향이 바뀌는 곳(500 msec)에서 적분기의 출력은 영이며, Fig. 7(b), 및 Fig. 7(c)로 부터 방향이 바뀌는 곳에서 적분기의 출력에 위의 상수를 곱한 값은 쿨롱 마찰의 크기와 일치함을 알 수 있다.

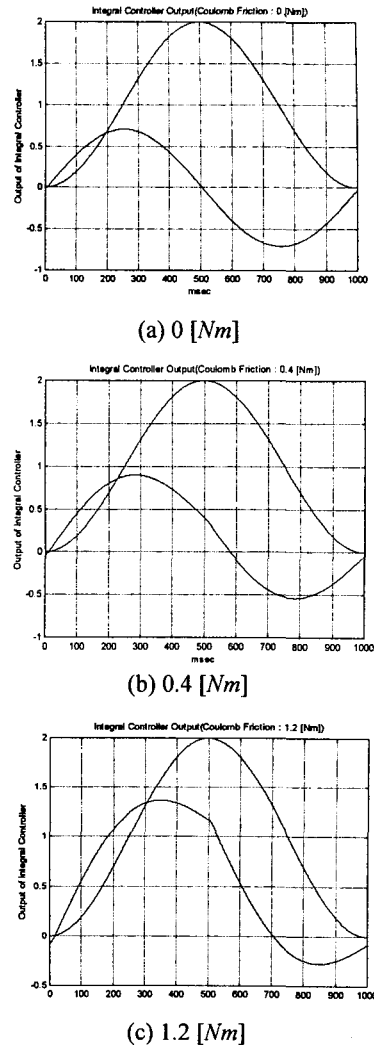


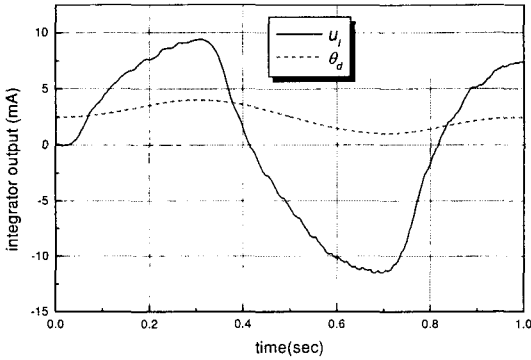
Fig. 7 Output of integral controller varying Coulomb friction magnitude

위의 결과들에서 알 수 있듯이 방향이 바뀌기 전의 적분기의 출력은 마찰의 크기를 추정할 값이라고 할 수 있다. 그러므로, 방향이 바뀌는 시점에서의 적분기 출력의 방향을 반대로 하고 이득값의 조합인 K_I 을 곱하여 전향 입력으로 넣어 준다면 마찰을 보상할 수 있을 것으로 추정된다.

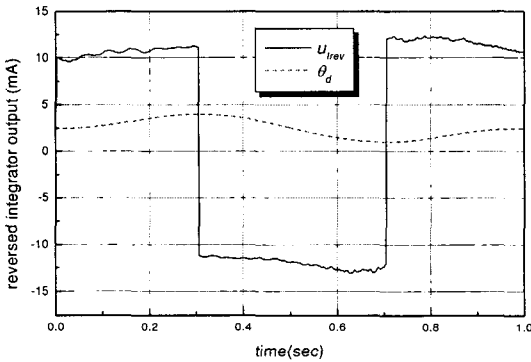
Fig. 8(a)은 일반적인 PID 제어기를 사용하여 병렬 매니퓰레이터의 원 운동 시 첫번째 링크의 위치 명령과 적분제어기 출력을 나타낸다.

Table 1 Steady state error of position error and Integrator output according to the position comand and disturbance

$\theta_d(s)$	Disturbance $T_I(s)$	Steady-state error E_{ss}	Integrator output at steady-state : $u_{I_{ss}}$
Step, Sinusoidal	$\frac{T_{const}}{s}$	0	$\frac{T_{const}}{K_I}$



(a) Normal output of the I-Controller: τ_I



(b) Reversed output of the I-Controller: τ_{Irev}

Fig. 8 Integral Controller output for the PI control

Fig. 8(a)에서 알 수 있듯이 비선형 마찰의 영향 때문에 위치 명령의 방향이 바뀌는 곳에서 적분기의 부호는 즉각 반전되지 않음을 알 수 있다. Fig. 8(b)는 방향이 바뀌는 곳에서 발생하는 비선형 마찰을 보상 하기 위해 방향이 바뀌는 순간에 적분기에 누적된 위치 오차의 부호를 반전시켜 적분기 값으로 재설정 후 PID 제어를 수행한 후의 적분 제어기 출력을 나타낸다. 즉, 적분 값 I_{out} 및 새로운 적분기 출력 τ_{Irev} 는 아래의 식으로 표현된다.

$$I_{out}(k) = \begin{cases} I_{out}(k-1) + e(k) & \text{if } \theta(k)\theta(k-1) \geq 0 \\ -I_{out}(k-1) + e(k) & \text{if } \theta(k)\theta(k-1) < 0 \end{cases} \quad (5)$$

$$\tau_{Irev}(k) = K_I I_{out}(k) \quad (6)$$

방향이 바뀌는 곳에서 적분제어기의 부호를 반전 시킨 효과는 다음 식에서 그 의미가 설명될 수 있다.

$$\tau_{Irev}(k) = K_I \sum_{k=n} e(k) - K_I I_{out}(n-1) \quad (7)$$

여기서 n 은 운동의 방향이 바뀌는 순간을 의미한다.

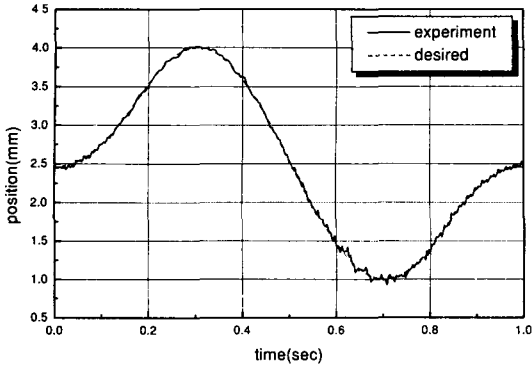
즉, 운동의 방향이 바뀌기 전까지 마찰의 크기를 예측하여 그 값을 반대로 밀어주어 마찰을 보상하고, 적분기의 초기 오차를 영으로 하여 적분 제어를 다시 수행 한다는 의미이다.

Fig. 9 는 방향이 바뀌는 곳에서 적분기 출력을 반전시켜 PID 제어를 수행한 경우 병렬 매니플레이터의 원 운동 시 위치 추종 결과를 나타내는 실험 결과이다. Fig. 9(b)에서 보듯이 정상적인 PID 제어에 비해 방향이 바뀌는 곳에서 추종 오차가 현저히 감소 됨을 알 수 있다. 말단장치에서의 추종오차는 최대오차가 $0.0780mm$ 이고 rms 오차가 $0.0255mm$ 로서 추종 성능이 크게 개선 되었음을 알 수 있다.

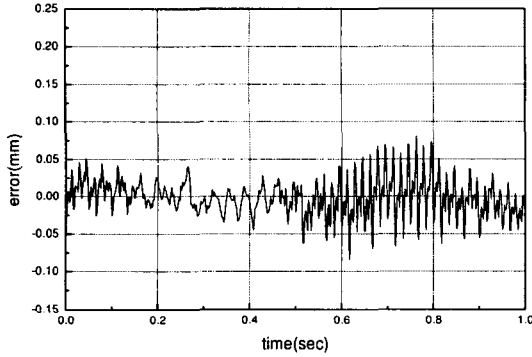
5. 제안한 마찰 보상법의 안정도

본 장에서는 4 장에서 기술한 적분기를 이용한 마찰 보상법에 대해 리아프노프 함수를 도입 하여 제어기의 안정도를 검증 하였다.

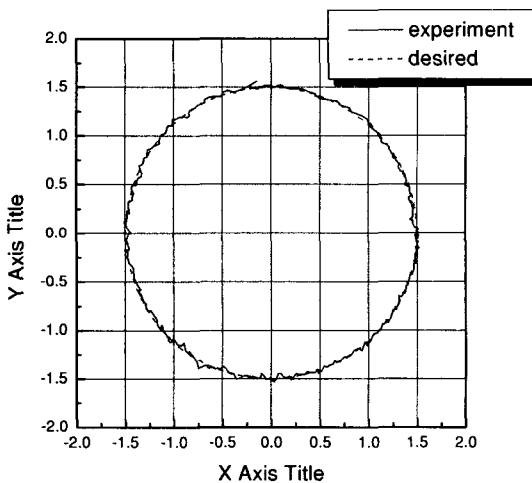
먼저 적분제어기의 부호를 반전시키는 제어 구조를 다시 정리하여보면 다음과 같다.



(a) trajectory of s1 link



(b) position error of s1 link



(c) circular motion of end_effector

Fig. 9 Experiment: Circular motion with reversed Integral-Controller

$$\tau_{inv}(t) = \begin{cases} K_i \int_0^t e(\tau) d\tau & 0 \leq t < t_1 \\ K_i \int_{t_1}^t e(\tau) d\tau - K_i \int_0^{t_1} e(\tau) d\tau & t_1 \leq t < t_2 \\ K_i \int_{t_2}^t e(\tau) d\tau - K_i \int_{t_1}^{t_2} e(\tau) d\tau + K_i \int_0^{t_1} e(\tau) d\tau & t_2 \leq t < t_3 \\ \vdots & \vdots \end{cases} \quad (8)$$

여기서 t_i ($i = 1, 2, \dots$) 는 운동의 방향이 바뀌는 순간의 시간을 의미한다.

위 (8)의 비선형적인 입력 신호는 하나의 단일 식으로 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\tau_{rev}(t) = K_i \operatorname{sgn}(\dot{\theta}(t)) \int_0^t e(\tau) \operatorname{sgn}(\dot{\theta}(\tau)) d\tau \quad (9)$$

병렬 매니플레이터 링크에 크기 δ 의 쿨롱 마찰이 존재한다고 가정하고 감쇠항 \mathbf{b} 는 무시할 수 있다고 가정하면 링크의 동역학 방정식은 다음과 같이 된다.

$$J \ddot{\theta} = \tau - \delta \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) \quad (10)$$

제어입력 τ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\tau = \hat{J} \ddot{\theta}_r + K_D \dot{\varphi} + \hat{\delta} \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) \quad (11)$$

여기서, $\ddot{\theta}_r = \ddot{\theta}_d + \Lambda \dot{e}$, $\dot{\theta}_r = \dot{\theta}_d + \Lambda e$, $e = \theta_d - \theta$, $\varphi = \dot{\theta}_r - \dot{\theta}$, $K_D > 0$, $\Lambda > 0$ 그리고 \hat{J} , $\hat{\delta}$ 은 각각 J 와 δ 의 추정치이다.

$J = \hat{J}$ 이라고 가정하고 (11)을 (10)에 대입하면 다음과 같이 된다.

$$J \dot{\varphi} = -K_D \varphi + \tilde{\delta} \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) \quad (12)$$

여기서, $\tilde{\delta} = \delta - \hat{\delta}$.

위 시스템의 안정도 증명을 위하여 양의 정부호(positive definite)인 리아프노프 후보 함수를 아래와 같이 취하였다.

$$V(t) = \frac{1}{2} \varphi^T J \varphi + \frac{1}{2} \tilde{\delta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\delta} \quad (13)$$

여기서 Γ 는 양의 정부호인 행렬이다. (13)을 시간에 대하여 미분하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \varphi^T J \dot{\varphi} + \tilde{\delta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\delta}} \\ &= \varphi^T (-K_D \varphi + \tilde{\delta} \operatorname{sgn}(\dot{\theta})) + \tilde{\delta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\delta}} \\ &= -\varphi^T K_D \varphi + \tilde{\delta}^T (\varphi \cdot \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) + \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\delta}}) \end{aligned} \quad (14)$$

δ 의 시간에 따른 변화가 다음의 조건을 만족하
기만 한다면

$$\dot{\delta} = -\Gamma \cdot \varphi \cdot \text{sgn}(\dot{\theta}) \quad (15)$$

다음과 같이 리아프노프 함수의 시간에 대한 미분
이 음의 반정부호를 갖게 된다.

$$\dot{V}(t) = -\varphi^T K_D \varphi \leq 0 \quad (16)$$

클러킹 마찰의 크기 δ 는 일정하기 때문에 $\tilde{\delta} = -\delta$
의 관계가 성립하므로 (15)은 다음과 같이 표현이
가능하다.

$$\dot{\delta} = \Gamma \cdot \varphi \cdot \text{sgn}(\dot{\theta}) \quad (17)$$

그러므로, 관성 전향 제어를 제외한 최종적인 제
어 입력은 다음과 같다.

$$\tau = K_D(\dot{e} + \Lambda e) + \Gamma \text{sgn}(\dot{\theta}) \int_0^t (\dot{e} + \Lambda e) \cdot \text{sgn}(\dot{\theta}) dt \quad (18)$$

의 제어기의 입력에서, 속도 적분기에 해당하는
항은 위치 오차이고, 이러한 위치 오차는 위치입
력의 방향이 바뀌는 시점에서는 위치 적분제어기
에 의해 0이 된다고 할 수 있으므로, 결국 위치
비례 제어기의 항으로 표현될 수 있다. 그러므로,
제어입력은 다음과 같이 표현된다.

$$\tau = (K_p + \Gamma)e + K_D \dot{e} + K_I \text{sgn}(\dot{\theta}) \int_0^t e \cdot \text{sgn}(\dot{\theta}) dt \quad (19)$$

의 제어입력은 일반적인 PD 제어기에 앞에서 제안
된 적분기의 부호를 반전하는 방법 (9)와 일치한
다. 그러므로, 제안된 방법은 안정하다는 것을 알
수 있다.

6. 외란 및 속도 관측기를 이용한 마찰 보상

4장에서 제안한 적분기 정보를 이용한 비선형
마찰 보상 방법의 성능 비교를 위해 외란 관측기
및 속도 관측기를 이용한 비선형 마찰 보상 방법
을 구현 하여 비교 검토 하였다 [4,6,9].

6.1 외란 관측기에 의한 마찰 보상

추정된 외란을 이용하여 마찰 보상을 위한 블
록 선도를 Fig. 10에 나타내었다. 즉 추정된 외란
을 전류 지령 단위로 환산하여 속도 루프의 PI 제

어 출력과 더해 줌으로서 마찰을 보상 할 수 있다.

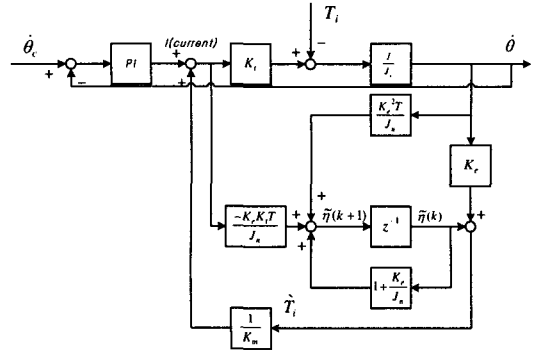
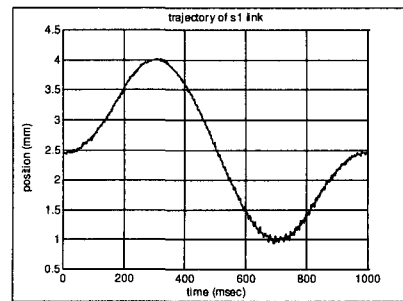


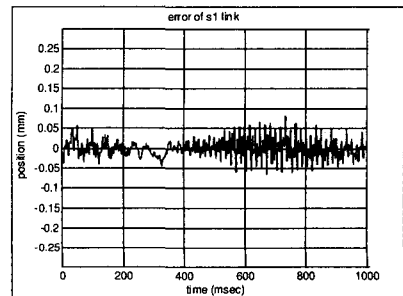
Fig. 10 Disturbance observer and feedback of it

- 여기서
- J_n : 질량의 공칭값
 - K_m : 힘 상수의 공칭값
 - K_e : 관측기의 이득값
 - T : sampling time

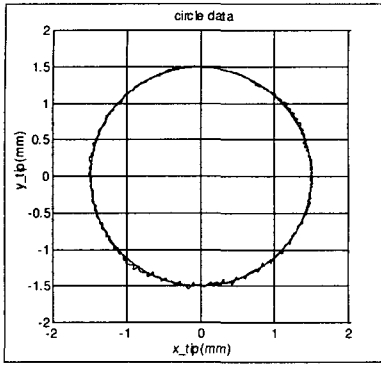
Fig. 11은 병렬 매니플레이터의 원호 운동 시
위치 추종 결과를 나타낸다 Fig. 11에서 알 수 있
듯이 비선형 마찰 성분이 보상된다. 말단장치에서
의 추종오차는 최대오차가 0.079mm 이고 rms 오차
가 0.0249mm 이다.



(a) trajectory of first link



(b) position error of first link



(c) circular motion of end effector

Fig. 11 Experiment : Circular motion with estimated disturbance feedback

6.2 속도 관측기

6.1 절에서는 속도 측정 노이즈가 외란 관측기의 성능을 떨어 저하시킨다 [4,6,9]. 그러므로, 노이즈 효과를 줄이기 위해 PSD 센서로부터 얻은 속도 정보를 이용 하여 속도 관측기를 이용하였다. 이산 시간에서 속도 관측기는 아래의 식으로 표현 된다.

$$\hat{\theta} = T \left[\left(1 - \frac{K_m}{J_n} \right) \hat{\theta}(k-1) + \frac{K_m}{J_n} K_w \dot{\theta}(k-1) + \frac{K_m}{J_n} I(k-1) \right] \quad (20)$$

Fig. 12 는 식(20)으로부터 얻어진 속도 관측기의 블록 선도이다. 전류입력으로부터 계산된 속도와 실제 속도의 차이를 보정하여 추정된 속도를 출력 한다.

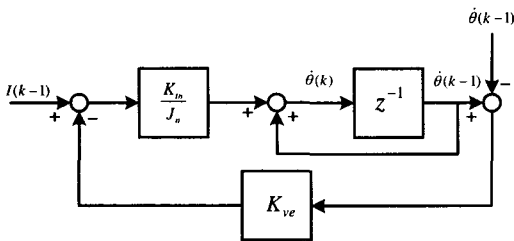
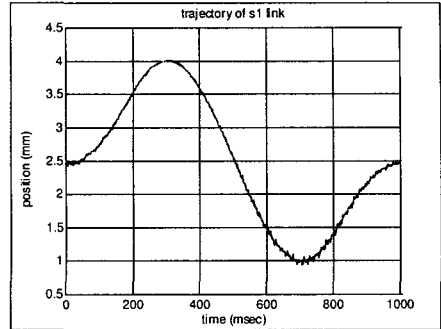


Fig. 12 Velocity Observer

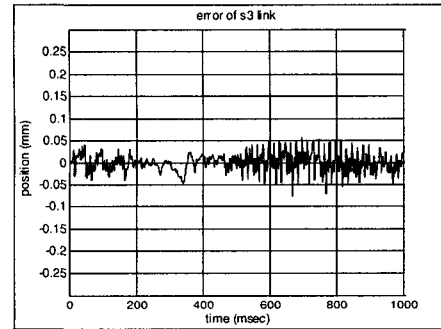
K_{ve} 는 속도 관측기의 이득이다.

Fig. 13 은 외란 관측기 및 속도 관측기를 이용한 마찰 보상 실험 결과이다 말단장치에서의 추종

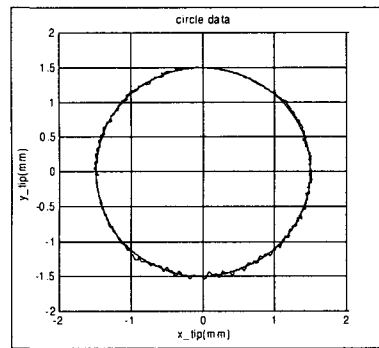
오차는 최대오차가 0.077mm 이고 rms 오차가 0.0212mm 이다.



(a) trajectory of first link



(b) position error of first link



(c) circular motion of end-effector

Fig. 13 Experiment: Circular motion with disturbance and velocity observer

7. 결론

운동 방향이 바뀌는 순간에 적분 제어기의 출력을 반전시켜 비선형 마찰의 보상법을 제안하고 제안된 제어기법에 대해 안정도를 검증하였다. 또

한 성능 비교를 위해 외란 관측기 및 속도 관측기를 설계하여 병렬 매니플레이터의 원운동에 적용하여 성능을 비교 검토하였다. 표 2 은 원 운동 시 실험 결과이다.

Table 2 Experimental results of the circular motion

Control Method	Max error (mm)	Rms error (mm)
PID	0.223	0.0646
PID with reversed integrator	0.078	0.0255
Disturbance observer	0.079	0.0249
Disturbance observer and velocity observer	0.077	0.0212

적분제어기를 반전시켜 비선형 마찰 을 보상하는 방법은 PID 제어기의 간단한 수정으로 구현 가능하기 때문에 간단하면서 실용성이 매우 뛰어나며 병렬 매니플레이터의 실험 결과 외란 관측기 및 속도 관측기를 사용하여 비선형 마찰 보상법과 거의 동등한 성능을 나타내었다.

참고문헌

1. B. Armstrong-Helouvry, "Stick slip and control in low-speed motion," *IEEE Trans. Automatic. Control.*, vol. 38, Oct. 1993.
2. C.Canudas, H. Olsson, K. J. Astrom, and P. Lischinsky, "Dynamic friction models and control design," in *Proc. American Control Conf.*, June. pp.10-12. 1993.
3. L.Cai and G.Song, "A Smooth Robust Nonlinear Controller for Robot Manipulators with Joint Stick-Slip Friction," *IEEE Proc. of the IEEE Int. Conf. Robot & Automation*, pp.449-454, 1993.
4. G.Morel and S.Dubowsky, "Precise Control of Manipulators with Joint Friction: A Base Force/Torque Sensor Method," *Proc.of the IEEE Int.Conf. Robotics & Automation*, pp.360-365, 1996.
5. Canudas,C. , Astrom,K.J., and Braun,K. "Adaptive Friction Compensation in DC-Motor Drives," *IEEE Journal of Robotics and Automation*, Vol.RA-3, No6,

- pp.681-685, 1987.
6. J.T.Teeter and M.Y.Chow, "A Novel Fuzzy Friction Compensation Approach to Improve the Performance of a DC Motor Control System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.43 No.1, pp.113-120, 1996.
7. K.Kiguchi, T.Fukuda, "Fuzzy Neural Friction Compensation Method of Robot Manipulation During Position/Force Control," *Proc. of the IEEE Int.Conf. Robotics & Automation.*, pp.372-377, 1996.
8. K. Ohnishi, M.shiata, T. Murakami, "Motion Control for Advanced Mechatronics," *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol.1, no.1, March. 1996.
9. T. Umeno, Y. Hori, " Robust speed control of DC servomotors using Modern Two Degrees-of-Freedom Controller Design," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 38, no.5, pp. 363-368. Oct. 1991.
10. 송진일, 김동일, 김성권의 7인, "삼성 CNC 의 개발 및 적용," 제 3 회 CNC 콘트롤러 워크샵, 제어계측 신기술 연구 센터, 서울대학교,1994.
11. J.H.Shim, H.S.Cho, and S. Kim, "A New Probing System for the In- Circuit Test of a PCB," *Proc. of the IEEE Int. Conf. on Robtics & Automation*, pp.580-585, 1996.
12. J.H.Shim, J.Y.Park, D.S.Kwon, H.S.Cho, and S.Kim, "Kinematic Design of a Six Degree-of-Freedom In-Parallel Manipulator for Probing Task," *Proc. of the IEEE Int. Conf. on Robtics & Automation*, pp.2967-2973, 1997.
13. K. Ohnishi, N. Matsui, Y. Hori, "Estimation, Identification, and Sensorless Control in Motion Control System," *Proc. of the IEEE*, vol. 82, no.8, Aug. 1994.
14. 최용훈, 심재홍, 권동수, 조형석, "병렬 구동 매니플레이터의 외란 및 속도 추정을 이용한 정밀 위치 제어," *Proceedings of the 12th KACC*, pp1796-1799, October, 1997.
15. J.I.Song, Y.H.Choi, J.H.Shim, D.S.Kwon, H.S.Cho, "Nonlinear Friction Compensation Methods for an In-Parallel Actuated 6-D.O.F Manipulator," *Proc. of the IEEE Int.Conf. on Robotics & Automation.*, pp.169-174, 1998.