

반복 제어를 이용한 접촉력 제어

전도영* , 정일용**

Repetitive Control of Contact Force

Doyoung Jeon* , Ilyong Jong**

ABSTRACT

In high speed and high precision assembly systems such as a surface mounting device and robot end effector, the contact force control is required. As the operation repeats, the repetitive control is applied to reduce the periodic contact force errors. Since high order unmodelled dynamics are easily excited in contact force control, a Q filter was introduced and its robust stability was analyzed. Simulation and Experimental results show the effectiveness of the algorithm.

Key Words: Contact Force(접촉력), Repetitive Control(반복제어), Robust Stability(강인 안정성), Surface Mounting Device(표면 실장기)

1. 서론

전자부품의 조립과 같은 복잡한 작업을 수행하는 조립 기계 또는 로봇트는 고속 고정밀의 위치제어 및 힘 제어를 필요로 하게된다. 그 한 예로 표면 실장기⁽¹⁾, SMD(Surface Mounting Device)를 들 수 있다. 이 장치에서는 모든 칩의 리드(lead)가 PCB기판의 납패드와 접촉될 수 있고 칩이 적절히 보드와 접촉될 수 있도록 적당한 힘을 가할 수 있어야 한다. 만약 위치제어에만 의존한다면 PCB기판의 위치오차, 칩과 기구물의 공차 및 기판의 증광과 바깥 부분의 탄성계수의 변화 등에 의해 완벽한 접촉은 이루어질 수 없을 것이며, 또한 큰 접촉력은 칩의 손상과 피로응력을 가져올 수 있다. 접촉력의 제어가 중요시되는 부품의 조립작업에서, 원하는 접촉력의 제

어뿐만 아니라 주어진 힘 궤적을 잘 추종할 수 있는 것이 바람직하다. 예를 들면 표면실장기에서 칩과 기판의 접촉력을 일정하게 하는 것도 중요하나, 칩이 기판에 충돌시 변형이 일어나지 않게 하고 공정동안 원하는 접촉력이 변화할 수도 있어 이를 만족시키기 위하여는 힘의 궤적을 설정하여 잘 추종하게 제어하는 것이 중요하다. 접촉력 제어에 로봇트를 이용한 경우 말단부(end effector)를 독립적인 스프링 기구물로 하여 이 스프링의 강성을 정확히 알고 있다는 가정 하에서 접촉력을 제어하기도 하였다.⁽²⁾

작업이 반복적으로 수행될 경우, 힘 추종 오차 중에는 반복적인 성분이 존재하게되며, 이런 오차를 최소화하기 위해서 제어기는 반복적인 오차패턴을 학습할 수 있도록 하는 것이 바람직하다. Internal model 원리⁽³⁾에 의하면 제어기의 되먹임루프에 외란의 기본 모드 신호 발생기를

* 서강대학교 기계공학과

** 서강대학교 전자공학과 대학원

포함하고 있으면 반복되는 오차 성분은 완벽히 보상할 수 있으며, 이는 반복제어기의 원리가 된다. Tomizuka⁽⁴⁾ 등은 이산시간영역에서 Internal Model 원리에 근거한 반복제어기를 해석하였으며, Tsai⁽⁵⁾ 등은 반복제어기를 로보트의 위치 제어에 적용하였다. 본 논문에서는 접촉력제어에 반복제어기법을 적용하여 반복되는 추종오차를 제거하며, 이를 위해 접촉으로 인한 모델화되지 않는 동력학적 성질이 있을 경우 안정성 보장을 위해 $Q(z, z^{-1})$ 필터가 있는 반복제어기의 강인성 해석을 하였으며 실험적으로 입증한다.

2. 모델오차에 대한 반복제어의 강인성

반복제어기는 오차의 주기적인 신호 성분이 영으로 수렴하더라도 제어 입력 신호를 제공하는 주기신호발생기와 오차의 수렴 특성을 향상시키는 보상기로 구성되어 있다. 주기가 N 인 주기신호발생기 $G_{r1}(z^{-1})$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{r1}(z^{-1}) = \frac{k_r z^{-N_1}}{1 - z^{-N}} = \frac{k_r z^{N_2}}{z^N - 1} \quad (1)$$

여기서 N_1, N_2 는 지연 스텝수로서 $N_1 + N_2 = N$ 을 만족하며, k_r 은 반복제어 이득 값이다.

기존의 제어기에 반복제어기를 첨가한 블록선도를 Fig. 1에 나타내었다. 그림에서 $G_p(z^{-1})$ 은 플랜트의 전달함수이며 $G_c(z^{-1})$ 은 전체 되먹임제어루프를 안정화시키는 제어기이다.

Fig. 1에서 $T(z)$ 에서부터 $E(z)$ 까지의 전달함수를 $G_s(z^{-1})$ 라 하면, 다음과 같이 표현할 수 있으며,

$$G_s(z^{-1}) = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (2)$$

식 (2)의 극점이 모두 안정화 영역에 있다고 가정하면, 보상기 $G_f(z^{-1})$ 는 다음과 같이 $B(z^{-1})$ 가 불안정한 영점을 가지고 있는지의 여부에 따라 다르게 설계된다.⁽⁶⁾ $B(z^{-1})$ 의 영점이 모두 단위원 안에 경우, 식 (1)의 N_2 는 d 로 되며, 보상기 $G_f(z^{-1})$ 는 다음과 같이 설계할 수 있다.

$$G_f(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} \quad (3)$$

만일 $B(z^{-1})$ 가 단위원 밖에 영점을 가지고 있다면, $B(z^{-1})$ 는 다음과 같이 단위원 안에 영점을 가진 $B^+(z^{-1})$ 부분과 단위원 밖에 영점을 가진 $B^-(z^{-1})$ 로 인수분해하고

$$B(z^{-1}) = B^+(z^{-1})B^-(z^{-1}) \quad (4)$$

보상기 $G_f(z^{-1})$ 는 Zero Phase Error Tracking 제어기 (ZPETC)의 형태⁽⁶⁾로 다음과 같이 설계할 수 있다.

$$G_f(z^{-1}) = \frac{z^{-N_u} A(z^{-1}) B^-(z)}{B^+(z^{-1}) b} \quad (5)$$

$$b \geq \max |B^-(e^{-jw})|^2 \quad w \in \left[0, \frac{\pi}{T}\right]$$

여기서 T 는 샘플링 시간이다. $G_r(z^{-1})$ 는 다음과 같이 표현되며

$$G_r(z^{-1}) = \frac{k_r z^{N_2}}{z^N - 1} G_f(z^{-1}) \quad (6)$$

여기서 k_r 은 반복제어기의 이득값, N_2 는 $d + N_u$ 로 되며, 이때 N_u 는 $B^-(z^{-1})$ 의 차수이다.

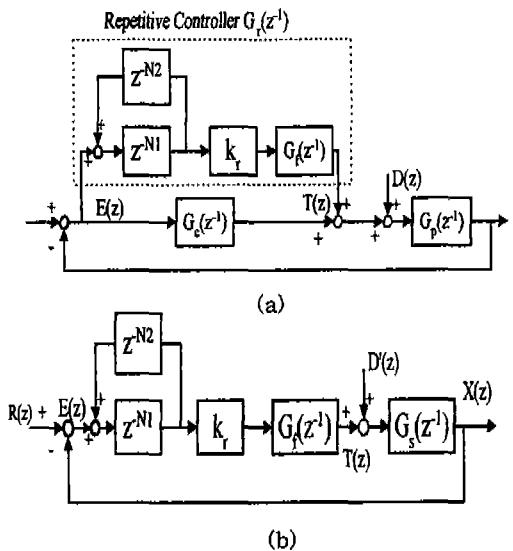


Fig 1. Discrete repetitive control system

반복제어시스템의 안정성은 small gain 정리⁽⁷⁾를 이용하여 해석될 수 있다. Fig.1(b)의 외란 $D'(z)$ 를 주기적이며 크기가 제한되어 있다고 가정하면 외란 $D'(z)$ 로부터 추종 오차 $E(z)$ 까지의 전달 함수는 다음과 같다.

$$E(z) = \frac{-G_s(z^{-1})(1-z^{-N})}{1-z^{-N}(1-k_r z^{N_2} G_s(z^{-1}) G_f(z^{-1}))} D'(z) \quad (7)$$

이때 small gain 정리로부터, 다음과 같은 조건을 만족하면 시스템은 BIBO 안정하다.

$$\begin{aligned} |1 - k_r z^{N_2} G_s(z^{-1}) G_f(z^{-1})| < 1 \quad (8) \\ \text{for all } z = e^{jw}, \quad w = \left[0, \frac{\pi}{T}\right] \end{aligned}$$

일반적으로 실제 시스템을 정확히 알 수는 없는 것이므로, 파라미터의 변화 및 모델링 오차와 같은 불확실성을 고려하여 반복제어 시스템을 분석하여야 한다. 반복힘제어에서는 증폭에 의해 또는 모델화되지 않은 질량에 의해 실제 시스템에서 고차항이 쉽게 나타날 수 있으나 이를 제어기의 설계단계에서 고려하기는 어려우므로 일반적인 저차모델에서 제어기를 설계하고 실제 고차모델에 대한 강인성을 보인다.

시스템의 불확실성을 다음과 같이 고차의 실제모델로 하기 위해 곱셈형 모델 오차 $E_m(z^{-1})$ 로 나타내면 다음과 같다.

$$G_{s/a}(z^{-1}) = G_{s/n}(z^{-1})(1 + E_m(z^{-1})) \quad (9)$$

여기서 $G_{s/a}(z^{-1})$ 와 $G_{s/n}(z^{-1})$ 는 각각 실제 및 공칭(nominal)시스템을 나타낸다. 이때 $G_{s/a}(z^{-1})$ 를 식 (8)의 안정화 조건에 대입하고 정리하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left| \frac{1-\beta}{\beta} - E_m(z^{-1}) \right| < \frac{1}{\beta} \quad (10)$$

여기서 $\beta = k_r z^{N_2} G_{s/n}(z^{-1}) G_f(z^{-1})$ 이다. 만약 불안정한 영점이 존재하지 않을 경우 β 는 k_r 이며, 불안정한 영점

이 존재한다면, β 는 다음과 같다.

$$\max_{z \in \left(0, \frac{\pi}{T}\right)} \beta = \max_{z \in \left(0, \frac{\pi}{T}\right)} \frac{k_r B^-(z^{-1}) B^-(z)}{b} = k_r \quad (11)$$

따라서 BIBO 안정조건을 만족하기 위해서 식 (10)으로부터 $E_m(z^{-1})$ 는 Fig. 2의 원내부에 존재해야 함을 알 수 있으며, 원의 반지름은 k_r 에 반비례하므로 안정성을 보장하기 위해서 k_r 값은 충분히 작아야 함을 알 수 있다.

강인 안정성을 위해 저역통과 필터 $|Q(z, z^{-1})|$ 를 기존의 반복제어기에 도입하면,⁽⁸⁾ 수정된 반복제어기는 Fig. 3에 나타낸 바와 같으며 식 (6)의 반복제어기는 다음과 같이 된다.

$$G_r(z^{-1}) = \frac{k_r Q(z, z^{-1}) z^{N_2}}{z^N - Q(z, z^{-1})} G_f(z^{-1}) \quad (12)$$

이때 식 (8)의 안정화 조건은 다음과 같이 수정됨을 알 수 있다.

$$\left| 1 - k_r z^{N_2} G_s(z^{-1}) G_f(z^{-1}) \right| < \left| \frac{1}{Q(z, z^{-1})} \right| \quad (13)$$

$$\text{for all } z = e^{jw}, \quad w = \left[0, \frac{\pi}{T}\right]$$

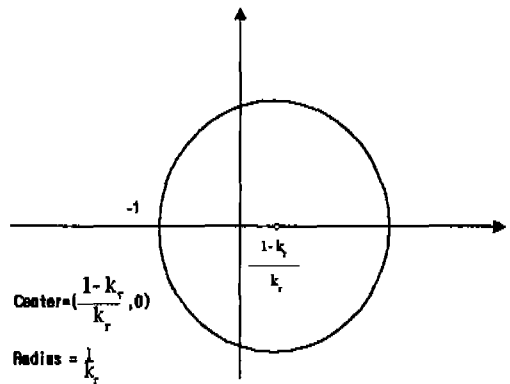


Fig. 2 Stability boundary for $E_m(z^{-1})$

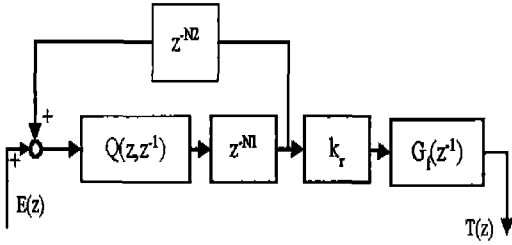


Fig. 3 Modified repetitive controller

여기에서 식 (8)과 비교하여 식 (13)의 우변은 $Q(z, z^{-1})$ 에 따라, 즉 주파수의 특성에 따라 바뀌게 될 것을 알 수 있다. 즉 특정 주파수에서 $Q(z, z^{-1})$ 의 값이 작다면 그 주파수에서 안정화 영역이 매우 커지므로 강인성을 가질 수 있다

3. 반복 힘제어 실험

3.1 시스템의 수학적 모델링

반도체 칩을 표면 실장하는 SMD장치를 가정하였으며 실제 실험은 XY테이블의 X축을 구동하여 실험하였다. 따라서 모사실험에서 공칭모델의 계수는 실제 실험장치의 계수를 사용하였으며 모델화되지 않은 고차항은 가정한 값을 사용하였다. Fig. 4는 힘 제어를 위한 실험장치의 구성을 나타내고 있다. XY테이블을 X축 방향으로만 동작시키도록 하고 테이블에는 칩을 부착할 수 있는 힘보로 되어 있는 말단부를 부착하여 X축 왕복직선운동을 하면서 기판과 접촉하게 된다. 테이블은 Brushless DC 서보모터로 구동되어지며, Ball screw feed drive의 리이드는 2 mm이고 광학 엔코더는 2000cpr(count per revolution)을 제공하므로 1 μ m 해상도의 위치측정이 가능하다. 정밀한 힘 측정을 위해 힘보에 load cell을 달았으며, load cell에서 발생된 신호는 고입력 임피던스를 가지는 IA(Instrumentation Amplifier)를 사용하여 증폭하였다. 증폭된 신호는 12 bit A/D 변환기가 내장되어 있는 IMI DS2 daughter board를 통해서 디지털 신호로 변환된 다음 MX31 DSP Bus를 통하여 TMS320C31 DSP board로 입력된다. 제어입력 신호는 16bit D/A 변환기를 통하여 NEAT 7000 series DC Servo 증폭기로 보내진다. 호스트 컴퓨터는 제어 알고리즘의 작성 및 디버깅 그리고 다운로드를 위한 것으로 RS232-C를 통해서 DSP와 연결된다.

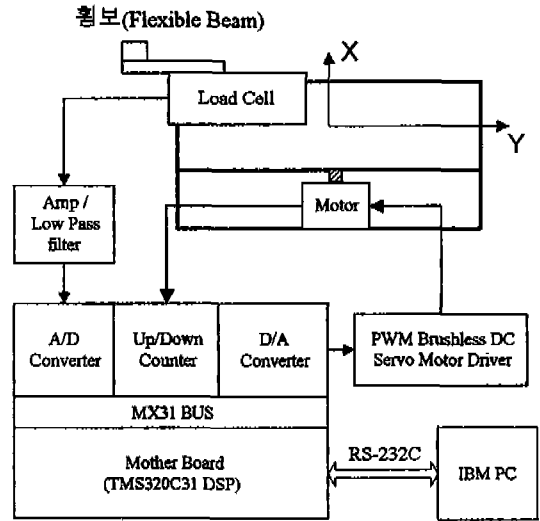


Fig. 4 Experimental setup of force control system

m 을 X-축 운동 시스템의 등가관성, c 를 마찰상수, k_1 및 k_2 를 각각 말단부와 기판의 강성이라고 한다면, 이와 같이 구성된 힘 제어 시스템은 Fig 5와 같이 질량 스프링 시스템으로 나타낼 수 있다. 이때 k_1 은 설계되어지는 값이므로 정확히 알 수 있는 값이지만, k_2 는 기판의 중앙으로부터 가장자리 부분까지 달라질 수 있는 값이다. 또한 m_1 은 칩과 기판의 관성효과를 나타내며 이것이 반복 제어기 설계시 모델오차를 발생시킨다고 가정한다.

칩이 기판에 접촉될 순간에 말단부의 속도가 작아서 접촉당시 기판과 말단부의 관성효과를 무시할 수 있다면, 즉 m_1 을 무시하면 플랜트의 수학적 모델은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$m \ddot{x} + c \dot{x} = u - f_c \quad (14)$$

$$f_c = \begin{cases} \frac{k_1 k_2}{k_1 + k_2} x = k_e x & (x > 0 \text{일때, 즉 접촉시}) \\ 0 & (x < 0 \text{일때, 즉 비접촉시}) \end{cases}$$

여기서 u 는 입력힘이고, f_c 는 제어대상인 접촉력이다. 모델의 파라미터를 구하기 위해서 먼저 접촉이 일어나기 전, 즉 $x < 0$ 일 때 DC 서보증폭기의 입력전압 V 부터 위치출력 X 까지의 동특성 $X(s)/V(s)$ 는 식 (14)로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$X(s)/V(s) = \frac{k_v}{(ms + c)s} \quad (15)$$

여기서 서보증폭기의 대역폭은 기계적 시스템의 대역폭보다 월등히 크므로 서보증폭기로부터 출력 토크까지는 비례한다고 가정하였고 파라미터를 추정하기 위하여 서보증폭기의 입력단자에 sweep sine 신호를 인가하고 이때 시스템 출력인 위치변수를 측정하여 curve fitting 방법으로 파라미터를 구하였으며, 그 값은 다음과 같다.

$$k_v = 0.2306N/V, c = 17.5929 \text{ kg/sec}, m = 1.4kg$$

또한 말단부의 강성 k_1 은 3170N/m으로 측정되었고, 기판과 말단부의 등가강성 k_e 는 2799N/m로 측정되었다. 이와 같이 측정된 k_1 과 k_2 로 부터 기판의 강성 k_2 는 23916N/m로 계산되어졌다.

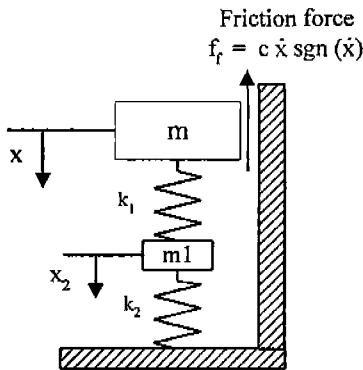


Fig. 5 Model with the inertia of a chip and PCB

3.2 반복 힘 제어기의 설계

Fig. 6에 제안된 반복 힘 제어 시스템의 블럭도를 나타내었다.

칩의 리이드가 기판과 접촉되기 전까지 X테이블은 PI 제어기를 사용하여 주어진 속도계좌를 추종하도록 하였으며, 칩의 리이드가 기판과 원만히 접촉하고 힘 제어에서 항상같은 초기 조건을 가지기 위해 기판과 접촉이 일어나기 전에 일정한 속도를 유지하도록 하였다. 실험에서 접촉 속도는 1mm/sec로 하였다. 칩의 리이드와 기판의 접촉이 일어나는 순간부터 Fig. 6의 반복힘 제어기가 동작하도록 되어 있으며 일정속도로 접촉하므로 항상 같은 조건을 갖는다고 가정한다. 제어 알고리즘의 계산 및 호

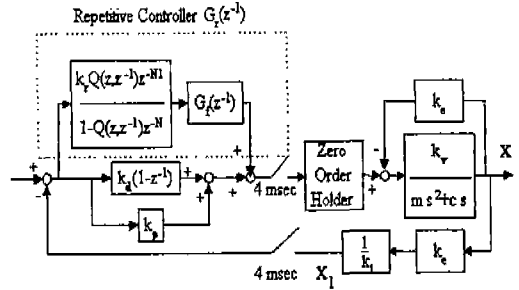


Fig. 6 Schematic diagram of the force control system

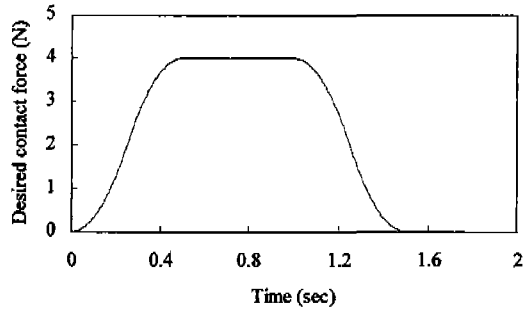


Fig. 7 Desired contact force

스트 컴퓨터와의 데이터 통신을 고려하여 DSP 제어기의 샘플링시간은 4msec로 하였다. Fig. 6에서 PD제어기의 계수는 실험적으로 구하였는데 k_p 와 k_d 는 각각 1500과 12000이었다. 칩과 기판이 추종하게 될 접촉력 계측은 Fig. 7에 나타내었는데 칩의 리드에 가해지는 충격을 줄이도록 하였으며 임의로 설정하였다. 실제 조립작업이나 표면 실장기에서 이 접촉력 계측은 상황에 맞게 주어질 수 있을 것이다.

Fig. 8은 접촉 힘제어에 PD제어기만을 사용했을 때, 접촉이 일어나는 동안만 측정된 신호를 나타낸 것이다. 연속적인 작업동안 추종오차 및 정상상태오차가 2초의 주기를 가지고 반복적으로 발생되고 있음을 알 수 있다.

주기가 2초이고, 샘플링시간이 4msec인 반복제어기의 주기신호발생기 N 은 500이 되며, 위에서 설계된 PD제어기를 사용하면, 식 (6)에 의해서 반복제어기 $G_r(z^{-1})$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$G_r(z^{-1}) = \frac{k_r z^{-N+1}}{1-z^{-N}} \cdot \frac{(8.763 - 15.470z^{-1} + 8.461z^{-2} - 1.180z^{-3}) \times 10^5}{1 + 0.983z^{-1}} \quad (16)$$

이 반복제어기를 사용하였을 경우 실험결과는 Fig.9와 같이 불안정한 시스템이 되어 접촉력이 발산하는 것을 알 수 있다. 따라서 강인성을 갖고 안정화 영역을 바꾸어 주는 $Q(z, z^{-1})$ 필터를 사용하여 반복힘 제어를 한다.

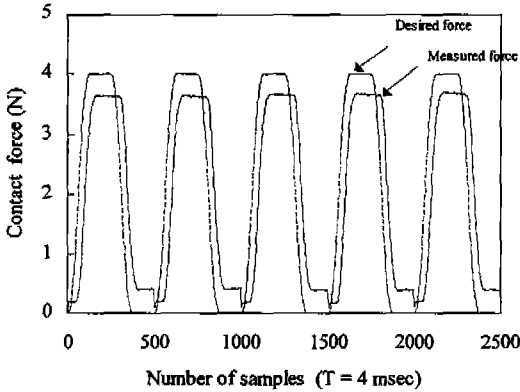


Fig. 8 Contact force under PD control (experiment)

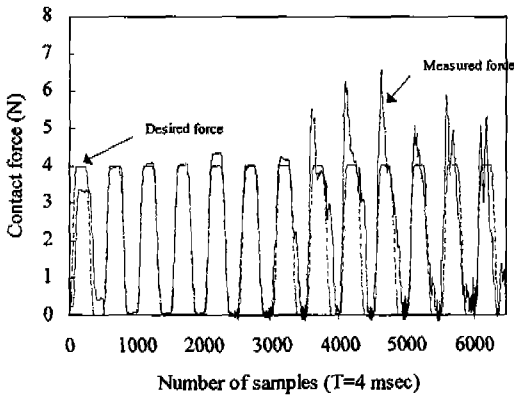


Fig. 9 Contact force under repetitive control without $Q(z, z^{-1})$ filter (experiment)

4. 강인한 반복 힘제어기 실험

식 (16)에 설계된 반복제어기는 Fig. 5의 궤보 및 칩과 기관의 관성 즉, m_1 을 무시하고 설계된 것으로 이와 같이 모델의 부정확성에 대한 안정성을 살펴보기 위해서 2절에서 제시한 방법으로 강인안정해석을 한다.

m_1 은 크기가 m 에 비해 상대적으로 작고 모델링하기가 어려우므로 반복제어기의 설계에 정확히 고려하기는 매우 어렵다. 따라서 곱의 형태인 모델오차로 취급하여 $Q(z, z^{-1})$ 필터로 안정화시킬 수 있는지의 여부를 판단해 본다.

안정성해석을 위해서 m_1 을 m 의 3%의 값으로 고려한다면, m_1 으로 인한 동특성은 전달함수 $E(z^{-1})/T(z^{-1})$ 에 식 (9)에 의해서 다음과 같은 곱셈형 오차 모델 $E_m(z^{-1})$ 을 제공한다.

$$E_m(z^{-1}) = \frac{(-0.251 - 0.844z^{-1} + 1.107z^{-2} + 1.084z^{-3} - 0.860z^{-4} - 0.237z^{-5}) \times 10^{-3}}{1 + 1.114z^{-1} - 1.588z^{-2} - 1.556z^{-3} + 1.125z^{-4} + 0.976z^{-5} - 0.003z^{-6}} \quad (17)$$

이때 $E_m(z^{-1})$ 의 나이퀴스트 선도는 k_r 을 매우 작게 하여도 Fig. 2의 안정영역에 포함되지 못한다. 따라서, $Q(z, z^{-1})$ 가 $\frac{z+2+z^{-1}}{4}$ 인 필터를 반복제어기에 도입하여 식 (13)의 안정조건 만족 여부를 검사하면, 식 (13)좌변의 주파수 영역에서 크기는 Fig.10과 같으며 식 (13)우변의 주파수 영역에서의 크기, 즉 750rad/sec의 주파수에서 28 dB의 최대 이득 값을 가지고 있음을 알 수 있다. $\frac{1}{Q(z, z^{-1})}$ 의 보드선도는 Fig. 11에 나타난 바와 같이 750rad/sec의 주파수에서 50 dB의 이득 값을 가짐을 알 수 있으므로 식 (13)의 강인안정조건을 만족함을 알 수 있다.

$Q(z, z^{-1})$ 필터는 이동 평균(moving average) 필터로서 입력신호와 출력신호의 위상차가 없는 특징이 있다. 실험에서는 m_1 을 정확히 알 수 없으므로 여러 계수의 $Q(z, z^{-1})$ 필터를 실험해 보았다. 이는 식 (13)우변의 주파수 영역에서 크기가 다양하게 변화할 수 있음을 뜻한다. Fig. 12에 $Q(z, z^{-1}) = \frac{z+2+z^{-1}}{4}$ 필터를 사용한 반복 작업동안의 접촉력을 나타내었다. 반복제어기는 PD제어기만을 사용했을 때 생기는 정상상태오차와 추종오차를 2번째 작업부터 거의 보상하고 있음을 알 수 있다. 그림에서 첫 번째 주기에서 400에서 500 샘플 동안 약 0.5N의 힘이 유지되는 것은 마찰력이 제어기의 출력보다 커서 오차가 제어되지 못하고 정지하는 것을 나타내는데 두 번째 부터는 이 마찰력도 보상되어 오차가 줄어들고 있음을 알 수 있다.

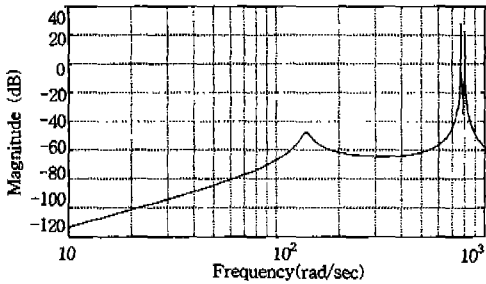


Fig. 10 Bode plot of $1 - k_r z^{N_r} G_s(z^{-1}) G_f(z^{-1})$, ($k_r = 1$)

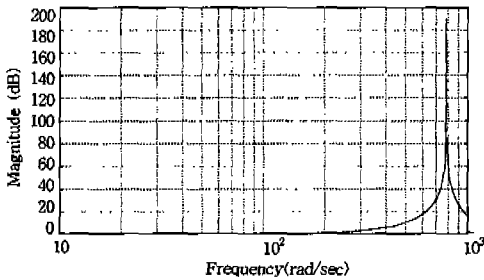


Fig. 11 Bode plot of $\frac{1}{Q(z, z^{-1})}$, $Q(z, z^{-1}) = \frac{z+2+z^{-1}}{4}$

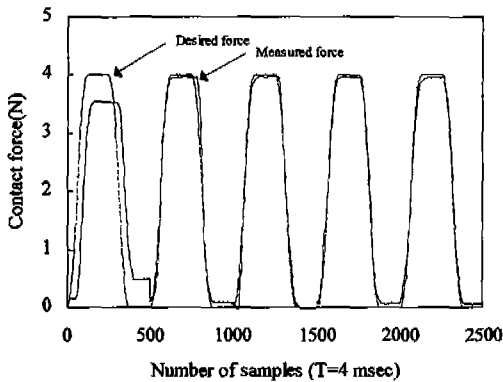


Fig. 12 Contact force under modified repetitive control (experiment)

5. 결론

본 논문에서는 SMD와 같은 정밀한 힘 제어가 요구되는 시스템에 반복제어기법을 적용하여 보통의 되먹임제

어기가 보상할 수 없는 반복되는 추종오차를 제거하였으며 보다 정밀한 힘 제어가 가능함을 실험으로 입증하였다. 반복 힘 제어 시스템에서는 기관과 chip의 등가 질량과 같은 모델화 되지 않은 동특성이 시스템의 안정성에 영향을 주고 있음을 알 수 있었고, 이에 대한 강인 안정성을 보장하기 위해서 $Q(z, z^{-1})$ 의 사용이 필요함을 해석하였고 실험으로 증명하였다.

후 기

이 연구는 95년도 서강대학교 교내 연구비 지원에 의하여 이루어졌으며 이에 감사드립니다.

참고문헌

1. R. C. Landis, "The Next Wave: Mounting on The Surface," *Mechanical Engineering*, pp.64-68, October, 1986.
2. D. Jeon and M. Tomizuka, "Repetitive Contact Force Control with a Compliant End Effector," *Control of Systems with Inexact Dynamic Models*, pp.117-123, ASME, 1991
3. B. A. Francis and W. M. Wonham, "The Internal Model Principle for Linear Multi-variable Regulators," *Appl. Math. Opt.*, vol. 2, pp. 170-194, 1975.
4. M. Tomizuka, T. C. Tsao and K. K. chew, "Discrete Time Domain Analysis and Synthesis of Repetitive Controllers," *Proc. Amer. Contr. Conf.*, pp. 115-120, 1988.
5. M. Tsai, G. Anwar and M. Tomizuka, "Discrete Time Repetitive Control for Robot Manipulator," *Proc. of IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp.1341-1347, 1988.
6. M. Tomizuka, "Zero-Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control," *Trans. ASME, J. Dynam. Syst., Meas., Contr.*, vol. 109, no. 1, pp. 65-68, 1987.
7. C.A. Desoer and M. Vidyasagar, *Feedback Systems: Input-Output Properties*, New York, Academic Press, 1975.