네트워크 표현을 이용한 트윈서보 시스템의 모델링과 강건 동기 동작 제어

Modeling and Robust Synchronizing Motion Control of Twin-Servo System Using Network Representation

김 봉 근, 최 현 택, 정 완 균, 서 일 홍, 송 중 호
(Bong Keun Kim, Hyun-Taek Choi, Wan Kyun Chung, Il Hong Suh, and Joong Ho Song)

Abstract : A twin-servo mechanism is used to increase the payload capacity and assembling speed of high precision motion control systems such as semiconductor chip mounters. In this paper, we focus on the modeling of the twin-servo system and propose its network representation. And also, we propose a robust synchronizing motion control algorithm to cancel out the skew motion of the twin-servo system caused by different dynamic characteristics of two driving systems and the vibration generated by high accelerating and decelerating motions. The proposed control algorithm consists of separate feedback motion control algorithms for each driving system and a skew motion compensation algorithm. A robust tracking controller based on internal-loop compensation is proposed as a separate motion controller and its disturbance attenuation property is shown. The skew motion compensation algorithm is also designed to maintain the synchronizing motion during high speed operation, and the stability of the whole closed loop system is proved based on passivity theory. Finally, experimental results are shown to illustrate control performance.

Keywords : twin-servo system, network representation, synchronizing motion control, robust internal-loop compensator, passivity

I. 서론

반도체 칩 마운터(semiconductor chip mounter) 장비와 같은 높은 정밀도의 성능과 생산성을 요구하는 첨단 전자 제품 제조시스템에 있어서, 트윈서보 메커니즘(twin-servo mechanism)은 차세대 인쇄회로 기판(PCB) 조립기술 분야의 핵심 기술로 활발한 연구가 이루어지고 있다[1]. 트윈서보 메커니즘은 기존의 생산 장비에 비하여 하중의 용량과 응답 속도를 높일 수 있도록 하나의 기준 입력에 대해서 각각 독립적으로 제어되는 두 개의 모터로 구성되어 진다[2]. 그러나 두 시스템간의 동역학적 특성의 차이와 각 모터에 인가되는 하중 및 외란 등으로 인하여 두 모터 사이에는 상대적인 위치 오차가 생겨나며, 이에 의해 비틀림 동작이 발생하게 된다. 더욱이 넓은 동작범위에서 고속의 응답성을 요구하는 정밀 시스템의 제어는 더욱 어려워지는 문제점이 있다. 그러므로 고성능의 트윈서보 제어 시스템을 위해서는 두 모터의 동적 불균형 하에서도 정확한 움직임을 위한 동기 제어와 비선형적인 외란 등에 강건한 제어 알고리즘의 개발이 요구되어진다.

본 논문에서는 네트워크 표현(network representation)을 이용하여 트윈서보 시스템을 모델링 하는데 중점을 둔다. 또한 개별적인 되먹임 제어기(separate feedback controller)와 비대칭 동작 보상기(skew motion compensator)로 구성되는 강건 동기 동작 제어기(robust synchronizing motion controller)를 제안한다. 내부루프 보상기(internal-loop compensator)에 기초한 모델 기준 추적 제어기(model reference tracking controller)는 개별적인 되먹임 제어기로써 제안되고, 시스템을 상반적(reciprocal)으로 만드는 대칭 형태의 PD(Proportional and Derivative) 제어기는 비대칭 동작 보상기로 제안된다. 전체 제어 시스템의 안정성 해석은 수동성(passivity) 이론에 기초하여 보여진다.

2장에서는 네트워크 표현을 이용한 트윈서보 시스템의 모델링이 소개된다. 3장에서는 각각의 구동 시스템을 위한 개별적인 모델 기준 추적 제어기가 제안된다. 4장에서는 트윈서보 시스템의 비대칭 동작 보상 제어기가 제안되고 전체 폐루프 시스템의 안정성 해석이 다루어진다. 제안된 제어기의 성능검증을 위한 실험결과는 5장에서 보여지며, 마지막으로 결론을 맺는다.

접수일자 : 1999. 12. 20., 수정완료 : 2000. 5. 27.
김봉근, 정완균 : 포항공과대학교 기계공학과
최현택, 서일홍 : 한양대학교 전자공학과
송중호 : 한국과학기술연구원

II. 트윈서보 동작 제어 시스템

1. 트윈서보 시스템의 모델링

대부분의 트윈서보 시스템은 다자유도(multiple degree-of-freedoms) 시스템이다. 그러나 본 논문에서는 수학적 간편함을 위하여 1축(x방향) 시스템만을 고려한다. 트윈서보 시스템은 그림 1에서 보이는 것처럼 각각의 서보 시스템이 독립적인 폐 제어 루프(closed control loop)로 구성되는 일차(primary)와 이차(secondary) 시스템으로 구성된다. 두 시스템의 동역학식은 다음과 같이 주어진다. 여기서, x_p와 x_s는 각각 일차와 이차 모터의 변위을 나타낸다. 그리고 m_p와 b_p는 각각 일차 모터의 질량과 점성계수이고, m_s와 b_s는 이차 모터의 질량과 점성계수이다. f_p,

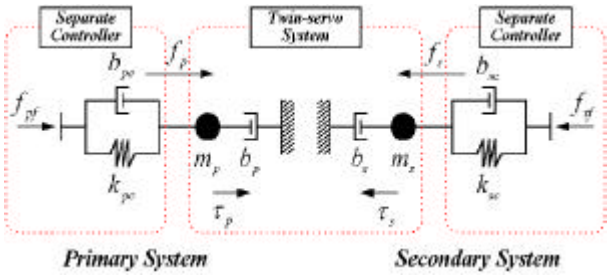


그림 1. 트윈서보 동작 제어 시스템.
Fig. 1. Twin-servo motion control system.

$$\begin{aligned} m_p \ddot{x}_p + b_p \dot{x}_p &= \tau_p + f_p \\ m_s \ddot{x}_s + b_s \dot{x}_s &= \tau_s + f_s \end{aligned} \tag{1}$$

f_s는 일차와 이차 모터에 작용되는 개별적인 되먹임 제어력을 각각 뜻한다. 일차와 이차 모터의 비대칭 동작을 보상하기 위한 힘은 각각 τ_p와 τ_s로 표현된다.

개별적인 되먹임 제어기들은 그림 1에서 보이는 것처럼 다음 식과 같은 단순한 스프링-댐퍼(spring-damper) 시스템으로 표현될 수 있다고 가정한다.

$$\begin{aligned} f_{pf} - f_p &= b_{pc} \dot{x}_p + k_{pc} x_p \\ f_{sf} - f_s &= b_{sc} \dot{x}_s + k_{sc} x_s \end{aligned} \tag{2}$$

여기서, b_{pc}와 k_{pc}는 각각 개별적인 일차 되먹임 제어기의 점성계수와 강성을 뜻한다. b_{sc}와 k_{sc}는 이차 되먹임 제어기의 점성계수와 강성이고, f_{pf}과 f_{sf}은 원하는 궤적(desired trajectory)에 의해서 결정되는 일차와 이차 시스템의 피드 포워드(feed-forward) 제어입력이다.

2. 비대칭 동작 보상 제어

트윈서보 시스템의 비대칭 동작(skew motion)은 두 시스템의 서로 다른 동적 특성에 의해서 생겨난다. 더욱이, 높은 가감속 동작은 이러한 비대칭 현상을 심화시키고, 심한 기계적 진동을 일으킬 수 있다. 따라서 이러한 문제점들이 동작 조건하에서 적절히 고려되지 않는다면, 트윈서보 시스템의 동기화 성능에 부적절한 영향을 미칠 수 있다.

동기 동작 제어기는 비대칭 동작을 상쇄시킴으로써 두 모터를 동기화 시키는데 이용된다. 그러므로 제어기는 실시간으로 비대칭 동작을 인지하고, 고속 동작 동안에도 두 시스템간의 동역학적 차이와 외부에서 각 시스템에 인가되는 외란을 보상하여야 한다. 개별적인 강건 되먹임 제어기는 두 모터의 서로 다른 동적 특성을 보상하여 두 시스템이 같은 동역학적 특성을 가지게 하고, 여기에 비대칭 동작 보상 제어기가 덧붙여진다. 동기화된 동작을 위한 보상력을 결정하는 일반적인 표현으로써 다음의 일차와 이차 시스템의 제어 입력을 생각해보자.

$$\begin{aligned} \tau_p = & \left(K_{pp}^{p} + K_{pp}^{v} \frac{d}{dt} + K_{pp}^{a} \frac{d^2}{dt^2} \right) x_p \\ & - \left(K_{ps}^{p} + K_{ps}^{v} \frac{d}{dt} + K_{ps}^{a} \frac{d^2}{dt^2} \right) x_s \\ \tau_s = & \left(K_{sp}^{p} + K_{sp}^{v} \frac{d}{dt} + K_{sp}^{a} \frac{d^2}{dt^2} \right) x_p \\ & - \left(K_{ss}^{p} + K_{ss}^{v} \frac{d}{dt} + K_{ss}^{a} \frac{d^2}{dt^2} \right) x_s \end{aligned} \tag{3}$$

여기서, $K_{pp}^{(p,v,a)}$, $K_{ps}^{(p,v,a)}$는 일차 모터의 위치, 속도, 가속도에 대한 되먹임 이득(gain)이고, $K_{sp}^{(p,v,a)}$와 $K_{ss}^{(p,v,a)}$는 이차 모터의 이득이다.

(3)에서 두 시스템 사이의 데이터(data) 전송에 의한 시간지연(time delay)은 무시할 수 있다고 가정한다. 또한 일차와 이차 시스템에 대한 위치 스케일(scale)은 같다고 가정한다.

다음절에서는 이러한 일차와 이차 시스템이 서로 되먹임 제어기로 연결(coupling)되어있는 트윈서보 시스템을 네트워크 표현을 이용하여 쉽게 모델링 할 수 있음을 보인다.

3. 네트워크 표현

그림 2의 두 개의 터미널 쌍(two-terminal-pair) 네트워크을 트윈서보 제어 시스템의 해석에 이용한다[3][4]. 임피던스(impedance) 행렬 $\boldsymbol{Z}$는 두 개의 터미널 쌍 네트워크의 전류와 전압 사이의 관계로부터 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} V_1 &= z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ V_2 &= z_{21} I_1 + z_{22} I_2 \end{aligned} \tag{4}$$

$$\boldsymbol{Z} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \tag{5}$$

여기서, I_1과 I_2는 각 터미널 쌍에 대한 전류를, 그리고 V_1, V_2는 전압을 나타낸다.

그림 3에서처럼 각 터미널 쌍에 전력원(power source)이 연결된 두 개의 터미널 쌍 네트워크를 생각해 보도록 하자. 전력원을 기준 제어력으로 생각하고, 두 개의 터미널 쌍 네트워크는 트윈서보 시스템으로 생각함으로써 전체 시스템은 그림 3에서의 전기회로로 대체할 수 있다. 앞 절에서의 모델링과 이 그림에서의 회로 표현의 대응관계는

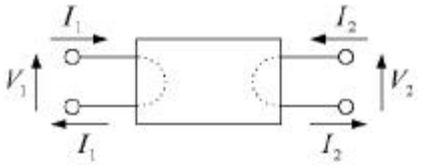


그림 2. 두 개의 터미널 쌍 네트워크.
Fig. 2. Two-terminal-pair network.

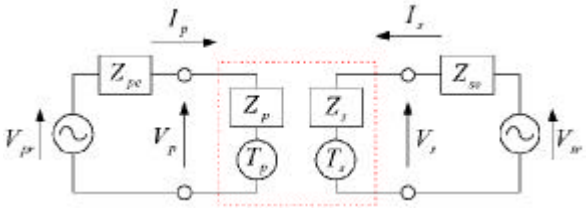


그림 3. 트윈서보 시스템의 회로 표현.
Fig. 3. Circuit representation of twin-servo system.

표 1. 수학적 모델링과 회로 표현사이의 대응관계.
Table 1. Correspondence between mathematical modeling and circuit representation.

수학적 모델링		회로 표현
$\dot{x}_p,\ \dot{x}_s$	$\leftrightarrow$	$I_p,\ I_s$
$f_{pr},\ f_{sr}$	$\leftrightarrow$	$V_{pr},\ V_{sr}$
$f_p,\ f_s$	$\leftrightarrow$	$V_p,\ V_s$
$\xi_p,\ \xi_s$	$\leftrightarrow$	$T_p,\ T_s$

표 1에 나타나 있다.

(1)과 (3)은 시간 영역에서 주파수 영역으로 다음과 같이 변환될 수 있다.

$$\begin{aligned} T_p + V_p &= (m_p s + b_p) I_p \equiv Z_p I_p \\ T_s + V_s &= (m_s s + b_s) I_s \equiv Z_s I_s \end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned} T_p &= \left(K_{pp}^a s + K_{pp}^v + K_{pp}^p \frac{1}{s}\right) I_p \\ &\quad - \left(K_{ps}^a s + K_{ps}^v + K_{ps}^p \frac{1}{s}\right) I_s \\ &\equiv P_p I_p - R_p I_s \\ T_s &= \left(K_{sp}^a s + K_{sp}^v + K_{sp}^p \frac{1}{s}\right) I_p \\ &\quad - \left(K_{ss}^a s + K_{ss}^v + K_{ss}^p \frac{1}{s}\right) I_s \\ &\equiv P_s I_p - R_s I_s \end{aligned} \tag{7}$$

(6)과 (7)로부터 T_p와 T_s를 소거하면 트윈서보 시스템의 임피던스 행렬은 다음과 같이 얻어진다.

$$\boldsymbol{Z} = \begin{bmatrix} Z_p - P_p & R_p \\ -P_s & Z_s + R_s \end{bmatrix} \tag{8}$$

그림 2에서 I_1, I_2, V_1, V_2는 그림 3에서의 I_p, I_s, V_p, V_s에 각각 해당된다. 행렬식 $|\boldsymbol{Z}|$는 다음과 같다.

$$|\boldsymbol{Z}| = (Z_p - P_p)(Z_s + R_s) + P_s R_p \equiv D \tag{9}$$

개별적인 일차와 이차 되먹임 제어기 역시 다음의 임피던스 형식으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_{pc} &= b_{pc} + k_{pc} \frac{1}{s} \\ Z_{sc} &= b_{sc} + k_{sc} \frac{1}{s} \end{aligned} \tag{10}$$

(10)은 (2)의 개별적인 일차와 이차 되먹임 제어기의 단순 모델링으로부터 얻어진다. 물론 필요하다면 Z_{pc}와 Z_{sc}를 위하여 보다 적합한 임피던스 모델을 설계할 수도 있다. 위의 (10)의 임피던스 모델의 선정이유는 다음장의 개별적인 모델 기준 강건 제어기의 설계로부터 쉽게 이해될 수 있다.

III. 개별적인 모델 기준 제어

이번 장에서는 2 자유도 제어 구조를 가지는 내부루프 보상 설계에 기초한 강건 모델 기준 궤적 추적 제어기가 트윈서보 시스템의 개별적인 제어기로써 제안된다. 제안된 제어기의 외란 감쇠 특성은 외란관측기 필터 Q를 이용하여 주파수 영역에서 설계된다[5][6].

1. 내부루프 보상기 설계

다음과 같이 표현되는 단일 입출력(Single Input Single Output, SISO) 시스템을 위한 동적 제어를 고려해 보자.

$$u = u_r + K(y_r - y) \tag{11}$$

여기서 y는 플랜트의 출력(output) 변수를, y_r은 기준 모델의 출력 변수를, u_r은 기준 제어 입력을 각각 나타내고, K는 적당한 차원의 제어기이다. 라플라스(Laplace) 변수 s는 수식의 편이를 위해 생략한다. 그림 4처럼 표현되는 (11)은 강건 내부루프 보상기(Robust Internal-loop Compensator, RIC)라고 불린다[6][7].

그림 4의 블록선도로부터 기준 제어입력 u_r, 외란(disturbance) d, 그리고 플랜트 출력에 대한 측정잡음(measurement noise) ξ로부터의 플랜트 출력에 대한 전달함수는 (12)로 얻어진다.

$$y = G_{u_r y} u_r + G_{dy} d + G_{\xi y} \xi \tag{12}$$

여기서, 각각의 전달함수는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} G_{u_r y} &= \frac{P(1 + P_m K)}{1 + PK} \\ G_{dy} &= \frac{P}{1 + PK} \\ G_{\xi y} &= -\frac{PK}{1 + PK} \end{aligned} \tag{13}$$

플랜트 출력과 기준 모델 출력의 차이는 (14)의 모델 추종 오차(model following error)로 정의된다.

$$e_r = y_r - y \tag{14}$$

(12)를 (14)에 대입하면 다음 식이 유도되고,

$$e_r = S\{(P_m - P)u_r - Pd\} + T\xi \tag{15}$$

여기서, 민감도 함수(sensitivity function) S와 보완 민감도 함수(complementary sensitivity function) T는 다음과 같다.

$$S = \frac{1}{1 + PK}, \qquad T = \frac{PK}{1 + PK} \tag{16}$$

위의 식으로부터 $S = 0$과 $T = 0$을 동시에 만족하면 완벽한 모델 추종이 이루어진다. 따라서 플랜트의 출력은 외란이나 측정잡음에 전혀 영향을 받지 않고 기준모델의 출력을 정확하게 따라갈 수 있게된다. 그러나, 이러한 경우는 (16)의 근본적인 제약 조건인 $S + T = 1$을 위배하게 되는 문제점이 있다. 다행히도 기계 시스템의 외란은 낮은 주파수 에너지를 가지고 있으며, 측정되는 잡음은 높은 주파수 에너지를 가지고 있으므로 S와 T는 H_∞제어와 같

은 최적제어 이론에 기초하여 최적화 되어질 수 있다[6][7]. 주어진 제어기의 강건성은 (13)의 G_{dy}를 일반적인 외란관측기의 구조로 변형하여 적절한 K에 대해 주어진 대역폭(bandwidth) 내에서 $G_{dy} \approx 0$이 되도록 함으로써 보일 수 있다. 이러한 내부루프 보상기의 설계는 다음절에서 다룬다.

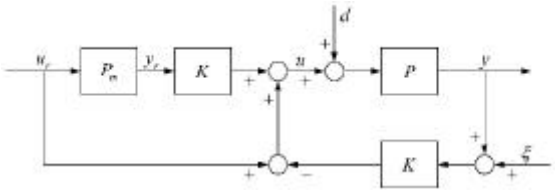


그림 4. 강건 내부루프 보상기의 구조.

Fig. 4. Robust internal-loop compensator structure.

2. 외란 관측 필터 Q를 이용한 강건 내부 루프 보상기 설계

외란을 보상하고 시스템에 강인성을 부여하는 방법은 다양한 개념으로 제시되었다. 그 중에서 외란관측기는 이론적인 간단함과 실제 구현이 쉬운 구조를 가지고 있어서, 정밀하고 고속의 응답이 요구되는 산업 분야에 널리 응용되고 있다[5][8]. 그 개념은 실제 플랜트와 공칭 모델의 차이를 외란에 포함시키고, 시스템의 출력에 공칭 모델의 역을 적용하여 외란을 추정해 내는 것이다. 따라서 실제 구현을 위해서는 Q 필터라는 저역 통과 필터(low-pass filter)를 첨가하고, Q 필터의 절점주파수(cutoff frequency)를 조절하여 외란을 제거하게 된다. 그러나 외란관측기는 선형 제어기의 형태로 설계되어 있으므로 비선형 외란에 적절히 대처하지 못하는 단점이 있다[9]. 더욱이 시스템의 성능이 Q 필터의 차수에 영향을 받고, Q 필터가 양함수(explicit function)의 형태로 포함되어 있어서, 시스템의 성능과 강인성을 고려한 최적화가 어렵다[10].

이에 비하여 제안된 내부루프 보상기는 외란 제거를 위한 보다 일반적인 형태의 구조를 가지고 있다. 첫째, 외란관측기의 Q 필터가 음함수(implicit function)형태로 포함되어 있어서 외란관측기의 특성을 그대로 지니고 있다. 즉, Q 필터가 강건 내부루프 보상기의 매개변수들로 표현되어지므로 외란과 플랜트의 특성을 고려하여 Q 필터를 최적화 시킬 수 있다. 둘째, 적응 또는 강건 알고리즘을 보상기의 내부 제어기 형태로 첨가하여 비선형적인 외란과 선형 제어기로는 보상하기 힘든 시스템의 변화 등을 보상할 수 있는 장점이 있다.

앞 절에서 언급한 것처럼, 강건 내부루프 보상기의 제어기 K는 S와 T가 최적의 값을 가지도록 설계되어야 한다. 그러나 실제 플랜트의 수학적 모델은 정확히 얻어질 수 없기 때문에, 기준 모델에 대하여 그림 5에 보여지는 가상의 전달함수 Q를 정의한다. 즉 Q는 P_m을 제어기 K를 이용하여 되먹임 제어하는 경우의 전달함수이다. 따라서 Q는 다음과 같이 표현된다.

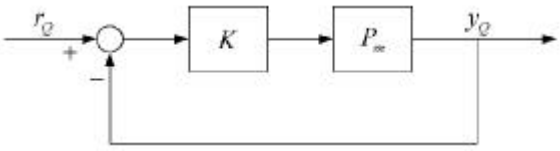


그림 5. 전달함수 Q.

Fig. 5. Transfer function Q.

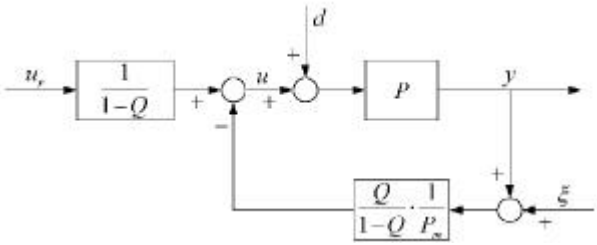


그림 6. Q를 이용한 내부루프 보상기의 등가 구조.

Fig. 6. Equivalent structure of RIC using Q.

$$Q = \frac{P_m K}{1 + P_m K} \tag{17}$$

이 방정식을 K에 대해 다시 풀면 다음을 얻을 수 있다.

$$K = \frac{Q}{P_m (1 - Q)} \tag{18}$$

여기서 구해진 K를 그림 4에 대입하면, 그림 6을 얻게 된다. 이 그림은 외란관측기의 잘 알려진 형태이다[5]. 따라서 제안된 내부루프 보상기는 외란관측기의 구조와 특성을 모두 포함하고 있는 매우 일반적인 구조임을 알 수 있다. 외란관측기는 저주파수 영역에서 외란을 제거하는 Q 필터를 이용하여 시스템을 강건하게 만든다. (18)을 (13)에 대입하면 다음 식이 얻어진다.

$$\begin{aligned} G_{u,y} &= \frac{P P_m}{P_m (1 - Q) + P Q} \\ G_{dy} &= \frac{P P_m (1 - Q)}{P_m (1 - Q) + P Q} \\ G_{\xi y} &= -\frac{P Q}{P_m (1 - Q) + P Q} \end{aligned} \tag{19}$$

Q 필터의 절점주파수 내에서는 $Q \approx 1$이 되고, (19)로부터 $G_{dy} \approx 0$이 된다. 이것은 저주파역의 외란이 감쇠되고 실제 플랜트와 기준 모델 사이의 차이가 저주파역에서 보상됨을 나타낸다. 따라서 실제 플랜트의 거동은 주어진 기준 모델의 거동과 일치하게 되고, 외란에 대한 강건성이 보장된다.

단일 입출력에서의 이러한 개념은 일반적인 다변수(multi-variable) 시스템에 대해서도 유사하게 적용될 수 있다.

Remark 1. 다음과 같은 기준 모델 P_m과 내부루프 보상기의 제어기 K를 예를 들어보자.

$$P_m = \frac{1}{m s^2 + bs}, \quad K = \left(K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s\right) \tag{20}$$

이 경우에 (17)로부터 다음의 Q가 얻어진다.

$$Q = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{m s^3 + (b + K_d) s^2 + K_p s + K_i} \tag{21}$$

위 식에서 $K_p = bg$, $K_i = 0$, $K_d = mg$가 선택되면

$$Q = \frac{g}{s + g} \tag{22}$$

가 되고, 여기서 g는 저역통과 필터 Q의 절점주파수가 된다. 그리고 $K_p = 3\omega$, $K_i = 1$, $K_d = 0$, $m = \omega^3$, $b = 3\omega^2$가 되도록 선택하면 다음과 같은 상대차수(relative degree)가 2인 이항필터(bilinear filter)의 형태가 된다.

$$Q = \frac{3(\omega s) + 1}{(\omega s)^3 + 3(\omega s)^2 + 3(\omega s) + 1} \tag{23}$$

Remark 2. 기존 외란관측기 구조에서 Q의 설계는 최적 개념을 적용하기가 어려웠다[5][10]. 그러나 제안된 내부루프 보상기 구조에서는 이 문제를 매우 간단히 해결할 수 있다. 앞서 언급한 것처럼 내부 보상기는 기준 모델 P_m과 제어기 K로 표현되며, 동시에 (17)의 Q를 이용하여 표현할 수 있다. 이러한 내부 보상기의 특징을 이용하여 최적의 K를 설계할 수 있다면 시스템의 성능은 더욱 향상될 수 있을 것이다[6][7].

3. 모델 기준 추적 제어

비대칭 오차 되먹임 없이 개별적인 되먹임 제어기로만 동작되는 일차와 이차 시스템의 운동 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$m\ddot{x} + b\dot{x} = f \tag{24}$$

여기서, f는 주어진 궤적을 추종하기 위한 개별적인 되먹임 제어입력이다. 추적 오차는 (25)로 정의된다.

$$e = x_d - x \tag{25}$$

여기서, x_d는 원하는 궤적(desired trajectory)이다.

(11)로부터 제안된 모델 기준 되먹임 제어기는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$f = f_r + K(x_r - x) \tag{26}$$

여기서, K는 내부루프 보상기의 제어기이고, f_r은 (27)로 표현되는 강건 내부루프 보상기의 기준 입력이다.

$$f_r = m_m \ddot{x}_r + b_m \dot{x}_r \tag{27}$$

위의 제어입력은 내부 모델의 상태(state)를 생성하는데 사용된다. m_m과 b_m은 설정되는 값이므로, x_r은 (27)의 함축적인 내부 모델의 상태변수가 된다.

(24)에서 주어진 시스템을 위한 모델 추종 제어기를 설계한다고 가정하자. 우선 기준 궤적을 다음과 같이 선택한다.

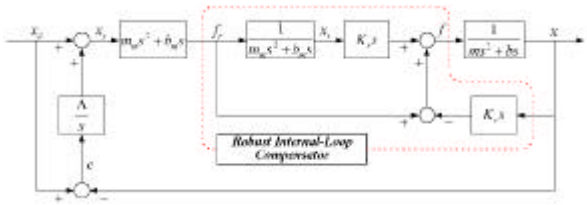


그림 7. 강건 모델 기준 제어 구조.
Fig. 7. Robust model reference control structure.

$$x_r = x_d + \gamma \int_0^t e\, dt \tag{28}$$

여기서, γ는 적절한 이득을 나타낸다. (24)로 표현되는 시스템의 상태와 (27)의 내부 모델 상태의 차이는 다음과 같이 표현된다.

$$x_r - x = e + \gamma \int_0^t e\, dt \tag{29}$$

(29)의 양변을 시간에 대하여 미분하면 (30)이 얻어지고

$$\dot{x}_r - \dot{x} = \dot{e} + \gamma e \equiv r, \tag{30}$$

그림 7에서 보여지는 내부 모델 보상에 기초한 다음의 동적 제어기가 유도된다.

$$f = m_m \ddot{x}_r + b_m \dot{x}_r + K_r r \tag{31}$$

Remark 3. (26)과 (31)로부터 기준 모델 P_m과 내부루프 보상기의 제어기 K는 다음과 같이 표현된다.

$$P_m = \frac{1}{m_m s^2 + b_m s}, \qquad K = K_r s \tag{32}$$

(32)을 (17)에 대입하면 외란관측기 필터 Q가 설계된다.

$$Q = \frac{K_r / m_m}{s + (b_m + K_r)/m_m} \tag{33}$$

일반적으로 b_m은 K_r에 비해서 매우 작기 때문에 K_r / m_m은 일차의 저역통과 필터 Q의 절점주파수가 되며, 이 이하의 주파수에서 $Q \approx 1$이 된다.

Remark 4. 제안된 개별적인 동적 제어기는 다음과 같이 표현되어질 수 있다.

$$f_f - f = b_c \dot{x} + k_c x \tag{34}$$

여기서,

$$\begin{aligned} f_f &= m_m(\ddot{x}_d + \gamma \dot{x}_d) + (b_m + K_r)(\dot{x}_d + \gamma x_d) \\ b_c &= m_m \gamma + K_r \\ k_c &= (b_m + K_r)\gamma. \end{aligned} \tag{35}$$

(2)로부터 f_r은 피드 포워드 제어 입력이 되고, b_c와 k_c는 각각 개별적인 동적 제어기의 점성계수와 탄성계수가 된다.

IV. 안정성 해석

이번 장에서는 개별적인 일차와 이차 되먹임 제어기를 포함하는 전체 동작 동기 제어기의 안정성에 대하여 기술한다. 동기 동작 제어기는 안정성을 위한 필요충분 조건이 해석적으로 계산되어질 수 있도록, 시스템을 상반적(reciprocal)으로 만들어 준다.

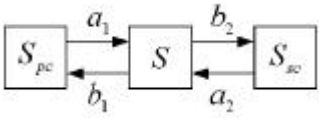
1. 수동성에 기초한 접근

각 모터의 동작은 두 가지 제어 입력(개별적인 제어 입력 $f_{(p,s)}$, 트윈서보 시스템의 비대칭 동작 보상 입력 $\tau_{(p,s)}$)에 의해 결정된다. 그리고 일차와 이차 모터는 되먹임 제어 루프에서 서로 연관되어 있으므로 전체 폐루프 시스템의 동역학적 관계는 반드시 고려되어야한다.

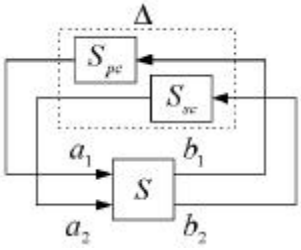
2장에서의 전기 회로 표현으로부터 트윈서보 시스템은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\boldsymbol{b} = \boldsymbol{S}\,\boldsymbol{a} \tag{36}$$

여기서, $\boldsymbol{S}$는 분산행렬(scattering matrix)이고 $\boldsymbol{a}$ 와 $\boldsymbol{b}$는 다음과 같이 정의되는 입력과 출력 파동(wave)이다.



(a) 분산 형태



(b) 구조적 불확실성

그림 8. 트윈서보 시스템의 분산 형태.

Fig. 8. Scattering form of the twin-servo system.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{a} &= [a_1,\ a_2]^T \equiv \frac{\boldsymbol{V} + \boldsymbol{I}}{2} \\ \boldsymbol{b} &= [b_1,\ b_2]^T \equiv \frac{\boldsymbol{V} - \boldsymbol{I}}{2} \end{aligned} \tag{37}$$

여기서, $\boldsymbol{V} = [V_p,\ V_s]^T$, $\boldsymbol{I} = [I_p,\ I_s]^T$로 정의된다. 시스템에 사용되는 파워(power)가 다음의 식을 만족하면 시스템은 수동적(passive)이다.

$$\begin{aligned} P &= \mathrm{Re}(V_p^* I_p - V_s^* I_s) \\ &= \boldsymbol{a}^*\boldsymbol{a} - \boldsymbol{b}^*\boldsymbol{b} \\ &= \boldsymbol{a}^*(\boldsymbol{E}_2 - \boldsymbol{S}^*\boldsymbol{S})\,\boldsymbol{a} \geq 0 \end{aligned} \tag{38}$$

여기서, $*$는 켤레 전치행렬(conjugate transpose)을 의미하고, E_2는 2×2 항등행렬(identity matrix)이다. 위의 부등식으로부터 다음의 부등식이 만족되면 시스템은 수동적이다.

$$\begin{aligned} \|\boldsymbol{S}\|_\infty &= \bar{\sigma}(\boldsymbol{S}(j\omega)) \\ &= \sup_\omega \lambda^{1/2}(\boldsymbol{S}(j\omega)^*\boldsymbol{S}(j\omega)) \leq 1 \end{aligned} \tag{39}$$

그림 8(a)는 트윈서보 시스템의 분산 형태(scattering form)를 보여주고 있다. 이것은 그림 8(b)로 묘사될 수 있다. 여기서, 개별적인 일차와 이차 되먹임 제어기는 트윈서보 시스템과 상호 작용하는 가상적인 환경(virtual environment)으로 생각되어 질 수 있다. 이것은 다음과 같이 주어진다.

$$\Delta = \begin{bmatrix} S_{pc} & 0 \\ 0 & S_{sc} \end{bmatrix} \tag{40}$$

(35)로부터 피드 포워드 제어 입력은 오직 원하는 궤적에 의해서만 결정되고, 개별적인 되먹임 제어기는 선형적이고 시불변(time invariant)이며 수동적이다. 따라서 $|S_{pc}| \leq 1$이고 $|S_{sc}| \leq 1$이기 때문에 $\|\Delta\|_\infty \leq 1$이 얻어진다. 트윈서보 시스템의 안정성을 위한 필요충분 조건은 다음으로 주어진다[11][12].

정리 1 : 트윈서보 시스템의 안정성을 위한 필요충분 조건은 트윈서보 시스템의 분산 행렬 $\boldsymbol{S}$가 $\mathrm{Re}(s) \geq 0$에서 해석적(analytic)이고, 블록구조 $\boldsymbol{\Delta}$에 대하여 $\boldsymbol{S}$의 구조적 특성값(structured singular value)은 반드시 1보다 작거나 같아야 한다. 즉,

$$\mu_{\boldsymbol{\Delta}}(\boldsymbol{S}) \leq 1, \qquad \forall \omega \tag{41}$$

여기서 $\boldsymbol{\Delta}$는 Δ에 대한 다음의 블록 구조이고 C는 복소수를 의미한다.

$$\boldsymbol{\Delta} = \{\mathrm{diag}[\Delta_1,\ \Delta_2] :\ \Delta_i \in C\} \tag{42}$$

시스템이 서로 상반적이라면, 즉 $\boldsymbol{S}$가 대칭 행렬이라면 다음의 식이 만족될 수 있다.

$$\mu_{\boldsymbol{\Delta}}(\boldsymbol{S}) = \|\boldsymbol{S}\|_\infty \tag{43}$$

시스템의 분산행렬 $\boldsymbol{S}$는 앞에서 제안된 식들로부터 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{S} = & \frac{1}{D + z_{11} + z_{22} + 1} \\ & \times \begin{bmatrix} D + z_{11} - z_{22} - 1 & 2z_{12} \\ 2z_{21} & D - z_{11} + z_{22} - 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{44}$$

따라서, (39)에 의해 트윈서보 시스템의 안정성을 해석할 수 있다.

2. 안정성 해석

비대칭 동작 보상기를 위해서 임의의 모터가 다른 모터의 위치를 추종해 가는 대칭적인 PD(Proportional and Derivative) 제어기를 설계하자. 이때의 제어 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \tau_p &= k_p(x_s - x_p) + k_d(\dot{x}_s - \dot{x}_p) \\ \tau_s &= k_p(x_p - x_s) + k_d(\dot{x}_p - \dot{x}_s) \end{aligned} \tag{45}$$

여기서, k_p와 k_d는 위치와 속도의 이득이다. (19)와 (33)으로부터 일차와 이차 시스템은 Q의 절점주파수 이하에서 동일한 매개변수를 가지도록 동적 특성이 설계되어진다. 그러므로 두 시스템의 동역학식은 (32)의 기준모델 P_m으로 표현된다. 만약 시스템이 상반적이라면, 분산 행렬은 대칭이 되고 안정성을 해석하기 쉬워진다. 따라서 (45)에 있는 매개변수들을 (44)에 대입하면 다음 식이 얻어진다.

$$S = \frac{1}{(1+\alpha)(1+\alpha+2\beta)} \times \begin{bmatrix} \alpha(\alpha+2\beta)-1 & -2\beta \\ -2\beta & \alpha(\alpha+2\beta)-1 \end{bmatrix} \tag{46}$$

여기서, α와 β는 다음과 같다.

$$\alpha = m_m s + b_m, \qquad \beta = \frac{k_p}{s} + k_d \tag{47}$$

(46)으로부터 S의 특이값은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= \frac{|\alpha - 1|}{|\alpha + 1|} < 1 \\ \sigma_2 &= \frac{|\alpha + 2\beta - 1|}{|\alpha + 2\beta + 1|} < 1 \end{aligned} \tag{48}$$

위의 두 식은 (39)의 부등식을 결코 위배하지 않음을 알 수 있다. 그러므로 제안된 제어 알고리즘이 적용되었을 경우의 트윈서보 시스템의 안정성은 두 시스템간의 시간지연이 없고, 개별적인 되먹임 제어기의 동특성이 수동적이며, 피드 포워드 제어입력 f_{pr}과 f_{sr}이 시스템의 상태변수에 대하여 독립적이라는 조건하에서 보장된다.

V. 실험 결과

이 논문에서 다루고자하는 시스템은 그림 9에서 보여지는 트윈서보 정밀 선형 모터 시스템으로 일차와 이차 모터간에 물리적인 연결이 없는 시스템이다. 그림 10은 트윈서보 시스템의 하드웨어 구성 상태를 보여주고 있다. 제어입력은 주컴퓨터(host computer)에 의해 1 msec마다 계산되고, 12-비트 D/A 변환기(digital/analogue converter; ADVANTECH, PCL-726)에 의해 아날로그 신호로 바뀌어, 직류 서보 증폭기(DC servo amplifier; ANORAD, AM-4-BL-MS-S)를 거쳐 직접 구동(direct drive) 방식의 선형 서보 모터(lineaer servo motor; ANORAD, LEB-S-2-S-NC)로 보내진다. 각각 2㎛, 5㎛의 분해능을 가지는 위치 센서(RSF Elektronik, MS44)에 의해 측정된 위치 신호는 카운터 카드(counter card; ADVANTECH, PCL-833)를 거쳐 주컴퓨터로 되먹임 된다.

트윈서보 시스템의 동역학 방정식은 단순한 이차 미분 방정식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} 0.55\ddot{x}_p + 0.4\dot{x}_p &= \tau_p + f_p \\ 0.45\ddot{x}_s + 0.3\dot{x}_s &= \tau_s + f_s \end{aligned} \tag{49}$$

그림 9. 트윈서보 정밀 선형 모터 시스템.
Fig. 9. Twin-servo precision linear motor system.

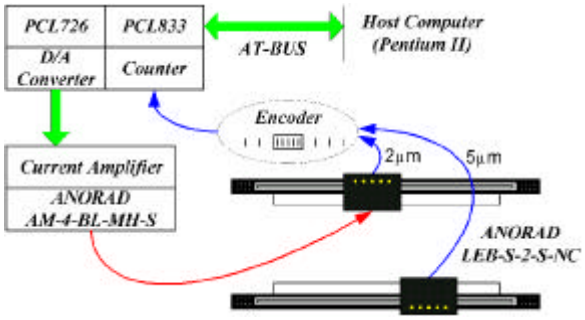


그림 10. 트윈서보 시스템의 하드웨어 구성.
Fig. 10. Hardware configuration of twin-servo system.

(31)에서 제안된 개별적인 되먹임 제어기는 전체 시스템을 안정화시키고 정확하게 원하는 위치를 추적하기 위해서 사용된다.

$$f_{(p,s)} = m_m(\ddot{x}_d + \gamma_d \dot{e} + \gamma_p e) + K e_r \tag{50}$$

여기서, γ_p는 3000, γ_d는 100이고, 기준 모델은 두 선형 모터간의 동특성 차이를 줄이기 위해 다음과 같은 이중 적분기(double integrator)로 선택하였다.

$$P_m = \frac{1}{0.5s^2} \tag{51}$$

그리고, K는 H_∞ 혼합 감도 방법(mixed sensitivity method)에 기초하여 설계되었다[6][13].

$$K = \frac{(9.4550\times10^9)s + (3.0231\times10^{11})}{s^2 + (2.7659\times10^5)s + (6.0826\times10^7)} \tag{52}$$

그림 11은 (51)과 (52)를 (17)에 대입하여 얻어진 Q와 $(1-Q)$의 Bode 선도를 나타내고 있다.

비대칭 동작 보상기는 (45)의 대칭적인 PD 제어기로 선택되었다.

$$\begin{aligned} \tau_p &= k_p e_{skew} + k_d \dot{e}_{skew} \\ \tau_s &= -k_p e_{skew} - k_d \dot{e}_{skew} \end{aligned} \tag{53}$$

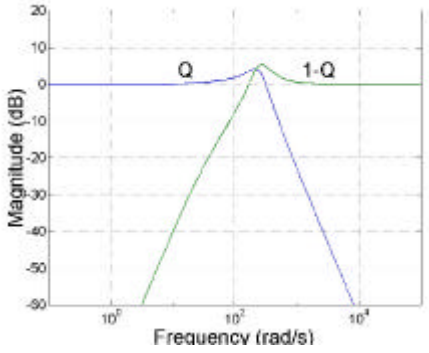


그림 11. 설계된 Q와 $(1-Q)$의 Bode 선도.

Fig. 11. Bode plot of the designed Q and $(1-Q)$.

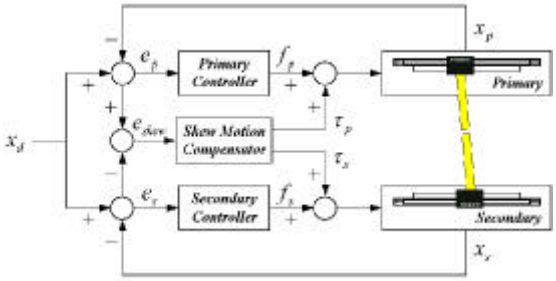


그림 12. 강건 동기 동작 제어 구조.

Fig. 12. Robust synchronizing motion control structure.

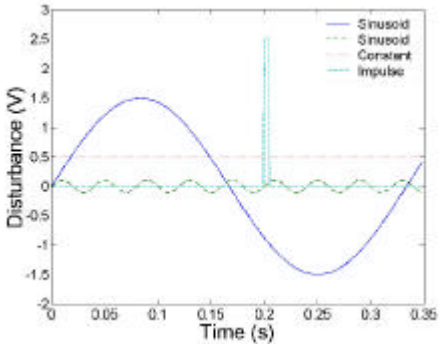


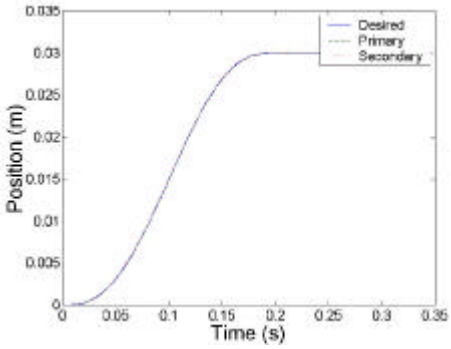
그림 13. 트윈서보 시스템에 적용된 외란.

Fig. 13. Disturbance applied to the twin-servo system.

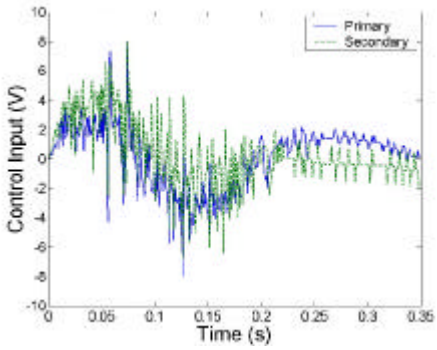
여기서, 비대칭 오차 e_{skew}는 $x_s - x_p$로 정의되고, K_p는 50, K_d는 15이다.

그림 12는 강건한 동기 동작 제어기의 구조를 보여준다. 궤적의 처음과 끝에서의 위치와 속도, 가속도를 지정하기 위하여 5차의 다항식 함수가 사용되었다. 목표 거리는 30 mm이다. 제어 샘플링 주파수는 1000 Hz이고 모든 제어기는 쌍일차 변환(bilinear transformation)으로 이산화(discretization) 되었다.

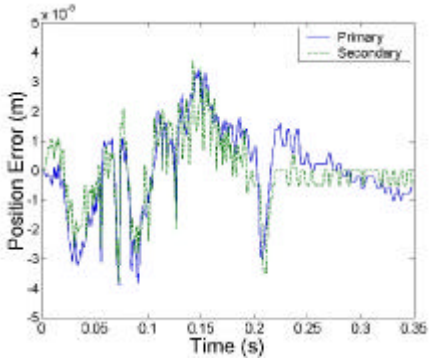
제안된 알고리즘의 강건성을 시험하기 위하여 의도적으로 두 개의 선형 모터 중 한쪽에만 그림 13에서 보여지는



(a) 위치 응답



(b) 제어 입력



(c) 추적 오차

그림 14. 외란이 적용된 실험 결과.

Fig. 14. Experimental results with disturbance.

두 개의 정현파 곡선과 상수 입력 및 갑작스러운 충격을더한 모양의 외란을 적용하였다. 그림 14는 그림 13의 외란을 적용한 경우의 실험결과이다. 여기에서 알 수 있듯이 추적 오차는 ∓ 40 ㎛ 내외의 좋은 성능을 보이며, 실제 궤적은 제안된 제어기의 강건성을 보여주고 있다.

VI. 결론

개별적인 되먹임 제어기와 비대칭 동작 보상기로 구성되는 강건 동기 동작 제어를 포함하는 트윈서보 시스템의 모델링과 네트워크 표현을 제안하였다. 내부루프 보상기에 기초한 모델 기준 추적 제어기는 개별적인 되먹임 제어기로써 제안되었으며, 시스템을 상반적으로 만드는 대칭 형

태의 PD 제어기는 비대칭 동작 보상기로 제안되었다. 제안된 제어 알고리즘의 안정성 해석은 수동성에 기초하여 보여졌다. 제안된 알고리즘의 효율성은 반도체 칩 마운터에서 사용되는 브러쉬(brush)가 없는 트윈서보 DC 선형 모터 시스템에 대하여 궤적추적 실험을 통하여 입증되었고, 그 결과는 여러 가지 비선형 마찰 특성과 외란의 조건하에서도 훌륭한 성능을 보여주었다.

참고문헌

[1] B. K. Kim, W. K. Chung, K. B. Lee, J. H. Song, and I. Choy, "Modeling and synchronizing motion control of twin-servo system," *Proc. 1999 Korea Automatic Control Conference*, pp. 302-305, 1999.

[2] 안승욱, 최만수, 박영준, 김재훈, "2축 구동방식을 갖는 대형 겐트리 로봇 시스템의 주행축 동기제어," 1998 한국정밀공학회 춘계학술대회 논문집, pp. 436-439, 1998.

[3] G. J. Raju, G. C. Verghese, and T. B. Sheridan, "Design issues in 2-port network models of bilateral remote manipulation," *Proc. 1989 IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 1316-1321, 1999.

[4] Y. Yokokohji and T. Yoshikawa, "Bilateral control of master-slave manipulators for ideal kinesthetic coupling-formulation and experiment," *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, vol. 10, no. 5, pp. 605-620, October, 1994.

[5] H. S. Lee and M. Tomizuka, "Robust motion controller design for high-accuracy positioning systems," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, pp. 48-55, February, 1996.

[6] B. K. Kim, W. K. Chung, H. T. Choi, I. H. Suh, and Y. H. Chang, "Robust optimal internal loop compensator design for motion control of precision linear motor," *Proc. 1999 IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1045-1050, 1999.

[7] B. K. Kim, W. K. Chung, H. T. Choi, I. H. Suh, H. S. Lee, and Y. H. Chang, "Robust time optimal controller design for HDD," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 35, no. 5, pp. 3598-3600, 1999.

[8] H. T. Choi, B. K. Kim, I. H. Suh, and W. K. Chung, "Design of robust high-speed motion controller with actuator saturation," to be appeared in *Trans. ASME J. of Dyn. Syst., Meas. and Contr.*

[9] B. Yao, M. Al-Majed, and M. Tomizuka, "High performance robust motion control of machine Tools: An adaptive robust control approach and comparative experiments," *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 2, no. 2, pp. 63-76, June, 1997.

[10] K. Yamada, S. Komada, M. Ishida, and T. Hori, "Analysis and classical control design of servo system using high order disturbance observer," *Proc. 1998 IEEE Int. Conf. on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, pp. 4-9, 1998.

[11] J. E. Colgate, "Power and impedance scaling in bilateral manipulation," *Proc. 1991 IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 2292-2297, 1991.

[12] T. Yoshikawa and J. Ueda, "Analysis and control of master-slave systems with time delay," *Proc. 1996 IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems*, pp. 1366-1373, 1996.

[13] Richard Y. Chiang and Michael G. Safonov, *Robust Control Toolbox*, Mathworks, Inc. 1992.

김 봉 근

1994년 부산대학교 생산기계공학과 졸업. 포항공과대학교 대학원 기계공학 석사(1996), 1996년 현재 동대학원 기계공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 정밀 제어 및 응용.

최 현 택

1991년 한양대학교 전자공학과 졸업. 동대학원 석사(1993), 1993년 1995년 한국통신 연구개발원 전임연구원, 1995년 현재 한양대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중.

정 완 균

1981년 서울대학교 기계설계학과 졸업. 한국과학기술원 기계공학 석사(1983), 한국과학기술원 생산공학 박사(1987), 1987년 현재 포항공과대학교 기계공학과 교수. 관심분야는 여유자유도 로봇의 제어 와 로봇의 힘제어 및 극작업용 원격제어기술.

서 일 홍

1977년 서울대학교 전자공학과 졸업. 1982년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공박). 1982년 대우 중공업 기술연구소 근무. 1987-1988년 미국 미시간대 객원 연구원. 현재 한양대학교 공대 교수.

송 중 호

1980년 서울대학교 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1982), 한국과학기술원 박사(1993), 1995- 1996년 미국 위스콘신대학 객원연구원, 1982- 1985년 이화전기 개발실, 1985년- 현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원. 관심 분야는 전동기 제어 및 전력전자.