

복소 쌍입력 기술함수를 갖는 비선형 보상기를 이용한 유연한 빔의 진동제어

신춘식* · 권세현** · 안영주* · 최연욱* · 이형기*

A Vibration Control of a Flexible Beam using a Nonlinear Compensator with Complex Dual-Input Describing Function

C. S. Shin* · S. H. Kwon** · Y. J. An* · Y. W. Choe* · H. K. Lee*

Key words : Direct drive motor(직접구동형 모터), Flexible beam(유연한 보), Forward passive controller(전향 수동 제어기), Complex dual-input describing function(복소 쌍입력 기술함수), Nonlinear compensator(비선형 보상기)

Abstract

In this paper, a vibration control of a one-link flexible beam is considered. At first a state-space model for a flexible beam is derived by using the assumed-modes approach. Based on this model, the transfer function between the applied torque and the tip deflection of the beam is presented because it is convenient to apply our method. In general, there exist some control differences due to flexibility of the beam, so we adopt a forward-passive controller to reduce these phenomena. And a complex dual-input describing function compensator is used to control the tip deflection. The stability and the performance of the closed-loop system are analyzed. Finally, the validity of the derived model and the effectiveness of the proposed controller are confirmed through simulations and experiments.

1. 서 론

최근까지 로봇의 활용분야가 우주공간, 항공, 해양 및 기타 산업분야로 확대됨에 따라 로봇 매니퓰레이터의 탄성으로 인해 야기되는 문제를 해결하기 위하여 유연한 빔(flexible beam)에 대한 연구

가 광범위하게 진행되고 있다. 유연한 재질로 구성된 로봇 매니퓰레이터의 질량과 탄성의 동적 특성으로 인하여 원하지 않는 저주파 진동이 주로 발생하게 된다. 따라서 유연한 빔을 제어하기 위해서는 고도의 정확성과 안정성을 필요로 하는 제어 알고리즘이 요구된다.

* 부경대학교 공과대학 제어계측공학과(원고접수일 : 99년 1월)

** 동해대학 전자계산과

지금까지 제안된 제어방법은 제어시스템에 대한 상태공간 모델과 전달함수를 유도하는데 중점적으로 연구되어 왔으며, 유연한 빔에 대한 초기의 연구는 실행 가능성을 보였으나 실험결과 매우 큰 토크가 발생함으로써 실현하는데 어려움이 많았다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 가정-모드 방법(assumed-mode approach)을 이용하여 고정-자유단(clamped-free) 구조를 갖는 유연한 빔에 대한 상태공간 모델이 제안되었으며, 제안된 상태공간 모델을 토대로 하여 제어시스템에 토크를 입력으로 하고, 빔의 선단 변형을 출력으로 하는 전달함수를 유도하였다¹⁻³⁾.

시스템의 구성은 제어편차를 보상하기 위하여 전향 수동 제어기를 적용하고, 빔의 선단변형을 제어하기 위하여 복소 쌍입력 기술함수(Complex Dual-Input Describing Function : CDIDF)의 해석과 합성법을 기초로 하여 선형 및 비선형 제어시스템에서 우수한 특성을 갖는 비선형 보상기를 설계하였다⁶⁻⁹⁾. 제안한 비선형 보상기는 선형 궤환제어계 및 비선형 궤환제어계의 전향 경로에 접속할 수 있으며, 비선형 보상기의 제2정현과 입력신호의 진폭을 변화시켜 비선형 보상기의 실수부 이득과 허수부의 이득을 조절하여 빔의 선단변형을 제어할 수 있도록 구성하였다. 또한 제어편차와 빔의 선단변형을 최소화하기 위한 최적상태 궤환이득을 구하는 방법을 제시하였다¹⁰⁻¹²⁾.

일반적으로 전향 보상기로서 PD 제어기를 이용하지만 본 연구에서는 전향 수동 제어기(forward passive controller)와 제안된 비선형 보상기를 이용하여 시뮬레이션과 실험을 통하여 유연한 빔에 발생하는 진동을 제어하는데 적합함을 입증하고자 한다.

2. 제어시스템의 수학적 모델

제어시스템의 수학적 모델을 구하기 위하여 유연한 빔의 좌표를 그림 1에 나타내었다. 유연한 빔의 한쪽 끝은 모터에 고정되어 있고, 다른 한쪽 끝은 자유로운 고정-자유단 구조로 구성된 시스템의 상태공간 방정식을 유도한다.

그림 1에서 빔의 높이는 폭보다 훨씬 크므로 빔

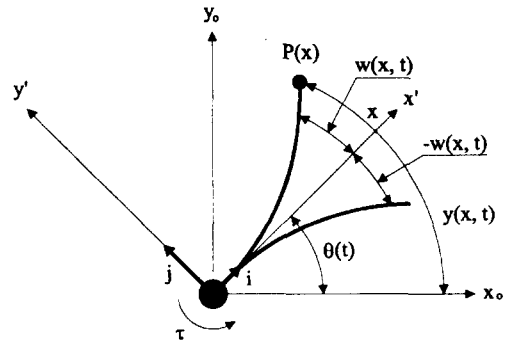


Fig. 1. Coordinate of a flexible beam

의 진동은 수평방향으로만 진동하는 것으로 가정하고, 빔의 선단변형과 회전관성 효과에서 작은 값은 무시하였으며, 빔의 관성모멘트는 I_b , 길이는 l , 모터의 회전각은 $\theta(t)$ 로 나타낸다. i 와 j 는 각각 x' 축과 y' 축 방향의 단위벡터이며, $P(x)$ 는 거리 x 지점에서의 위치벡터이다. 그림 1에서 모터가 $\theta(t)$ 만큼 회전할 경우 유연한 빔은 $w(x,t)$ 의 빔의 휨 즉 탄성변형이 발생한다.

임의의 거리 x 에서 탄성변형 $w(x,t)$ 는 가정-모드 방법을 이용하면

$$w(x,t) = \sum_{i=1}^n q_i(t) \phi_i(x) \quad (1)$$

이며, 여기서 $\phi_i(x)$ 는 고정-자유단 구조에서의 고유함수(eigenfunction)로서 다음 식으로 주어진다¹²⁾.

$$\phi_i(x) = c_i \left\{ (\sin k_i x - \sinh k_i x) - \frac{(\sin k_i l + \sinh k_i l)}{(\cos k_i l + \cosh k_i l)} (\cos k_i x - \cosh k_i x) \right\} \quad (2)$$

식(2)에서 k_i 는 다음 식에 대한 해이며, c_i 는 일정한 값을 갖는 임의의 상수이다.

$$\cos(k_i l) \cosh(k_i l) = -1 \quad (3)$$

상태공간 모델을 유도하기 위하여 토크 τ 를 입력으로 하였을 때 빔의 선단변형의 출력은

$$y(l,t) = w(l,t) + \theta(t) l \quad (4)$$

이며, hub로부터 거리 x 에 대한 위치벡터 $P(x)$ 는

$$P(x) = \begin{bmatrix} \cos\theta x - \sin\theta w \\ \sin\theta x + \cos\theta w \end{bmatrix} \quad (5)$$

으로 주어지며, $\dot{P}^T \dot{P}$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$\dot{P}^T \dot{P} = x^2 \dot{\theta}^2 + \dot{w}^2 + 2\dot{w}x\dot{\theta} + w^2 \dot{\theta}^2 \quad (6)$$

따라서 운동에너지 K 와 위치에너지 V 는 다음 식으로 표현된다.

$$K = \frac{1}{2} I_h \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} \int_0^l \dot{P}^T \dot{P} dm \quad (7)$$

$$V = \frac{1}{2} \int_0^l EI \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right)^2 dm \quad (8)$$

I_h 는 hub 관성을 나타내며, Lagrangian 함수 $L = K - V$ 는 다음 식으로 구할 수 있다.

$$L = \frac{1}{2} (I_h + I_b) \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \dot{q}_i^2 + \dot{\theta} \sum_{i=1}^n \dot{q}_i \int_0^l \phi_i x dm - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n q_i^2 \omega_i^2 \quad (9)$$

여기서 ω_i 는 고정-자유단 구조에서 고유함수에 대한 공진 주파수이며, q_i 는 진동성분중 시간에 대한 변화율이다. 따라서 운동방정식은 Euler-Lagrange 방정식을 적용하여 표현하면,

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} - \frac{\partial L}{\partial q_i} = 0, \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (10)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} - \frac{\partial L}{\partial \theta} = \tau \quad (11)$$

로 되고, 식(10)과 식(11)에 식(9)를 대입하여 정리하면 다음 식과 같이 된다.

$$\ddot{\theta} = \frac{T + \sum_{i=1}^n q_i \omega_i^2 \int_0^l \phi_i x dm}{I_h} \quad (12)$$

$$\ddot{q}_i = -\frac{T}{I_h} \int_0^l \phi_i x dm - q_i \omega_i^2 \left\{ 1 + \frac{\left(\int_0^l \phi_i x dm \right)^2}{I_h} \right\} \quad (13)$$

상태방정식과 출력방정식은 식(12)와 식(13)을 이용하면 다음 식으로 유도할 수 있다.

$$\dot{x} = Ax + B\tau \quad (14)$$

$$y = Cx \quad (15)$$

여기서

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{\omega_i^2 \gamma_i}{I_h} & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_i^2 \left(1 + \frac{\gamma_i^2}{I_h} \right) & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{I_h} & -\frac{\gamma_i}{I_h} \end{bmatrix}^T, C = [1 \ 1 \ 0 \ 0]$$

$$x = [\theta \ q^T \ \dot{\theta} \ \dot{q}^T]^T, q = \begin{bmatrix} q_1 \\ \vdots \\ q_i \\ \vdots \end{bmatrix}, \dot{q} = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \vdots \\ \dot{q}_i \\ \vdots \end{bmatrix}, \gamma_i = \int_0^l \phi_i x dm$$

식(14)에서 시스템의 입력은 모터에 공급되는 토크에 대한 상태방정식이므로, 이 논문에서는 시스템의 입력을 모터에 공급되는 전압에 대한 표현으로 나타내면 다음과 같다.

$$\tau = G_s \cdot K_t \cdot v \quad (16)$$

여기서 G_s 는 서보 증폭기의 이득, K_t 는 모터의 토크 상수, v 는 모터에 공급되는 전압이다.

3. 복소 쌍입력 기술함수를 이용한 비선형 제어기의 설계

일반적으로 기술함수법은 제어계 고조파(high harmonic)의 영향을 무시하고 기본과만의 함수로 근사화하여 비선형 요소에 대한 등가이득을 구하는 것으로서 고차계일수록 좋은 결과가 기대된다.

이 장에서 고찰하고자 하는 비선형 요소의 특성은 식(17)과 같이 기함수(odd function)이며, 1가 함수(single-valued function)로 가정한다.

$$y(x) = -y(-x) \quad (17)$$

식(17)의 비선형 요소를 기술함수로 표현하기 위하여 그림 2와 같은 비선형 요소를 고찰하자. 그림 2에서 $x(t)$ 는 비선형 요소의 입력이며, $y(x_1, x_2)$ 는 비선형 요소의 출력이다. 비선형 요소의 입력 $x(t)$ 는 두 정현파 입력신호의 합으로 주어지며 다음 식과 같다.

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t), \quad (t \geq 0) \quad (18)$$

여기서

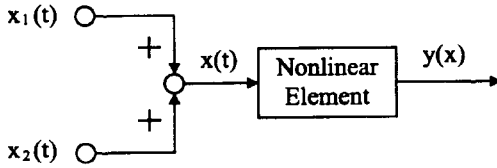


Fig.2. A nonlinear element

$$x_1(t) = h \cdot \sin \omega_1 t = h \cdot \sin \theta_1, \quad (-\pi \leq \theta_1 \leq \pi) \quad (19)$$

$$x_2(t) = a \cdot \sin \theta_2 t = a \cdot \sin \theta_2, \quad (-\pi \leq \theta_2 \leq \pi) \quad (20)$$

이며, 식(19)와 식(20)에서 h 와 a 는 각각 정현파 입력 신호의 진폭이다. 비선형 요소에 인가되는 정현파와 입력 신호 $x_1(t)$ 와 $x_2(t)$ 의 주파수비는 $\omega_1 \ll \omega_2$ 를 만족해야 한다.

그림 2에서 비선형 요소에 식(18)의 입력 신호 $x(t)$ 를 인가할 경우 비선형 요소의 출력 $y(x_1, x_2)$ 는 비정현파로 주어지며, 비선형 요소의 등가이득인 쌍입력 기술함수로 나타내면 다음 식과 같다.

$$N_p(h, a) = \frac{4}{\pi^2 h^2} \int_0^h \int_0^a \frac{x_1 y(x_1, x_2)}{\sqrt{h^2 - x_1^2} \cdot \sqrt{a^2 - x_2^2}} dx_1 dx_2 \quad (21)$$

여기서 $x_1(t) \in (0, h)$, $x_2(t) \in (0, a)$, $h > 0$, $a > 0$ 이다. 비선형 요소의 출력 $y(x_1, x_2)$ 를 구하기 위하여 비선형 요소에 대한 기술함수가 주어지는 경우에 식(21)에 대하여 역기술함수를 적용하면 되므로 제 1종 Volterra 적분식(Abel 변환식)을 이용하여 $y(x_1, x_2)$ 를 구하면 다음 식과 같다.

$$y(x_1, x_2) = \frac{1}{x_1} \frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_2} \int_0^{x_1} \int_0^{x_2} \frac{r^3 s N_p(r, s)}{\sqrt{x_1^2 - r^2} \cdot \sqrt{x_2^2 - s^2}} dr ds \quad (22)$$

이제 비선형 보상기를 설계하기 위하여 다음 식으로 표현되는 복소 기술함수를 가정하자.

$$N_c(a) = N_p(a) + jN_q(a), \quad (a > 0) \quad (23)$$

여기서

$$N_p(a) = B_p \cdot a^2 \quad (24)$$

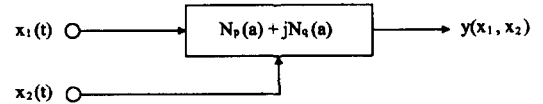
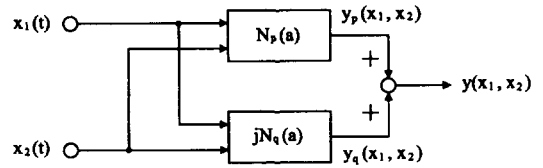


Fig. 3. Synthesis of complex DIDF

$$N_q(a) = B_q \cdot a^2 \quad (25)$$

이며, 여기서 B_p 와 B_q 는 각각 실수부와 허수부의 이득이다. 실수부 출력 $y_p(x_1, x_2)$ 를 구하기 위하여 식(24)를 식(22)에 대입하면

$$y_p(x_1, x_2) = 2B_p \cdot x_1 \cdot x_2^2 \quad (26)$$

으로 주어지며, 허수부 출력 $y_q(x_1, x_2)$ 는 식(24)에서 실수부 이득 B_p 대신 허수부 이득 B_q 를 곱하여 위상을 90° 추이(shift)시키면 다음 식과 같다.

$$y_q(x_1, x_2) = j2B_q \cdot x_1 \cdot x_2^2 \quad (27)$$

따라서 비선형 보상기의 출력 $y(x_1, x_2)$ 는 식(26)과 식(27)을 합성하여 표현하면 다음 식과 같다.

$$y(x_1, x_2) = y_p(x_1, x_2) + jy_q(x_1, x_2) \quad (28)$$

식(28)은 복소 기술함수로 표현된 비선형 보상기의 출력을 구할 수 있는 식으로 각각 실수부와 허수부로 분리하여 구성할 수 있으며, 비선형 보상기의 구성도는 그림 3에 나타내었다. 그림 3에서 허수부의 연산자 j 는 90° 위상 추이기(phase shifter)를 이용하였다.

4. 제어시스템의 구성

이 장에서 유연한 빔에 발생하는 진동을 제어하기 위한 제어시스템의 구성도를 그림 4에 나타내었으며, 그림 4에서 r 은 시스템의 기준입력, e 는 제어편차, w 는 빔의 탄성변형, θ 는 모터의 회전각, v 는 공급전압, y 는 시스템의 출력이다. 그림 4에서

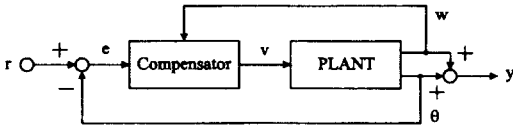


Fig. 4. Position control system of a flexible beam

제어편차 e 를 보상하기 위하여 전향 수동 제어기를 이용하였으며, 빔의 탄성변형 w 를 보상하기 위하여 제안한 비선형 보상기를 이용하여 구성하였다. 제어편차 e 를 0으로 수렴시키고, 빔의 탄성변형 w 를 0으로 수렴시키기 위하여 수동성 필터의 계수와 비선형 보상기의 실수부 이득과 허수부의 이득을 구하는 방법은 최적제어를 이용하였다.

4.1 전향 수동 제어기와 비선형 보상기를 이용한 제어시스템

이 절에서는 그림 4의 제어시스템에 전향 수동 제어기와 비선형 보상기를 이용한 경우에 대하여 고찰한다. 2장에서 유도한 빔의 전달함수가 수동적일 경우 다음의 몇 가지 정의가 필요하다.

정의 1 : L_2 는 모든 측정 가능한 함수의 집합, 즉 $f: R_+ \rightarrow R$ 이면

$$\|f(t)\| = \left\| \int_0^\infty |f(t)|^2 dt \right\|^{1/2} < \infty \quad (29)$$

시스템 $y=G(u)$ 는 만약 $u \in L_2, y \in L_2$ 이면 L_2 -안정하다.

$$\|y\|_2 \leq \gamma \|u\|_2 \quad (30)$$

정의 2 : 시스템이 만약 모든 T 와 u 에 대하여 다음 식을 만족하면 그 시스템은 수동적이다.

$$\int_0^T y(t) u(t) dt \geq 0 \quad (31)$$

보상기는 플랜트가 수동적이면 유한 이득을 갖게 되므로 페루프 시스템은 L_2 -안정이다⁵⁾.

$$\int_0^T y(t) u(t) dt \geq \delta \int_0^T u(t)^2 dt, \delta > 0 \quad (32)$$

전향 수동 제어기의 전달함수는 다음 식과 같이 선택하였다.

$$G(s) = \frac{G_p \cdot \omega_f \cdot s}{s + \omega_f} \quad (33)$$

여기서 G_p 는 최대입력 토크에 대한 진폭이며, ω_f

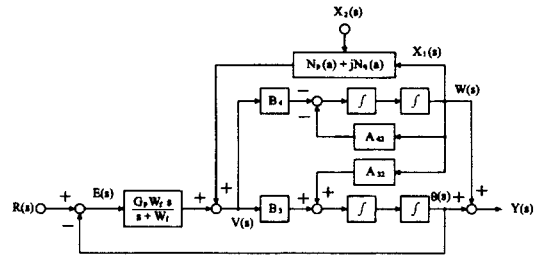


Fig. 5. Position control system using the forward passive controller and nonlinear compensator

의 값은 페루프 시스템에 대한 고주파 영향을 줄일 수 있도록 모델의 공진 주파수 보다 큰 값으로 선택해야 한다. 제어편차 $E(s)$ 를 보상하기 위하여 전향 수동 제어기를 이용하고, 유연한 빔의 탄성변형 $W(s)$ 를 보상하기 위하여 제안한 식(28)의 비선형 보상기를 이용한 제어시스템의 구성도를 그림 5에 나타내었다. 그림 5에서 제1정현파 신호 $X_1(s)$ 는 탄성변형 $W(s)$ 을 이용하고, 제2정현파 신호 $X_2(s)$ 는 외부 신호발생기로부터 공급된다.

그림 5에서 제어편차 $E(s)$ 는

$$E(s) = R(s) - \theta(s) \quad (34)$$

이며, 모터에 공급되는 전압, 즉 조작량 $V(s)$ 는 다음 식과 같다.

$$V(s) = \frac{G_p \cdot \omega_f \cdot s}{s + \omega_f} \cdot E(s) + (B_p \cdot a^2 + B_d \cdot a^2 \cdot s) \cdot W(s) \quad (35)$$

유연한 빔의 탄성변형 $W(s)$ 는

$$W(s) = - \frac{B_4}{s^2 + A_{42}} \cdot V(s) \quad (36)$$

이며, 모터의 회전각 $\theta(s)$ 는

$$\theta(s) = \frac{1}{s^2} (B_3 V(s) + A_{32} W(s)) \quad (37)$$

로 주어진다. 유연한 빔의 선단 위치 $Y(s)$ 에 대한 페루프 전달함수는 식(36)과 식(37)로부터

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \theta(s) + W(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (38)$$

로 되고, 식(38)에서 분모와 분자에 대한 각각의 계수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_0 &= G_p \cdot \omega_f \cdot (A_{42}B_3 - A_{32}B_4), a_1 = \omega_f \cdot (A_{42} + B_4B_p) \\ a_2 &= A_{42} + G_p \cdot \omega_f \cdot B_3 + B_4B_p - \omega_f \cdot B_4B_d, a_3 = \omega_f - B_4B_d \\ b_0 &= a_0, b_1 = 0, b_2 = G_p \cdot \omega_f \cdot (B_3 - B_4), b_3 = 0 \end{aligned}$$

4. 2 최적상태 제환 이득의 결정

최적제어는 2차 형식의 평가 함수를 최소화하는 제어방법으로 평가 함수 J 는 다음과 같이 정의된다.

$$J = \int_0^{\infty} (y^2 + \rho u^2) dt = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (39)$$

여기서 $u = v$ 이며, $Q = Q^T \geq 0$ 는 양의 반한정 가중 행렬(positive semidefinite weighting matrix)로서 다음 식과 같으며, $\rho = R > 0$ 는 가중 인자(weighting factor)로서 양의 스칼라이다.

$$Q = \text{diag}[q_{11} \ q_{22} \ 0 \ 0], R = \rho \quad (40)$$

최적제어 u 는 식(39)를 최소로 하는 제어법칙으로 다음과 같다.

$$u = -Kx \quad (41)$$

식(41)에서 K 는 게인 벡터로서 다음 식과 같다.

$$K = R^{-1} B^T P = [G_p \cdot \omega_f (B_p \cdot a^2) \ 0 \ (B_d \cdot a^2)] \quad (42)$$

식(42)에서 $G_p \cdot \omega_f$ 는 전향 수동 제어기의 계수이고, B_p 와 B_d 는 각각 비선형 보상기의 실수부 이득과 허수부의 이득이며, a 는 비선형 보상기의 제2정현파의 진폭이다. P 는 다음 식을 만족하는 Riccati 방정식의 해로서 양의 대칭행렬이다.

$$PA + A^T P + Q - PBR^{-1} B^T P = 0 \quad (43)$$

만일 시스템 $[A, B]$ 가 가제어이면 이때 P 는 양의 한정 대칭행렬로 주어진다.

5. 시뮬레이션 및 실험

시뮬레이션 및 실험에 이용한 제어시스템의 매개변수의 값을 표1에 나타내었다. 표1에 주어진 매개변수의 값을 식(14)에 대입하여 계수의 값을 구하면 $A_{13} = 1, A_{24} = 1, A_{32} = 250, A_{42} = -325.4,$

$B_3 = 103, B_4 = -103$ 이다. 또한 $a = 1.2, \omega_2 = 300[\text{rad/sec}]$, 샘플링 주기는 $2[\text{ms}]$ 로 설정하였으며, 전향 수동 제어기의 최대 입력 토크에 대한 진폭 G_p 는 0.35 이며, ω_f 의 값은 $70[\text{rad/sec}]$ 로 하였다. 최적제어를 위한 제어 가중 행렬 Q 와 가중 인자 R 은 시스템의 특성방정식으로부터 페루프 극점들을 안정한 영역으로 위치시키기 위하여 다음과 같이 설정하였다.

$$Q = \text{diag}[290 \ 8500 \ 0 \ 0], R = 2 \quad (44)$$

$$K = [G_p \cdot \omega_f (B_p \cdot a^2) \ 0 \ (B_d \cdot a^2)] = [23.8 \ -3 \ 0 \ 2] \quad (45)$$

제안한 제어시스템의 응답특성을 고찰하기 위하여 제어시스템의 기준입력을 단위 계단함수를 인가하여 전향 수동 제어기를 사용했을 경우와 비선형 보상기를 사용했을 경우 시뮬레이션을 통하여 응답특성을 비교 검토하였다. 전향 수동 제어기만 이용한 경우 그림5에 대한 페루프 전달함수를 구하면 식(38)의 분자항의 계수 b_1, b_2 및 b_3 가 0이 되어 다음 식으로 주어진다.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{184835.56}{s^4 + 70s^3 + 2776.8s^2 + 22778s + 184835.56} \quad (46)$$

전향 수동 제어기만 이용한 경우 위치제어시스템의 응답을 고찰하기 위하여 식(46)에 기준입력을 2초 사이에 단위 계단함수를 인가하였을 경우

Table 1. Parameters of the system

Parameter	Value	Unit
Torque constant	0.17	[N · m/A]
Motor inertia	0.023	[kg · cm ²]
Amplifier gain	3	[A/V]
Camera sensitivity	26	[μ · m]
Camera mass	0.47	[kg]
Camera pixel	2048	[pixel]
Lens focus length	85	[mm]
Lens mass	0.36	[kg]
Link length	1.2	[m]
Link height	2.54	[cm]
Link width	0.195	[cm]
Link mass(wide)	0.26	[kg]
Link mass(narrow)	0.195	[kg]
Beam material	Aluminum	

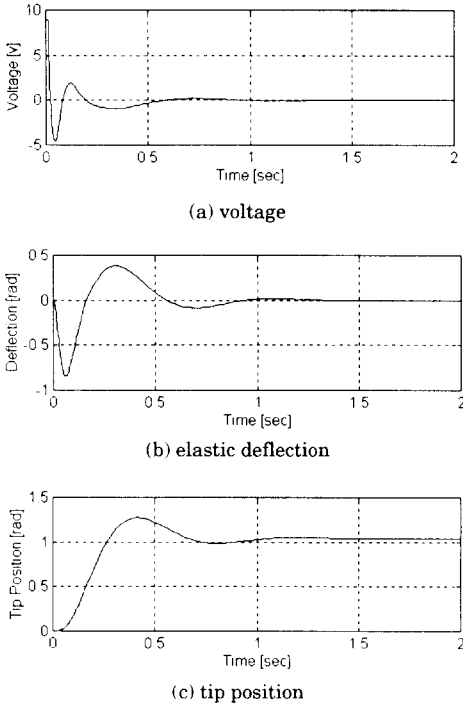


Fig. 6. Responses of the position control system using the forward passive controller

에 응답특성을 그림 6에 나타내었다. 그림 6에서 (a)는 전압, (b)는 탄성변형, (c)는 기준입력에 대한 시스템의 출력응답으로 선단 위치이다. 그림 6에서 전향 수동 제어기만 이용한 경우의 출력응답을 살펴보면 어느 정도 제어가 되고 있으나 오버슈트가 발생되며, 정상상태에서 약간의 편차가 발생함을 알 수 있다.

전향 수동 제어기와 비선형 보상기를 이용한 경우 그림 5에 대한 페루프 전달함수를 구하면 식 (38)의 분자항의 계수 b_1 , b_2 및 b_3 가 0이 되어 다음 식으로 주어진다.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{184835.56}{s^4 + 59.7s^3 + 2158.8s^2 + 29988s + 184835.56} \quad (47)$$

전향 수동 제어기와 비선형 보상기를 이용한 위치제어시스템의 응답을 고찰하기 위하여 식(47)에 기준입력을 2초 사이에 단위 계단함수를 인가하였을 경우에 응답특성을 그림 7에 나타내었다. 그림

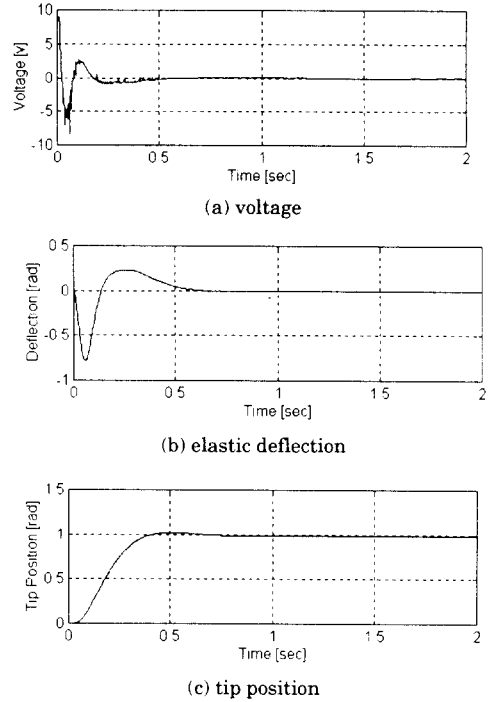


Fig. 7. Responses of the position control system using the forward passive controller and nonlinear compensator

7에서 (a)는 전압, (b)는 탄성변형, (c)는 기준입력에 대한 시스템의 출력응답으로 tip 위치이다.

그림 6과 그림 7을 비교해 보면, 전향 수동 제어기만 이용한 경우에는 정정시간(settling time)이 약1.3초 정도였으며, 오버슈트와 정상상태 편차도 어느 정도 발생하였으나 비선형 보상기를 이용하여 유연한 빔의 탄성변형을 제어함으로써 정정시간은 약0.8초 정도로 개선되었으며, 오버슈트와 정상상태 편차도 거의 없이 제어가 잘됨을 알 수 있다.

실험에 이용한 실험장치의 구성도를 그림 8에 나타내었다. 제어시스템의 기본동작은 DM1060B형 DD 전동기에 부착된 엔코더(encoder)와 위치 카운터로서 Hub의 회전각을 측정하며, 탄성변형은 빔의 끝에 부착한 고감도 LED의 변위를 PSD(position sensor detector) 카메라(Camera)로 탄성변형을 측정하여 소프트웨어로서 변위를 계산하도록 설계하였다. 보상기의 출력 즉 조작량은 12bit D/A변환기를 거쳐 DD 모터 서보 구동기

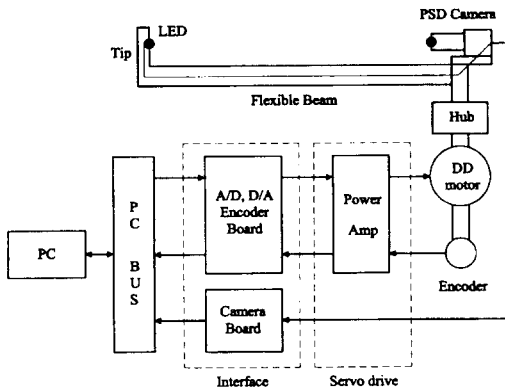


Fig. 8. Block diagram of the experimental equipment

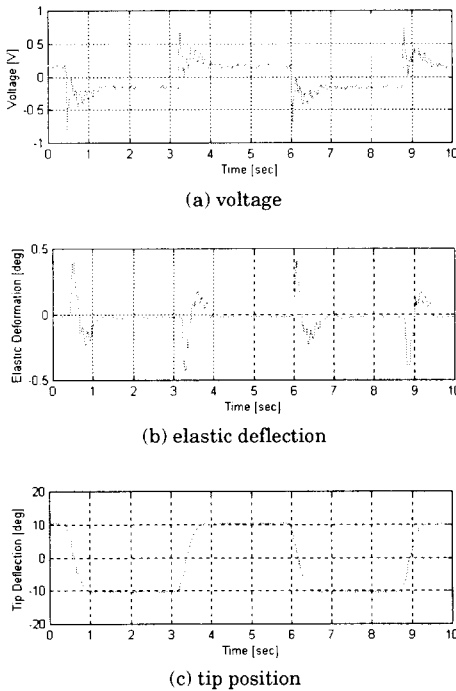


Fig. 9. Experimental results of the position control system using the forward passive controller and nonlinear compensator

(DD servo driver)의 입력에 인가되며, 그 양의 범위는 $\pm 4.9[V]$ 가 되도록 리미터(Limiter)를 이용하여 제한하였으며, D/A변환기의 출력전압에 의하여 DD 모터가 제어되도록 구성하였다.

위치제어시스템의 기준입력을 각도로서 10초 사이에 $\pm 10^\circ$ 로 변화하는 구형파를 인가하였을 경

우에 전향 수동 제어기와 비선형 보상기를 이용한 경우 위치제어시스템의 실험결과를 그림 9에 나타내었다. 그림 9에서 (a)는 전압, (b)는 탄성변형, (c)는 기준입력에 대한 시스템의 출력응답으로서 tip 위치이다. 보상 후의 응답특성은 정상상태에서 진동성분이 현저하게 감소되었음을 그림 9에서 알 수 있다. 따라서 전향 수동 제어기와 비선형 보상기를 이용한 경우 정상상태에서 진동이 거의 없으며, 전향 수동 제어기만 이용한 경우 보다 정상상태에 더 빠르게 수렴함을 알 수 있다.

이상의 결과로부터 본 연구에서 제안한 비선형 보상기는 유연한 빔에 발생하는 진동을 제어하는데 효과적임을 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 입증하였다. 또한 시뮬레이션 결과와 실험결과도 잘 일치함을 알 수 있었으며, 제안한 비선형 보상기의 강인함을 확인할 수 있었다.

6. 결 론

가정 - 모드 고정 - 자유단 구조를 갖는 유연한 빔을 제어하기 위하여 토크를 입력으로 하고 빔의 선단변형을 출력으로 하는 상태공간 모델을 토대로 전향 수동 제어기와 복소 쌍입력 기술함수형 비선형 제어기를 사용함으로써 진동을 제어할 수 있는 제어기를 제안하였다. 제안된 비선형 보상기는 선형 제어시스템 및 비선형 제어시스템의 전향경로에 접속하였으며 비선형 보상기의 제2정현파 입력신호의 진폭 α 를 변화시켜 비선형 보상기의 실수부 이득과 허수부 이득을 조절함으로써 빔의 선단변형을 제어할 수 있음을 실험하였다. 비선형 보상기의 실수부와 허수부는 분리되어 구성될 수 있고, 허수부의 연산자 j 는 90° 위상 추이기에 의해 실현되었으며, 상태공간 모델에 제안된 비선형 보상기를 적용함으로써 제어편차와 빔의 탄성변형이 0으로 수렴되도록 최적상태 궤환이득을 구하는 방법을 제시하였다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통하여 전향 수동 제어기와 비선형 보상기를 이용한 경우 응답특성이 우수함을 입증하였다.

따라서 본 연구에 사용된 전향 수동 제어기와 복소 쌍입력 기술함수형 비선형 보상기의 제어 성능이 유연한 빔의 진동제어에 잘 적용됨을 알 수 있었다.

후 기

이 연구는 재단법인 동원학술연구비의 지원으로 이루어졌으며, 이에 관계자 여러분께 감사드립니다.

참고문헌

[1] Cannon, R. H., and Schmitz, E., "Initial experiments on the end-point control flexible one-link robot. Int", J. Robot. Res. 3(3) : 62~75, 1984.

[2] Hastings, G., and Book, W. J., "Verification of a linear dynamic model for flexible robotic manipulators", In proc. IEEE Conf. on Robotic and Automat.. IEEE Computer society Press, Silver Spring, Md., pp. 1024~1029, 1986 (San Francisco, April).

[3] Krishnan, H., "Bounded input discrete-time control of a single-link flexible beam", Master's thesis, Department of Electrical Engineering, University of Waterloo, Canada, 1988.

[4] Wang, D., and Vidyasagar, M., "Passive control of a single flexible link", In proc, IEEE Conf. on Robotics and Automation, IEEE computer Society press, silver Spring, Md., pp. 1432~1437, 1990 (Cincinnati, May).

[5] Wang, D. and Vidyasagar, M., "Passive control of a Stiff Flexible Link", The International Journal of Robotic Vol. 11, No 6, December 1992, pp. 572~578, 1992.

[6] R. C. Boyer, "Sinusoidal signal stabilization", M. Se. Thesis, Purdue University, Lafayette, Indiana, 1960.

[7] L. Greensite San Diego. California., "Elements of Morden Control Theory", Control Theory Vol. 1. pp. 245~298, 1970.

[8] G. Zames and A. SHNEYDOR, "Dither in Non-linear systems", IEEE, Trans. on Automat. Contr., Vol. AC - 21, No. 5, 1976.

[9] 李炯基, "雙入力 記述函數形 非線形 補償器에 의한 直流電動機의 速度應答 改善에 관한 研究", 東亞大學校, 博士學位論文, 1984.

[10] J. C. Willems, "Least squares optimal control and the algebraic Riccati equation," IEEE Trans.

Automat. Contr., vol. AC - 16, pp. 621~634, 1971.

[11] P. K. Wong and M. Athans. "Closed-loop structural stability for linear quadratic optimal systems," Proc. 1976 IEEE Conf. an Decision and Control. Dec. 1976 ; also IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-22, pp. 94~99, 1977.

[12] 권세현, 이형기, 최부귀, "쌍입력 기술함수를 갖는 비선형 보상기를 이용한 유연한 빔의 제어", 제어·자동화·시스템 공학회 논문지, 제4권, 제5호, pp. 644 - 650, 1998.

저 자 소 개



이형기 (李炯基)

1951년 11월생. 1975년 동아대학교 전자공학과 졸업. 1980년 동대학원 졸업(석사). 1985년 동대학원 졸업(박사). 1980년~현재 부경대학교 제어계측공학과 교수. 당학회 회원.



최연욱 (崔然旭)

1955년 6월생. 1978년 한양대학교 전자공학과 졸업. 1980년 동대학원 졸업(석사). 1990년 日本 京都大學 대학원 졸업(박사). 1990년~현재 부경대학교 제어계측공학과 교수. 당학회 회원.



안영주 (安永珠)

1957년 1월생. 1986년 부경대학교 전기공학과 졸업. 1988년 부산대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 졸업(박사). 1998년~현재 부경대학교 제어계측공학과 교수. 당학회 중신회원.



권세현 (權世炫)

1960년 7월생. 1986년 부경대학교 전자공학과 졸업. 1989년 동아대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1999년 동대학원 졸업(박사). 1994년~현재 동해대학교 전자계산과 교수. 당학회 회원.



신춘식 (申春植)

1960년 8월생. 1987년 부경대학교 전자공학과 졸업. 1992년 동아대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1997년 한국해양대학교 대학원 기관공학과 졸업(박사). 1987년~현재 부경대학교 제어계측공학과. 당학회 중신회원.