

쌍입력 기술함수를 갖는 비선형 보상기를 이용한 유연한 빔의 제어

The Control of Flexible Beam using Nonlinear Compensator with Dual-Input Describing Function

권 세 현, 이 형 기, 최 부 귀
(Se-Hyun Kwon, Hyong-Ki Lee and Boo-Kwi Choi)

Abstract : In this paper, a state space model for flexible beam is presented using the assumed-modes approach. The state space equation is derived for a flexible beam in which one end is connected to a motor and is driven by a torque equation and the other end is free. Many of the transfer function proposed thus far use the torque to the flexible beam as the input and the tip deflection of the flexible beam as the output. The Technique for the analysis and synthesis of the dual-input describing function(DIDF) is introduced here and the construction of a non-linear compensator, based on this technique, is proposed. This non-linear compensator, properly connected in the direct path of a closed-loop linear or non-linear control system. The above non-linear network is used to compensate linear and non-linear systems for instability, limit cycles, low speed of response and static accuracy. The effectiveness of the proposed scheme is demonstrated through computer simulation and experimental results.

Keywords : DD(Direct Drive) motor, flexible beam, DIDF(Dual-Input Describing Function), nonlinear compensator

I. 서론

일반적으로 궤환 제어시스템은 전동기의 구동장치 및 전력계통, 로봇제어 등의 산업분야에 많이 이용되어 왔으며, 이와 같은 산업분야에 이용되는 궤환 제어시스템은 고도의 정확성과 안정성을 필요로 하게 된다. 따라서 궤환 제어시스템의 효율을 향상시킬 수 있는 제어방법들이 현재까지 광범위하게 연구되고있다.

또한 산업분야 중에서 고정-자유단(clamped-free) 구조를 갖는 유연한 빔(flexible beam)에 대한 제어방법이 많이 연구되어 왔다. 그러나 지금까지 제안된 제어방법은 제어시스템에 대한 상태공간 모델과 전달함수를 유도하는데 중점적으로 연구되어왔으며[1-4], 유연한 빔에 대한 초기의 연구는 실행 가능성을 보였으나 실험결과 매우 큰 토크가 발생하여 실현하는데 어려움이 많았다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 가정-모드 방법(assumed-mode approach)을 이용하여 고정-자유단 구조를 갖는 유연한 빔에 대한 상태공간 모델이 제안되었으며, 제안된 상태공간 모델을 토대로 하여 제어시스템에 토크를 입력으로 하고, 빔의 선단변형을 출력으로 하는 전달함수를 유도하였다[5-9].

따라서 빔의 선단변형을 제어하기 위하여 쌍입력 기술함수(dual-input describing function, DIDF)의 해석과 합성법을 기초로 하여 선형 및 비선형 제어시스템에서 우수한 특성을 갖는 비선형 보상기를 구성하였다[10-13]. 제안한 비선형 보상기는 선형 궤환 제어계 및 비선형 궤

환 제어계의 전향 경로에 접속할 수 있으며, 비선형 보상기의 제2정현파 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 제시하였다[14-16].

P-D 제어기를 이용한 경우와 제안한 비선형 보상기를 이용한 경우에 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 비선형 보상기의 응답특성이 우수함을 입증하였다.

본 논문에서는 쌍입력 기술함수를 갖는 비선형 보상기를 구성하고 유연한 빔의 제어에 적합함을 입증한다. 먼저 2장에서는 유연한 빔의 수학적 모델을 제시하고 3장에서는 비선형 보상기를 구성한다. 4장에서는 비선형 보상기를 이용하여 유연한 빔의 선단위치제어시스템을 구성하고 5장에서는 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 제어시스템의 안정성을 검증하며, 6장에서 결론을 맺기로 한다.

II. 제어시스템의 수학적 모델

제어시스템의 수학적 모델을 구하기 위하여 유연한 빔의 좌표를 그림 1에 나타내었다. 유연한 빔의 한쪽 끝은 모터에 고정되어있고, 다른 한쪽 끝은 자유로운 고정-자유단 구조의 상태공간 방정식을 유도한다.

그림 1에서 빔의 높이는 폭보다 훨씬 크므로 빔의 진동은 수평방향으로만 진동하는 것으로 가정한다. 빔의 선단변형과 회전관성 효과에서 적은 값들은 무시하였으며, 빔의 관성 모멘트는 I_b , 길이는 l , 모터의 회전각은 $\theta(t)$ 로 나타낸다. i 와 j 각각 x' 과 y' 축 방향의 단위벡터이며, $P(x)$ 는 거리 x 지점에서의 위치벡터이

접수일자 : 1997. 8. 18, 수정완료 : 1998. 7. 11.

권세현 : 동해대학 전자계산과

이형기 : 부경대학교 제어계측공학과

최부귀 : 동아대학교 전자공학과

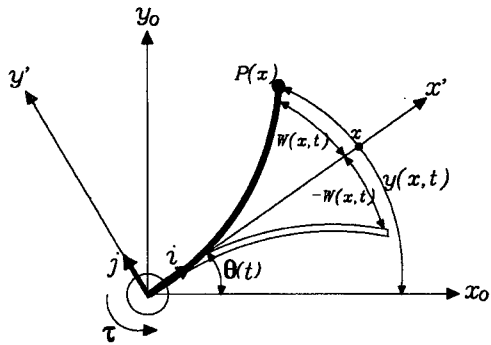


그림 1. 유연한 빔의 좌표.
Fig. 1. Coordinate of a flexible beam.

다. 그림 1에서 모터가 $\theta(t)$ 만큼 회전할 경우 유연한 빔은 $w(x, t)$ 의 빔의 휨 즉 탄성변형이 발생한다. 임의의 거리 x 에서 탄성변형은 가정-모드방법을 이용하면

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

이며, 여기서 $\varphi_i(x)$ 는 고정-자유단 구조에서의 고유함수(eigenfunction)로서 다음 식으로 주어진다

$$\varphi_i(x) = c_i [(\sin k_i x - \sinh k_i x) - \frac{(\sin k_i l + \sinh k_i l)}{(\cos k_i l + \cosh k_i l)} (\cos k_i x - \cosh k_i x)] \quad (2)$$

(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 선단변형에 대한 출력은

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

모터의 hub로부터 x 지점에 대한 위치벡터 $P(x)$

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

으로 주어지며

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

따라서 운동에너지 K 와 위치에너지 V 는 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} K &= \frac{1}{2} I_h \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} \int_0^l \dot{P}^T \dot{P} dm \\ &= \frac{1}{2} I_h \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} \int_0^l \dot{x}^2 dm \dot{\theta}^2 \\ &\quad + \frac{1}{2} \int_0^l \dot{w}^2 dm + \int_0^l \dot{w} \dot{x} \dot{\theta} dm \\ &\quad + \frac{1}{2} \int_0^l \dot{w}^2 \dot{\theta}^2 dm \end{aligned} \quad (7)$$

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

여기서, I_h 는 hub 관성이며, 일반적으로 w 의 값이 매우 적다고 가정하면 빔의 관성 모멘트 I_b 는 운동에너지 함수에서 다음 식으로 근사화 할 수 있다.

$$I_b = \int_0^l (x^2 + w^2) dm = \int_0^l x^2 dm \quad (9)$$

그러므로 Lagrangian 함수 $L = K - V$ 는 다음 식으로 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2} (I_h + I_b) \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \dot{q}_i^2 \\ &\quad + \dot{\theta} \sum_{i=1}^n \dot{q}_i \int_0^l \varphi_i x dm - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n q_i^2 \omega_i^2 \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, ω_i 는 고정-자유단 구조에서 고유함수에 대한 공진 주파수이며, q_i 는 일반화 좌표이다. 따라서 운동방정식은 Euler-Lagrange 방정식을 적용할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} - \frac{\partial L}{\partial q_i} = 0, \quad (i=1,2,\dots,n) \quad (11)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} - \frac{\partial L}{\partial \theta} = \tau \quad (12)$$

(11)과 (12)에 (10)을 대입하여 정리하면

$$\ddot{\theta} = \frac{\tau + \sum_{i=1}^n q_i \omega_i^2 \int_0^l \varphi_i x dm}{I_h} \quad (13)$$

$$\ddot{\theta} = \frac{\tau + \sum_{i=1}^n q_i \omega_i^2 \int_0^l \varphi_i x dm}{I_h}$$

$$\ddot{q}_i = -\frac{\tau}{I_h} \int_0^l \varphi_i x dm \quad (14)$$

$$-q_i \omega_i^2 \left[1 + \frac{\left(\int_0^l \varphi_i x dm \right)^2}{I_h} \right]$$

상태공간 방정식과 출력방정식은 (13)과 (14)를 이용하면 다음 식으로 유도할 수 있다.

$$\dot{x} = Ax + B\tau \quad (15)$$

$$y = Cx \quad (16)$$

여기서

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

$$B = \left[0 \ 0 \ \frac{1}{I_h} \ -\frac{\gamma_i}{I_h} \right]^T, \quad C = [1 \ 1 \ 0 \ 0]$$

$$x = [\theta \ q \ \dot{\theta} \ \dot{q}]^T, \quad \gamma_i = \int_0^l \varphi_i x dm$$

III. DIDF를 이용한 비선형 보상기의 설계

일반적으로 기술함수 기법은 제어계의 안정성을 결정하는데 많이 이용되며, 이러한 방법은 제어계의 고조파(high harmonic)의 영향을 무시하고 기본파만의 함수로 근사화하여 비선형 요소에 대한 등가이득을 구하는 것으로서 고차계 일수록 좋은 결과가 기대된다.

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

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

(17)의 비선형 요소를 기술함수로 표현하기 위하여 그림 2와 같은 비선형 요소를 고찰하자.

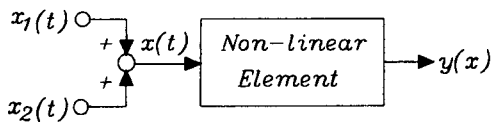


그림 2. 비선형 요소.
Fig. 2. A nonlinear element.

그림 2에서 $x(t)$ 는 비선형 요소의 입력이며, $y(x)$ 는 비선형 요소의 출력이다. 비선형 요소의 입력 $x(t)$ 는 두 정현파(sinusoidal) 입력신호의 합으로 주어지며, 다음 식과 같다.

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

여기서,

$$x_1(t) = h \sin \omega_1 t = h \sin \theta_1 \quad (19)$$

$$x_2(t) = a \sin \omega_2 t = a \sin \theta_2 \quad (20)$$

이며, (19)와 (20)에서 h 와 a 는 각각 정현파 입력신호의 진폭이다. 비선형 요소에 인가되는 정현파 입력신호 $x_1(t)$ 와 $x_2(t)$ 의 주파수비는

$$\gamma = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (21)$$

이며, 여기서 $\omega_1 \ll \omega_2$ 를 만족해야 한다.

그림 2의 비선형 요소에 (18)의 입력신호 $x(t)$ 를 인가할 경우 비선형 요소의 출력 $y(x)$ 를 두 정현파 입력신호의 함수로 표현하면 비선형 요소의 출력 $y(x_1, x_2)$ 는 비정현파(non-sinusoidal)로 주어지며, 비선형 요소의 등가이득인 쌍입력 기술함수로 나타내면 다음과 같다.

$$N_{hp}(h, a) = \frac{4}{\pi^2 a^2} \cdot \int_0^h \int_0^a \frac{x_1 y(x_1, x_2)}{\sqrt{h^2 - x_1^2} \sqrt{a^2 - x_2^2}} \partial x_1 \partial x_2 \quad (22)$$

이식은 변수 $x_1(t)$ 에 대해서는 기함수, 변수 $x_2(t)$ 에 대해서는 우함수를 의미하며, $x_1(t) \in (0, h)$, $x_2(t) \in (0, a)$, $h > 0$, $a > 0$ 이다. 비선형 요소의 출력 $y(x_1, x_2)$ 를 구하기 위하여 기술함수의 합성 문제는 비선형 요소에 대한 기술함수가 주어지는 경우에 식에 대하여 역기술함수를 적용하면 되므로 제1종 Volterra's 적분식을 이용하여 $y(x_1, x_2)$ 를 구하면 다음 식과 같다.

$$y(x_1, x_2) = \frac{1}{x_1} \frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_2} \cdot \int_0^{x_1} \int_0^{x_2} \frac{r^3 s N_{hp}(r, s)}{\sqrt{x_1^2 - r^2} \sqrt{x_2^2 - s^2}} \partial r \partial s \quad (23)$$

이제 비선형 보상기를 설계하기 위하여 복소 기술함수로 표현되는 다음 식을 가정하자.

$$N_h(a) = N_{hp}(a) + jN_{hq}(a), \quad (a > 0) \quad (24)$$

여기서

$$N_{hp}(a) = B_p a^2 \quad (25)$$

$$N_{hq}(a) = B_q a^2 \quad (26)$$

이며, 여기서 B_p 와 B_q 는 일정한 값을 갖는 상수로 각각 실수부와 허수부의 이득이다. 실수부 출력 $y_p(x_1, x_2)$ 를 구하기 위하여 (25)를 (23)에 대입하면

$$y_p(x_1, x_2) = 2B_p x_1 x_2^2 \quad (27)$$

으로 주어지며, 허수부 출력 $y_q(x_1, x_2)$ 는 (27)에서 실수부 이득 B_p 대신 허수부 이득 B_q 를 곱하여 위상을 90° 추이(shift) 시키면 다음 식과 같다.

$$y_q(x_1, x_2) = j2B_q x_1 x_2^2 \quad (28)$$

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

$$y(x_1, x_2) = y_p(x_1, x_2) + jy_q(x_1, x_2) \quad (29)$$

(29)는 복소 기술함수로 표현된 비선형 보상기에 대한 식으로 각각 실수부와 허수부로 분리하여 구성할 수 있으며, 그림 3에 나타내었으며, 허수부의 연산자 j 는 90° 위상 추이기(phase shifter)를 이용하였다.

그림 4에서 제어편차 e 를 보상하기 위하여 P-D 제어를 이용하였으며, 빔의 탄성변형 w 를 보상하기 위하여 제안한 비선형 보상기를 이용하여 구성하였다. 제어편차 e 를 0으로 수렴시키고, 빔의 탄성변형 w 를 0으로 수렴시키기 위하여 P-D 제어기의 계수와 비선형 보상기의 실수부 이득과 허수부의 이득을 구하는 방법은 최적제어를 이용하였다.

그림 4에서 x_1 은 탄성변형 w 를 이용하였고, x_2 는 제2 정현파 신호로서 외부 신호발생기로 부터 공급된다. 그림 4에서 계수는 A_{32} , A_{42} , B_3 , B_4

$$A_{32} = \frac{\omega_i^2 \gamma_i}{I_h}, \quad A_{42} = -\omega_i^2 \left(1 + \frac{\gamma_i^2}{I_h}\right), \quad B_3 = \frac{1}{I_h}, \quad B_4 = -\frac{\gamma_i}{I_h} \quad (30)$$

이다.

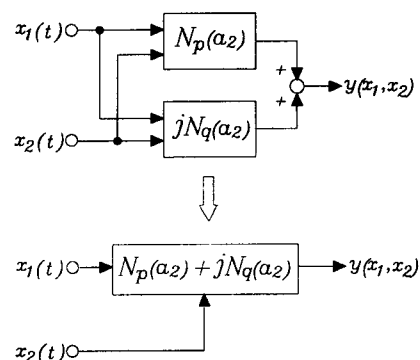


그림 3. 복소 기술함수의 합성.
Fig. 3. Synthesis of complex DF.

IV. 제어시스템의 구성

유연한 빔의 선단변형을 제어하기 위한 제어시스템의 구성도를 그림 4에 나타내었으며, 그림 4에서 $R(S)$ 는 시스템의 기준입력, $E(S)$ 는 제어편차, $X_2(S)$ 는 제2 정

현과 입력신호, $W(S)$ 는 빔의 탄성변형, τ 는 토오크, $Y(S)$ 는 시스템의 출력이다. 또한 $X_1(S)$ 는 빔의 탄성변형 $W(S)$ 를 이용한다.

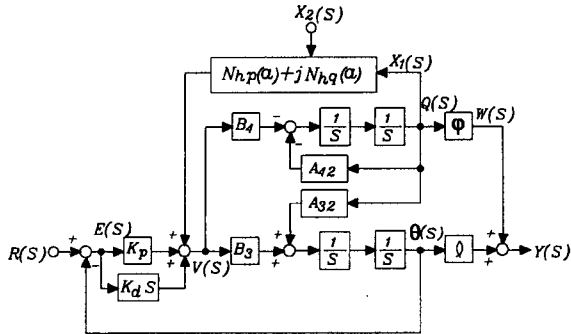


그림 4. 제어시스템의 구성도.
Fig. 4. Block diagram of control system.

최적제어는 성능지수함수를 최소화하는 제어방법으로 성능지수함수 J 는 다음과 같이 정의한다.

$$J = \int_0^{\infty} (y^2 + \rho u^2) dt = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (31)$$

여기서 $u = v$ 이며, $Q = Q^T \geq 0$ 는 가중행렬(weighting matrix)로서 다음 식과 같으며, $\rho = R > 0$ 는 설계자가 선택하는 제어 가중인자(weighting factor)로서 스칼라 양이다.

$$Q = \text{diag} [q_{11} \ q_{22} \ 0 \ 0] , \quad R = \rho \quad (32)$$

최적제어 $u(t)$ 는 (31)을 최소로 하는 제어법칙으로

$$u(t) = -Kx(t) \quad (33)$$

위 (33)에서 K 는 제어 게인 벡터로서 다음과 같다.

$$K = R^{-1} B^T P = [K_p \ B_p \ K_d \ B_d] \quad (34)$$

위 (34)에서 K_p 는 비례계수, K_d 는 미분계수, B_p 와 B_d 는 각각 비선형 보상기의 실수부 이득과 허수부의 이득이며, P 는 다음 식을 만족하는 Riccati 방정식의 해로서 양의 대칭행렬이다.

$$PA + A^T P + Q - PBR^{-1}B^T P = 0 \quad (35)$$

V. 시뮬레이션 및 실험

시뮬레이션 및 실험에 이용한 제어시스템의 매개변수의 값을 표 1에 나타내었다. 표 1에 주어진 매개변수의 값을 (15)와 (16)에 대입하여 계수의 값을 구하면

$$A_{13} = 1, \quad A_{24} = 1, \quad A_{32} = 1343, \quad A_{42} = -1432, \quad B_3 = 53.3, \quad B_1 = -53.3 \text{ 이다.}$$

최적제어를 위한 제어 가중행렬 Q 와 가중인자 R 은 시스템의 특성방정식으로부터 페루프 극점들을 안정한 영역으로 위치시키기 위하여 다음과 같이 설정하였다.

$$Q = \text{diag} [4000 \ 25000 \ 0 \ 0], \quad R = 2 \quad (36)$$

(35)의 Riccati 방정식으로부터 구한 제어이득은 다음과 같으며, 비선형 보상기의 제2정현파 입력신호의 진폭 $a = 1.2$ 로 선택하였다.

$$K = [K_p \ B_p \ K_d \ B_d] = [44.7 \ -64.5 \ 9.6 \ 7.8] \quad (37)$$

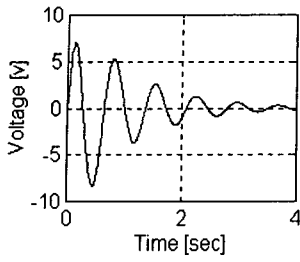
제안한 제어시스템의 응답특성을 고찰하기 위하여 제어시스템의 기준입력을 단위 계단함수를 인가하여 P-D 제어기를 사용했을 경우와 비선형 보상기를 사용했을 경우 시뮬레이션을 통하여 응답특성을 비교 검토하였으며, P-D 제어기와 비선형 보상기에 대한 응답특성을 그림 5와 그림 6에 나타내었다. 그림 5와 그림 6에서 (a)는 전압, (b)는 탄성변형, (c)는 빔의 선단변형이다. P-D 제어기를 이용하였을 경우에 출력응답은 정상상태에서 진동성분이 많이 발생하였으나 비선형 보상기를 이용한 경우에 출력응답은 진동성분이 현저하게 감소되었음을 그림 5와 그림 6에서 알 수 있다.

표 1. 시스템의 매개변수.
Table 1. Parameter of the system.

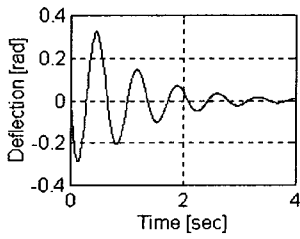
Parameter	Value	Unit
모터 토오크 상수	0.17	Nm/Amp
모터 관성	1.2	Kg-cm ²
증폭기 이득	2	Amp/Volt
카메라 감도	26	μm
카메라 질량	0.47	Kg
렌즈 초점 길이	85	mm
렌즈 질량	0.36	Kg
빔의 길이	1.21	m
빔의 높이	2.54	cm
빔의 두께	0.159	cm
빔의 질량(wide)	0.26	Kg
빔의 질량(narrow)	0.195	Kg
빔의 재질	Aluminum	

실험에 이용한 실험장치의 구성도를 그림 7에 나타내었다. 제어시스템의 기본동작은 JR12M4CH형 DD전동기에 부착된 엔코더(encoder)와 위치 카운터로서 hub의 회전각을 측정하며, 탄성변형은 빔의 끝에 부착한 고감도 LED의 변위를 PSD(Position Sensor Detector) 카메라로 탄성변형을 측정하여 소프트웨어로서 변위를 계산하도록 구성하였다. 제어기의 출력 즉 조작량은 12bit D/A변환기를 거쳐 DD모터 서보 구동기(DD servo driver)의 입력에 인가되며, 그 양의 범위는 ±4.9[V]가 되도록 리미터(limiter)를 이용하여 제한하였으며, D/A변환기의 출력 전압에 의하여 DD모터가 제어되도록 구성하였다.

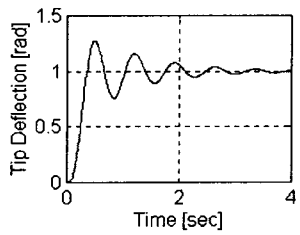
초기에 큰 구동 토오크를 발생시켜 그 응답특성을 고찰하기 위하여 기준입력을 10초 사이에 ±10°로 변화하는 구형파를 인가하였을 경우에 P-D제어기를 이용한 제어시스템과 비선형 보상기를 이용한 제어시스템의 실험 결과를 그림 8과 그림 9에 나타내었다. 그림 8과 그림 9에서 (a)는 전압, (b)는 탄성변형, (c)는 빔의 선단변형이다.



(a) 전압

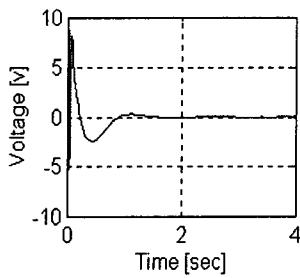


(b) 탄성변형

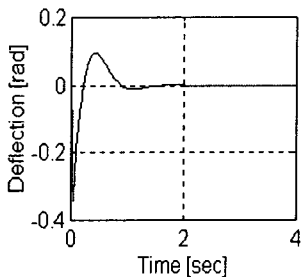


(c) 선단변형

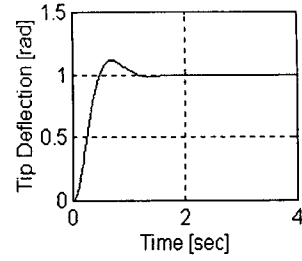
그림 5. P-D 제어기를 갖는 시스템의 응답.
Fig. 5. Response of the system with P-D controller.



(a) 전압



(b) 탄성변형



(c) 선단변형

그림 6. 비선형 보상기를 갖는 시스템의 응답.
Fig. 6. Response of system with nonlinear compensator.

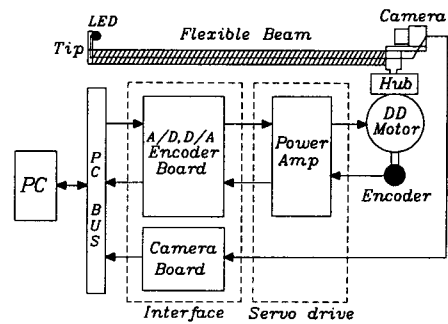
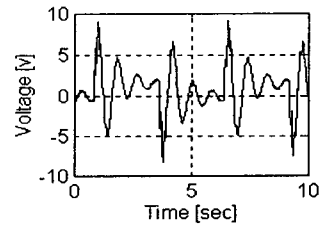
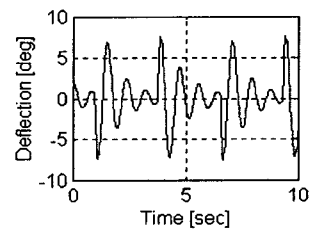


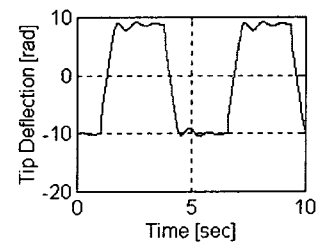
그림 7. 실험장치의 구성도.
Fig. 7. Block diagram of experimental apparatus.



(a) 전압



(b) 탄성변형



(c) 선단변형

그림 8. P-D 제어기를 갖는 시스템의 실험결과.
Fig. 8. Experimental results of system with P-D controller.

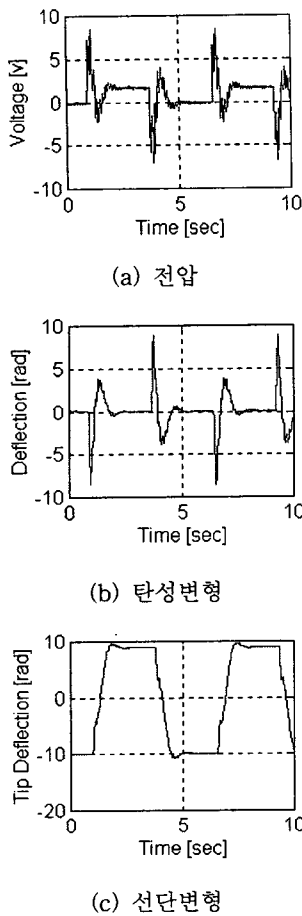


그림 9. 비선형 보상기를 갖는 시스템의 실험결과.
 Fig. 9. Experimental results of the system with nonlinear compensator.

실험결과를 통하여 초기의 유연한 빔의 제어기법에서 토오크 값이 매우 큰 값으로 주어져서 실현 불가능 하였으나 비선형 보상기를 이용하는 경우에 실현 가능한 값으로 주어짐을 그림 9를 참고하면 알 수 있다. 그림9에서 실제적인 토오크 값은 $\tau = G \cdot K_f \cdot v$ 이므로 전기자 전압에 증폭기 이득과 토오크를 곱한 값으로 주어진다. 전압에 증폭기 이득과 토오크 상수를 곱한 값으로 주어진다. 이상의 결과로부터 제안한 비선형 제어는 P-D 제어기 보다 응답특성이 우수하며, 유연한 빔에 발생하는 진동을 제어하는데 효과적임을 실험결과를 통하여 확인할 수 있었다.

VI. 결론

가정-모드 방법을 이용하여 고정-자유단 구조를 갖는 유연한 빔에 대하여 토오크를 입력으로 하고, 빔의 선단 변형을 출력으로 하는 상태공간 모델을 이용하였으며, 제어방법은 쌍입력 기술함수의 해석과 합성법을 기초로 하여 빔의 선단변형을 제어할 수 있는 비선형 보상기를 제안하였다. 제안한 비선형 보상기는 선형 제어시스템 및 비선형 제어시스템의 전향경로에 접속하여 구성할 수 있으며, 비선형 보상기의 제2 정현파 입력신호의 진폭 a

를 변화시켜서 비선형 보상기의 실수부 이득과 허수부 이득을 조절하여 빔의 선단변형을 제어할 수 있음을 보였다. 비선형 보상기의 실수부와 허수부를 분리하여 구성할 수 있으며, 허수부의 연산자 j 는 90° 위상 추이기를 이용하여 구성하였으며, 상태공간 모델에 제안한 비선형 보상기를 적용하여 제어편차와 빔의 탄성변형을 0으로 빠르게 수렴하도록 하는 최적상태 궤환이득을 구하는 방법을 제시하였다. 여기서 비선형 보상기의 실수부 이득과 허수부 이득은 LQ제어 설계법을 적용시킬 수 있는 방법을 제시하였다.

또한 시뮬레이션과 실험을 통하여 P-D 제어기를 이용한 응답특성 보다 비선형 보상기를 이용한 응답특성이 우수함을 입증하였다.

앞으로의 연구과제는 센서를 사용하지 않고 유연한 빔의 힘을 제어할 수 있는 제어방법과 다관절 매니플레이터, Tip payload를 갖는 빔에 대하여 연구가 진행되어야 할 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] R. H. Cannon and E. Schmitz, "Initial experiments on the end-point control flexible one-link robot," *Int. J. Robot.* 1984.
- [2] G. Hastings and W. J. Book, "Verification of a linear dynamic model for flexible robotic manipulators," *Proc. IEEE Conf. on Robotics and Automation*, pp. 1024-109, 1986.
- [3] H. Krishnan, *Bounded input discrete-time control of a single-link flexible beam. Master's thesis, Department of Electrical Engineering, University of Waterloo, Canada.* 1988.
- [4] 황진권, 최중호, "압전체를 사용한 외팔보 진동의 위상지연 제어," 제어·자동화·시스템공학회 논문지 제3권, 제4호, 1997. 8.
- [5] D. Wang, M. Vidyasagar, "Passive control of a single flexible link," *Proc. IEEE Conf. on Robotics and Automation*, pp. 1432-1437, 1990.
- [6] D. Wang and M. Vidyasagar, "Passive control of a stiff flexible link," *The International Journal of Robotics* vol. 11, no 6, pp. 572-578, Dec., 1992.
- [7] F. Mastuno and K. Yamamoto, "Dynamic hybrid position/force control of a two degree of freedom flexible manipulator," *J. Robotics System*, vol. 11, no. 5, pp. 355-366, 1994.
- [8] 유기호, "비구동 관절을 가지는 매니플레이터의 동역학과 운동제어," 제어·자동화·시스템공학회 논문지, 제3권, 제5호, 1997. 10.
- [9] 남재호, 백승민, 국태용, "강인 적응학습제어 방식에 의한 이동 로봇의 동역학 제어," 제어·자동화·시스템공학회 논문지, 제4권, 제2호, 1988. 4.
- [10] J. C. Willems, "Least squares optimal control and the algebraic Riccati equation," *IEEE Trans. Automatic Control.* vol. AC-16 no. 12.

- pp. 621-634, Dec., 1971.
- [11] P. K. Wong and M. Athans. "Closed-loop structural stability for linear quadratic optimal systems," *Proc. 1976 IEEE Conf. Decision and Control. Dec. 1976; also IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-22, pp. 94-99, Feb., 1977.
- [12] R. C. Boyer, *Sinusoidal signal stabilization M. Sc. Thesis*, Purdue University, Lafayette, Indiana 1960.
- [13] L. Greensite San Diego. California, "Elements of morden control theory," *Control Theory* vol. 1, pp. 245-298, 1970.
- [14] G. Zames, A. Shneydor, "Dither in nonlinear systems," *IEEE Trans. on Auto. Cont.*, vol. AC-21, no. 5, 1976.
- [15] 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.
- [16] 윤성호, 서병설, "명령추종과 출력측 외란제거를 위한 LQ-Servo 설계," 제어·자동화·시스템공학 회 논문지, 제3권, 제5호, 1997. 10.



권 세 현

1960년 7월 22일생, 1986년 부경대 전자공학과 졸업. 동아대 대학원 석사(1989), 동대학 박사과정(1994). 1994년~현재 동해대학 전자계산과 전임강사. 관심분야는 로보틱스 및 응용, 최적제어.



이 형 기

1951년 11월 27일, 1975년 동아대 학교 전자공학과 졸업. 동대학원 석사(1980), 동대학 박사(1985). 1980년~현재 부경대학교 제어계측공학과 교수. 관심분야는 제어계측시스템 설계, 마이크로 프로세서 응용기기.



최 부 귀

1937년 12월 19일생, 1960년 연 세대 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1980), 1970년~현재 동아대 학교 전자공학과 교수. 관심분야 는 로보틱스 및 응용, 최적제어.