

〈論 文〉

예측 제어기법을 이용한 기계 구조물의 능동 진동제어

Active Structural Vibration Control using Forecasting Control Method

황 요 하*

Yoha Hwang

〈1992년 10월 12일 접수; 1992년 12월 2일 심사완료〉

ABSTRACT

Active vibration control is presented with simulation and experiment. Dynamic data system (DDS) method is used for system modeling and this model is combined with an forecasting control technique to derive a control equation. In the experiment, on-line digital computer monitors structural vibration and calculates control input. The control input is sent to an electromagnetic actuator which cancels the structural vibration. Experiment is performed first with a simple beam setup to demonstrate the effectiveness of this method. This method is then applied to a color laser printer to actively modify the structure. The beam experiment showed vibration reduction of over 60% with one-and two-DOF models. In the printer structure experiment, the first mode of 308Hz was successfully controlled with a one-DOF model.

1. 서 론

공진현상에 따른 과도한 기계 구조물 진동의 제어는 일반적으로 구조물의 설계변경이나 운전조건의 조절 또는 동흡진기(dynamic absorber)의 사용과 같이 공진 현상을 피해가는 수동적인 방법에 의하여 시도되어 왔으나 최근에는 진동을 센서로 감지하고 이를 이용하여 마이크로프로세서가 제어입력을 계산하여 구조물에 연결되어 있는 액츄에이터로 진동을 제어하는 능동제어 방식이 활발히 연구되어 여러방면에서 실용화가 진전되고 있다.

능동제어 방식의 출현은 각종 센서 및 액츄에이터의 개발, 값싼 마이크로프로세서의 출현 및 디지털 제어이론의 발전에 따른 것으로 수동적인 방식에 비

하여 대상 구조물의 변경이 최소화 되고 넓은 범위의 주파수 영역에 걸쳐서 제어가 가능한 장점이 있다.

능동제어는 제어를 위한 정확한 모델링, 제어이론 및 제어인자 결정을 위한 시뮬레이션, 직접 제어의 세단계로 나누어 질 수 있으며 실제 제어를 위하여는 다양한 모델링 방식과 제어이론이 사용될 수 있다. 본 논문에서는 시스템 모델링을 위하여 DDS(Dynamic Data System)방법을 사용하였고 이 모델에 기초한 새로운 예측제어기법을 설명하였으며 외팔보를 이용한 실험을 통하여 모델링, 제어 시뮬레이션, 제어의 과정을 설명하고 마지막으로 실제 기계 구조물에의 적용 예를 소개한다.

2. DDS를 이용한 시스템 모델링

DDS는 시계열(time-series)형태의 데이터를 이용

* 정회원, 한국과학기술연구원 Tribology연구실

하여 물리적으로 의미있는 정보를 유출하여 내는 모델링 기법으로서^(1,2) 기존의 주파수 영역(frequency domain)을 이용한 방식이 데이터를 주파수 영역으로 변환한 후 모델링 하는것에 비하여 샘플된 시간영역(time domain) 데이터를 모델링에 바로 이용하는 방식의 한 종류이며 영역 변환에 따른 데이터의 왜곡현상이 없고 모델링의 정확도가 뛰어나다.

DDS는 이미 국내에 여러번 소개가 되었으므로 이의 자세한 설명은 생략하고 본 연구에 사용된 단일 입력, 단일 출력 시스템 경우의 deterministic ARMA(DARMA) 모델을 간략히 소개한다. 단일 입력력시스템에서 입력 u_k 과 출력 y_k 사이의 지연(delay)이 1인 DARMA(n, n) 모델은 아래와 같다.

$$y_k - \phi_{111}y_{k-1} - \phi_{112}y_{k-2} \cdots - \phi_{11n}y_{k-n} = \phi_{121}u_{k-1} + \phi_{122}u_{k-2} \cdots + \phi_{12n}u_{k-n} \quad (1)$$

위의 식은 차분 방정식이므로 샘플링 간격(Δ)을 고려하여 위의 식에 상응하는 미분 방정식을 계산할 수 있으며 이로부터 아래와 같이 고유진동수와 댐핑을 계산할 수 있다⁽²⁾.

식 (1)에서 i 번째 모드의 복소수 근을 μ_i, μ_i^* 라 하고 이에 상응하는 미분 방정식의 근을 λ_i, λ_i^* 라 하면 두 근 사이에는 다음과 같은 관계가 존재한다.

$$\begin{aligned} \mu_i &= \frac{1}{\Delta} \ln \lambda_i = -\zeta_i \omega_i + j\omega_i \sqrt{1-\zeta_i^2} \\ \mu_i^* &= \frac{1}{\Delta} \ln \lambda_i^* = -\zeta_i \omega_i + j\omega_i \sqrt{1-\zeta_i^2} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $\mu_i = \delta_i + j\gamma_i$ 라 하면 i 번째의 고유진동수와 댐핑은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \omega_i &= \sqrt{\delta_i^2 + \gamma_i^2} \\ \zeta_i &= -\frac{\delta_i}{\omega_i} \end{aligned} \quad (3)$$

3. 예측 제어기법

DDS의 제어분야의 적용은 대부분 FCC(forecasting compensatory control)방법을 이용하였다⁽³⁾. FCC방법은 시스템 모델의 지연(delay)이 d 일 경우 시스템 출력의 d 스텝 예측치를 목표수치(진동의 경우 보통 0)로 제어하는 기법으로서 실제로 제어에 적용시 불안정성과 과도한 제어입력의 요구에 따른

포화(saturation) 문제가 발생되어 여러가지 대응방안이 연구되어져 왔다^(4,5).

본 연구에서는 위와 같은 FCC방식의 단점을 보완하기 위하여 receding prediction horizon의 개념^(6,7)을 도입한 제어방식을 제안하고 이의 실제 적용을 예를들어 설명한다.

3.1 DDS 모델의 상태공간 모델화

제어수식의 유도를 위하여 DARMA 모델을 상태공간 모델로 유도한다. 단일 입력 u_k , 단일출력 y_k 시스템의 상태공간 모델은

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \Phi x_k + \Gamma u_k \\ y_k &= C x_k \end{aligned} \quad (4)$$

이며 여기서 x_k 는 상태벡터이며 Φ, Γ, C 는 시스템 차수에 따라 결정되는 행렬이다. 식 (1)의 DARMA 모델은 상태(state)의 정의에 따라 여러가지 상태공간 모델로 치환이 가능하다. 본 연구에서는 control canonical form을 이용하였으며 이 경우 Φ, Γ, C 는 다음과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} \Phi &= \begin{bmatrix} \phi_{111} & \phi_{112} & \cdots & \phi_{11n} \\ 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \\ \Gamma &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, C = [\phi_{121} \quad \phi_{122} \quad \cdots \quad \phi_{12n}] \end{aligned} \quad (5)$$

3.2 FCC의 개선

FCC방법은 위에서 지적한대로 불안정성과 포화의 문제가 있으며 이는 receding prediction horizon 개념을 도입하여 시스템의 미래출력이 원하는 출력값을 가질 수 있도록 최적제어의 개념으로 제어함으로써 해결할 수 있다. 이 경우의 cost function은

$$J = \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^N q \hat{y}_k^2(i+d-1) \right] + r u_k^2 \quad (6)$$

으로 표현되며 여기서 q, r 은 출력과 입력의 가중치

이며 N 은 prediction horizon이다. 여기서 출력의 예측치인 $\hat{y}_k(i+d-1)$ 의 계산시 입력 u_k 의 미래값이 필요하므로 다음과 같이 현재의 스텝 이후의 입력을 0으로 가정한다.

$$u_{k+1} = 0, i=1, \dots, N \quad (7)$$

이러한 가정은 제어 알고리즘을 간단하게 하여주며 현재의 샘플링 순간 k 에서 제어입력 u_k 를 최적 선택하여 시스템의 출력이 원하는 값을 같도록 하는 것으로서 다음 스텝부터는 제어입력을 0으로 가정하는 것이다. 이것은 미래의 제어입력에 대하여 무한대 크기의 가중치를 주는 것과 같은 효과로서 이와같은 방식의 장점 중의 하나는 non-minimum phase 시스템의 경우 제어입력이 급격히 증가하는 대신에 0으로 조절이 가능하므로 안정화를 기할 수 있다.

시스템의 지연이 1인경우 제어식은 다음과 같이 구할 수 있다. 식 (4)(7)을 이용하고 예측치를 취하면

$$\begin{aligned} \hat{x}_k(i) &= \Phi^i x_k + \Phi^{i-1} \Gamma u_k \\ \hat{y}_k(i) &= C \Phi^i x_k + C \Phi^{i-1} \Gamma u_k \end{aligned} \quad (8)$$

Cost function (6)은 다음과 같이 된다.

$$J = \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^N q(C\Phi^i x_k + C\Phi^{i-1} \Gamma u_k)^2 \right] + r u_k^2 \quad (9)$$

위의 식을 미분하여 최소화 하는 근을 구하면 제어 입력이 다음과 같이 구해진다.

$$u_k = \frac{\sum_{i=1}^N q(C\Phi^i k_k)(C\Phi^{i-1} \Gamma)}{\sum_{i=1}^N q(C\Phi^{i-1} \Gamma)^2 + 2r} \quad (10)$$

3.3 제어인자의 결정

윗 식에서 q, r, N 의 세 인자는 시뮬레이션을 통하여 결정된다. 일반적으로 가중치(q, r)가 작을 경우 그에 상응하는 변수의 값이 커진다. 단일 입출력 시스템의 경우는 두 가중치의 비율이 문제가 되므로 본 연구에서는 q 를 1로 하고 r 을 변화 시켰다. Predic-

tion horizon N 의 결정은 효과적인 제어를 위하여 매우 중요하며 일반적으로 시뮬레이션을 이용하여 결정한다. 순간 k 에서 그 이후의 입력이 0이라고 가정하는 것은 제어 효과가 현재의 입력 u_k 에 대한 impulse response로 해석하는 것과 같게 된다. 이 경우 제어된 impulse response가 시스템의 settling time보다 작아야 하므로 N 은 settling time을 샘플링 간격으로 나눈 것보다 작아야 하며 최소치는 시스템의 지연이 된다.

3.4 상태의 예측

식 (10)에서 제어입력의 계산에 상태 x_k 의 값이 필요하나 x_k 가 측정할 수 있는 수치가 아니므로 측정치인 입력, 출력의 수치를 이용하여 예측하여야 한다. 본 연구에서는 one-step-ahead estimator가 사용되었으며 식 (4)의 경우

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+1} &= \Phi \hat{x}_k + \Gamma u_k + L(y_k - \hat{y}_k) \\ \hat{y}_k &= C \hat{x}_k \end{aligned} \quad (11)$$

이 되며 여기서 \hat{y}_k, \hat{x}_k 는 예측된 값이며 estimator gain vector L 은 제어기의 설계에 따라 결정된다. 여러가지 방법으로 L 을 설계할 수 있으며 다음의 방법이 사용되었다. 식 (11)을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{x}_{k+1} = (\Phi - LC) \hat{x}_k + \Gamma u_k + y_k \quad (12)$$

여기서 L 은 estimator의 dynamics($\Phi - LC$)가 제어되는 시스템($\Phi - \Gamma K$)보다 몇배 빠르도록 설계한다. ($\Phi - LC$)의 eigenvalue를 β_i 라 하면

$$\begin{aligned} \det | zI - (\Phi - LC) | &= (z - \beta_1)(z - \beta_2) \dots \\ (z - \beta_n) &= z^n + \alpha_1 z^{n-1} + \alpha_2 z^{n-2} + \dots + \alpha_n \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)을 α_c 라 정의 하면 L 은 다음과 같이 표시된다.

$$L = \alpha_c (\Phi) \begin{bmatrix} C \\ C\Phi \\ C\Phi^2 \\ \vdots \\ C\Phi^{n-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

위 식을 이용하여 L, x_k 를 계산할 수 있다.

4. 외팔보 실험 : 1-DOF 모델을 이용한 1차모드의 능동제어

위에서 설명한 방식의 실제적용 가능성을 타진하기 위하여 간단한 외팔보 장치를 이용한 실험을 수행하였다. 우선 1차 모드를 제어하였으며 고차모드의 적용 가능성을 시험하기 위하여 다음 부분에서 설명한 1,2차 모드의 동시 제어를 수행하였다.

Fig. 1은 외팔보를 이용한 실험장치를 보여주고 있다. 외팔보의 크기는 $19 \times 7 \times 690\text{mm}$ (WHL)이며 실험을 이용하여 측정된 1,2,3차 고유진동수는 15.0, 87.5, 235.5Hz이다. 한 쌍의 B&K Type 4809액추

에이터가 그림과 같이 외팔보에 연결되었다. 액추에이터 #1은 모델링 단계에서는 외팔보를 가진하는데 사용이 되었고 제어단계에서는 진동을 줄이는 액추에이터로 사용이 되었다. 액추에이터 #2는 제어단계에서 외팔보에 진동을 주기 위하여 사용되었다. 진동을 측정하기 위하여 Bentley Nevada 7200 series proximity센서가 사용되었으며 센서의 DC바이어스를 제거하기 위하여 Tektronix AM502 differential 앰프를 사용하였다. 필터는 WHVETEK Brickwall Filter system 2515가 사용되었다.

On-line 제어기로는 data acquisition board를 내장한 VME컴퓨터 시스템이 사용되었다. 본 시스템은 모토롤라사의 10MHz 68010 마이크로 프로세서와 68881수치보조 연산프로세서를 장비하고 있으며 그림에서 보듯이 제어단계에서 proximity센서의 신호를 관찰하고 외팔보가 진동을 하게되면 이를 측정하고 측정된 신호를 이용하여 제어입력을 계산하고 이를 액추에이터 #1로 보내어 외팔보의 진동을 제어한다.

4.1 모델링

2차모드의 영향을 최소화 하기위하여 proximity센서를 2차모드의 노드점에 설치하였다. Lowpass 필터된 noise는 액추에이터 #1로 연결되어 외팔보를 가진시키며 이 noise와 외팔보의 변위신호를 IBM PC로 샘플링하였다. 40Hz의 cutoff 주파수와 100Hz의 샘플링이 사용되었다. 샘플된 입력, 출력 데이터를 이용하여 DARMA(2,2) 모델이 다음과 같이 계산되었다. 고유진동수와 댐핑은 15.00Hz와 0.0342로 계산되었다.

$$y_k - 1.139y_{k-1} + 0.9375y_{k-2} = 0.1085u_{k-1} + 0.0293u_{k-2} \quad (15)$$

4.2 시뮬레이션

계산된 모델을 이용하여 제어인자를 구하기위한 시뮬레이션이 IBM PC를 이용하여 수행되었다. Matlab프로그램이 사용되었으며 두개의 가중치 q 와 r 그리고 예측스텝인 N 가 결정되었다. 시뮬레이션 결과 $q=1, r=0.01, N=10$ 으로 결정되었으며 이경우 제어상수는 $L=[7.24 \ 8.49]^T, K=[0.4950-0.7790]^T$ 으로 계산되며 신호의 분산(variance)은 약 88%의 감소를 보여주었다.

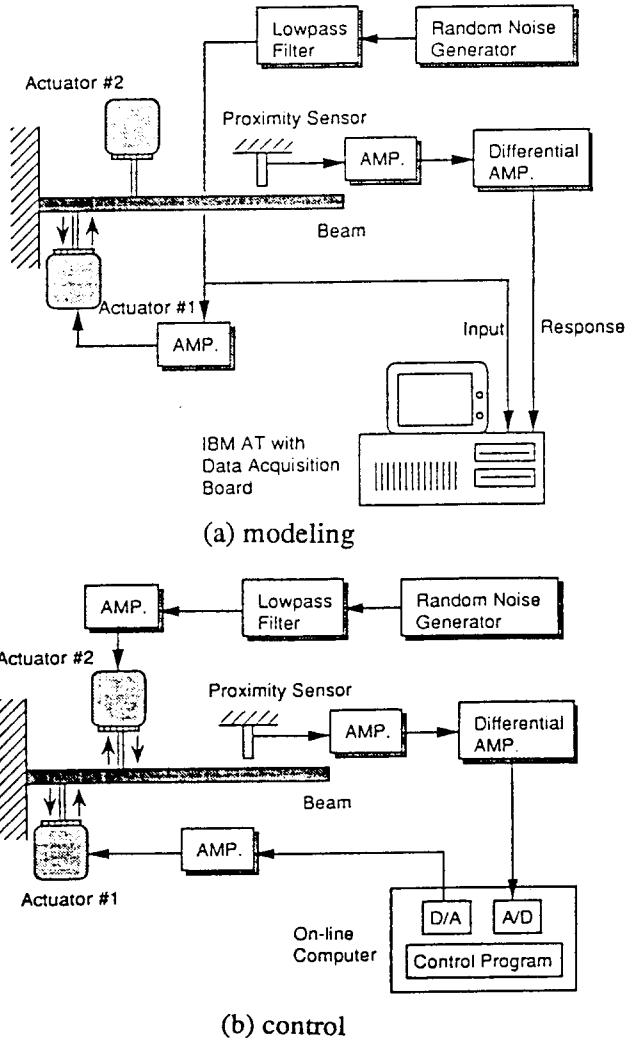


Fig.1 Beam experiment setup

4.3 능동제어 실험

Fig. 2에는 실제 실험에 사용된 프로그램의 알고리즘이 표시되어 있다. 어셈블러를 이용하여 프로그램 하였으며 계산시간을 최소화 하기 위하여 데이터 레지스터만을 이용하여 프로그램하였다. 충격과 램덤가진의 경우를 실험하였으며 Fig. 3은 충격시험 결과를 보여주고 있다. 램덤가진의 경우는 액츄에이터 #2를 사용하여 외팔보를 가진하였으며 샘플된 외팔보 변위의 분산은 제어시 약 81%가 감소하였다. 이 경우는 액츄에이터 #2와 측정된 변위사이의 전달함수를 이용하여 제어효과를 확인할 수 있으며 Fig. 4는 원래의 전달함수와 제어중의 전달함수를 보여주고 있다. 그림에서 보듯이 능동제어 방식은 동흡진기와 같은 수동적 방식과 달리 넓은 주파수 대역에 걸쳐서 작동하고 있음을 알 수 있다.

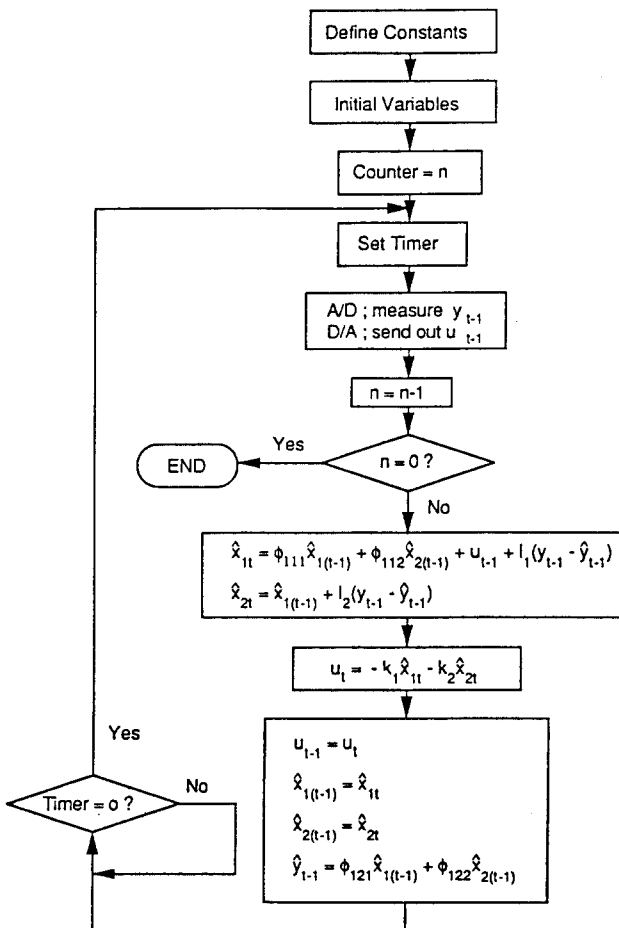


Fig.2 Control algorithm in 1-DOF case

5. 외팔보 실험 : 2-DOF모델을 이용한 1,2차 모드의 능동제어

5.1 모델링

Proximity센서는 3차 모드의 노드점에 설치하였다. 실험조건은 1-DOF경우와 같으며 120Hz의 cut-off주파수와 310Hz의 샘플링이 사용되었으며 DARMA(4,4)모델이 아래와 같이 계산되었다.

$$y_{k-1}1.5603y_{k-1} + 1.0332y_{k-2} - 0.9665y_{k-3} + 0.6701y_{k-4} = 0.0795u_{k-1} - 0.0556u_{k-2} - 0.0569u_{k-3} + 0.0808u_{k-4} \quad (16)$$

위 모델로부터 계산된 고유진동수는 14.72Hz와 88.01Hz이며 댐핑은 각각 0.0320과 0.1068이다.

5.2 시뮬레이션

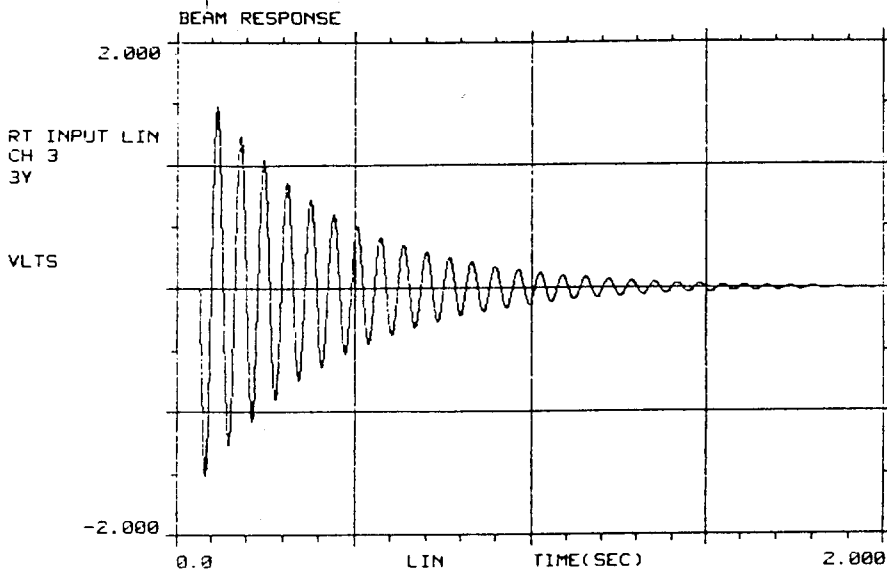
시뮬레이션결과 $q=1, r=0.007, N=5$ 로 결정되었으며 이 경우 제어상수는 $L=[16.75 \ 17.28 \ 12.72 \ 11.38]^T, K=[0.2791 \ -0.4188 \ 0.6770 \ -0.4236]^T$ 로 계산되며 신호의 분산은 충격과 램덤가진의 경우 각기 81%와 87%의 감소를 보이고 있다.

5.3 능동제어 실험

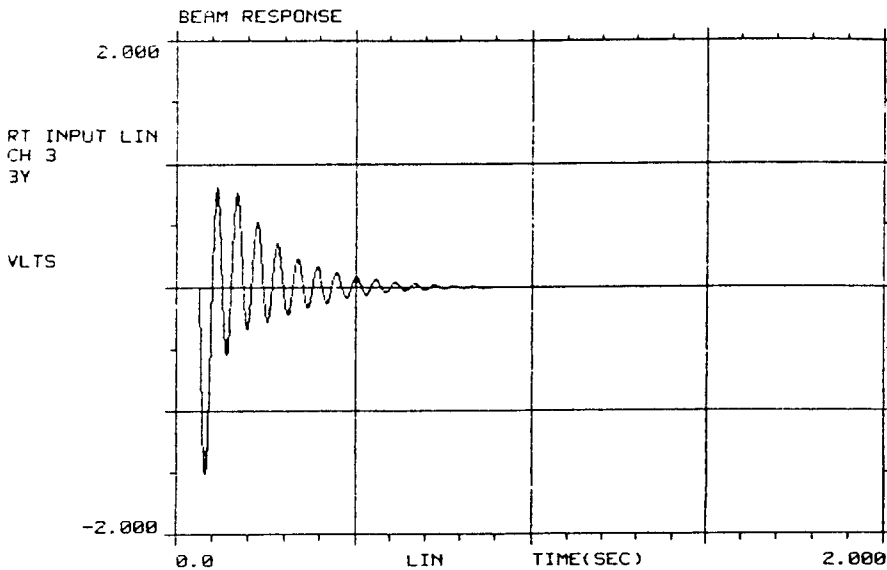
Fig. 5는 충격가진시의 실험결과이며 Fig. 6은 램덤가진시 액츄에이터 #2와 측정변위 사이의 전달함수이다. 램덤가진의 경우 약 67%의 분산의 감소를 보여주었으며 그림에서 보듯이 제어효과는 댐핑이 작고 변위가 큰 1차모드에 집중되는 것을 알 수 있다.

6. 실제 구조물에서의 적용

위에서 설명한 능동제어 방식을 실제 기계 구조물에 적용하였다. 본 구조물은 컬러 레이저 프린터의 주요 구성품인 알루미늄 구조물로서 크기는 약 $68 \times 49 \times 36$ cm이다(Fig. 7 참조). 구조물의 아래쪽에 소형의 레이저 발진기가 설치되어 있고 발진된 레이저 빔은 다수의 렌즈와 거울로 이루어진 광학 시스템을 거쳐서 그림에서 보이는 모터의 축에 설치된 회전 프리즘을 거쳐 왼쪽에 따로 설치되는 회전 드럼 위에 주사에 의한 화상재현을 하게 된다. 그러나 부분적으로 이미지가 흐려지는 현상이 발생되어 모달시험을 수행한 결과 모터의 회전에 의한 구조물 및 일부 광



(a) original response



(b) controlled response

Fig.3 Impulse response of the beam in 1-DOF case

학시스템의 공진 현상이 원인으로 규명 되었으며 이를 해결하기 위한 수동적인 방법외에 능동제어의 적용이 검토되어 위에 설명한 제어방식이 시험적용 되었다.

구조물의 1차모드는 308Hz이고 2차모드는 765Hz이다. 센서는 가속도계가 사용되었으며 외팔보 실험과 같은 액츄에이터를 사용하였다. 1-DOF모델

의 경우 320Hz의 cutoff주파수와 740Hz의 샘플링 주파수가 사용되었으며 계산결과 고유진동수는 308.74Hz, 댐핑은 0.0173이다. 시뮬레이션으로는 충격가진과 랜덤가진시 각기 74%와 80%의 분산의 감소를 보였으며 실험결과는 랜덤가진시 분산이 67% 감소하였다. Fig. 8은 충격 시험시의 impulse 반응을 보여주고 있다. 그림에는 1차 모드외의 고차모드도

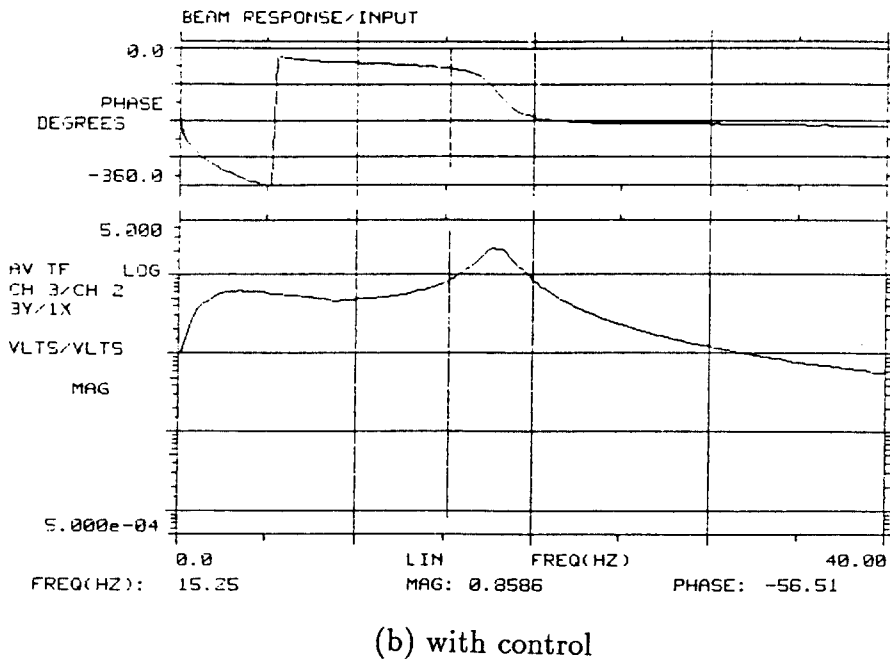
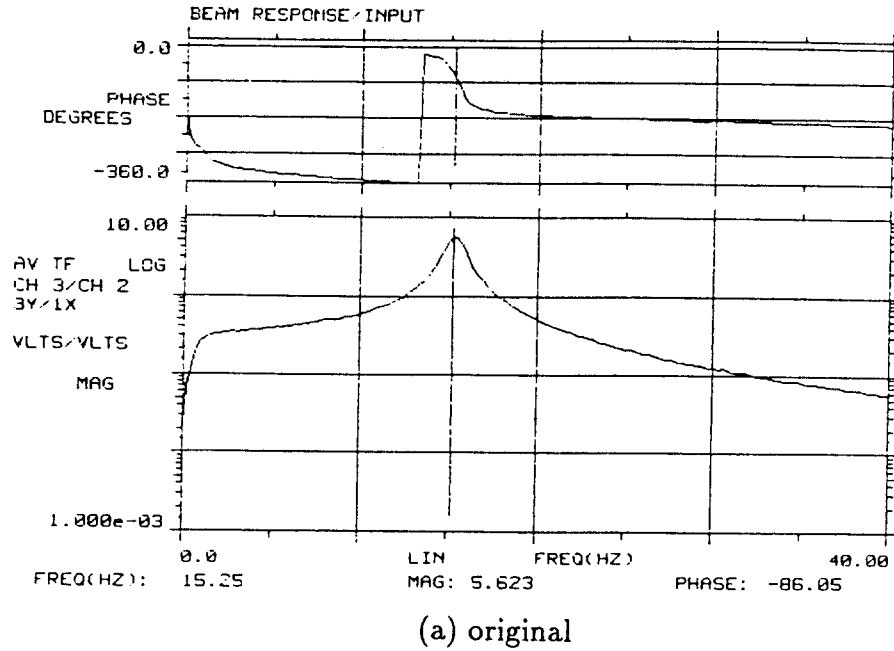
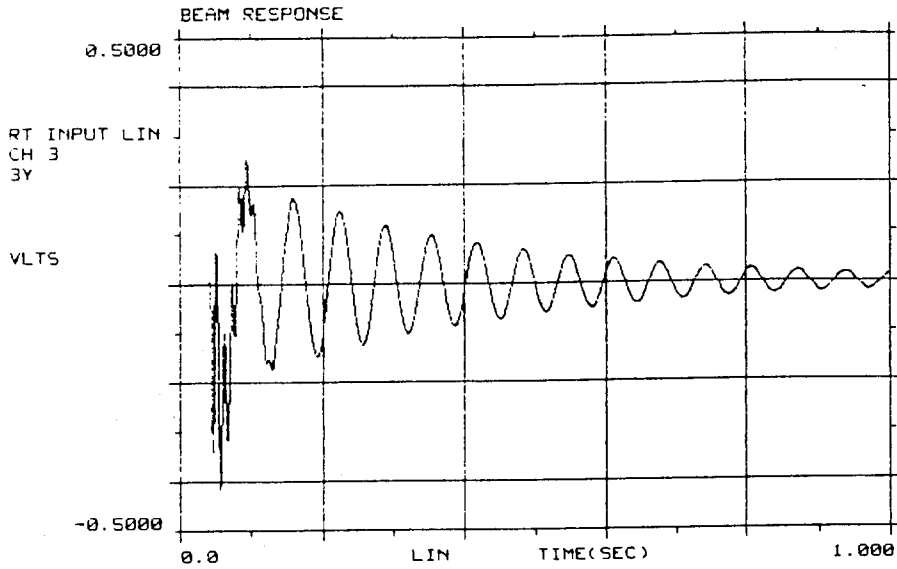


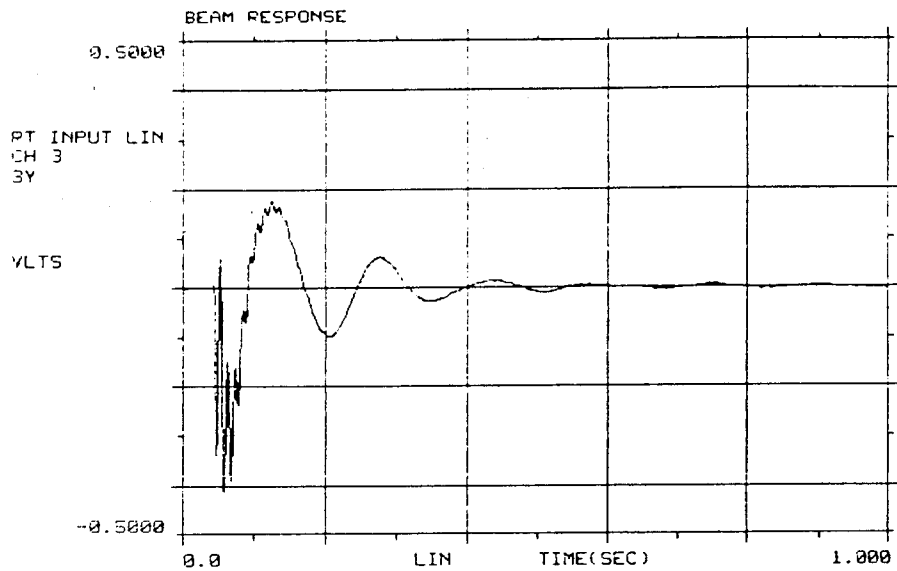
Fig.4 Transfer function between actuator #2 and response in 1-DOF case

관찰되며 이는 구조물의 형상이 매우 복잡하여 충격으로 1차 모드만의 가진이 불가능하였기 때문이다. Fig. 9는 랜덤가진시의 전달함수를 보여주고 있다.

2-DOF 모델을 이용한 1,2차 모드의 동시제어는 외팔보의 경우와 달리 변수의 증가에 따라 늘어난 계산 시간이 높은 주파수(765Hz)의 2차 모드를 수용하기



(a) original response



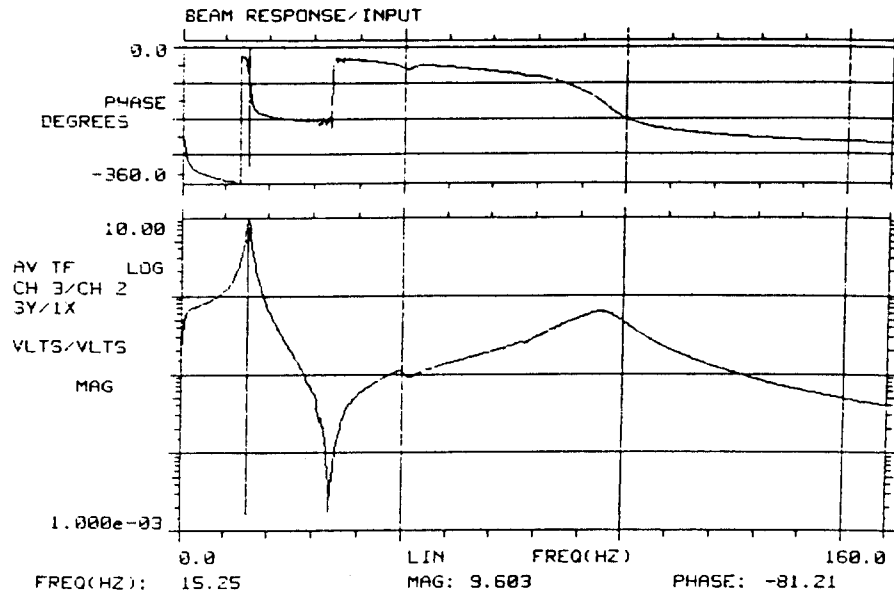
(b) controlled response

Fig.5 Impulse response of the beam in 2-DOF case

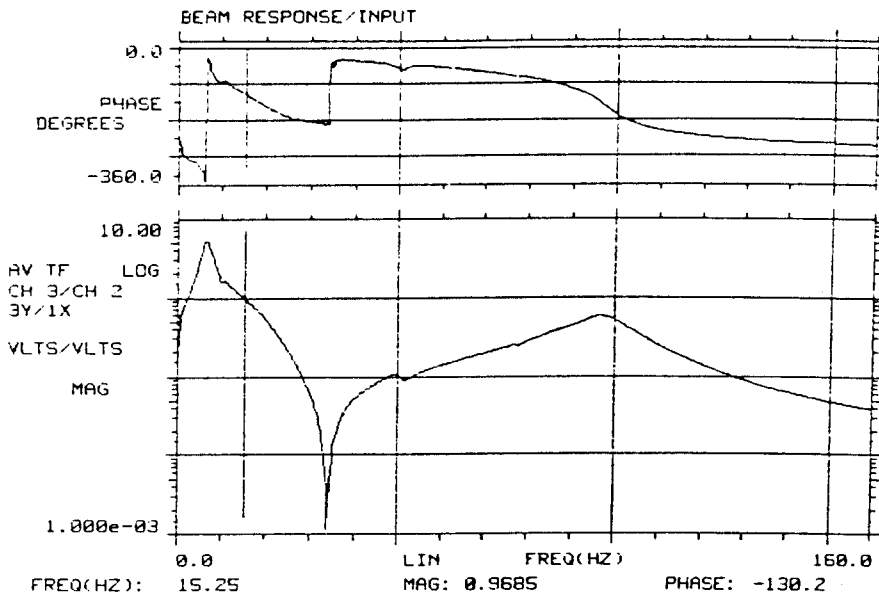
위하여 짧은 샘플링 간격보다 약간 커서 본 실험의 장비로는 실험을 수행하지 못하였다. 계산소요시간은 약 $670\mu\text{sec}$ 로서 1500Hz까지의 샘플링이 가능하였으나 2차 모드를 효과적으로 샘플링하기 위하여는 더 높은 샘플링 주파수가 필요하였다.

7. 결 론

본 능동 진동제어 연구의 초기에는 제어방식으로서 FCC를 사용하였으나 과도한 입력의 요구에 따른 사용장비의 포화 문제가 심각하게 발생하였다. 이에따



(a) original



(b) with control

Fig.6 Transfer function between actuator #2 and response in 2-DOF case

라 FCC방식의 단점을 개선할 수 있는 제어방식을 연구, 제시하고 이를 이용한 실제 기계 구조물 진동 제어를 모델링, 시뮬레이션, 능동제어의 3단계로 나누어 설명하고 외팔보 실험과 실제적용예를 소개하였

다. DARMA모델과 같은 parametric model에 기초한 능동 제어방식은 저주파 대역에서부터 샘플링 간격에 따라 결정되는 최고 주파수에 이르기까지 넓은 주파수 대역에 걸쳐서 효과를 볼 수 있다. 일반적으

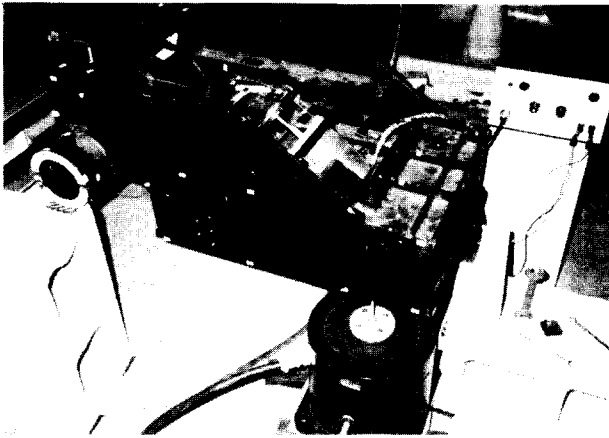
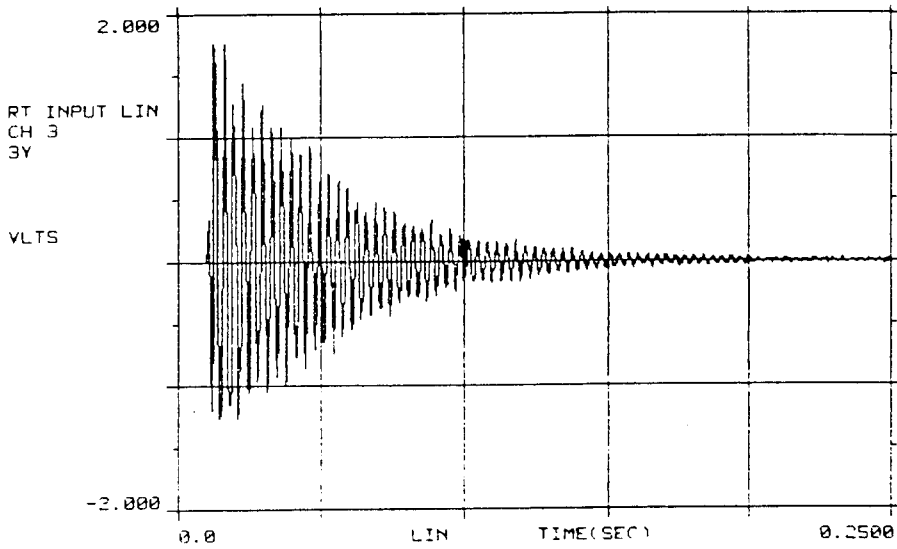
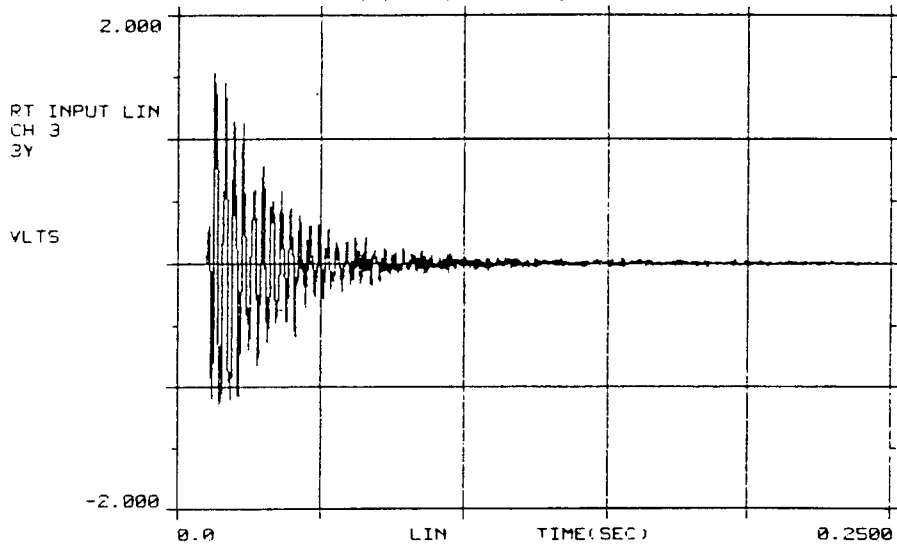


Fig.7 Main aluminum structure of color printer laser

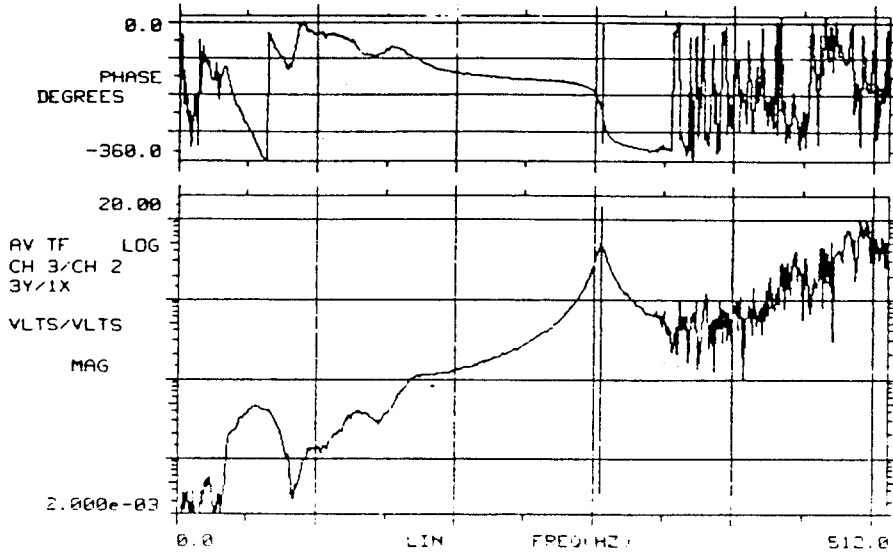


(a) original response

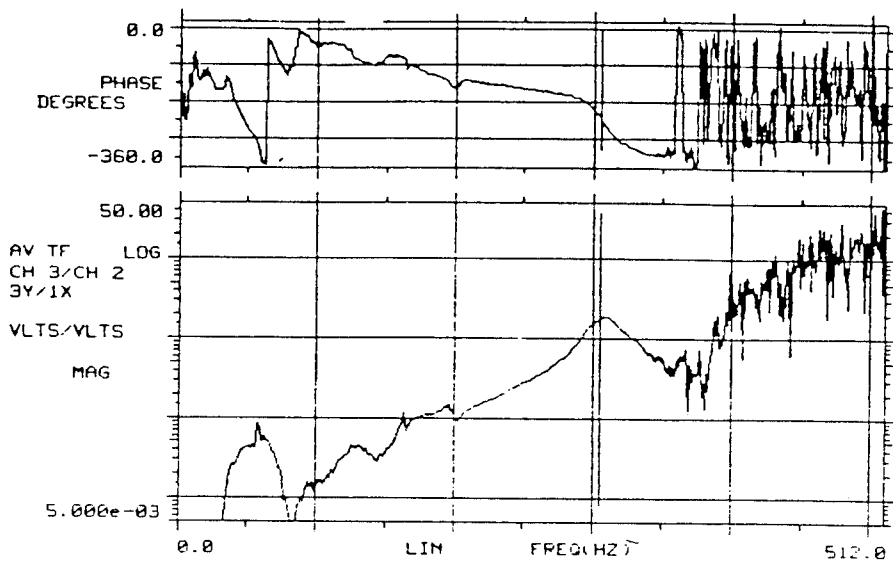


(b) controlled response

Fig.8 Impulse response of color laser printer structure



(a) without control



(b) with control

Fig.9 Transfer function of structure in 1-DOF case

로 능동제어의 성능은 액추에이터의 고주파 응답특성과 마이크로 프로세서의 계산속도가 한계를 결정지우게 되나 압전형 액추에이터와 같은 새로운 액추에이터의 개발과 DSP(digital signal processor)와 같은 고속의 신호처리 전용 마이크로세서의 등장은 능동

진동제어의 적용분야를 넓혀주고 있다.

참 고 문 헌

(1) S. M. Wu, 1977, "Dynamic Data System:

A New Modeling Approach”, Transactions of the ASME, Journal of Engineering for Industry.

(2) S. M. Pandit and S. M. Wu, 1983, “Time Series and System Analysis with Application” Wiley.

(3) K. H. Kim, K. F. Eman and S. M. Wu, 1987, “Development of a Forecasting Compensatory Control System for Cylindrical Grinding”, ASME Transactions, Vol.109, No.4.

(4) Y. Hwang, 1990, “Experimental Modal Analysis, DDS System Identification, and Forecasting Compensatory Control of a Color Laser Printer”, Ph.D. thesis, Univ. of Michigan—Ann Arbor.

(5) E. J. Moon, K. F. Eman and S. M. Wu, 1984, “Implementation of Forecasting Compensatory Control for Machining Straightness”, ASME WAM, Computer—Integrated Manufacturing and Robotics, New Orleans, Louisiana, Dec. 9~13.

(6) D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs, 1987, “Generalized Predictive Control—Part I. The Basic Algorithm”, Automatica, Vol. 23, No.2 pp.137~148.

(7) D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs, 1987, “Generalized Predictive Control—Part II. Extensions and Interpretations”, Automatica, Vol. 23, No. 2, pp.149~160.