

## Speed Control of Two-Mass System Using Neural Network Estimator

李 教 範\* · 宋 重 鎬\*\* · 崔 翼\*\* · 金 光 培\*\* · 李 光 遠\*\*\*

(Kyo-Beum Lee · Joong-Ho Song · Ick Choi · Kwang-Bae Kim · Kwang-won Lee)

**Abstract** - A new control scheme using a torsional torque estimator based on a neural network is proposed and investigated for improving control characteristics of the high-performance motion control system. This control method presents better performance in the corresponding speed vibration response, compared with the disturbance observer-based control method. This result comes from the fact that the proposed neural network estimator keeps the self-learning capability, whereas the disturbance observer-based torque estimator with low pass filter should adjust the time constant of the adopted filter according to the natural resonance frequency determined by considering the system parameters varied. The simulation results shows the validity of the proposed control scheme.

**Key Words** : 2-mass system, torsional vibration, disturbance observer, and neural network estimator.

### 1. 서론

엘리베이터, 산업용 로봇, 전기관동차의 구동부, 철강 플랜트의 압연기 등과 같이 축이 길고 부하축 질량이 큰 경우, 전동기의 가변속 제어에 있어서 전동기와 부하와의 결합부의 강성이 낮으면, 이 기계계는 수[Hz]~수십[Hz]의 낮은 공진 주파수를 가지게 되고, 축에 비틀림 진동이 발생하게 되는데, 이와 같은 기계계를 2관성 공진계라고 한다.

이와 같이 공진 주파수가 매우 낮기 때문에 PI 속도 제어와 같은 기존의 제어 방식으로는 속도 제어의 응답성에서 비틀림이 발생하게 되어 제어하기가 어렵고, 심한 경우 축이 손상되는 등의 문제점이 발생하게 된다. 또한 2관성 공진계 제어의 최종 목적이 되는 부하 속도, 비틀림 토크 및 부하 외란 토크와 같은 양들을 통상적으로 실제 시스템에서 측정할 수 없는 경우가 많고 기계적인 파라미터들의 부정확성등을 고려할 때, 전동기 속도만의 정보만을 가지고는 진동 억제와 외란 억제의 기능을 동시에 만족시킬 수 없다. 따라서 위와 같은 특성을 가진 2관성 공진계의 비틀림 진동을 억제하기 위한 여러 방법들이 연구되어지고 있다. 외란 관측기를 이용하여 비틀림 진동을 억제하는 방법[1-5], 칼만 필터 및 최적 상태 궤환 속도 제어기를 이용하여 비틀림 진동을 억제하는 방법[6], 축약 관측기(reduced order observer)를 사용하여 비선형 진동을 줄이는 방법[7-9], Reference System Model을 이용하여 속도를 제어하는 방법[10]이 있다. 본 논문에서는

신경망을 이용한 비틀림 토크의 추정 제어 기법을 제안함으로써 시스템 파라미터 변화에 대해, 기존의 방법, 즉 외란 관측기를 이용하여 비틀림 토크를 추정하여 응답 특성을 향상시키는 제어 방법에 비해 강인한 응답특성을 나타냄을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

### 2. 2관성 공진계의 모델링

전동기와 부하가 축에 의해서 연결되어 있는 2관성 공진계 시스템은 그림 1과 같이 나타나고, 마찰 등에 의한 감쇠를 무시하면 블록도는 다음 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

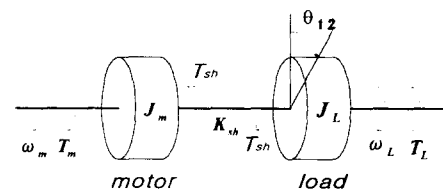


그림 1 2관성 공진계의 모델  
Fig. 1 Two-mass system model

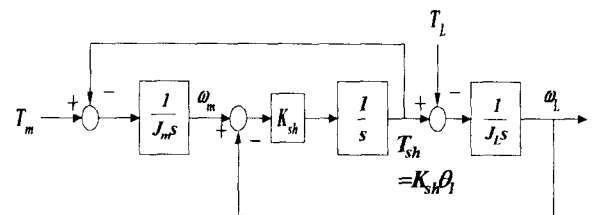


그림 2 2관성 공진계의 블록선도  
Fig. 2 Block diagram of 2-mass system

\* 正 會 員 : 高麗大 工大 電氣工學科 博士課程  
 \*\* 正 會 員 : 韓國科學技術研究院 智能制御研究센터  
 \*\*\* 正 會 員 : 亞洲大 工大 電子工學部 教授 · 工博  
 接受日字 : 1998년 6월 15일  
 最終完了 : 1999년 2월 1일

상태 공간에서 해석을 위해 그림 2의 블록도에서 각각의 적분기에 해당하는 양들을 상태 벡터  $X = [\omega_m \ T_{sh} \ \omega_L]$  로 하고 전동기 속도를 출력  $Y = \omega_m$  으로 하면 시스템의 상태 방정식은 다음 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_m T_m + B_d T_d \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J_m} & 0 \\ K_{sh} & 0 & -K_{sh} \\ 0 & \frac{1}{J_L} & 0 \end{bmatrix}, \quad B_m = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_L} \end{bmatrix}, \quad C = [1 \ 0 \ 0]$$

$\omega_m, \omega_L$  : 전동기, 부하 속도

$T_m, T_{sh}, T_L$  : 전동기 발생, 비틀림, 부하 외란 토크

$J_m, J_L$  : 전동기, 부하 관성 모멘트

$K_{sh}$  : 비틀림 상수.

2관성 공진계 시스템의 중요한 특징을 나타내는 고유 공진 주파수는 전달함수  $T(s) = \omega_m / T_m$ 로부터 구할 수 있다.

$$T(s) = \omega_m / T_m = \frac{s^2 + (K_{sh} / J_L)}{J_m s (s^2 + \omega_r^2)} \quad (2)$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{K_{sh}}{J}} \quad (\text{공진주파수}) \quad (3)$$

$$\text{여기서, } J = \frac{J_m J_L}{J_m + J_L} \quad (\text{관성모멘트}). \quad (4)$$

그림 3의 보드선도에서 보면, 2관성 공진계의 고유 공진 주파수 부근에서 기계계 자체의 전달 함수 이득이 급격히 커지는 부분이 존재하여 불안정해 지는 것을 볼 수 있다.

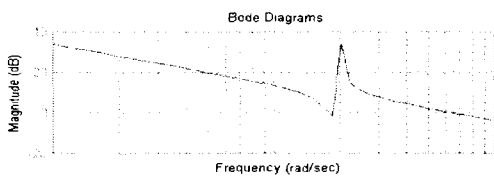


그림 3 2관성 공진계의 보드 선도  
 Fig. 3 Two-mass system bode plot  
 ( $J_m = 0.016$  [kg · m<sup>2</sup>],  $J_L = 0.004$  [kg · m<sup>2</sup>],  
 $K_{sh} = 1.2983$  [Nm/rad] )

### 3. 외란 관측기를 이용한 비틀림 토크 추정

#### 3.1 외란 관측기의 개념 및 구조

외란 관측기의 기본 개념은 외란을 역모델에 의해 재구성 하고, 이것을 피드백해서 제거한다는 것이다.

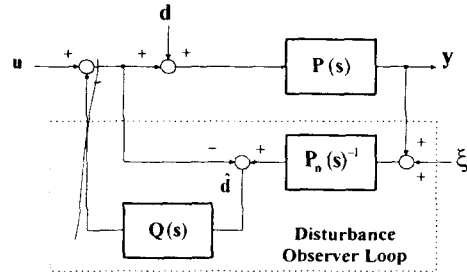


그림 4 외란 관측기  
 Fig. 4 Disturbance Observer

외란 관측기의 개념을 실제 플랜트에 적용할 때에는 여러 가지 문제점이 발생하게 된다. 첫째로 플랜트를 정확하게 모델링 할 수 없고, 둘째로 플랜트의 역모델은 인과성 문제로 구현 할 수 없고, 셋째로 플랜트와 모델링된 플랜트 사이에는 오차가 존재하고, 넷째로 시스템 측정 신호의 잡음에 의해 성능을 저하시킬 수 있다. 이 때문에 앞서 서술한 외란 관측기의 기본 개념에 저역 통과 필터, ( $Q(s)$ )를 도입하여 그림 4와 같이 플랜트의 역모델이 구현 가능하게 하였고 실제 플랜트와 모델링된 플랜트 사이의 오차도 외란으로 간주한다. 외란 관측기는 간단한 구조를 가지고 있을 뿐 아니라 연산도 현저히 적어 그 활용 범위가 매우 높다.

#### 3.2 외란 관측기의 성질[11]

그림 4의 블록선도에서 시스템의 출력  $y$  는 다음 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$y(s) = G_{dy} d(s) + G_{uy} u(s) + G_{\xi y} \xi(s) \quad (5)$$

여기서,

$d$ : 외란,  $u$ : 기준 입력,  $\xi$ : 측정 잡음,

$$G_{dy} = \frac{PP_n(1-Q)}{Q(P-P_n)+P_n},$$

$$G_{uy} = \frac{PP_n}{Q(P-P_n)+P_n},$$

$$G_{\xi y} = \frac{PQ}{Q(P-P_n)+P_n}.$$

위의 식으로부터 외란 관측기의 설계에 있어서 가장 중요한 것 중에 하나는  $Q(s)$ 를 설계하는 것으로서, 이는 시스템의 강인성과 외란 억압 성능을 좌우하는 요소이다. 만약  $Q(s)$ 의 이득 특성이  $Q(s) \approx 1$ 인 경우에는 식(5)로부터

$$G_{\phi_y}(s) \approx 0, G_{\omega_y}(s) \approx P_n(s), G_{\phi_x}(s) \approx 1 \quad (6)$$

이 된다. 따라서, 외란 보상기가 실제 플랜트를 모델링된 플랜트로 만들고, 저주파 성분의 외란 토크와 실제 플랜트와 모델링된 플랜트와의 차이를 상쇄시키므로 전체 시스템을 강인하게 한다. 또한  $Q(s) \approx 0$  인 경우에는

$$G_{\phi_y}(s) \approx P(s), G_{\omega_y}(s) \approx P(s), G_{\phi_x}(s) \approx 0 \quad (7)$$

로서 외란 관측기에 의한 시스템의 영향이 거의 없음을 알 수 있다. 그러므로, 저주파 영역에서는 모델링 오차와 토크를 제거하기 위해  $Q(s) \approx 1$  이 되도록 하고, 고주파 영역에서는 센서 노이즈를 제거하기 위해  $Q(s) \approx 0$  이 되도록 한다. 이것은 필터  $Q(s)$ 의 교차 주파수의 적절한 선택으로 해결된다.

$u$ 에서  $y$ 까지의 전달함수를  $T$ 라 하면

$$T = \frac{y}{u} = \frac{P(s)}{1 - Q(s) + P_n^{-1}(s)P(s)Q(s)} \quad (8)$$

감도  $S$ 는 다음과 같이  $P$ 변화량과  $T$ 의 변화량의 비로 나타낸다.

$$\lim_{\Delta P \rightarrow 0} \frac{\Delta T/T}{\Delta P/P} = \frac{dT}{dP} \frac{P}{T} = S \quad (9)$$

여기서,

$$S = \frac{1 - Q(s)}{1 - Q(s) + P_n^{-1}(s)P(s)Q(s)}$$

$P = P_n(s)$ 라 가정하면, 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$S = 1 - Q(s), \quad T = Q(s). \quad (10)$$

위의 관계로부터  $Q(s)$ 에 의해서 시스템의 감도가 주로 결정됨을 알 수 있다.

### 3.3 비틀림 토크의 추정[1]

제어 시스템은 외란 관측기, 불완전 미분 필터(imperfective derivative filter), 피드백 이득, 2 자유도 PI 제어기로 구성된다. 그림 5에서 보면, 시스템의 출력(전동기의 속도,  $\omega_m$ )의 미분 값을 구한 뒤, 관성 모멘트( $J_m$ )를 곱해 줌으로써 외란 토크를 추정한다. 입력 토크( $T_m$ )와 추정된 외란 토크와의 차만큼이 비틀림 토크가 된다. 이 비틀림 토크를 이용하여 시스템의 외란을 보상한다. 비틀림 토크를 추정하는 관계식은 다음 식 (11)과 같다.

$$\hat{T}_e(s) = \frac{1}{T_d s + 1} T_m(s) - J_m \frac{s}{T_d s + 1} \omega_m(s). \quad (11)$$

비틀림 토크의 불완전 미분 피드백으로 인해 전달 함수

$T(s)$ 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$T'(s) = \frac{\omega_m}{T_m} = \frac{(s^2 + \omega_L^2)}{J_m s (s^2 + \frac{K_{sh}}{J_m} t_a s + \omega_r^2)} \quad (12)$$

$t_a$ : 외란 관측기 피드백 이득

여기서, 분모의 두 번째 항의 계수가 시스템의 감쇠 성분을 나타낸다.

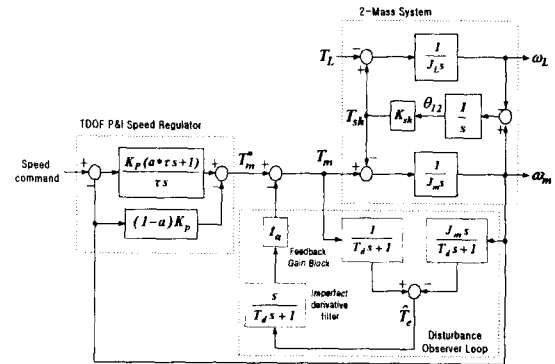


그림 5 2관성계의 외란 관측기를 이용한 비틀림 토크 추정

Fig. 5 Torsional torque estimating system for 2-mass system using disturbance observer

## 4. 신경망 추정기를 이용한 비틀림 토크 추정

### 4.1 다층 신경망과 역전파 학습[12,13]

본 논문에서는 그림 8과 같이 구성된 다층 신경망 구조를 이용한다.

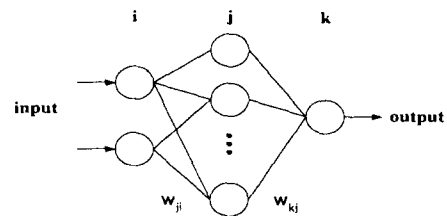


그림 6 다층 신경망 구조

Fig. 6 Multi-layer neural network structure

위의 그림과 같은 다층 신경망 구조에서 입력과 출력의 관계를 나타내면

$$net_k = \sum_i W_{ki} out_i \quad (13)$$

$$out_i = f(net_i) \quad (14)$$

$$f(x) = \frac{1 - \exp(-x)}{1 + \exp(-x)} \quad (15)$$

여기서,

$net_k$  는  $k$  번째 뉴런의 모든 입력,  $out_j$  는  $j$  번째 뉴런의 출력.

$W_{kj}$  는  $j$  와  $k$  번째 뉴런의 연결 강도의 행렬,

$f(x)$  는 활성화 함수를 나타낸다.

역전파 학습 알고리즘을 통해 신경 회로망의 연결 강도의 변화량을 구하기 위하여 오차 함수를 식(16)과 같이 정의한다.

$$J = \frac{1}{2} \sum_k (t_k - out_k)^2 \quad (16)$$

여기서,  $t_k$  는 출력층의  $k$  번째 원하는 출력값.

$out_k$  는 출력층의  $k$  번째 신경세포의 값.

출력단 연결 강도의 변화량은 식(17)과 같다.

$$\Delta W_{kj}(t) = -\eta \frac{dJ}{dW_{kj}} + \alpha \Delta W_{kj}(t-1) + \beta \Delta W_{kj}(t-2) \quad (17)$$

여기서,

$\eta$  는 학습률 ( $\eta > 0$ ),

$\alpha$  는 모멘텀 상수 ( $\alpha \geq 0$ ),

$\beta$  는 가속도 상수를 나타낸다 ( $\beta \geq 0$ ).

$\frac{dJ}{dW_{kj}}$  은 다음의 체인룰을 이용해서 구할 수 있다.

$$\frac{dJ}{dW_{kj}} = \frac{dJ}{dout_k} \frac{dout_k}{dnet_k} \frac{dnet_k}{dW_{kj}} \quad (18)$$

#### 4.2 신경망 추정기를 이용한 비틀림 토크 추정

앞서 살펴보았던 외란 관측기를 이용한 비틀림 토크 추정 제어 기법은 실제 시스템의 입, 출력값으로부터 비틀림 토크를 추정하여 시스템에 보상해 주는 방법이다. 3.1, 3.2절에서 보았듯이 외란 관측기의 성능은 저역 통과 필터,  $Q(s)$  에 의해 좌우된다. 지금까지 butterworth, binomial, imperfect derivative 등의 다양한 형태의 필터가 제안되고 사용되어져 왔으나, 대개의 필터가 시스템의 파라미터들의 변화나 기계계의 마모로 인한 시스템의 설정이 변화되었을 때 민감하게 반응하게 되어 제대로 역할을 하지 못하게 된다. 즉, 외란 관측기가 비틀림 토크를 적절히 추정하지 못하게 되는 한계가 있다. 이를 극복하기 위해, 비틀림 토크를 적응 능력과 학습 능력이 있는 신경망 구조를 이용하여 추정함으로써 시스템 변화에 강인한 관측기를 설계한다.

그림 7은 시스템의 입력, 출력으로 비틀림 토크( $T_{sh}$ )를 추정하는 신경망 추정기를 나타내고 있다. 즉, 시스템의 입력인 전동기의 토크와 출력인 전동기 속도의 정보로 축에서 발생하는 비틀림 토크를 추정한다. 학습 상태(learning phase)에서 추정된 비틀림 토크( $\hat{T}_e$ )와 실제 목표치( $T_{sh}$ )와의 오차 신호를 가지고 신경망 추정기를 학습시킨다. 여기서, 실제 목표치는 불완전 미분 필터(imperfect derivative

filter)를 이용한 외란 관측기 제어 방법의 비틀림 토크 추정값을 이용한다. 그리고 Q 필터의 값을 20~30% 정도 변화시켜가면서 충분한 학습을 시켜 원하는 오차 범위에 있을 때, 이 때의 연결 강도(weight)값과 바이어스(bias) 값을 실제 플랜트에 적용한다. 역전파(back propagation) 학습 방법을 이용하여 오프 라인(off-line)으로 학습시키고, 5-3-1층을 가진 신경망 구조를 이용한다.

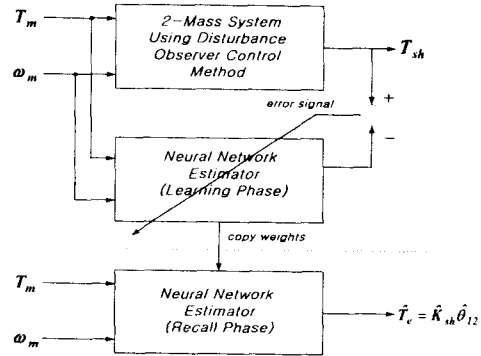


그림 7 신경망 추정기를 이용한 비틀림 토크 추정

Fig. 7 Torsional torque estimating system using neural network estimator.

#### 5. 시뮬레이션

표 1 시뮬레이션에 사용된 시스템 파라미터  
Table 1 Parameters used in the simulation

$J_m$ [kgm <sup>2</sup> ]	0.016, 0.5
$J_L$ [kgm <sup>2</sup> ]	0.004, 0.5
$K_{sh}$ [Nm/rad]	1.2938, 13.21
$K_p$	0.2
$\tau$	0.5
$t_a$	0.15
$T_d$	0.11

시뮬레이션은 표 1에서와 같은 파라미터 값을 가지고 실행하였다. 기준 속도는 5[rad/s]로 0초에 인가하였고, 부하인가 특성을 살펴보기 위해 3초에 0.3 [Nm]의 외란 토크를 인가하였다. 파라미터 변화에 대한 신경망 추정기를 이용한 제어 기법과 기존의 외란 관측기를 이용한 제어 기법의 응답 특성을 비교하기 위해, 공진 주파수를 3, 0.4배 정도 변화시킨 후 응답 특성을 비교하였다.

그림 8은 공진 주파수가 20.1 [rad/s]일 때, 앞서 소개했던 외란 관측기를 이용한 제어 기법과 신경망 추정기 이용한 제어 기법의 계단 입력에 대한 부하 속도 응답, 전동기 속도 응답, 전동기 토크를 비교한 것이다. 신경망 추정기를 이용한 제어 기법의 경우, 정상 상태에서 약간의 떨림이 있는 것을 볼 수 있고 부하인가시에 회복 속도가 다소 느리지만, 부하를

인가하였을 시에 외란 관측기를 이용한 제어 기법에서 부하  
속도가 0 [rad/s]까지 거의 100% 하강하는 반면에 신경망  
추정기를 이용한 제어 기법에서는 3.3 [rad/s]까지 약 34 %  
정도 하강한다.

그림 9는 공진 주파수를 64.2 [rad/s]로 변화 시켰을 때의  
응답 특성을 비교한 것이다. 외란 관측기의 경우 외란, 진동  
억제의 성능을 만족시키지 못하고, 필터  $Q(s)$ 의 설정이 다  
시 필요하게 됨을 알 수 있다. 신경망 추정기를 이용한 제어  
기법에서 부하 속도는 4 [rad/s]까지 약 20 % 하강하고 회복  
속도는 약 1.5 초로 외란 관측기를 이용한 제어 기법에 비해  
우수하다. 신경망 추정기를 이용한 제어 기법은 충분히 학습  
된 신경망의 자기 학습 능력으로 인하여 파라미터 변화에 강  
인함을 볼 수 있다.

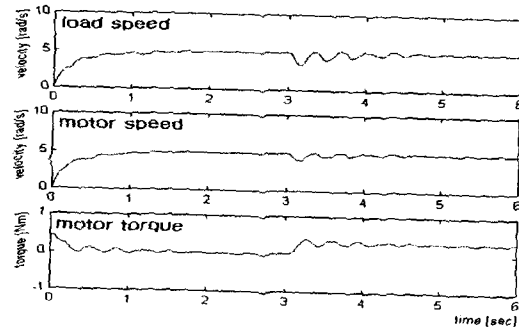
그림 10은 공진 주파수를 7.2 [rad/s]로 변화 시켰을 때의  
응답 특성을 비교한 것이다. 신경망 추정기를 이용한 제어  
기법의 부하 속도의 경우 약 2초가 지나면 정상 상태에 수렴  
하며 부하인가에 대하여 약 2초 정도의 회복 시간이 걸리는  
것에 비해, 외란 관측기를 이용한 제어 기법의 경우에는 4초  
이상이 지나야 정상 상태에 도달하게 되고 부하인가에 대하  
여는 3초가 지나도 완전하게 회복하지 못함을 볼 수 있다.

그림 11, 그림 12, 그림 13는 각각의 비틀림 토크 파형  
을 공진 주파수를 변화시켜 가며 비교한 것이다.

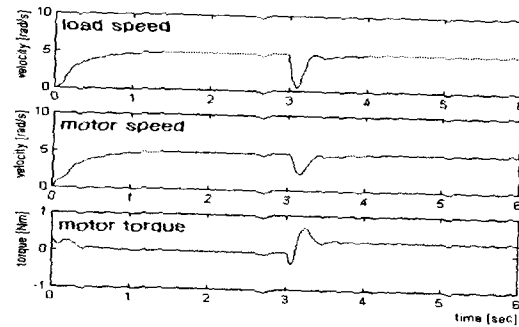
외란 관측기 방법은 시스템 파라미터 변화에 민감하여, 파  
라미터의 변화로 인해 공진 주파수( $\sqrt{Ksh/J}$ )가 3배 정도  
증가되거나 0.4배로 감소되면, 진동이 커지게 되어 지역 통과  
필터( $Q(s)$ )를 다시 설정해 주어야만 원하는 응답 특성을 가  
지게 된다. 하지만, 신경망 추정기 방법은 학습을 통해 시스  
템 파라미터 변화에 강인함을 나타낸다.

## 6. 결론

본 논문에서는 신경망 추정기를 이용하여, 두 개의 질량이  
강성이 약한 축으로 연결되어 있는 2관성 공진계의 축에서  
발생하는 비틀림 토크로 인한 부하 응답의 진동을 억제하  
는 제어 방법을 제안하였다. 신경망 추정기를 이용한 비틀림  
토크의 추정은 기존의 외란 관측기를 이용한 방법에 비해  
서 시스템의 파라미터 변화가 심한 시스템에서 매우 양호하  
게 나타났다. 신경망 구조의 적응 능력과 자체 학습 능력이  
있다는 것으로 인해, 파라미터 변화에 따라 필터 설계를 다시  
해주어야 하는 외란 관측기 방법에 비해 유리하다는 결론을  
얻을 수 있다.

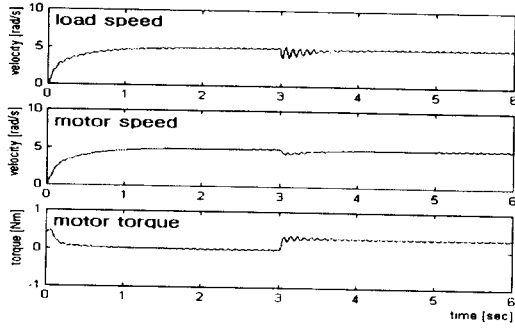


(a) 신경망 추정기를 이용한 제어 기법의 응답  
(부하 속도, 전동기 속도, 전동기 토크)  
(a) Response using neural network estimator  
(load speed, motor speed and motor torque)

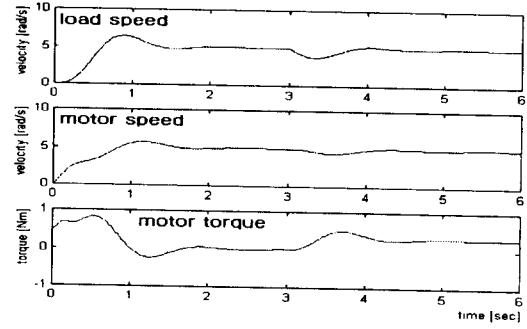


(b) 외란 관측기를 이용한 제어 기법의 응답  
(부하 속도, 전동기 속도, 전동기 토크)  
(b) Response using disturbance observer  
(load speed, motor speed and motor torque)

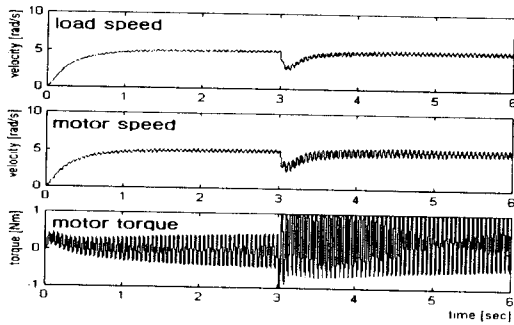
그림 8 계단응답과 부하인가 응답  
(공진 주파수 : 20.1 [rad/s], 지령속도 : 5 [rad/s],  
부하인가 : 0.3 [Nm], 3 [sec])  
Fig. 8 Step response and load impulse response  
(Resonance frequency : 20.1 [rad/s], command  
speed : 5 [rad/s], load ; 0.3 [Nm], 3 [sec])



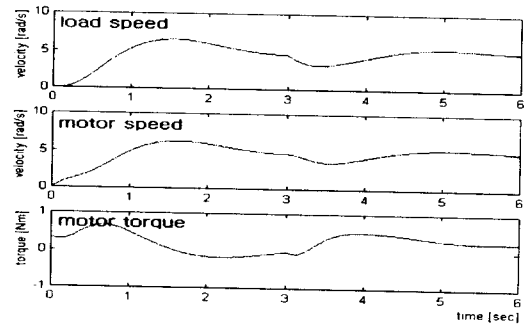
(a) 신경망 추정기를 이용한 제어 기법의 응답  
(부하 속도, 전동기 속도, 전동기 토크)  
(a) Response using neural network estimator  
(load speed, motor speed and motor torque)



(a) 신경망 추정기를 이용한 제어 기법의 응답  
(부하속 속도, 전동기 속도, 전동기 토크)  
(a) Response using neural network estimator  
(load speed, motor speed and motor torque)



(b) 외란 관측기를 이용한 제어 기법의 응답  
(부하 속도, 전동기 속도, 전동기 토크)  
(b) Response using disturbance observer  
(load speed, motor speed and motor torque)



(b) 외란 관측기를 이용한 제어 기법의 응답  
(부하속 속도, 전동기 속도, 전동기 토크)  
(b) Response using disturbance observer  
(load speed, motor speed and motor torque)

그림 9 계단응답특성과 부하인가 응답  
(공진 주파수 : 64.2 [rad/s], 지령속도 : 5 [rad/s],  
부하인가 : 0.3 [Nm], 3 [sec])

Fig. 9 Step response and load impulse response  
(Resonance frequency : 64.2 [rad/s], command  
speed : 5 [rad/s], load ; 0.3 [Nm], 3 [sec])

그림 10 계단응답특성과 부하인가 응답  
(공진 주파수 : 7.2 [rad/s], 지령속도 : 5 [rad/s],  
부하인가 : 0.3 [Nm], 3 [sec] )

Fig. 10 Step response and load impulse response  
(Resonance frequency : 7.2 [rad/s], command  
speed : 5 [rad/s], load ; 0.3 [Nm], 3 [sec])

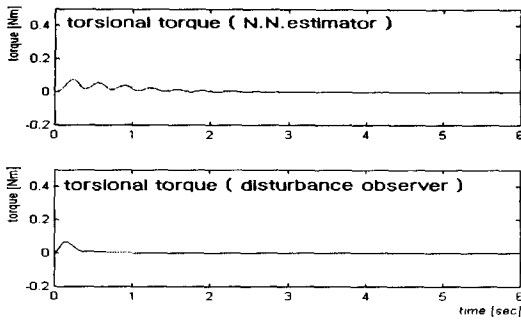


그림 11 비틀림 토크 (공진 주파수 = 20.1 [rad/s])  
 Fig. 11 Torsional torque  
 (Resonance frequency = 20.1 [rad/s])

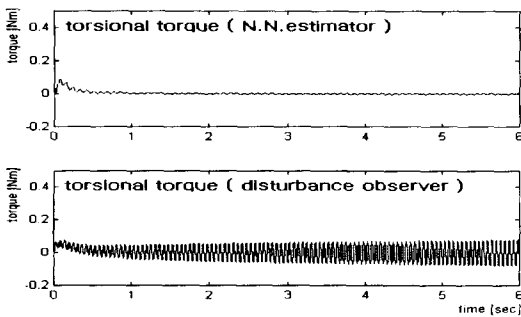


그림 12 비틀림 토크 (공진 주파수 = 64.2 [rad/s])  
 Fig. 12 Torsional torque  
 (Resonance frequency = 64.2 [rad/s])

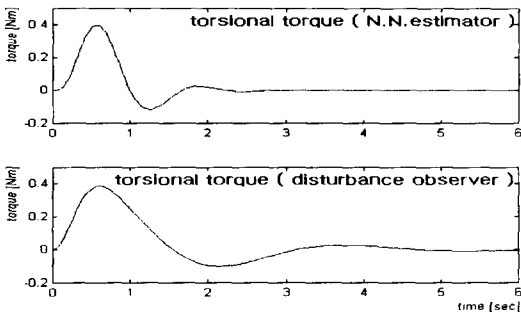


그림 13 비틀림 토크 (공진 주파수 : 7.2 [rad/s])  
 Fig. 13 Torsional torque  
 (Resonance frequency = 20.1 [rad/s])

참 고 문 헌

- [1] Koji Sugiura and Yoichi Hori, "Vibration Suppression in 2- and 3-Mass System Based on the Feedback of Imperfect Derivative of the Estimated torsional Torque," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol. 43, no. 1, pp. 56-64, 1996.
- [2] Yoichi Hori, Yeonghan chun and Hideyuki Sawada, "Experimental Evaluation of disturbance Observer -Based Vibration Suppression and Disturbance rejection Control in Torsional System," *PEMC '96*, vol. 1, pp. 120-124, 1996.
- [3] Yoichi Hori, Hiroyuki Iseki and Koji Sugiura, "Basic Consideration of vibration Suppression and disturbance Rejection Control of Multi-inertia System using SFLAC(State Feedback and Load Acceleration Control)," *IEEE Trans. on Ind. Elec.* vol. 30, no. 4, pp. 889-896, July, 1994.
- [4] Maciej Tondos, Wojciech Mysinski, "A Microprocessor -Based Speed Regulator using State and Disturbance Observer," *EPE '97*, vol. 4, pp. 626-631, 1997.
- [5] H.Naitoh, and K.Suzuki, "ETC (Estimated Torque feedback Control) For torsional Vibration Damping," *PEMC '96*, vol. 1, pp. 125-130, 1996.
- [6] 지준근, 설승기, "칼만 필터 및 최적 상태제환 속도 제어기를 이용한 2관성계 AC 전동기 구동 시스템의 축 비틀림 진동 억제," *대한전기학회 논문지*, 제 43권, 10호, pp. 1635-1647, 1994.
- [7] R.Dhaouadi, and K.Kubo, "A Nonlinear Vibration Damping Controller For Two-Mass- Model Drive System," *EPE '97*, vol. 3, pp. 637-642, 1997.
- [8] F.L.Mapelli, and M.Matuonto, "Suppression of Torsional Vibrations on Industrial Inverter Drives using a State Observer," *PEMC '96*, vol. 2, pp. 268-272, 1996.
- [9] R.Dhaouadi, and K.Kubo, "Analysis and Compensation of Speed Drive System with Torsional Loads," *IEEE Trans. on Ind. Appl.* vol. 30, no. 3, pp. 760-766, May 1994.
- [10] Masato Koyama and Msao Yano, "Two Degree of Freedom Speed Controller Using Reference System Model For Motor drive," *EPE '91*, vol. 3, pp. 60-65, 1991.
- [11] Koji Yamada, Satoshi Komada, Muneaki Ishida, and Takamasa Hori, "Analysis and Classical Control Design of Servo System Using High Order Disturbance Observer," *IEEE IECON '97*, pp. 4-9, 1997.
- [12] M.M.Gupta, N.K.Shinha, "Intelligent Control Systems theory and application," *IEEE PRESS*, pp.487-514, 1996.
- [13] A.Soquet, Saerens, "Neural controller based on back-propagation algorithm," *IEE PROCEEDING-F*,

vol. 138, no. 1, pp. 55-62, 1991.

저 자 소 개



이 교 범(李 敎 範)

1972년 6월 30일생. 97년 2월 아주대학교 전기전자공학부 졸업. 1999년 2월 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1999년 2월~현재 고려대학교 대학원 전기공학과 박사과정. 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 학생연구원



송 중 호(宋 重 鎬)

1957년 1월 30일생. 1980년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 졸업(석사). 1993년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1982~1985년 이화전기 기술개발부 근무. 1995~1996년 Univ. of Wisconsin-Madison Visiting Scholar. 1985년~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원



최 익(崔 翼)

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1982년~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터장, 책임연구원.



김 광 배(金 光 培)

1941년 2월 15일생. 1967년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1978년 미MIT대 CAES 연수. 1990년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학박사). 1971년~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원. 현재 당학회 차기회장.



이 광 원(李 光 遠)

1946년 3월 27일생. 1969년 서울대학교 전기공학과 졸업(학사). 1975년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1969~1980년 한국과학기술연구원 선임연구원. 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 현재 아주대학교 전자공학부 교수.