

# 비선형 시스템 계통에서 신경망에 근거한 가변구조 제어

김 현 호<sup>†</sup> · 이 천 희<sup>\*\*</sup>

## 요 약

본 논문에서는 비선형 계통의 제어 기법인 궤환 선형화 기법으로는 보상할 수 없는 파라미터의 불확정성으로 인한 영향을 제거하고 근사 선형화 방법에 의한 제어 기법의 단점인 제어기 파라미터의 불연속적인 변동을 억제시킬 수 있는 신경망을 이용한 가변구조 제어 기법을 제안한다. 제안된 기법에서 비선형 계통의 근사 선형화로 인한 오차의 영향을 제거할 수 있도록 계통 상태의 몇몇 동작점에서 선형화된 모델에 근거하여 일련의 가변구조 제어규칙을 설계하고 선형제어기 이득의 조합으로부터 선형 모델이 형성되지 않은 동작점 근방에 대한 적절한 제어 이득을 추론하는 방안으로 신경 회로망을 도입하였다. 제안된 기법의 타당성을 보이기 위하여 궤환 선형화가 불가능한 공과 저울대 계통에 대하여 시뮬레이션을 하였다.

## Neural Network based Variable Structure Control for a Class of Nonlinear Systems

Hyeon-Ho Kim<sup>†</sup> · Cheon-Hee Yi<sup>\*\*</sup>

### ABSTRACT

This paper presents a neural network based variable structure control scheme for nonlinear systems. In this scheme, a set of local variable structure control laws are designed on the basis of the linear models about preselected representative points which cover the range of the system operation of interest. From the combination of the set of local variable structure control laws, neural networks infer the approximate control input inbetween the operating points. The neural network based variable structure control alleviates the effects of model uncertainties, which cannot be compensated by the control techniques using feedback linearization. It also relaxes the discontinuity in the system's behavior that appears when the control schemes based on the family of the linear models are applied to nonlinear systems. Simulation results of a ball and beam system, to which feedback linearization cannot be applied, demonstrate the feasibility of the proposed method.

키워드 : nonlinear system, disturbance, variable structure control

### 1. 서 론

수십년 동안 비선형 계통(nonlinear system)의 제어 이론이 급속하게 개발되어 왔음에도 불구하고 외란(disturbance), 측정 잡음(measurement noise) 및 모델의 불확정성(model uncertainty)에 대한 강인성(robustness) 문제는 여전히 그 핵심을 이루고 있으며 특히, 비선형 제어기를 설계하기 위한 일반화된 기법의 개발은 부진하다.

일반적으로 비선형 계통을 제어하기 위한 방법은 비선형 계통을 선형화하여 선형 제어 기법을 적용하는 것이며 비선형 계통의 선형화 방법은 다음과 같다. 첫 번째는 궤환 선형화(feedback linearization)를 들 수 있다[1-3]. 계통 모델이 매우 정확한 경우에 완전한 선형화가 가능하도록 비

선형 계통에 이 기법이 적용될 수 있으나 실제 상황에서 모델의 불확정성, 측정 잡음 등으로 인하여 정확한 계통 모델을 얻는 것은 불가능하다. 따라서 일반적으로 궤환 선형화에 근거한 비선형 계통의 제어기법은 만족스러운 제어 성능을 보장하지 못한다. 또한 비선형 계통의 궤환 선형화를 위한 조건이 매우 제한적이기 때문에 모든 비선형 계통에 적용될 수 있는 일반적인 선형화 방법은 아니다. 예를 들면 공과 저울대 계통의 경우 상대차수(relative degree)가 계통 차수와 같지 않으므로 정확한 입출력 선형화 방법은 이 계통에 적용 불가능하다[4,5]. 다른 선형화 방법으로는 Taylor 급수 전개를 이용하여 비선형 모델을 국부적인 선형 모델의 근으로 대체하는 근사 선형화(approximate linearization) 방법을 들 수 있으며 선형화된 페루프 시스템의 고유치를 선형된 위치에 배치함으로써 비선형 상태 궤환 이득이 결정된다. 이 선형화 방법에 설계된 제어기는 그 설계 과정이 비교적 간단하기 때문에 궤환 선형화 기법의 적용이 곤란

† 정 회 원 : 도립충북과학기술대학 전자정보과 교수

\*\* 종 신 회 원 : 청주대학교 전자공학과 교수

논문접수 : 2000년 8월 31일, 심사완료 : 2000년 12월 4일

한 비선형 계통의 제어에 많이 도입되고 있다[6-8]. 그러나 이 제어 기법의 단점은 계통의 상태 공간 궤적이 선형 모델이 형성된 동작점에서 멀어짐에 따라 제어기 이득의 선형화 오차가 증가하고, 따라서 이 선형화 오차의 영향을 무시하고 국부 선형 모델에 근거하여 설계된 비선형 제어기는 원하는 제어 성능을 보장할 수 없게 된다[9]. 또한 제어기의 각 파라미터는 비선형 계통의 각 동작점에 대하여 설계되었으므로 계통의 동작점의 변화에 따라 불연속적으로 변동한다. 이에 반해 비선형 계통의 상태 공간 궤적은 연속이므로 이와 같은 제어기 파라미터의 불연속적인 변동은 바람직한 제어 성능을 달성할 수 없게 만든다[10].

따라서 본 논문에서는 각각의 국부 선형 모델에 대한 제어기 설계 시 근사화 오차의 영향을 보상할 수 있도록 가변구조 제어(variable structure control) 기법을 채택하고, 기 설계된 선형 제어기 이득의 조합으로부터 선형 모델이 형성되지 않은 동작점 근방에 대해서도 적절한 제어기의 파라미터를 추론하는 방안으로 신경 회로망을 도입하였다.

## 2. 비선형 계통의 수학적 표현 및 국부 선형화

다음과 같은 비선형 계통을 고려해 보자.

$$\dot{x} = f(x, u) \tag{1}$$

여기서  $f(x, u) = [f_1(x, u) \ f_2(x, u) \ \dots \ f_n(x, u)]^T$ 는 연속 미분 가능한 함수 벡터이고  $x \in R^n$ ,  $u \in R^m$ 는 각각 계통의 상태 및 입력 벡터이다. 다중지표(multi index)  $k = [k_1 \ k_2 \ \dots \ k_n]$ ,  $l = [l_1 \ l_2 \ \dots \ l_m]$  및  $x^k = [x_1^{k_1} \ x_2^{k_2} \ \dots \ x_n^{k_n}]^T$ ,  $u^l = [u_1^{l_1} \ u_2^{l_2} \ \dots \ u_m^{l_m}]^T$ 을 도입하고 식 (1)의 비선형 계통에 대한 동작점의 집합을  $(x^k, u^l)$ 이라 하자.  $f(x, u)$ 를 동작점  $(x^k, u^l)$ 에서 Taylor 급수로 전개하면 아래와 같이 동작점  $(x^k, u^l)$ 에 따른 국부 선형 모델  $(A^k, B^k)$ 을 얻을 수 있다.

$$\Delta \dot{x} = A^k \Delta x + B^k \Delta u + g(x, u) \tag{2}$$

여기서  $\Delta x = x - x^k$ ,  $\Delta u = u - u^l$ 이며,  $A^k \in R^{n \times n}$ 과  $B^k \in R^{n \times m}$ 은 Jacobian 행렬이고  $g(x, u)$ 는 동작점  $(x^k, u^l)$ 에 대한 Taylor 급수전개식으로부터 비선형 항인 2차이상의 고차 항으로 근사 선형화에 따른 선형화 오차를 나타내며 식 (3)과 같다.

$$g(x, u) = f(x, u) - A^k \Delta x - B^k \Delta u \tag{3}$$

따라서 계통의 동특성은 식 (4)로 표현될 수 있다.

$$\dot{x} = A^k x + B^k u + d^k + g(x, u) \tag{4}$$

여기서  $d^k$ 은 일정 상수 값을 갖는 외란으로 식 (5)와 같다.

$$d^k = f(x^k, u^l) - (A^k x^k + B^k u^l) \tag{5}$$

전개의 편의상, 식 (4)는 식 (6)의 국부 선형 모델로 간략화 될 수 있다.

$$\dot{x} = A^k x + B^k u + D^k \tag{6}$$

여기서  $D^k = d^k + g(x, u)$ 이다.

## 3. 국부 선형 모델에 대한 가변구조 제어기 설계

### 3.1 가변구조 제어의 도입 배경

식 (2)는 동작점  $(x^k, u^l)$  및 그 근방에서의 비선형 계통의 국부적인 동특성을 나타내고 있으며 식 (1)의 비선형 모델은 식 (6)과 같은 국부 선형 모델  $(A^k, B^k)$ 의 조합으로 나타낼 수 있다. 이 국부 선형 모델에 대한 제어기 설계는 일반적인 선형 제어 기법을 적용할 수 있으나 식 (6)에서 알 수 있듯이, 각각의 국부 선형 모델은 비선형 계통의 근사 선형화로 인한 근사화 오차  $g(x, u)$ 를 포함하고 있으며 제어기 설계 시 이 영향을 고려하지 않으면 결과적으로 비선형 제어기는 바람직한 제어 성능을 보장할 수 없게 된다.

따라서 본 논문에서는 각각의 국부 선형 모델에 포함된  $d^k$ 과  $g(x, u)$ 를 미지 외란으로 간주하여 외란 제거 성능이 우수한 가변구조 제어 기법을 이용하여 그 영향을 보상하고자 한다.

### 3.2 스위칭 평면 및 가변구조 제어 입력의 설계

가변구조 제어는 기본적으로 상태변수의 조정(regulation)을 위한 제안된 것으로 계통의 모델은 정상상태와의 편차를 나타내는 편차모델이어야 한다. 따라서 서보변수(servo variable)의 목표치 추적(tracking)에 적합지 않다. 또한 기존의 가변구조 제어는 정합조건(matching condition)[11]을 만족하는 외란 및 파라미터 변화에 대해서만 강인성이 보장된다. 따라서 정합조건을 만족하지 않는 계통 파라미터의 변화 및 외란의 존재에도 불구하고 특정한 서보변수의 목표치 추정 성능이 우수한 가변구조 서보 제어기법의 개발이 요구된다. 이를 달성하기 위하여 식 (6)의 국부 선형 계통을 제어입력의 영향을 직접적으로 받는 상태 벡터 및 그렇지 않는 상태 벡터로 분리하여 표현하면 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A_{11}^k x_1 + A_{12}^k x_2 + D_1^k \\ \dot{x}_2 &= A_{21}^k x_1 + A_{22}^k x_2 + B_2^k u + D_2^k \end{aligned} \tag{7}$$

식 (7)에서  $n$ 을 상태의 수,  $m$ 을 제어입력의 수라하면,  $x_1 \in R^{n-m}$ 은 제어 입력의 영향을 직접적으로 받지 않는

상태 벡터이고  $x_2 \in R^m$ 는 제어 입력의 영향을 직접적으로 받는 상태 벡터이며  $D_1^M \in R^{n-m}$ 과  $D_2^M \in R^m$ 는 미지 외란이다.

식 (7)에서  $D_1^M$ 은 가변구조 제어 기법의 적용시 전제조건인 정합조건을 만족시키지 못하는 외란이므로 이를 보상하기 위하여 다음과 같은 서보 보상기(servo compensator)를 도입한다[12, 13].

$$\dot{\eta} = e = r - v \quad (8)$$

식 (8)에서  $\eta \in R^q$ ,  $e \in R^q$ 이며  $r \in R^q$ 는 기준입력(reference signal),  $v \in R^q$ 는 서보변수로 식 (9)와 같다.

$$v = C_1 x_1 + C_2 x_2 \quad (9)$$

식 (7)의 계통을 식 (8)의 서보 보상기와 결합하면 식 (10)의 확장된 계통을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A_{11}^M x_1 + A_{12}^M x_2 + D_1^M \dot{\eta} \\ \dot{x}_2 &= A_{21}^M x_1 + A_{22}^M x_2 + B_2^M u + D_2^M \dot{\eta} \\ \dot{\eta} &= -C_1 x_1 - C_2 x_2 + r \end{aligned} \quad (10)$$

식 (9)의 국부 선형 계통에 대한 스위칭 평면 방정식은 다음과 같다.

$$\sigma = P_x^M x + P_\eta^M \eta \quad (11)$$

식 (11)에서  $P_x^M \in R^{(m \times n)}$ ,  $P_\eta^M \in R^{(m \times q)}$ 는 스위칭 함수 행렬이다.

식 (11)의 스위칭 평면상에서 슬라이딩 모드가 달성되면, 식 (10)의 확장된 계통에 대한 국부 선형 등가 제어계는 식 (12)와 같이  $(n-m+q)$ 차의 계통이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= [A_{11}^M - A_{12}^M (P_2^M)^{-1} P_1^M] x_1 \\ &\quad - [A_{12}^M (P_2^M)^{-1} P_\eta^M] \eta + D_1^M \dot{\eta} \\ \dot{\eta} &= [C_2 (P_2^M)^{-1} P_1^M - C_1] x_1 \\ &\quad + [C_2 (P_2^M)^{-1} P_\eta^M] \eta + r \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)의 국부 선형 등가 제어계는 국부 선형 계통에 대한 스위칭평면 설계 시 사용되며 스위칭 함수행렬은 위의 국부 선형 등가 제어 계통의  $(n-m+q)$ 개의 고유치가 미리 선정된 실수 부를 갖도록 설정되어야 한다.

국부 선형 가변구조 제어계의 슬라이딩 모드의 존재를 보장하기 위한 제어입력은 다음과 같다.

$$u^M = -[k_x^M x + k_\eta^M e + k_\sigma^M \text{sgn}(\sigma)] \quad (13)$$

여기서 제어기의 파라미터는 각각  $k_x^M = (P_x^M B^M)^{-1} P_x^M$

$A^M$ ,  $k_\eta^M = (P_\eta^M B^M)^{-1} P_\eta^M$ ,  $k_\sigma^M = (P_x^M B^M)^{-1} K_s^M$ 이다. 슬라이딩모드의 존재조건  $\sigma^T \dot{\sigma} < 0$ 을 만족시키기 위해  $K_s^M$ 을 식 (14)가 성립되도록 선정한다.

$$K_s^M > |P_x^M D^M|_{\max} \quad (14)$$

결과적으로 식 (14)의 이득을 갖는 식 (13)의 제어입력을 구성하면 식 (10)의 확장된 계통은 식 (11)의 스위칭 평면상에서 슬라이딩 모드를 유지할 수 있게 된다. 위 계통의 출력이 정합조건을 만족시키지 못하는 선형화 오차의 영향에도 불구하고 기준입력을 잘 추적하는가를 살펴보기 위해 먼저 식 (12)에서 기준입력 r에 대한 n의 전달함수 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$u(s) = G_1(s) R(s) \quad (15)$$

여기서  $n(s)$ 는  $n(t)$ 의 라플라스 변환,  $R(s)$ 는  $r(t)$ 의 라플라스 변환을 의미하며  $G_1(s)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G(s) &= [SI_x - C_2 (P_2^M)^{-1} P_\eta^M + (C_2 (P_2^M)^{-1} P_1^M - C_1) \\ &\quad [SI_{n-m} - (A_{11}^M - A_{12}^M (P_2^M)^{-1} P_1^M)]^{-1} \\ &\quad (A_{12}^M (P_2^M)^{-1} P_\eta^M)]^{-1} \end{aligned} \quad (16)$$

기준입력을 계단함수(step function)의 형태로 가정하면 최종치 정리로부터 다음이 성립한다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = 0 \quad (17)$$

여기서 E(s)는 e(t)의 라플라스 변화이다. 이번에는 선형화 모델의 편기(deviation) 및 선형화 오차의 영향을 알아보기 위해 식 (12)에서  $D^M$ 에 대한 n의 전달함수의 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$n(s) = G_2(s) D^M(s) \quad (18)$$

여기서  $D^M(s)$ 는  $D^M(t)$ 의 라플라스 변화이며,  $G_2(s)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G_2(s) &= G_1(s) (C_2 (P_2^M)^{-1} P_1^M - C_1) [SI_{n-m} \\ &\quad - (A_{11}^M - A_{12}^M (P_2^M)^{-1} P_1^M)]^{-1} \end{aligned} \quad (19)$$

$D^M$ 을 계단함수의 형태로 가정하면 최종치 정리로부터 다음의 식이 얻어진다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sV(s) = 0 \quad (20)$$

여기서 V(s)는 서보변수 V(t)의 라플라스 변화이다. 식 (17)은 비선형 계통의 출력이 계단함수 형태의 기준입력에 대한 점근적으로 수렴한다는 것을 의미한다. 또한 식 (20)은 근사 선형화 모델의 편기와 선형화 오차의 영향이 점근적으로 사라짐을 의미한다. 위의 결과는 각각의 국부선형

계통의 조합으로 나타나는 비선형 계통의 출력이 비선형 계통의 근사 선형화로 인한 비선형 간차의 영향에도 불구하고 기준입력에 수렴하게 됨을 의미한다.

#### 4. 신경 회로망을 이용한 가변구조 제어기의 파라미터 추론

##### 4.1 신경 회로망의 도입 배경

제3장에서 설계된 가변 구조 제어기는 어떤 동작 점  $(x^k, u^k)$ 에 대한 국부 선형 모델에 근거한 것으로 현재의 계통 상태 궤적은 선형 모델이 형성된 동작 점에서 멀어질 경우, 제어 이득은 편차를 수반하게 되고 또한 필연적으로 제어 이득의 불연속적인 변동이 발생하게 된다. 이러한 문제점은 비선형 계통의 제어기가 국부 선형 모델에 근거하여 설계되었기 때문에 발생하는 것이므로 동작 점을 보다 세밀하게 고려하여 보다 많은 선형 모델을 구성함으로써 완화될 수 있다[10]. 그러나 모델의 불확정성 측정 잡음 등이 존재하는 경우 바람직한 제어 성능을 달성할 수 없으며 본 논문에서는 각각의 국부 선형 모델에 근거한 제어 이득의 조합으로부터 고려되지 않은 동작 점에 대해서도 적절한 제어 이득을 추론하기 위하여 신경 회로망을 도입하였으며 식 (21)처럼 표현될 수 있다.

$$\bar{u} = h(\bar{u}^k; k = k_1, \dots, k_n, l = l_1, \dots, l_m) \quad (21)$$

식 (21)에서  $\bar{u}$ 는 추론된 제어 이득이고  $\bar{u}^k$ 은  $(x^k, u^k)$ 의 동작점에 대한 제어 이득이다.  $k_n, l_m$ 은 제어기의 설계 시 고려한 동작 점의 수이며  $h(\cdot)$ 는 국부 선형 모델에 근거한 제어 이득의 조합으로부터 근사적인 제어 이득을 출력하는 임의의 근사화 함수로 신경 회로망을 이용하여 이를 구현하도록 한다.

##### 4.2 신경 회로망을 이용한 비선형 계통 제어기의 설계

신경 회로망(neural network)은 학습능력과 적응능력 및 병렬 처리 등의 특성이 있으므로 패턴인식, 음성인식, 그리고 영상처리 등에 적용되고 있을 뿐 만 아니라 최근에는 동적 계통의 제어에도 많이 이용되고 있다[14-16]. 또한 신경망은 입출력 패턴을 학습함으로써 비선형 사상(mapping)의 구현에 매우 우수한 성능을 보이고 있기 때문에 본 논문에서는 각각의 동작 점에 대한 국부 선형 모델에 근거한 제어 이득을 신경망을 통하여 학습시킴으로써 위의  $h(\cdot)$ 를 구현하고자 한다.

##### 4.2.1 신경망의 학습

신경망은 선형 모델이 형성된 동작점의 집합  $(x^k, u^k)$ 을 입력으로 받아들이고 이에 대응되는 국부 선형 모델에

근거한 가변 구조 제어기의 이득  $\bar{u}^k$ 을 출력하도록 학습된다. 즉, 신경망의 학습을 위한 입력데이터는  $(x^k, u^k)$ 이며, 학습목표는  $\bar{u}^k$ 이다. 신경망의 각 노드(node)에서의 활성화 함수(activation function)는 시그모이드(sigmoid) 함수이므로 1보다 큰 값을 갖는  $\bar{u}^k$ 을 대상으로 신경망을 학습시키는 것이 불가능하다. 따라서 아래와 같이 학습목표  $\bar{u}^k$ 을 [0, 1]의 값을 갖는  $y^k$ 로 정규화 하여 신경망을 학습시키는 것이 일반적이다.

$$y^k = \frac{\bar{u}^k}{\bar{u}^k_{\max}} \quad (22)$$

여기서  $\bar{u}^k_{\max}$ 는  $\bar{u}^k$ 의 최대값이다. 따라서 신경망의 학습을 위한 입출력 패턴은  $(x^k, u^k)$ 과  $y^k$ 이다.

신경망은 동적 계통의 제어를 위해 많이 이용되고 있는 다층 퍼셉트론 구조를 사용하였으며 학습 알고리즘으로는 오차 역전파 알고리즘을 사용하였다[16].

##### 4.2.2 신경망의 운영

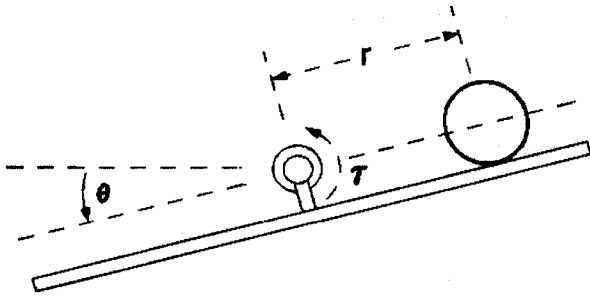
신경망의 학습과정에서 신경망은 입력  $(x^k, u^k)$ 에 대하여 허용한도의 오차대에서  $y^k$ 을 출력하도록 하는 정보를 가중치(connection weight)에 저장하게 된다. 일단 신경망의 학습이 끝나면 학습된 신경 회로망은 동작 점의 집합  $(x^k, u^k)$ 로부터 제어기 이득  $\bar{u}^k$ 으로 사상되는 비선형 함수로 간주될 수 있다. 학습된 신경망이 동작점  $(x^k, u^k)$ 에 대한 제어입력  $\bar{u}^k$ 을 발생하기 위해서는 신경망의 출력  $y^k$ 을 다시 아래와 같이 비정규화 하여야 한다.

$$\bar{u}^k = y^k \cdot \bar{u}^k_{\max} \quad (23)$$

잘 학습된 신경망은 비선형 계통의 제어를 위하여 실시간으로 운영될 경우 비선형 계통의 상태와 제어입력으로 이루어진 집합, 즉 동작점  $(x, u)$ 을 입력으로 받아들여 근사적인 제어입력  $h(\cdot)$ 를 발생하는 비선형 제어기로 동작하게 된다. 즉, 신경망이 지니는 적응 능력으로 인해 선형화가 수행되지 않은 동작점에 대해서도 적절한 제어 이득을 추론하게 된다.

#### 5. 수치의 예제

제5장에서는 제환 선형화에 의한 입·출력 선형화가 제대로 이루어지지 않는 비선형 계통의 대표적인 예로써 그림 1의 공과 저울대 계통에 대한 시뮬레이션을 통하여 제안된 비선형 제어기의 타당성을 검토한다. 계통의 동특성은 아래와 같다[4].



(그림 1) 공과 저울대 계통

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= B(x_1 x_4^2 - G \sin x_3) \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= u \end{aligned} \quad (24)$$

여기서  $B = 0.7143 [Nms/rad]$ ,  $G = 9.81 [m/s]$  계통의 상태 공간 표현은 식 (24)의 4차 미분 방정식으로 표현되며 각 상태  $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4] = [r \ \dot{r} \ \theta \ \dot{\theta}]^T$ 는 저울대 중심으로부터 공까지의 거리  $r$ , 저울대의 기울기  $\theta$ 로 이루어져 있다. 공이 저울대의 중심에 놓이도록 저울대를 조정하는 것이 계통의 제어 목적이며 비선형 계통의 동작점  $\{x_1^k, x_2^k, x_3^k, x_4^k\}$ 에 대한 Jacobian 행렬은 식 (25)와 같다.

$$A^{ki} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ B(x_4^k)^2 & 0 & -BG \cos x_3^k & 2Bx_1^k x_4^k \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

계통의 동작점과 계통 파라미터로 이루어진 각 선형 계통에 대응되는 제어 규칙으로써 상태 궤환 가변 구조 서보 제어기법을 이용하도록 한다.

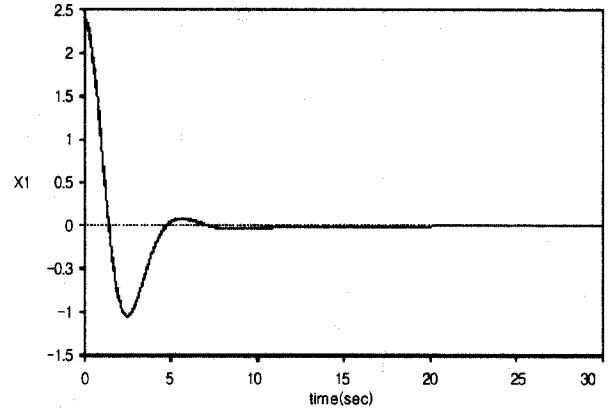
$$u^{ki} = -[P_x^{ki} \ B^{ki}]^{-1} [P_x^{ki} \ A^{ki} + P_\eta^{ki} e + K_s^{ki} \text{sgn}(e)] \quad (26)$$

식 (26)에서  $[P_x^{ki} \ P_\eta^{ki}]$ 는  $\{x_1^k, x_2^k, x_3^k, x_4^k\}$ 의 동작점에서 Jacobian 행렬로 이루어진 식(12)의 국부 선형 등가 제어 계통의 극점이  $[-0.93 \ -0.92 \ -0.91 \ -0.90]$ 에 위치하도록 선정된 스위칭 평면의 계수 행렬로 선정하였다[17]. 계통에 대한 동작점  $\{x_1^k, x_2^k, x_3^k, x_4^k\}$ 의 집합은 식 (27)과 같다.

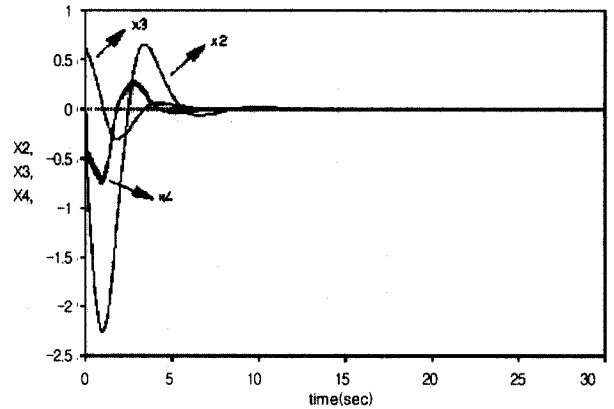
$$\begin{aligned} x_1^k &\in \{-10, -10/3, 10/3, 10\} \\ x_2^k &\in \{-5, -5/3, 5/3, 5\} \\ x_3^k &\in \{-\pi/4, -\pi/12, \pi/12, \pi/4\} \\ x_4^k &\in \{-1.6, -1.6/3, 1.6/3, 1.6\} \end{aligned} \quad (27)$$

시뮬레이션 할 때 사용한 신경회로망은 계통의 상태 변수에 대한 4개의 입력 뉴런과 스위칭 함수 행렬  $[P_x^{ki} \ P_\eta^{ki}]$  및 제어기의 이득으로 구성된 11개의 출력 뉴런 그리고 은

닉층의 수는 2층으로써 각각 5개의 뉴런으로 구성되어 있다. (그림 2), (그림 3), 그리고 (그림 4)는 계통의 초기치가  $x(0) = [2.4, -0.1, 0.6, 0.1]$ 이고,  $\dot{x}_1 = x_2(1 + 0.1 \sin(10t))$  일 경우 신경 회로망을 이용한 가변구조 제어를 적용한 계통의 출력과 입력이고 스위칭 함수의 시간궤적이다. 그리고 이것은 기동과 동시에 슬라이딩모드가 이루어지고 기준 입력이 변하는 경우에도 이를 유지하며 과도기간의 응답특성도 상당히 우수함을 알 수 있다.

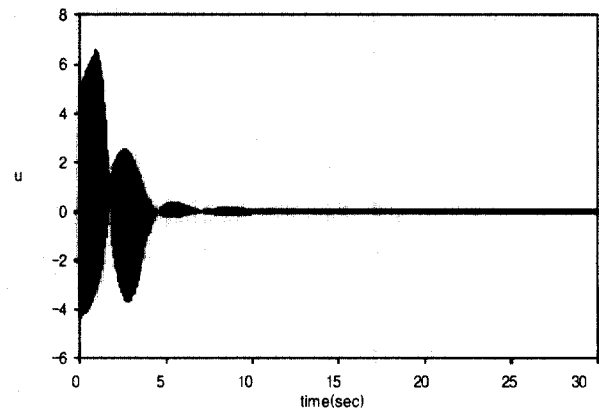


a)  $x_1$

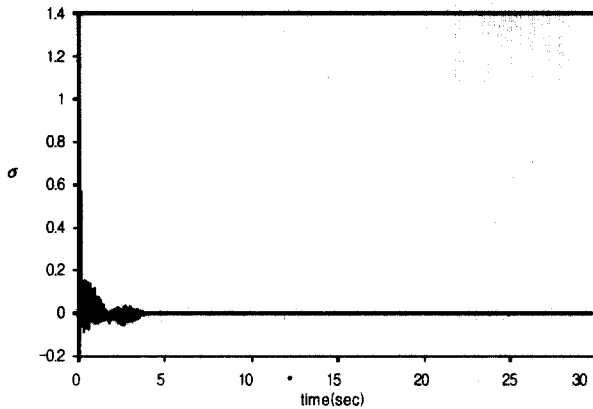


b)  $x_2, x_3$  및  $x_4$

(그림 2) 계통의 응답



(그림 3) 제어 입력



(그림 4) 스위칭 평면

## 6. 결 론

본 논문에서는 Taylor 급수 전개에 의한 근사 선형화에 의해 비선형 계통을 제어할 경우 발생하는 선형화 오차 제어기 파라미터의 불연속적인 변동 문제를 해결하고 궤환 선형화에 근거한 제어 기법으로는 보상할 수 없는 파라미터의 불확정성에 대한 강인성을 갖도록 하기 위해 신경 회로망을 이용한 가변구조 제어기 설계 방법을 제시하였다. 제안된 기법에서 각각의 국부 선형 모델에 대한 가변 구조 제어기는 비선형 계통의 선형화 오차의 영향을 제거하기 위해 설계되었으며 선형 모델이 형성되지 않은 동작점에 대해서도 적절한 제어기 이득을 추론할 수 있도록 신경 회로망을 도입하였다. 이 접근 방식은 선형화가 이루어지지 않은 운전 영역에서도 우수한 성능을 가지며 궤환 선형화를 적용할 수 없는 비선형 계통에 적용될 수 있다는 특징을 가진다.

## 참 고 문 헌

[1] Ma XL, Tao G, "Adaptive actuator compensation control with feedback linearization," IEEE Trans. AC., Vol.45, No. 9, pp.1705-1710, Sep. 2000.

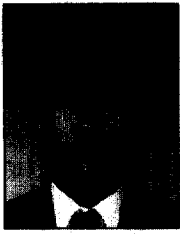
[2] Choi JY, Farrell JA, "Nonlinear adaptive control using networks of piecewise linear approximators," IEEE Trans. Neural Networks, Vol.11, No.2, pp.390-401, March 2000.

[3] Kurtz MJ, Henson MA, "Feedback linearizing control of discrete-time nonlinear systems with input constraints," International Journal of Control, Vol.70, No.4, pp.603-616, Jul. 1998.

[4] J. Hauser, S. Sastry, P. Kokotovic, "Nonlinear control via

approximate input-output linearization: The ball and beam example," IEEE Trans. AC., Vol.37, No.3, pp. 392-398, March 1992.

- [5] Qian C J, Lin W, "Almost disturbance decoupling for a class of high-order nonlinear systems," IEEE Trans. AC., Vol.45, No.6, pp.1208-1214, Jun. 2000.
- [6] K. J. Åström, B. Wittenmark, Adaptive Control, Addison-Wesley, 1989.
- [7] D. A. Lawrence, W. J. Rugh, "Gain scheduling dynamic linear controllers for a nonlinear plant," Proc. IEEE Conf. Dec. and Contr., pp.1024-1029, San Antonio, 1993.
- [8] R. T. Reichert, "Dynamic scheduling of modern-robust-control autopilot designs for missiles," Journal of IEEE, Control and Systems, Oct 1992.
- [9] S. S. Farinwata, "On the stability of fuzzy control rule base for a nonlinear process," Proceed. IEEE Conf. Fuzzy and Systems, pp.924-929, 1994.
- [10] C. K. Chak, G. Feng, "Nonlinear control system with fuzzy logic design," Proceed. IEEE Conf. Fuzzy and Systems, pp.1592-1597, San Antonio, 1994.
- [11] Chan ML, Tao CW, Lee TT, "Sliding mode controller for linear systems with mismatched time-varying uncertainties," Journal of the Franklin Institute, Vol.337, No.2, pp.105-115, March 2000.
- [12] A. J. Calise and K. V. Ramman, "A servo compensator design approach for variable structure systems," '82 ACC, pp.1014-1019, 1982.
- [13] Mahmoud NA, Khalil HK, "Robust control for a nonlinear servomechanism problem," International Journal of Control, Vol.66, No.6, pp.779-802, Apr. 1997.
- [14] Hwang KS, Chao HJ, "Adaptive reinforcement learning system for linearization control," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.47, No.5, pp.1185-1188, Oct. 2000.
- [15] Tsai CH, Lu HC, "Observer-based speed estimation method for sensorless vector control using artificial neural network," Electric Machines & Power Systems, Vol.28, No.9, pp.861-873, Sep. 2000.
- [16] Rahman MHRF, Devanathan R, Zhu KY, "Neural network approach for linearizing control of nonlinear process plants," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.47, No.2, pp.470-477, Apr. 2000.
- [17] O. M. E. El-Ghezawi, et. al., "Analysis and design of variable structure systems using a geometric approach," Int. J. Contr., Vol.38, No.3, pp.657-671, 1983.



**김 현 호**

e-mail : kimhh@ctech.ac.kr

1989년 청주대학교 전자공학과 졸업  
(학사)

1991년 청주대학교 전자공학과 졸업  
(공학석사)

1999년 청주대학교 전자공학과 박사수료

1991년~1997년 태일정밀 중앙연구소 선임 연구원

1997년~1998년 문경대학 정보통신과 교수

1998년~현재 독립충북과학기술대학 전자정보과 교수

관심분야 : 디지털회로설계, 마이크로프로세서, PCB 디자인, CAD  
툴 개발



**이 천 화**

1971년 한양대학교 전자공학과 졸업  
(학사)

1975년 성균관대학교 전자자료처리과  
졸업(공학석사)

1981년 한양대학교 전자공학과 졸업  
(공학석사)

1987년 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학박사)

1983년~1985년 미국 산호세 캘리포니아 주립대학 전산과 객원  
교수

1979년~현재 청주대학교 전자공학과 교수

관심분야 : ASIC, VLSI&CAD, CAD 툴 개발