

論文 92-29B-10-7

일련의 상호연결된 연속시간 시스템에 대한 비집중 적응 제어기의 설계

(Decentralized Adaptive Controller Design for a Class of Interconnected Continuous Systems)

柳 鐸*, 金 柄 演*

(Joon Lyou and Byung Yeun Kim)

要 約

본 논문에서는 다수의 단입력 단출력 부시스템들로 구성되어 있고 유한한 외란의 영향을 받으며 상호간 섭이 출력채널을 통하여 작용하는 상호연관 선형시스템에 대한 비집중 모델기준 적응제어 방식이 제시되었다. 제안된 기법은 미지의 상호결합 강도와 부시스템의 불확실성에 대처할 수 있으며, 유리된 각 부시스템의 상대차수가 2 이하인 경우를 허용한다.

Abstract

This paper presents a decentralized model reference adaptive control scheme for an interconnected linear system composed of a number of single-input single-output subsystems in which outgoing interactions pass through the measurement channel and are subjected to bounded external disturbances. The scheme can treat the unknown strength of interactions as well as uncertainties in subsystem dynamics, and allows for the case when the relative degree of each decoupled subsystem does not exceed two.

I. 서 론

다수의 부시스템(subsystem)들이 상호연결되어 있고 시스템 파라미터들(parameters)이 불확실한 상호연관 시스템을 다루기 위하여 각 부시스템에 국부적으로(locally) 취득가능한 정보만을 사용하여 독자적으로 제어를 구성하는 비집중 적응제어 방식이 제안되어 왔다.^[1-3]

그동안의 비집중 적응제어에 대한 연구를 간단히 살펴 보면 다음과 같다. 먼저 각 부시스템을 독립적으로 보고 불확실한 각 부시스템의 제어를 위하여 기존의 적응기법을 수정 또는 보완된 형태로 적용한 뒤 부시스템들이 상호연결되어 있다면 전체 폐루프(closed-loop) 시스템의 안정성이 깨지지 않도록 상호간섭의 허용범위를 규정하는 충분조건이 제시되었다.^[1, 2] 근래에, Gavel and Siljak^[3]은 다수의 불확실한 단입력 단출력 부시스템들로 구성되어 있고 상호간섭 작용이 부시스템의 입력채널로 들어오거나 또는 부시스템의 출력채널로 나가는 부류의 상호연관 시스템에 대해 고이득(high gain) 비집중 적응 제어기를 구성하여 임의의 상호결합 강도에도 불구하고 각 부시스템의 안정도를 증가시켜 나감으로써 이들의 영향을 제압하고 전체 시스템의 안정을 도모할 수 있

*正會員, 忠南大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Chungnam Nat'l Univ.)
接受日字: 1992年 3月 30日

(※ 본 연구의 일부는 89-90년도 한국과학재단 해외연수 프로그램 지원에 의하여 이루어졌음.)

음을 보였다. 그러나 상호간섭이 입력채널로 들어오는 부류를 다루기 위해서는 입력채널의 구조를 인위적으로 변경해야 되는 문제점을 내포하고 있으며, 주요 결과는 유리된(decoupled) 각 부시스템의 상대차수(relative degree)가 1인 경우로만 국한되었다. 이러한 배경아래서 본 논문에서는 상대차수가 2이하 이고, 상호간섭이 출력채널을 통하여 작용하는 부류의 상호연관 시스템에 대해 비집중 적응제어기를 설계하는 방법이 제시되었다. 이는 [3]의 방식을 단순히 확장한 것이 아니라, [2, 4]의 Lyapunov 설계법을 적절히 응용한 결과이다. 상대차수가 1인 경우는 [3]의 제어기와 유사한 형태를 가지며, 2인 경우에는 좀 더 일반화된 형태로 주어진다. 아울러 제어기를 포함한 전체 폐루프 시스템의 안정성이 확립되었으며, 시뮬레이션 예제를 통하여 본 방식의 유효성을 보였다.

II. 문제 기술

다음과 같이 N개의 부시스템이 상호연결된 연속시간 시스템을 생각하자.

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= A_i x_i + b_i u_i + d_i + \sum_{j=1}^N A_{ij} x_j \\ y_i &= c_i^T x_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 $x_i \in R^{n_i}$, $u_i \in R$, $y_i \in R$, $d_i \in R^{n_i}$ 는 각각 i번째 부시스템의 상태벡터, 제어입력, 출력, 유한한 외란벡터를 나타내고 A_i , A_{ij} , b_i , c_i 는 적절한 차원의 행렬 또는 벡터로서 A_{ij} 는 i번째와 j번째의 부시스템들 사이의 상호연결 형태를 나타낸다. 상호간섭과 외란이 없는 i번째 부시스템의 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$G_i(s) = \frac{y_i(s)}{u_i(s)} = \frac{k_i \beta_i(s)}{\alpha_i(s)} \tag{2}$$

여기서 $\alpha_i(s)$ 와 $\beta_i(s)$ 는 각각 차수가 n_i , m_i 인 s의 다항식이며, k_i 는 고주파 상수이득이다. 시스템 (1)에 다음과 같은 가정을 한다.

- i) u_i 와 y_i 는 i번째 부시스템에서만 측정 가능하다.
- ii) 차원 변수 n_i 와 m_i 는 정확히 알려져 있으며, 상대차수 $n_i^* = n_i - m_i$ 는 2 이하이다.
- iii) A_i , b_i , c_i , A_{ij} 의 요소값들은 알려져 있지 않다.
- iv) (A_i, b_i) 는 제어가능하고(controllable), (c_i^T, A_i) 는 관측가능하다(observable)
- v) 상호간섭은 출력채널을 통해서만 이루어진다. 즉, $A_{ij} = a_{ij} c_j^T$
- vi) $\beta_i(s)$ 는 안정한(Hurwitz) 다항식이다.
- vii) k_i 의 부호는 알려져 있고, 편의상 k_i 의 부호를 양이라 한다.

제어대상인 위의 상호연관 시스템에 대응하여, 원하는 특성이 부여된 기준모델(reference model)의 전달함수를 다음과 같이 선택하자.

$$G_{iM}(s) = \frac{y_{iM}(s)}{r_i(s)} = \frac{k_{iM} \beta_{iM}(s)}{\alpha_{iM}(s)}, \quad i=1, 2, \dots, N \tag{3}$$

여기서 $\alpha_{iM}(s)$ 와 $\beta_{iM}(s)$ 는 각각 차수가 n_i , m_i 인 안정한 다항식이고, k_{iM} 은 양의 상수이며 $r_i(s)$ 는 기준입력 신호이다. 이제 문제는 앞에 기술된 가정과 조건아래서 상호연관 시스템 (1)이 기준모델 (3)을 어떤 유한한(가능하면 작은) 오차범위를 가지고 추종하도록 비집중 제어입력을 결정하는 일이다. 이를 위하여 비집중 모델추종 적응제어기의 설계방법을 제시하고, 제어기를 포함한 전체 폐루프 시스템이 안정함을 보이도록 한다.

III. 제어기 설계

각 부시스템에서 상태벡터는 측정 가능하지 못하므로, 다음의 상태변수 필터(SVF : State Variable Filter)를 통해 발생된 보조신호들을 사용한다.

$$\begin{aligned} \dot{v}_i &= F_i v_i + h_i y_i \\ \dot{w}_i &= F_i w_i + h_i u_i \end{aligned} \tag{4}$$

여기서 v_i , w_i 는 $(n_i - 1)$ 차원의 보조신호벡터이고, (F_i, h_i) 는 제어가능한 정규형(canonical form)이며, F_i 는 안정한 행렬로서 $\det(sI - F_i)$ 가 기준모델의 분자 $\beta_{iM}(s)$ 를 인수(factor)로 갖도록 한다. SVF (4)와 상호연관 시스템 (1)을 병합하여 다시쓰면 다음과 같은 비최소 표현식(nonminimal representation)을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_i \\ \dot{v}_i \\ \dot{w}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_i & 0 & 0 \\ h_i c_i^T & F_i & 0 \\ 0 & 0 & F_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i \\ v_i \\ w_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_i \\ 0 \\ h_i \end{bmatrix} u_i + \sum_{j=1}^N \begin{bmatrix} a_{ij} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} y_j + \begin{bmatrix} d_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5}$$

$$y_i = [c_i^T \quad 0^T \quad 0^T] \begin{bmatrix} x_i \\ v_i \\ w_i \end{bmatrix}, \quad i=1, 2, \dots, N$$

즉

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_i &= \bar{A}_i \bar{x}_i + \bar{b}_i u_i + \sum_{j=1}^N \bar{a}_{ij} y_j + \bar{d}_i \\ y_i &= \bar{c}_i^T \bar{x}_i, \quad i=1, 2, \dots, N \end{aligned} \tag{5.a}$$

(5.a)의 \bar{A}_i 와 구조가 비슷한 안정한 행렬 \bar{A}_{iM} 을 도입하자.

$$\bar{A}_{iM} = \begin{bmatrix} A_i + b_i \theta_{i1}^* c_i^T & b_i \theta_{i2}^{*T} & b_i \theta_{i3}^{*T} \\ h_i c_i^T & F_i & 0 \\ h_i \theta_{i1}^* c_i^T & h_i \theta_{i2}^{*T} & F_i + h_i \theta_{i3}^{*T} \end{bmatrix} \quad (6)$$

\bar{A}_{iM} 을 대입하여 (5.a)식은 다음과 같이 변형된다.

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_i &= \bar{A}_{iM} \bar{x}_i + \bar{b}_i u_i + \bar{b}_i \bar{\theta}_i^{*T} \bar{\Psi}_i + \bar{d}_i + \sum_{j=1}^N \bar{a}_{ij} y_j \\ y_i &= \bar{c}_i^T \bar{x}_i, \quad i=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\bar{\theta}_i^* = [\bar{\theta}_{i1}^* \bar{\theta}_{i2}^{*T} \bar{\theta}_{i3}^{*T}]^T$, $\bar{\Psi}_i = [y_i v_i^T w_i^T]^T$ 기준모델의 전달함수 (3)도 비최소 표현법으로 다음과 같이 구현(realization) 될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_{iM} &= \bar{A}_{iM} \bar{x}_{iM} + \bar{b}_i \theta_{i4}^* r_i \\ y_{iM} &= \bar{c}_i^T \bar{x}_{iM}, \quad i=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (8)$$

이때 비최소 상태방정식 (8)이 전달함수 (3)으로 축소 되도록 하는 θ_{i4}^* , θ_{i4}^* 는 항상 존재한다.^[4] 상태오차와 출력오차를 $e_i = \bar{x}_i - \bar{x}_{iM}$, $\varepsilon_i = y_i - y_{iM}$ 과 같이 정의하고 상태 오차방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= \bar{A}_{iM} e_i + \bar{b}_i u_i - \bar{b}_i \theta_i^{*T} \Psi_i + \bar{d}_i + \sum_{j=1}^N \bar{a}_{ij} y_j \\ \varepsilon_i &= \bar{c}_i^T e_i, \quad i=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 $\theta_i^* = [\bar{\theta}_i^{*T} \theta_{i4}^*]^T$, $\Psi_i = [\bar{\Psi}_i^T r_i]^T$

1. 상대차수가 1인 경우

이 경우에는 선정된 기준모델의 전달함수가 strictly positive real(spr)하게 선정될 수 있으므로, 오차시스템 (9)를 안정화하기 위한 비집중 적응제어기는 [3]에 제시된 것과 유사한 형태를 갖는다.

$$u_i = \theta_i^T(t) \Psi_i - \rho_i(t) \varepsilon_i, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (10)$$

여기서 $\theta_i(t)$, $\rho_i(t)$ 는 θ_i^* 와 추후에 정해질 ρ_i^* 의 추정치로서 다음의 적응법칙을 통하여 매순간 발생된다.

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_i &= \Gamma_i(-\sigma_{i1} \theta_i - \varepsilon_i \Psi_i) \\ \dot{\rho}_i &= \gamma_i(-\sigma_{i2} \rho_i + \varepsilon_i^2) \end{aligned} \quad (10.a)$$

여기서 σ_{i1} , σ_{i2} 는 양의 감쇄(decaying) 상수, Γ_i 는 대칭-정칙인(spd: symmetric positive definite) 가중 행렬, γ_i 는 양의 가중치이다. 참고로 제어법칙 (10)의 두번째 항은 다른 부시스템들로부터 i번째 부시스템에 들어오는 간섭작용을 무력화 시키기 위한 목적으로 도입되었다.

(10)의 제어입력을 (9)에 인가하면 페루프 오차시스템은 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= \bar{A}_{iM} e_i + \bar{b}_i \phi_{i1}^T(t) \Psi_i - \bar{b}_i \rho_i(t) \varepsilon_i + \bar{d}_i + \sum_{j=1}^N \bar{a}_{ij} y_j \\ \varepsilon_i &= \bar{c}_i^T e_i, \quad i=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (11)$$

여기서

$$\begin{aligned} \phi_{i1}(t) &= \theta_i(t) - \theta_i^*, & \dot{\phi}_{i1}(t) &= \dot{\theta}_i(t) \\ \phi_{i2}(t) &= \rho_i(t) - \rho_i^*, & \dot{\phi}_{i2}(t) &= \dot{\rho}_i(t) \end{aligned} \quad (11.a)$$

2. 상대차수가 2인 경우

이 경우에는 기준모델의 전달함수를 spr하게 선정하기가 불가능하기 때문에, 앞의 경우와 다르게 취급할 필요가 있다. 시스템 (9)의 상태오차 e_i 를 계속 어떤 유한한(가능하면 작은) 범위내로 유지시키기 위하여 적응제어기를 다음과 같이 제안한다.

$$u_i = \theta_i^T \Psi_i + \hat{\theta}_i^T \eta_i - \rho_i \varepsilon_i - \text{sgn}(\varepsilon_i) \hat{\rho}_i \xi_i, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (12a)$$

여기서 θ_i 와 ρ_i 는 조정변수들로서 다음의 적응법칙에 의해 구해진다.

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_i &= \Gamma_i(-\sigma_{i1} \theta_i - \varepsilon_i \eta_i) \\ \dot{\rho}_i &= \gamma_i(-\sigma_{i2} \rho_i + |\varepsilon_i| \xi_i) \\ \dot{\eta}_i &= -g_i \eta_i + \Psi_i \\ \dot{\xi}_i &= -g_i \xi_i + |\varepsilon_i| \end{aligned} \quad (12b)$$

g_i 는 임의의 양의 상수이고, $|\cdot|$ 는 절대값을 의미하며, (12)의 $\text{sgn}(\cdot)$ 은 부호함수를 가르킨다. (12)의 제어입력을 (9)에 인가하면 페루프 오차시스템은 다음과 같이 유도된다.^[4]

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= \bar{A}_{iM} e_i + \bar{b}_{iPR} \phi_{i1}^T \eta_i - \bar{b}_{iPR} \text{sgn}(\varepsilon_i) \rho_i \xi_i + \bar{d}_i + \sum_{j=1}^N \bar{a}_{ij} y_j \\ \varepsilon_i &= \bar{c}_i^T e_i, \quad i=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $\bar{b}_{iPR} = b_i(s+g_i)$ 이고, (13)의 전달함수 $\bar{c}_i^T (sI - \bar{A}_{iM})^{-1} \bar{b}_{iPR}$ 은 spr하며, ϕ_{i1} 과 ϕ_{i2} 는 (11a)의 정의와 같다. 결국 (12)에서 (10)과는 다르게 새로운 항들이 추가된 이유는 (13)의 전달함수를 spr하게 만들기 위한 것임을 알 수 있다. 그리고 이 사실은 곧바로 이어질 안정 해석에서 중요한 점으로 부각된다.

IV. 안정 해석

상대차수에 따라 (11)과 (13)으로 주어지는 페루프 오차시스템을 편의상 하나의 통합된 형으로 나타내면 다음과 같다.

$$\dot{e}_i = \bar{A}_{iM} e_i + \bar{b}_{iPR} \phi_i^T \eta_i - \bar{b}_{iPR} \operatorname{sgn}(\varepsilon_i) \rho_i \xi_i + \bar{d}_i + \sum_{j=1}^N \bar{a}_{ij} y_j \quad (14a)$$

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_1 &= \dot{\theta}_1 = \Gamma_1 (-\sigma_{11} \theta_1 - \varepsilon_1 \eta_1) \\ \dot{\phi}_2 &= \dot{\rho}_1 = \gamma_1 (-\sigma_{12} \rho_1 + |\varepsilon_1| \xi_1) \\ \varepsilon_i &= \bar{c}_i^T e_i, \quad i=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (14b)$$

이때 \bar{b}_{iPR} , η_i 및 ξ_i 를 각각 \bar{b}_i , Ψ_i 및 $|\varepsilon_i|$ 로 대체하면 (14a)와 (14b)는 (11)과 (10.a)로 귀착된다.

전체 적응시스템(14a)와 (14b)의 안정성은 다음의 정리를 통해 보장된다. 우선정리에서 사용하기 위하여 Meyer-Kalman-Yakubovich(MKY) Lemma^[5]를 소개한다. (14)의 \bar{A}_{iM} 가 안정한 행렬이고 $\bar{c}_i^T (sI - \bar{A}_{iM})^{-1} \bar{b}_{iPR}$ 가 spr하면 임의의 spd 행렬 Q_i 에 대하여 아래 관계식을 만족하는 spd행렬 P_i 가 존재한다.

$$\bar{A}_{iM} P_i + P_i \bar{A}_{iM} = -Q_i, \quad P_i \bar{b}_{iPR} = \bar{c}_i \quad (15)$$

특별히 정리에서는 Q_i 를 $Q_i = N I_i + 2\delta_i I_i$, $\delta_i > 0$ 으로 선택하였다.

정리1: 전체 적응시스템(14a), (14b)의 신호들 $e_i(t)$, $\phi_1(t)$, $\phi_2(t)$, $i=1, 2, \dots, N$ 은 이들의 유한한 초기치 및 모든 t 에 대해 유한하다(globally uniformly bounded).

증명: Lyapunov 후보함수를 다음과 같이 선정하자.

$$\begin{aligned} V(e_i, \phi_{1i}, \phi_{2i}; i=1, 2, \dots, N) \\ = \sum_{i=1}^N \{ e_i^T P_i e_i + \phi_{1i}^T \Gamma_i^{-1} \phi_{1i} + \gamma_i^{-1} (\phi_{2i})^2 \} \end{aligned} \quad (16)$$

(16)식을 시간에 관하여 미분하고 (14a), (14b) 및 (15)식을 따라 평가하면 Lyapunov함수의 미분은 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \dot{V} = \sum_{i=1}^N [& -N e_i^T e_i - 2\delta_i e_i^T e_i - 2\rho_i |\varepsilon_i| \xi_i \\ & + 2\phi_{1i} |\varepsilon_i| \xi_i - 2\sigma_{11} \phi_{1i}^T (\phi_{1i} + \theta^*) \\ & - 2\sigma_{12} \phi_{2i} (\phi_{2i} + \rho_i^*) + 2 e_i^T P_i \bar{d}_i \\ & + 2 e_i^T P_i \sum_{j=1}^N \bar{a}_{ij} (\varepsilon_j + y_{jM})] \end{aligned} \quad (17)$$

(17)에 벡터 norm을 취하고 관련항을 묶어서 제공콜

로 나타내면 \dot{V} 은 다음과 같이 변형된다.

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq \sum_{i=1}^N [& -\{ \sum_{j=1}^N (\|e_i\| - \|P_i \bar{a}_{ij}\| |\varepsilon_j|)^2 \} \\ & + 2\rho_i^* |\varepsilon_i| \xi_i - 2\rho_i |\varepsilon_i| \xi_i + 2\phi_{12} |\varepsilon_i| \xi_i \\ & - \delta_i \|e_i\|^2 - \sigma_{11} \|\phi_{1i}\|^2 - \sigma_{12} |\phi_{2i}|^2 \\ & - \delta_i (\|e_i\| - \frac{\mu_i}{\delta_i})^2 + \frac{\mu_i^2}{\delta_i} \\ & - \sigma_{11} (\|\phi_{1i}\| - \|\theta^*\|)^2 + \sigma_{11} \|\theta^*\|^2 \\ & - \sigma_{12} (|\phi_{2i}| - |\rho_i^*|)^2 + \sigma_{12} |\rho_i^*|^2] \end{aligned} \quad (18)$$

여기서

$$\rho_i^* = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N \|P_j \bar{a}_{ij}\|^2 \quad (18a)$$

$$\mu_i = \sup_j \|P_i \bar{d}_i\| + \sum_{j=1}^N \|P_i \bar{a}_{ij}\| \sup_j |y_{jM}|$$

참고로 (18)의 유도과정에서는 다음의 관계식이 사용되었고

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \|P_i \bar{a}_{ij}\|^2 |\varepsilon_j|^2 = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \|P_j \bar{a}_{ji}\|^2 |\varepsilon_i|^2 \\ |\varepsilon_i| \leq \xi_i \end{aligned} \quad (18b)$$

(18a)의 μ_i 는 유한한 외생적 잡음 \bar{d}_i 와 기준모델의 출력 y_{jM} 을 포함하고 있으므로 어떤 유한한 값에 해당된다. 또한 (18a)에서 sup는 시간 t 에 관해 supremum을 취한 것이다. 다시 (18)식으로 돌아가 음의 제공항을 없애고, (11a)의 $\phi_2 = \rho_i - \rho_i^*$ 를 이용하여 관련항을 소거하면 \dot{V} 은 다음과 같이 간략화 된다.

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq \sum_{i=1}^N [& -\delta_i \|e_i\|^2 - \sigma_{11} \|\phi_{1i}\|^2 - \sigma_{12} |\phi_{2i}|^2 \\ & + \frac{\mu_i^2}{\delta_i} + \sigma_{11} \|\theta^*\|^2 + \sigma_{12} |\rho_i^*|^2] \end{aligned} \quad (19)$$

이제 (19)를 참조하여 잔여집합(residual set)을 다음과 같이 정의하자.

$$\begin{aligned} D = \bigcup_{i=1}^N D_i \\ D_i = \{ (e_i, \phi_{1i}, \phi_{2i}) \mid \delta_i \|e_i\|^2 + \sigma_{11} \|\phi_{1i}\|^2 + \sigma_{12} |\phi_{2i}|^2 \\ \leq \frac{\mu_i^2}{\delta_i} + \sigma_{11} \|\theta^*\|^2 + \sigma_{12} |\rho_i^*|^2 \} \end{aligned} \quad (20)$$

이러한 잔여집합 밖에서는 $\dot{V} < 0$, $V > 0$ 이므로 [5]의

정리 2.24에 의하여 $e_i(t)$, $\phi_1(t)$, $\phi_2(t)$, $i=1, 2, \dots, N$ 은 임의의 유한한 초기치 $e_i(0)$, $\phi_1(0)$, $\phi_2(0)$, $i=1, 2, \dots, N$ 및 모든 t 에 대한 유한하고, 어떤 유한한 시간 T 가 존재해서 T 시간 이후에는 신호들이 잔여집합 안에 머물게 된다. 참고로 잔여집합의 크기는 외란의 크기, 상호결합 정도, 설계변수 값, 기준모델 출력의 최대치에 의해 결정된다.

V. 시뮬레이션 결과

다음과 같이 2개의 부시스템이 상호연결된 불안정한 선형 연속시간 시스템을 생각하자.

$$\dot{x}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -4 & 0 \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} y_2 + \begin{bmatrix} 0.1 \sin 5t \\ 0.1 \cos 5t \end{bmatrix}$$

$$y_1 = [4 \quad 2]x_1, \quad y_1(0) = 1$$

$$\dot{x}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} x_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_2 + \begin{bmatrix} 0.2 \\ -0.2 \end{bmatrix} y_2 + \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix} y_1 + \begin{bmatrix} 0.1 \cos 5t \\ 0.1 \sin 5t \end{bmatrix}$$

$$y_2 = [2 \quad 0]x_2, \quad y_2(0) = -1$$

참고로 유리된 부시스템의 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$G_1(s) = \frac{2(s+2)}{s^2+4}, \quad G_2(s) = \frac{2}{s^2-2}$$

이에 대응하여 기준모델을 다음과 같이 정하였다.

$$G_{1M}(s) = \frac{(s+4)}{(s+2)^2}, \quad G_{2M}(s) = \frac{4}{(s+2)^2}$$

여기서 기준입력신호 $r_i(t)$, $i=1, 2$ 는 크기가 5이며 주기가 10초인 구형파(square wave)를 사용하였다.

이제 예제 플랜트에 대해 제안된 비집중 적응제어기를 적용한 컴퓨터 모사가 수행되었다. SVF (4)와 적응법칙 (10.a), (12.a)의 설계변수들을 아래와 같이 선정하고 보조신호 및 적응변수들의 초기치를 모두 0으로 하였을 때의 시뮬레이션 결과가 그림 1~4에 주어져 있다.

$$F_i = -4, \quad h_i = 1$$

$$\Gamma_i = I, \quad \gamma_i = 2, \quad \sigma_{i1} = \sigma_{i2} = 0.01$$

$$g_i = 4, \quad i = 1, 2$$

그림에서 보는바와 같이 각 부시스템의 출력은 해당 기준모델의 출력을 어느 일정한 오차범위를 가지고 잘 추종하고 있으며(그림 1, 2 참조), 조정변수들은 모든 t 에 대해 유한함을 알 수 있다.(그림 3, 4 참조).

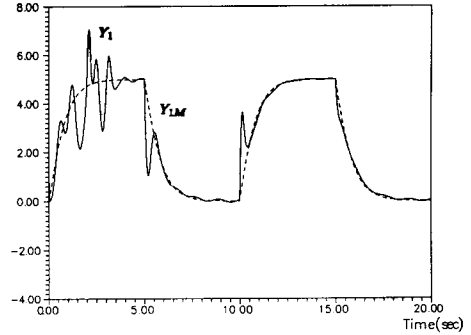


그림 1. 부시스템 1의 모델 추종 오차
Fig. 1. Model following error of subsystem 1.

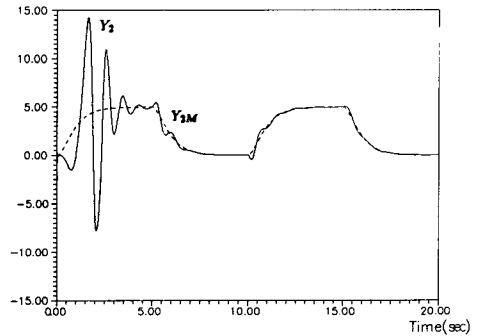


그림 2. 부시스템 2의 모델 추종 오차
Fig. 2. Model following error of subsystem 2.

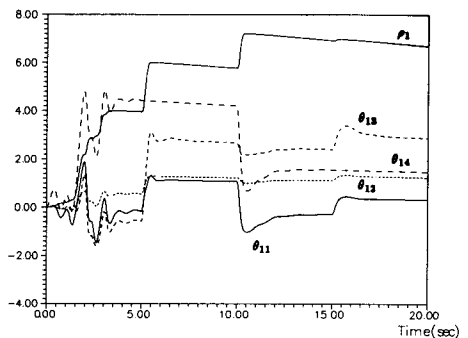


그림 3. 부시스템 1에 대한 조정변수들의 궤적
Fig. 3. Trajectories of adjustable parameters for subsystem 1.

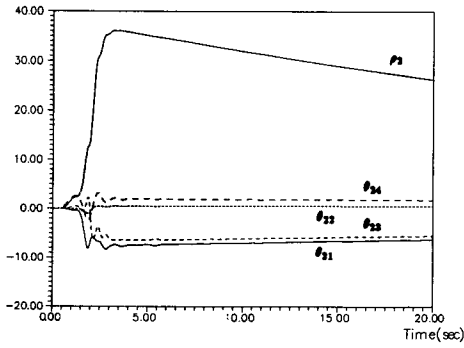


그림 4. 부시스템 2에 대한 조정변수들의 궤적
Fig. 4. Trajectories of adjustable parameters for subsystem 2

VI. 결 론

여러개의 불확실한 단입력 단출력 부시스템들로 구성되어 있고, 부시스템간의 상호간섭이 출력 채널을 통하여 이루어지는 상호연관 시스템에 대한 비집중 모델추종 적응제어기가 제시되었고, 전체 적응시스템의 내부신호인 추종오차, 조정변수 오차가 어떤 잔여집합 안으로 수렴함을 보였다. 본 제어기는 기본적으로 상호결합의 비안정적 영향을 제압하기 위한 극부 출력오차 되먹임(feedback) 항을 포함하고 있으며 특히 상대차수가 2인 경우는 전체 적응시스템의 전달함수가 spr 하도록 제어기가 보장된

다. 그리고 잔여집합의 크기는 외란의 영향 및 상호간섭 강도가 작을수록 작아진다.

관심을 끄는 후속과제로는 상대차수가 3이상인 경우로의 확장, 이산시간(discrete-time) 상호연관 시스템에 대한 비집중 적응 제어기의 설계를 들 수 있다.

参 考 文 献

- [1] A. Hmamed and L. Radouane, "Decentralized nonlinear adaptive feedback stabilization of large scale interconnected systems," *IEE Proc. Part D*, vol. 130, pp. 57-62, 1983.
- [2] P. A. Ioannou, "Decentralized adaptive control of interconnected systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 31, pp. 291-298, 1986.
- [3] D. T. Gavel and D. D. Siljak, "Decentralized adaptive control: structural conditions, for stability," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 34, pp. 413-426, 1989.
- [4] K. S. Narendra and L. S. Valavani, "Stable adaptive controller design-direct control," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 23, pp. 570-582, 1978.
- [5] K. S. Narendra and A. M. Annaswamy, *Stable Adaptive Systems*, Prentice-Hall, 1989.

著 者 紹 介



柳 鐘 (正會員)

1956年 3月 22日生. 1978年 2月 서울대학교 전자공학과(학사). 1980年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(석사). 1984年 8月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(박사). 1984年 10月~현재 충남대학교 전자공학과 부교수. 1989年 2月~1990年 2月 미시간 주립대학 전기공학과 방문연구원. 주관심분야는 제어 및 자동화, 로봇 공학/산업공정제어, 대규모 시스템/적응제어 등임.



金 柄 濱 (正會員)

1957年 8月 13日生. 1980年 2月 충남대학교 전자공학과(학사). 1986年 8月 충남대학교 대학원 전자공학과(석사). 1989年 2月~현재 충남대학교 대학원 박사과정. 1980年~현재 한국기계연구원 부설 해사기술연구소 근무. 주관심분야는 적응제어, 산업공정제어, 계측 및 제어시스템, 전력전자 등임.