

일련의 상호연결된 연속시간 시스템의
비집중 적용 모델 추종 제어 방식

김 병 연^o, 유 준
충남대학교 공과대학 전자공학과

A Decentralized Adaptive Model Following Control Scheme
for a Class of Interconnected Continuous Systems

Kim Byungyeun, Lyou Joon
Dept. of Electronics Engineering
Chungnam National University

Abstract

This paper presents a decentralized model reference adaptive control scheme for an interconnected continuous linear system composed of a number of single-input single-output subsystems in which outgoing interactions pass through the measurement channel and are subject to bounded external disturbance. The scheme can treat the unknown strength of interactions as well as the uncertainty of subsystems.

1. 서론

다수의 부시스템(subsystem)들이 상호연결되어 있고, 시스템 파라미터(parameter)가 불확실한 복합(composite) 시스템을 다루기 위하여, 각 부시스템에 국부적으로(locally) 취득가능한 정보만을 사용하여 독자적으로 제어를 구성하는 비집중 적용제어 방식이 제안되어 왔다.

그동안의 비집중 적용제어에 대한 연구는 먼저 각 부시스템을 독립적으로 보고 불확실한 각 부시스템의 제어를 위하여 기존의 적용기법을 적용한 뒤, 각각의 독립적인 페루프시스템의 안정성이 깨지지 않도록 상호간섭의 허용범위를 규정하는 충분조건이 제시되었다[1-3]. 한편 [4]에서는 상호간섭 작용이 부시스템의 입력채널로 들어오는 부류의 복합시스템에 대해 고이득(high gain) 비집중 적용제어기를 구성하여 임의의 상호결합 강도에도 불구하고 각 부시스템의 안정도를 증가시켜 나감으로써 이들의 영향을 제압하고 전체 시스템의 안정을 도모할 수 있음을 보였다.

본 논문에서는 여러개의 불확실한(시스템 파라미터 값을 모르고, 유한한 크기의 외란이 존재하) 단입력 단출력 부시스템들로 구성되어 있고, 부시스템들 간의 상호간섭 현상이 출력채널을 통하여 이루어지는 선형 시불변 연속시간 복합시스템이 원하는 특성을 가진 기준모델을 추종하는 문제가 다루어졌다. [2, 4]의 σ -수정(modification) Lyapunov 설계법에 입각하여 국부 제어입력을 구하는 방법이 제시되었고, 전체 페루프시스템 내의 추종오차, 조정변수

오차가 어떤 잔여집합(residual set) 내로 수렴함을 보였다. 본 방식은 전체 적용시스템의 안정을 위한 충분조건을 필요치 않고, 국부 출력오차 궤환 이득을 자동적으로 잘 조정하여 상호간섭의 비안정적 영향을 제압한다.

2. 문제 기술

다음과 같이 N개의 부시스템이 상호연결된 연속시간 시스템을 생각하자.

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

여기서 $x_i \in R^{n_i}$, $u_i \in R^1$, $y_i \in R^1$, $d_i \in R^{n_i}$ 는 각각 i번째 부시스템의 상태벡터, 제어입력, 출력, 유한한 외란 벡터를 나타내고, A_i , A_{ij} , b_i , c_i 는 적절한 차원의 행렬 또는 벡터로서 A_{ij} 는 i번째와 j번째 부시스템들 사이의 상호연결 형태를 나타낸다. 상호간섭과 외란이 없는 i번째 부시스템의 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{y_i(s)}{u_i(s)} = \frac{g_i \beta_i(s)}{a_i(s)} \quad (2)$$

여기서 $a_i(s)$ 와 $\beta_i(s)$ 는 각각 차수가 n_i , m_i 인 s의 다항식이고, g_i 는 정상상태 이득이다.

시스템 (1)에 다음과 같은 가정을 한다.

- i) u_i 와 y_i 는 i번째 부시스템에서만 측정가능하다.
- ii) 차원변수 n_i 와 m_i 는 정확히 알려져 있으며,

상대차수 $n_i^* \triangleq n_i - m_i$ 는 1이다.

iii) A_i , b_i , c_i , A_{ij} 의 element값들은 알려져 있지 않다.

iv) (A_i, b_i) 는 가제어하고(controllable)

(c_i^T, A_i) 는 가관측하다(observable).

v) 상호간섭은 출력채널을 통해서만 이루어진다.

즉, $A_{ij} = a_{ij} c_j^T$.

vi) $\beta_i(s)$ 는 안정한(Hurwitz) 다항식이다. 즉 각 부시스템은 minimum phase성질을 가지고 있다.

vii) g_i 의 부호는 알려져 있다고 하고, 편의상 g_i 의 부호를 양이라 하자.

제어대상인 위의 복합 시스템에 대응하여 원하는 특성을 지닌 기준 모델 (Reference Model)의 전달함수를 다음과 같이 선택하자.

$$\frac{y_{iM}(s)}{r_i(s)} = \frac{g_{iM} \beta_{iM}(s)}{a_{iM}(s)}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

여기서 $a_{iM}(s)$ 과 $\beta_{iM}(s)$ 은 각각 차수가 n_i , (n_i-1) 차인 안정한 다항식이고, 양의 상수 g_{iM} 은 정상상태 이득이며, 상호 연관이 없는 N 개의 전달함수 (3)은 SPR(Strictly Positive Real)하게 선정되어야 한다.

이제 문제는 앞에 기술된 가정과 조건아래서 복합시스템 (1)이 기준모델 (3)을 어떤 유한한 (가능하면 작은) 오차범위를 가지고 추종하도록 비집중 제어입력을 결정하는 일이다. 이를 위하여 비집중 모델추종 적응제어기의 설계방법을 제시하고, 제어를 포함한 전체 폐루프 시스템이 안정함을 보이기로 한다.

3. 비집중 제어기 설계

각 부시스템에서의 상태벡터는 측정 가능하지 않으므로, 다음의 상태변수 필터(SVF : State Variable Filter)를 통해서 발생된 보조신호들을 대신 사용한다.

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

여기서 v_i, w_i 는 (n_i-1) 차원의 보조신호벡터이고, (F_i, h_i) 는 가제어 정규형이며, F_i 는 안정한 행렬로 선택된다. (4)식을 (1)식에 병합하여 다시 쓰면, 시스템 (1)에 관해 다음과 같은 비최소차식(Nonminimal Representation)을 얻을 수 있다.

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

$$y_i = [c_i^T \quad 0^T \quad 0^T] \begin{bmatrix} x_i \\ v_i \\ w_i \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (5)$$

즉,

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_i &= \bar{A}_i \bar{x}_i + \bar{b}_i u_i + \sum_{j=1}^N \bar{a}_{ij} y_j + \bar{d}_i \\ y_i &= \bar{c}_i^T \bar{x}_i, \quad i = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \quad (6)$$

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

$$\bar{A}_{iM} = \begin{bmatrix} A_i + b_i \theta_{i1}^* c_i^T & b_i \theta_{i2}^* & b_i \theta_{i3}^* \\ h_i c_i^T & F_i & 0 \\ h_i \theta_{i1}^* c_i^T & h_i \theta_{i2}^* & F_i + h_i \theta_{i3}^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

\bar{A}_{iM} 을 도입하여 (6)식은 다음과 같이 변형된다.

$$\dot{\bar{x}}_i = \bar{A}_{iM} \bar{x}_i + \bar{b}_i u_i - \bar{b}_i \theta_i^{*T} \bar{v}_i + \bar{d}_i + \sum_{j=1}^N \bar{a}_{ij} y_j \quad (8)$$

$$y_i = \bar{c}_i^T \bar{x}_i, \quad i = 1, 2, \dots, N.$$

여기서 $\theta_i^* = [\theta_{i1}^* \quad \theta_{i2}^* \quad \theta_{i3}^*]^T$, $\bar{v}_i = [v_i \quad w_i]^T$ 이다. 참고로 기준모델의 전달함수 (3)은 다음과 같은 비최소차식으로 표현될 수 있다.

$$\bar{x}_{iM} = \bar{A}_{iM} \bar{x}_{iM} + \bar{b}_i \theta_{i4} r_i \quad (9)$$

$$y_{iM} = \bar{c}_i^T \bar{x}_{iM}, \quad i = 1, 2, \dots, N.$$

아울러 최소화 표현식 (9)가 주어진 기준모델의 전달함수

(3)으로 축소 되도록 하는 θ_{i1}^* 와 θ_{i4}^* 는 항상 존재한다[5].

상태오차와 출력오차를 $e_i = \bar{x}_i - \bar{x}_{iM}$, $\varepsilon_i = y_i - y_{iM}$ 라 하면 상태오차방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= \bar{A}_{iM} e_i + \bar{b}_i u_i + \bar{b}_i \theta_i^{*T} \bar{v}_i + \bar{d}_i + \sum_{j=1}^N \bar{a}_{ij} y_j \\ \varepsilon_i &= \bar{c}_i^T e_i, \quad i = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $\theta_i^* = [\theta_{i1}^* \quad \theta_{i4}^*]^T$, $\bar{v}_i = [\bar{v}_i \quad r_i]^T$ 이다. 이제 각 부시스템의 상태오차 e_i 를 계속 어떤 유한한 (가능하면 작은) 범위내로 유지시키기 위하여, σ -수정 Lyapunov 설계법[2.4]에 입각한 비집중 적응제어기를 다음과 같이 제안한다..

$$u_i = \theta_i^T(t) \bar{v}_i - \rho_i(t) \varepsilon_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (11)$$

여기서 $\theta_i(t)$ 와 $\rho_i(t)$ 는 θ_i^* 와 추후에 주어질 ρ_i^* 의 추정치로서 다음과 같은 적응법칙에 의해 구해진다.

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_i &= \Gamma_i (-\sigma_{i1} \theta_i - \varepsilon_i \bar{v}_i) \\ \dot{\rho}_i &= \gamma_i (-\sigma_{i2} \rho_i + \varepsilon_i^2) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 σ_{i1} , σ_{i2} 는 임의의 양의 실수이며 $\Gamma_i = \Gamma_i^T > 0$, $\gamma_i > 0$ 은 적응이득인 설계변수들이다. 참고로 제어법칙의 두번째 부분 $(-\rho_i(t) \varepsilon_i)$ 는 다른 부시스템들로부터 i 번째 시스템에 들어오는 간섭작용을 무력화시키기 위한 목적으로 도입되었다. 즉 i 번째 부시스템의 독자적인 안정성을 향상시키게 된다.

4. 안정 해석

(11)의 제어입력과 (12)의 적용법칙을 (10)식에 인가하여 형성되는 페루프 시스템은 다음과 같다.

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

여기서 $\phi_{i1}(t) = \theta_i(t) - \theta_i^*$

$$\dot{\phi}_{i1} = \dot{\theta}_i = \Gamma_i (-\sigma_{i1} \theta_i - \epsilon_i \bar{\tau}_i) \quad (13.a)$$

$$\begin{aligned} \phi_{i2}(t) &= \rho_i(t) - \rho_i^* \\ \dot{\phi}_{i2} &= \dot{\rho}_i = \gamma_i (-\sigma_{i2} \rho_i + \epsilon_i) \end{aligned} \quad (13.b)$$

식(13)로 주어지는 전체 페루프 시스템의 안정성은 다음 정리에 의해서 보장된다. 우선 정리에서 사용하기 위하여 MKY lemma[6]를 소개한다. (7)의 \bar{A}_{iM} 이 안정한 행렬이고 $\bar{c}_i^T (sI - \bar{A}_{iM})^{-1} \bar{b}_i$ 가 SPR이면 임의의 SPD(Symmetric Positive Definite)행렬 Q_i 에 대하여

$$A_{iM}^T P_i + P_i A_{iM} = -Q_i, \quad P_i \bar{b}_i = \bar{c}_i \quad (14)$$

를 만족하는 유일한 SPD행렬 P_i 가 존재한다. 특별히 정리에서는 $Q_i = NI_i + 2\delta_i I_i$, $\delta_i > 0$ 로 선택하였다.

정리 1

전체 적용시스템의 신호들($e_i, \phi_{i1}, \phi_{i2}$; $i=1, 2, \dots, N$)은 임의의 유한한 초기치 및 t 에 대해 유한(globally uniformly bounded)하다. 더욱이 다음과 같이 정의되는 잔여집합(residual set)밖에 있는 신호들은 잔여 집합 안으로 수렴하게 된다.

$$\begin{aligned} \mathcal{D} &= \bigcup_{i=1}^N \mathcal{D}_i \\ \mathcal{D}_i &= \{ (e_i, \phi_{i1}, \phi_{i2}) \mid \delta_i \| e_i \|^2 + \sigma_{i1} \| \phi_{i1} \|^2 + \sigma_{i2} \| \phi_{i2} \|^2 \\ &\leq \frac{\mu_i^2}{\delta_i} + \sigma_{i1} \| \theta_i^* \|^2 + \sigma_{i2} \| \rho_i^* \|^2 \} \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 μ_i 는 유한한 양의 실수이며 추후에 증명과정에서 정의된다(18.b). 참고로 잔여집합의 크기는 외한, 상호연관, 설계변수, 다른 부시스템의 기준모델의 출력에 의해 결정된다.

(증명) Lyapunov 후보함수를 다음과 같이 선정하자.

$$\begin{aligned} V &(e_i, \phi_{i1}, \phi_{i2} ; i = 1, 2, \dots, N) \\ &= \sum_{i=1}^N \{ e_i^T P_i e_i + \phi_{i1}^T \Gamma_i^{-1} \phi_{i1} + \gamma_i^{-1} \phi_{i2}^2 \} \end{aligned} \quad (16)$$

(16)식을 시간에 따라 미분하고 (13), (14)식을 따라 평가한 뒤 $y_i = e_i + y_{iM}$, $\theta_i = \phi_{i1} + \theta_i^*$, $\rho_i = \phi_{i2} + \rho_i^*$ 의 관계식을 대입하고 벡터 norm과 행렬 norm의 성질을 이용하여 정리해보면 Lyapunov 함수의 미분치는 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \sum_{i=1}^N \{ - \left(\sum_{j=1}^N (\| e_i \| - \| P_i \bar{a}_{ij} \| \epsilon_j)^2 \right) \\ &\quad + \left\{ \sum_{j=1}^N \| P_i \bar{a}_{ij} \|^2 \epsilon_j^2 \right\} - 2\rho_i \epsilon_i^2 + 2\phi_{i2} \epsilon_i^2 \\ &\quad - 2\delta_i \| e_i \|^2 + 2 \| e_i \| \| P_i \| \| \bar{d}_i \| \\ &\quad + 2 \| e_i \| \left\{ \sum_{j=1}^N \| P_i \bar{a}_{ij} \| \sup_t | y_{jM} | \right\} \\ &\quad - \sigma_{i1} \| \phi_{i1} \|^2 - \sigma_{i2} \| \phi_{i2} \|^2 - \sigma_{i1} (\| \phi_{i1} \| - \| \theta_i^* \|^2) \\ &\quad - \sigma_{i2} (\| \phi_{i2} \| - \| \rho_i^* \|^2) + \sigma_{i1} \| \theta_i^* \|^2 + \sigma_{i2} \| \rho_i^* \|^2 \} \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 불필요한 음의 완전제곱항을 없애고

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

$$\mu_i = \| P_i \| \| \bar{d}_i \| + \sum_{j=1}^N \| P_i \bar{a}_{ij} \| \sup_t | y_{jM} | \quad (18.b)$$

을 이용하면 다음과 같은 식으로 간략화 된다. 여기서 μ_i 는 가정에 의하여 유한한 외생적 외란을 취급하고 기준모델의 출력이 유한하도록 선정하였으므로 어떤 유한한 값에 해당된다. (18.b)식에서 \sup_t 는 t 에 관해 supremum을 취한 것이다

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \sum_{i=1}^N \{ 2\rho_i^* \epsilon_i^2 - 2\rho_i \epsilon_i^2 + 2\phi_{i2} \epsilon_i^2 \\ &\quad - \delta_i \| e_i \|^2 - \delta_i (\| e_i \| - \frac{\mu_i}{\delta_i})^2 + \frac{\mu_i^2}{\delta_i} \\ &\quad - \sigma_{i1} \| \phi_{i1} \|^2 - \sigma_{i2} \| \phi_{i2} \|^2 \\ &\quad + \sigma_{i1} \| \theta_i^* \|^2 - \sigma_{i2} \| \rho_i^* \|^2 \} \end{aligned} \quad (19)$$

다시 $\phi_{i2} = \rho_i - \rho_i^*$ 를 이용하여 (19)의 오른쪽 첫번째 3개 항을 소거하고 불필요한 음의 완전제곱항을 없애면 V 에 대한 최종식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \sum_{i=1}^N \{ - \delta_i \| e_i \|^2 - \sigma_{i1} \| \phi_{i1} \|^2 - \sigma_{i2} \| \phi_{i2} \|^2 \\ &\quad + \frac{\mu_i^2}{\delta_i} + \sigma_{i1} \| \theta_i^* \|^2 + \sigma_{i2} \| \rho_i^* \|^2 \} \end{aligned} \quad (20)$$

잔여집합을 (15)식과 같이 정의 하였고, 이상의 결과로부터 잔여집합 밖에서는 $\dot{V} < 0$, $V > 0$ 이므로 [6]의 정리 2.24에 의하여 $e_i(t)$, $\phi_{i1}(t)$, $\phi_{i2}(t)$, $i=1, 2, \dots, N$ 은 이들의

유한한 임의의 초기치에 대해 균일유한하고(globally uniformly bounded), 또한 잔여집합 밖에 있는 신호들은 잔여집합 안으로 수렴하게 된다.

5. 시뮬레이션 결과

다음과 같이 2개의 부시스템이 상호 연결된 불안정한 선형 연속시간 시스템을 생각하자.

$$\dot{x}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} 0.2 \\ -0.2\sin 5t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.8 \\ -0.8 \end{bmatrix} y_1 + \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix} y_2$$

$$x_1(0) = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$$

$$y_1 = [2 \ 1] x_1$$

$$\dot{x}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix} x_2 + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} u_2 + \begin{bmatrix} 0.2\sin 5t \\ -0.2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} y_1 + \begin{bmatrix} -0.8 \\ 0.8 \end{bmatrix} y_2$$

$$x_2(0) = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$y_2 = [1 \ 1] x_2$$

이 시스템은 2장에 기술된 모든 가정을 만족하고 있다.

이에 대응하는 기준 모델과 기준 입력 신호는 다음과 같이 정하였다.

$$\dot{x}_{iM} = \begin{bmatrix} -4 & -8 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} x_{iM} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_i$$

$$x_{iM}(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$y_{iM} = [4 \ 4] x_{iM}, \quad i = 1, 2.$$

$$r_1(t) = \text{step input of height 10}$$

$$r_2(t) = 10\cos(t)$$

이제 예제시스템에 대해 제안된 비집중적응제어기를 적용한 컴퓨터 모사가 수행되었다. 상태변수필터 (4)와 적응법칙 (12)의 설계 변수들을 아래와 같이 선정하고 보조신호 및 조정변수들의 초기치를 모두 0으로 하였을 때의 시뮬레이션 결과가 그림 1 ~ 5 에 주어져있다.

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

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

$$i = 1, 2$$

그림에서 보는 바와 같이 각 부시스템의 출력은 해당 기준 모델의 출력을 어느 일정한 오차 범위를 가지고 잘 추종하고 있으며(그림 1, 2), 조정변수들은 모든 t에 대해 유한함을 알 수 있다(그림 3 ~ 5 참조).

6. 결론

여러개의 불확실한 단입력 단출력 부시스템들로 구성되어 있고, 부시스템간의 상호간섭이 출력채널을 통하여 작용하는 복합시스템에 대해 비집중 기준모델 추종 적응제어기를

설계하는 방법이 제시 되었고, 전체 적응시스템 내부의 모든 신호들이 유한하게 됨을 보였다. 본 방식은 기존의 σ -수정 Lyapunov 설계법[4]을 확장한 것으로, 상호결합의 비안정적 영향을 제압하기 위한 극부 출력오차 궤환항을 포함하고 있다.

본 연구와 관련하여 곧바로 관심을 끄는 후속 과제로는, 2장에 설정된 가정중 상대차수를 일반화 하는 것과 정상상태 이득의 부호에 관한 사전지식을 제거하는 방향이 될 것이다.

참고 문헌

- [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. Auto. Contr., vol. 31, pp. 291-298, Apr. 1986.
- [3] J. Lyou and Z. Bien, "Decentralized Adaptive Stabilization of a Class of Large Scale Interconnected Discrete Systems", ASME Jour. of DSMC, vol. 107, pp. 106-109, 1985.
- [4] D. T. Gavel and D. D. Siljak, "Decentralized Adaptive Control : Structural Conditions for Stability", IEEE Trans. Auto. Contr. vol. 34, pp. 413-426, Apr. 1989.
- [5] K. S. Narendra and L. S. Valavani, "Stable Adaptive Controller Design-Direct Control", IEEE Trans. Auto. Contr., vol. 23, pp. 570-582, Aug. 1978.
- [6] K. S. Narendra and A. M. Annaswamy, Stable Adaptive Systems, New Jersey : Prentice-Hall, 1989.

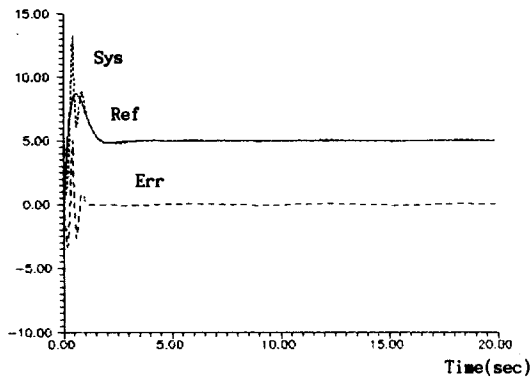


그림 1. 부시스템 1의 추종오차

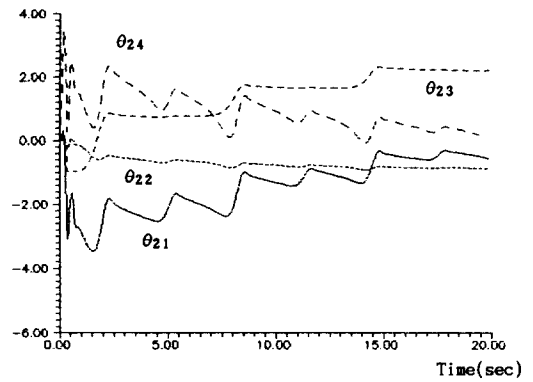


그림 4. 부시스템 2에 대한 조정변수들의 궤적

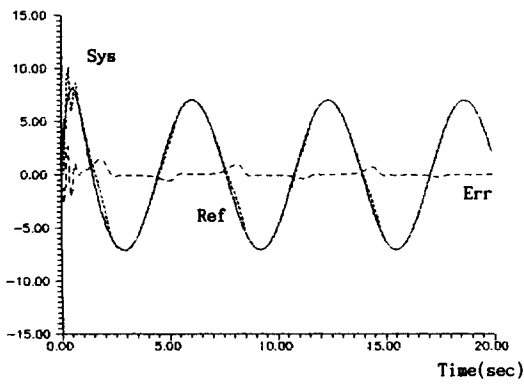


그림 2. 부시스템 2의 추종오차

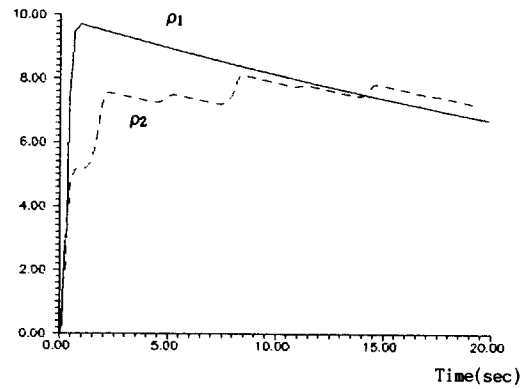


그림 5. 출력오차 변환 이득의 궤적

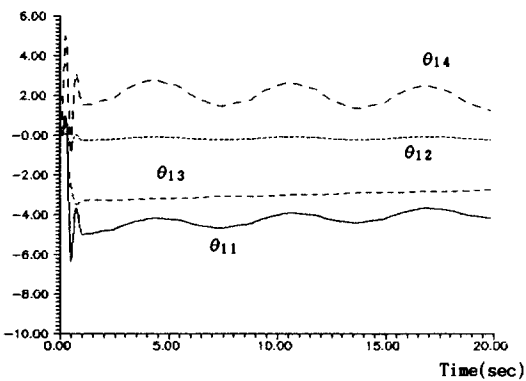


그림 3. 부시스템 1에 대한 조정변수들의 궤적