論文 89-26-9-4

새로운 σ-變形 알고리듬을 사용한 強靭한 基準모델 適應制御

(A Robust Model Reference Adaptive Control with a Modified σ-modification Algorithm)

李 鎬 振,* 鄭 鍾 大,* 崔 桂 根*

(Ho Jin Lee, Jong Dae Chung, and Keh Kun Choi)

要　約

時連續 線形 時不變 單一 入出力 工程의 非모델化 動特性이 singular perturbation 형태로 표시될 수 있을 때, 이러한 工程에 대해 相對次數가 1인 縮次모델을 사용하는 基準모델 適應制御에 적용가능한 새로운 適應알고리듬을 제안하고, 이러한 適應制御에 대한 追從誤差의 局部的 限定性을 보였다. 이 알고리듬은 기존의 σ-變形 알고리듬에 오프셋항을 추가하고 이에 대한 適應構造를 추가한 것으로, 寄生現象이 없는 工程에 대해서는 追從誤差를 0으로 收斂시키는 특성을 가지므로 強靭한 基準모델 適應制御를 위해 사용될 수 있다.

Abstract

This paper proposes a new adaptation algorithm with which a model reference adaptive control can give a local boundedness of the tracking error applied to a continuous-time linear time-invariant single-input single-output plant whose reduced-order model is of relative degree 1 and whose unmodeled dynamics may be represented in a singular perturbation form. With the addition of an offset term and an extra adaptation structure, this algorithm is shown to have a robustness property in the sense that this gives zero residual tracking errors when the unmodeled dynamics are disappeared.

I. 序　論

1980년 초반 非모델化 動特性(unmodeled dynamics)이 있는 工程의 縮次(reduced-order)모델에 대한 適應制御의 不安定性에 대한 연구 결과가 나온 이후부터 適應制御의 強靭性(robustness)에 대한 연구가 활발해졌다.[1][2][3] 이러한 결과들은 非모델化 動特性을 制御시스템에 포함시켜 適應制御 시스템의 不安定性을 해석하였으며, 또한 安定度를 유지하기 위한 여러가지 방법들이 제안되었다. 이 결과들은 非모델化 動特性을 周波數領域에서의 傳達函數 자체의 不確實性(uncertainty)으로 표시하거나, 주어지는 傳達函數에서의 계수의 不確實性으로 표시하였다. 또한 1950년대부터 古典 制御理論에서 다루어져 온 싱귤

*正會員, 서울大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Seoul Nat'l Univ.)
接受日字：1988年 10月 22日

러 퍼터베이션(singular perturbation) 모델을 사용하여 工程의 不確實性을 표시하고 이에 대해 縮次의 適應制御를 적용한 연구결과도 나오게 되었다.[4][5][8] 본 논문에서도 이러한 형태의 非모델化 動特性을 갖는 工程의 基準모델 適應制御에 대해서 고찰하고자 한다. 먼저 Ioannou[6]가 예로 사용한 다음과 같은 時連續 時不變 線形 單一 入出力 2차의 工程에 대한 縮次의 適應制御를 생각해본다.

$$\dot{y}_P(t) = a_P y_P(t) + 2\eta(t) + u(t) \tag{1}$$

$$\mu\dot{\eta}(t) = -\eta(t) - \mu\dot{u}(t). \tag{2}$$

여기서 常數 파라미터 a_P는 모른다고 가정하고 μ는 모르지만 충분히 작다고 가정한다. 이 工程이 追從하여야 할 基準모델은

$$\dot{y}_m(t) = -a_m y_m(t) + r(t), \quad a_m > 0 \tag{3}$$

으로 $r(t)$는 基準入力으로 均一하게 限定된(uniformly bounded)函數이다. 工程의 모델과 실제 工程간의 불일치는 싱귤러 퍼터베이션 파라미터 μ에 의해 표시되는 寄生現象(parasitics)에 의한 것으로 간주한다. 이러한 工程에 대해서 寄生現象이 없는 경우의 適應制御를 사용하여 基準모델을 追從시키고자 한다. 이 工程의 制御入力을 다음과 같이 사용하고

$$u(t) = -k(t) y_P(t) + r(t) \tag{4}$$

適應法則으로

$$\dot{k}(t) = \gamma e(t) y_P(t), \quad \gamma > 0 \tag{5}$$

사용하면 레귤레이션(regulation)문제에 있어서는 비록 局部的(local)이긴하나 이러한 기존의 適應制御로도 $e(t)$가 限定(bounded)되고 $t \to \infty$ 임에 따라 $e(t)$가 0으로 收斂함이 Ioannou[6]에 의해 알려졌다. 그러나 追從(tracking)문제에 있어서는 위와 같이 寄生現象을 갖는 適應制御 시스템에서는 일반적으로 $e(t)$가 0으로 收斂하지 않는다. 따라서 限定性(boundedness)를 갖도록 보장하기 위해 Ioannou는 $k(t)$의 推定에 漏泄(leakage) 파라미터를 사용하여 시스템의 安定性에 더 역점을 두는 방법을 사용하였다. 그는 설계 파라미터로 σ를 사용하여 다음과 같은 σ-變形(σ-modification)適應法則을 제안하였다.

$$\dot{k}(t) = -\sigma k(t) + \gamma e(t) y_P(t), \quad \gamma > 0. \tag{6}$$

이 방법으로는, 寄生現象이 없는 경우에는(즉 $\mu=0$인 경우) $\sigma^{1/2}$程度(order) 크기의 追從誤差가 발생하게 되어 寄生現象이 없는 경우라도 적용할 수 있는 強靭한 適應 制御器가 되기에는 문제가 있다. 그래서 Ioannou[7]는 이러한 追從誤差를 0으로 만들기 위해서 다음과 같은 수정된 適應法則을 제안하였다.

$$\dot{k}(t) = -\sigma k(t) + \gamma e(t) y_P(t),$$
$$\sigma = \begin{cases} \sigma_0 & \text{if } |k| \geq k_0 \\ 0 & \text{if } |k| < k_0. \end{cases} \tag{7}$$

여기서 σ_0와 k_0는 陽의 값을 갖는 설계 파라미터로 다음의 조건을 만족하면 寄生現象이 없는 경우에 追從誤差가 0으로 收斂함을 보였다.

$$c_1\mu^{-a} > k_0 \geq |k^*|, \quad a < 1/2, \quad c_1 > 0. \tag{8}$$

그런데 이 (8)식에서 보듯이 설계 파라미터 k_0를 설정하기 위해서는 원하는 制御 파라미터 k^*의 절대치의 上限이 필요함을 알 수 있다. 또한 일반적인 單一 入出力 시스템인 경우에는 k^*의 노옴(norm)의 上限値가 필요하고 또한 매번 k의 노옴을 계산하여야 한다. 그리고 k_0가 σ의 유무를 결정하게 되므로 시스템의 安定度가 선택된 k_0에 크게 영향을 받게 된다. 본 논문에서는 이처럼 매번 $|k|$를 계산해야 하는 σ-스위칭 방법을 사용하지 않고, k^*의 노옴 上限値를 σ의 上限値를 결정하는데 사용하여, $\mu=0$인 경우에서 追從誤差를 0으로 만들 수 있는 새로운 適應法則을 제안한다. 이 새로운 適應法則을 소개하기 전에 다음과 같이 오프셋 常數를 사용하여 $\mu=0$인 경우의 追從誤差를 감소시키는 適應法則에 대해 고찰하여 본다.

Ⅱ. 오프셋 常數 k_1을 사용한 適應法則

다음과 같이 오프셋(offset) 常數 k_1을 사용하는 適應法則을 제안한다.

$$\dot{k}(t) = -\sigma(k(t) - k_1) + \gamma e(t) y_P(t). \tag{9}$$

여기서 $|k_1| < |k^*|$, $k^* = a_m + a_P$이다. 이 때의 誤差 狀態方程式은 다음과 같이 된다.

$$\dot{e}(t) = -a_m e(t) - (k(t) - k^*) y_P(t) + 2\eta \tag{10}$$

$$\begin{aligned}\mu\dot{\eta}(t) = -\eta(t) + \mu[\gamma e(t) y_P(t)^2 - \\ \{k(t)^2 - (a_P - \sigma) k(t) - \sigma k_1\} y_P(t) \\ + 2k(t)\eta(t) + k(t) r(t) - \dot{r}(t)].\end{aligned} \tag{11}$$

여기서 追從誤差는 $e(t) \triangleq y_P(t) - y_m(t)$이고 원하는 궤환 이득은 k^*이다.

<u>定理 1</u>

基準入力 $r(t)$와 $\dot{r}(t)$의 절대치의 크기가 限定될때 모든 $\mu \in (0, \mu^*]$에 대해서 시스템 (9)~(11)의 解가 $t=0$에서 吸引領域

$$D(\mu)=\{e,k,k_1: |e|+|k|<\delta_1\mu^{-a}, \quad |\eta|<\delta_2\mu^{-a-1/2}\} \tag{12}$$

로부터 출발하여 有限한(finite) 시각 $t=t_1$에서 殘留領域

$$R(\mu)=\{e,k,k_1: \frac{a_m}{4}|e|^2+\frac{|\eta|^2}{8}+\frac{\sigma}{2r}(1+\frac{k_1}{k^*})|k-k^*|^2<\delta_3[\frac{\sigma k^*(k^*-k_1)}{2r}+\mu^2(1+\frac{4}{a_m})|\sigma k_1y_m+2k^*y_m-r|^2]\} \tag{13}$$

로 들어가서 계속 머물도록 하는 陽數들 $\mu^*, \sigma, a<1/2$ δ_1, δ_2, t_1, 그리고 $\delta_3\geqq1$가 존재한다. 이때 $|k_1|<|k^*|$에 대해, σ는 어떤 陽數 c_0에 대해 다음을 만족하여야 한다.

$$\sigma\geqq c_0\mu^{2(1-a)}. \tag{14}$$

(證明) 類似 Lyapunov 函數로 다음과 같은 函數를 생각한다.

$$V(e,k,\eta)=\frac{e^2}{2}+\frac{(k-k_1)^2}{2r}+\frac{\mu}{2}(\eta+2e)^2 \tag{15}$$

각 $\mu>0, v_o>0, a>0$에 대해서 다음의 관계는 3차원에서의 하나의 閉曲面 $M(\mu,a,v_o)$을 이루는데,

$$V(e,\eta,k)=v_o\mu^{-2a} \tag{16}$$

이 $M(\mu,a,v_o)$내에서는 다음과 같은 陽數 ρ_1, ρ_2, 그리고 ρ_3가 존재한다.

$$|e|<\rho_1\mu^{-a}, \quad |k|<\rho_2\mu^{-a}, \quad |\eta|<\rho_3^3\mu^{-a-1/2} \tag{17}$$

그러면 $M(\mu,a,v_o)$내에서 (9)~(11)식의 軌跡(trajectory)을 따라서 구하는 $\dot{V}$가 어떤 陽數 β_1, β_2, 그리고 β_3에 대해

$$\begin{aligned}\dot{V}(e,\eta,k)<&-\frac{a_m}{4}e^2-\frac{1}{8}\eta^2-\frac{\sigma}{2r}(1+\frac{k_1}{k^*})(k-k^*)^2\\&-e^2[\frac{a_m}{4}-\mu^{1-2a}\beta_1-\mu^{2-4a}\beta_2]\\&-\eta^2(\frac{1}{8}-4\mu-2\mu^{1-a}\rho_2)\\&-k^2[\frac{\sigma}{2r}(1-\frac{k_1}{k^*})+2\mu^{-2a}\rho_1-\mu^{2(1-a)}\beta_3]\\&+\mu^2(1+\frac{4}{a_m})(\sigma k_1y_m+2k^*y_m-\dot{r})^2+\frac{\sigma}{2r}k^*(k^*-k_1)\end{aligned} \tag{18}$$

로 된다. 여기서 $|k_1|<|k^*|$이라면 $1-k_1/k^*>0$이고, $a<1/2$일 때 모든 $\mu\in(0,\mu^*]$에 대해서 다음을 만족하는 $0<\mu^*\ll1$인 μ^*가 존재한다.

$$\frac{a_m}{4}\geqq\mu^{1-2a}(\beta_1+\mu^{1-2a}\beta_2), \quad \frac{1}{8}\geqq4\mu+2\mu^{1-a}\rho_2. \tag{19}$$

따라서 σ를

$$\sigma\geqq c_o\mu^{2(1-a)}, \quad c_o=2r\beta_3(\frac{k^*}{k^*-k_1}) \tag{20}$$

로 설정하면, 모든 $\mu\in(0,\mu^*]$에 대해서 $M(\mu,a,v_o)$ 내부에서는

$$\begin{aligned}\dot{V}(e,\eta,k)<&-\frac{a_m}{4}e^2-\frac{1}{8}\eta^2-\frac{\sigma}{2r}(1+\frac{k_1}{k^*})(k-k^*)^2\\&+\mu^2(1+\frac{4}{a_m})(\sigma k_1y_m+2k^*y_m-\dot{r})^2+\frac{\sigma}{2r}k^*(k^*-k_1)\end{aligned} \tag{21}$$

가 成立한다. $r(t)$와 $\dot{r}(t)$가 均一하게 限定되고 $|k_1|$이 限定이므로 $\delta_3=\delta_3^*$에서의 領域 $R(\mu)$가 $M(\mu,a,v_o)$내에 있도록 하는 δ_3^*이 존재한다. 그리고 吸引領域 $D(\mu)$가 $R(\mu)$를 포함하게 되고 동시에 $M(\mu,a,v_o)$내에 있게 되는 陽數 δ_1, δ_2가 존재한다.

이 δ_3^*에 대해 $R(\mu)$밖에서는 $\dot{V}<0$이므로 $D(\mu)$에서 출발한 $e(t), \eta(t), k(t)$는 모두 $M(\mu,a,v_o)$ 내에 있게 되며, 또한 (9)~(11)의 解가 $t=0$에서 $D(\mu)$를 출발하여 $R(\mu)$에 들어가는 有限한 시각 t_1이 존재한다. (21)식에 의해 $\delta_3^*=1$일 때의 $R(\mu)$ 내부에 $\dot{V}<0$인 領域이 존재하고 또한 $e(t), \eta(t), k(t)$가 연속이므로 $t\geqq t_1$에서 (9)~(11)의 解가 $R(\mu)$내에서 머무르도록 하는 常數 $\delta_3^*\geqq1$가 존재함을 알 수 있다. (證明끝)

주어진 $\mu(>0)$에 대해서 σ가 $k_1\equiv0$인 單純 σ-變形 경우보다 $k^*/(k^*-k_1)$배로 增加되어야 하므로 $\sigma k^*(k^*-k_1)/2r$의 크기는 單純 σ-變形 경우에서의 $\sigma k^{*2}/2r$의 크기와 동일하다. 따라서 k_1을 k^*의 크기와 같은 程度로 선택하면 최대 追從誤差의 크기는 單純 σ-變形의 경우와 거의 동일하다.

따름 定理 1)

定理 1에서의 조건하에서 寄生現象이 없으면 즉 $\mu=0$이면 주어진 σ와 $0<k_1<k^*$ 또는 $k^*<k_1<0$을 만족하는 k_1에 대해서 $\dot{V}=0$ 일 때의 최대 出力誤差의 크기는 $k_1\equiv0$일 때의 $(\sigma/4a_mr)^{1/2}|k^*|$보다 항상 작게 된다. 특히 $k_1=k^*$이면 出力誤差 e는 0으로 收斂하고 k는 k^*로 收斂한다.

(證明) $\mu=0$인 경우에는 $\eta=0$ 이므로 $\dot{V}$는 다음과 같이 된다.

$$\dot{V}(e,k)=-a_me^2-\frac{\sigma}{r}(k-\frac{k^*+k_1}{2})^2+\frac{\sigma}{4r}(k^*-k_1)^2 \tag{22}$$

그러므로 주어진 σ에 대해서 $\dot{V}=0$ 일때의 최대 出力誤差의 크기는 $(\sigma/4a_m r)^{1/2} | k^* - k_1 |$ 이다. 따라서 위의 조건을 만족하는 k_1에 대해서 $\dot{V}=0$ 일 때의 최대 出力誤差의 크기는 $(\sigma/4a_m r)^{1/2} | k^* |$ 보다는 작다. $k_1 = k^*$인 경우는 자명하다. (證明끝)

이 알고리듬은 k_1을 잘 선택하면 強靭性을 유지함과 동시에 $\mu=0$일 때의 出力誤差를 크게 감소시킬 수 있다. 그러나 이 방법은 k_1의 선택이 문제가 된다.

Ⅲ. 오프셋 常數k_1의 推定을 이용한 適應制御

k_1을 常數로 사용하는 대신 適應法則으로 k_1을 調定하여 사용하는 방법에 대해서 고찰해 본다. $k(t)$를 適應法則으로 구해가는 동시에 또하나의 適應法則으로 $k_1(t)$를 調定하여 $e(t)$가 감소함에 따라 $k_1(t)$이 $k(t)$로 접근하도록 한다. 이 $k(t)$와 $k_1(t)$에 대한 適應法則은 다음과 같다.

$$\dot{k}(t) = -\sigma(k(t) - k_1(t)) + r e(t) y_p(t),$$
$$\dot{k}_1(t) = \frac{\sigma d}{r}\{k(t) - (1+e(t)^2)k_1(t)\}, d>0. \quad (23)$$

여기서 d는 설계파라미터로서 $k_1(t)$의 適應速度를 결정하는 常數이다.

<u>定理 2</u>

基準入力 $r(t)$와 $\dot{r}(t)$의 크기가 限定될 때, 適應法則 (23)을 사용하면 모든 $\mu \in (0, \mu^*]$에 대해서 시스템의 解가 $t=0$에서 吸引領域

$$D(\mu) = \{e, k, k_1, \eta : |e| + |k| + |k_1| < \delta_1 \mu^{-a},\ |\eta| < \delta_2 \mu^{-a-1/2}\} \quad (24)$$

으로 부터 출발하여 有限한 시각 $t=t_1$에서 殘留領域 $R(\mu) = R_1(\mu) \cap R_2(\mu)$,

$$R_1(\mu) = \{e, k, k_1, \eta : (\frac{a_m}{4} - \frac{\sigma k^{*2}}{2r}) |e|^2 + \frac{|\eta|^2}{8} + \frac{\sigma}{2r}|k-k_1|^2 + \frac{\sigma}{2r}|k_1 - k^*|^2 |e|^2 < \delta_3 [\mu^2 (1+\frac{4}{a_m}) |2k^* y_m - \dot{r}|^2]\},$$
$$(25a)$$

$$R_2(\mu) = \{e : |e|^2 \geq e^{*2}, e^{*2} = \frac{1}{2}\{(1+4r_0^2)^{1/2} - 1\},$$
$$r_e^2 = \frac{5}{4} y_m^2 + 2\mu(1+\frac{4}{a_m}) \{(a_p - 2) y_m + r\}^2\}$$
$$(25b)$$

으로 들어가서 계속 머물도록 하는 陽數들 $0<\mu^* \ll 1$, σ, $a<1/2$, δ_1, δ_2, t_1 그리고 $\delta_3 \geq 1$이 존재한다. 여기서 σ는 어떤 陽數 c_0에 대해 다음을 만족해야 한다.

$$\sigma_{max} \geq \sigma \geq c_0 \mu,\quad c_0 = 2r\ |r_0|_{max}^2. \quad (26)$$

$$\sigma_{max} = \min\left[\frac{a_m r}{2|k^*|_{max}^2}, \frac{\mu^{-2}}{4r(1+4/a_m)|y_m|_{max}^2}\right] \quad (27)$$

여기서 $|\cdot|_{max}$은 최대치를 나타내고 $\min[\cdots]$은 둘중의 작은 값을 나타낸다.

(證明) 類似 Lyapunov 函數로 다음과 같은 函數를 생각한다.

$$V(e, \eta, k, k_1) = \frac{e^2}{2} + \frac{(k-k^*)^2}{2r} + \frac{1}{2d}(k_1 - k^*)^2 + \frac{\mu}{2}(\eta + 2e)^2. \quad (28)$$

定理 1에서처럼 하나의 폐쇄된 閉曲面 $M(\mu, a, v_0)$ 내에서는 어떤 陽數들 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$, 그리고 β_4에 대해, 그리고 (25b) 식에서의 r_0에 대해

$$\begin{aligned}\dot{V}(e, \eta, k, k_1) < &-\left[\frac{a_m}{4} - \frac{\sigma k^{*2}}{2r}\right] e^2 - \frac{1}{8}\eta^2 \\ &- \frac{\sigma}{2r}(k_1 - k^*)^2 e^2 - \frac{\sigma}{2r}(k-k_1)^2 \\ &- \frac{\sigma}{2r}(\frac{1}{1+e^2})\{k - (1+e^2)k_1\}^2 \\ &- e^2\left[\frac{a_m}{4} - \mu^{1-2a}\beta_1 - \mu^{2-4a}\beta_2\right] \\ &- \eta^2(\frac{1}{8} - 4\mu - \beta_3 \mu^{1-a} - \beta_4 \mu^{1-2a}) \\ &- \frac{\sigma}{2r}(k-k_1)^2\left[1 - 4\mu^2 \sigma r (1+\frac{4}{a_m}) y_m^2\right] \\ &- k^2(\frac{1}{1+e^2})\left[\mu e^4 + (\frac{\sigma}{2r} + \mu - \mu r_0^2) e^2 - \mu r_0^2\right] \\ &+ \mu^2(1+\frac{4}{a_m})(2k^* y_m - \dot{r})^2 \end{aligned} \quad (29)$$

가 된다. 여기서 $a<1/2$일 때, 모든 $\mu \in (0, \mu^*]$에 대해서 다음의 成立하는 $0<\mu^* \ll 1$가 존재한다.

$$\frac{a_m}{4} \geq \mu^{1-2a}(\beta_1 + \mu^{1-2a}\beta_2),\quad \frac{1}{8} \geq 4\mu + \beta_3 \mu^{1-a} + \beta_4 \mu^{1-2a}. \quad (30)$$

이러한 $\mu \in (0, \mu^*]$에 대해서 σ를 (26)식으로 설정하면 $|e|^2 \geq e^{*2}$ 범위에서는

$$\mu e^4 + (\frac{\sigma}{2r} + \mu - \mu r_0^2) e^2 - \mu r_0^2 \geq 0 \quad (31)$$

가 成立한다. 따라서 어떤 陽數 δ_0에 대해서

$$|r|_{max} < \delta_0 \mu^{-a} \quad (32)$$

일 때 $e^{*2} < p_1 \mu^{-a}$ 되게 하는 δ_0가 존재하고, 이 때

(30)식은 계속 유효하다. 또한 σ의 上限値를 (27)식과 같이 설정하면

$$\left(\frac{a_m}{4}-\frac{\sigma k^{*2}}{2r}\right)|e|^2+\frac{|\eta|^2}{8}+\frac{\sigma}{2r}|k-k_1|^2$$
$$+\frac{\sigma}{2r}|k_1-k^*|^2|e|^2 \geq \mu^2\left(1+\frac{4}{a_m}\right)|2k^*y_m-\dot{r}|^2 \quad (33)$$

의 領域에서 $\dot{V}<0$이 됨을 알 수 있다. 그러므로 여기서 $\dot{r}$가 μ^{-1-a}程度 이하이면 이러한 領域은 $M(\mu, a, v_o)$ 내부에 있게 된다. 따라서 殘留領域들 (25a)~(25b)의 공통 부분이 존재하도록 하고 이것이 $M(\mu, a, v_o)$ 내에 있도록 하는 $\delta_3 \geq 1$이 존재함을 알 수 있다. (證明끝)

따름定理 2)

定理 2에서의 조건하에서 寄生現象이 없으면 즉 $\mu=0$ 이면 시스템의 모든 信號는 전체적(globally)으로 限定되고 出力誤差 e는 0으로 收斂한다. 이 때 k_1은 k로 收斂한다. 또한 基準入力信號가 대부분의 시간 동안에 0이 아닌 경우에는 k와 k_1은 k^*으로 收斂한다.

(證明) $\mu=0$인 경우 $\eta=0$이므로 Lyapunov 函數로 다음과 같은 函數를 택하면,

$$V(e,k,k_1)=\frac{e^2}{2}+\frac{(k-k^*)^2}{2r}+\frac{1}{2d}(k_1-k^*)^2 \quad (34)$$

$\dot{V}$는 다음으로 주어진다.

$$\dot{V}(e,k,k_1)=-\left[\frac{\sigma}{2r}k_1^2+a_m-\frac{\sigma k^{*2}}{2r}\right]e^2$$
$$-\frac{\sigma}{r}(k-k_1)^2-\frac{\sigma}{2r}(k_1-k^*)^2e^2. \quad (35)$$

定理 2에서 설정한 σ는 $\sigma \leq a_m r/2|k^*|_{max}^2$ 이므로 $\dot{V}\leq 0$ 이다. 그리고 $\dot{V}=0$은 $e=0$, $k=k_1$ 일 때에만 成立한다. 또한 $\eta=0, e=0$이면 $(k(t)-k^*)y_m=0$ 이므로 基準入力이 대부분의 시간 동안 0이 아니면 k와 k_1이 k^*으로 收斂함을 알 수 있다. (證明끝)

μ가 0이 아닌 경우에는 殘留 出力誤差가 생기므로 k_1은 k이하의 어떤 값으로 접근하여 평형 狀態를 이루게 된다. 이는 殘留 出力誤差에 의해 k_1의 增加가 억제되고 k와 k_1의 차이만큼이 k의 增加를 억제하는 효과를 가진다. $\mu=0$인 경우는 선택된 σ에 대해 追從誤差가 0으로 접근하기 때문에, k_1이 k로 접근하여 σ의 감쇄 효과를 제거하므로, 이러한 의미에서 強靭한(robust) 適應制御라고 할 수 있다. (27)식에서 만일

$$|k^*|_{max}^2 < 2\mu^2 r^2(4+a_m)|y_m|_{max}^2 \quad (36)$$

이면 σ의 선택은 $|k^*|_{max}^2$에 무관하고 μ에 의해서만 결정되므로 제약조건이 완화될 수 있다. 알고리듬은 $|k^*|_{max}$의 값으로 σ의 上限値를 결정하므로 $|k^*|_{max}$를 큰 값으로 가정할 수 있다.

IV. SISO 時變 線形 工程에 대한 適應制御

앞 장에서는 스칼라 시스템에 대해 제안된 適應法則을 적용하였다. 본 장에서는 이를 확장하여 n차의 縮次모델 時不變 線形 單一入出力 工程에 대해 적용해 본다. 工程이 다음과 같이 싱귤러 퍼터베이션형 태로 표시되고 弱可觀測(weakly observable) 하다고 가정한다.

$$\dot{x}=A_o x+b_o u+A_{12}\eta \quad (37)$$

$$\mu\dot{\eta}=A_{22}\eta+\mu(A_1x+b_2u+A_3\eta+b_4u),$$
$$Re\,\lambda(A_{22})<0 \quad (38)$$

$$y=c_o^T x. \quad (39)$$

여기서 x, η는 각각 n, m차의 벡터이고 u와 y는 工程의 스칼라 入力과 出力이다. 行列 A_o, A_{12}, A_1, A_3 A_{22}는 각각 적당한 차원을 가지고 b_o, b_2, b_4, c_o는 각각 n, m, m, n차의 벡터이다. 이 때의 制御의 목적은 시스템 (36)~(38)의 出力 y가 다음과 같은 n차의 基準모델의 出力 y_m을 追從하도록 하는 것이다.

$$\dot{x}_m=A_m x_m+b_m r,\quad y_m=c_m^T x_m. \quad (40)$$

여기서 r(t)는 均一하게 限定된 基準 入力信號이고 x_m은 n차의 狀態벡터이며, 行列 A_m은 安定한 行列로 $R^{n\times n}$에 속하고 벡터 b_m, c_m은 각각 n차이다. 모델의 傳達函數는 强正實(SPR : strictly positive real) 이라고 가정한다. 한편 $\mu=0$으로 두고 구하는 工程의 縮次모델에 대해서 다음과 같이 가정한다.

1) (A_o, b_o, c_o)는 完全 可觀測(completely controllable)이고 完全 可制御(completely observable)이다.

2) 傳達函數 $W_o(s)=c_o^T(sI-A_o)^{-1}b_o=k_P\dfrac{N(s)}{D(s)}$ (41)

의 相對次數(relative degree)가 1이고 N(s)는 (n−1)차의 安定한 모닉(monic) 다항식이고 D(s)는 n차의 모닉(monic) 다항식이다.

3) k_P는 알고 있다. 制御器로 이득을 調定할 수 있으므로 一般性의 상실없이 수학적 편의를 위해서 $k_m=k_P=1$이라고 가정할 수 있다.

制御器 構造는 $\mu=0$인 경우에 널리 사용하는 기본적인 基準모델 適應制御 構造인 Narendra[10]의 構

造를 사용하기로 한다. 制御器의 補助信號 ν_1, ν_2 를 발생시키고, 適應法則에 의해 調定되는 파라미터들을 벡터 $c(t), d(t)$ 그리고 스칼라 $d_o(t)$ 라고 하면 制御入力은 다음과 같다.

$$u(t) = r(t) + \theta^T(t)\,\omega(t). \tag{41}$$

여기서

$$\omega^T(t) \triangleq [\nu_1(t),\ \nu_2(t),\ y(t)]$$
$$\theta^T(t) \triangleq [c^T(t),\ d^T(t),\ d_o(t)] \tag{42}$$

이다. 縮次모델에 대해서는, $\theta(t) = \theta^*$ 일 때 이러한 制御器에 의해 構成되는 전체 閉루우프 시스템의 傳達函數가 基準모델의 傳達函數와 일치하는 常數벡터 θ^*가 존재함이 알려져 있다.[10] 寄生現象이 존재하는 工程에 이 制御器 構造를 사용하여 본다. 制御器가 附加된(augmented)전체 시스템의 附加 狀態벡터를 X라고 하면 이는 3n−2차가 된다.

$$X^T \triangleq [x^T,\ \nu_1,\ \nu_2]. \tag{43}$$

이 때의 工程의 狀態方程式은 다음과 같이 된다.

$$\dot{X} = A_c X + b_c [\theta - \theta^*]^T \omega + b_c r \tag{44}$$

여기서 A_c는 3n−2차의 安定한 行列이고 b_c는 3n−2차의 벡터이다. 그런데 $\theta = \theta^*$일 때의 工程의 縮次모델에 대한 전체 시스템의 狀態 方程式은 基準모델의 非最小化表現(nonminmal representation)이 되므로 이 때의 狀態벡터를 X_{mc}라고 하고, 狀態誤差벡터를 $e \triangleq X - X_{mc}$, 그리고 出力誤差를 e_1이라고 할 때, 適應法則으로 다음을 사용하면

$$\dot{\theta} = -\sigma(\theta - \theta_1) - \Gamma e_1 \omega$$
$$\dot{\theta}_1 = \sigma \Gamma_1 \Gamma^{-1} \{\theta - (1 + e_1^2)\,\theta_1\} \tag{45}$$

寄生現象이 있는 適應制御 시스템은 다음과 같이 표시된다.

$$\dot{e} = A_c e + b_c(\theta - \theta^*)^T \omega + A_{12c}\,\eta$$
$$\mu\dot{\eta} = A_{22}\eta + \mu[A_{10}(e + X_{mc}) + b_3 r + b_3 \theta^T \omega + A_2 \eta + b_4 r$$
$$- \sigma b_4 (\theta - \theta_1)^T \omega - b_4 \omega^T \Gamma \omega h^T e + b_4 \theta^T g(\theta, \omega, \eta)]$$
$$e_1 = h^T e. \tag{46}$$

여기서 $h^T = [1, 0, \cdots, 0]$이고 $A_{12c}{}^T = [A_{12}^T, 0, 0]$, $A_{10}^T = [A_1^T, 0, 0]$이다. 그리고 $g(\theta, \omega, \eta)$는 Ioannou[6]에서와 같은 형태로 표시된다.

<u>定理 3</u>

基準入力 $r(t)$에 대해 $|r(t)|$와 $|\dot{r}(t)|$가 각각 μ^{-a} μ^{-1-a} 程度로 限定될 때, 모든 $\mu \in (0, \mu^*]$에 대해서 시스템의 解가 $t=0$에서 吸引領域

$$D(\mu) = \{e, \theta, \theta_1, \eta : \|e\| + \|\theta\| + \|\theta_1\| < \delta_1 \mu^{-a},$$
$$\|\eta\| < \delta_2 \mu^{-a-1/2}\} \tag{47}$$

로 부터 출발하여 有限한 시각 $t = t_1$에서 殘留領域 $R(\mu) = R_1(\mu) \cap R_2(\mu)$,

$$R_1(\mu) = \{e, \theta, \theta_1, \eta : \left(\frac{\lambda_1}{4} - \sigma\lambda_2 \|\theta^*\|^2\right)\|e\|^2 + \frac{\|\eta\|^2}{8}$$
$$+ \frac{\sigma}{2}\lambda_3 \|\theta - \theta_1\|^2 + \frac{\sigma}{2}\lambda_3 \|\theta_1 - \theta^*\|^2$$
$$< \delta_3 \mu^2 \beta_o(r, r)\}, \tag{48a}$$

$$R_2(\mu) = \{e : \|e\|^2 \geqq r_o^2\},\ |r_0| \leqq \delta_4 \mu^{-a} \tag{48b}$$

로 들어가서 계속 머물도록 하는 陽의 函數 $\beta_o(r, \dot{r})$와 陽數들 $0 < \mu^* \ll 1, \sigma, a < 1/2, \delta_1, \delta_2, t_1, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \delta_4$, 그리고 $\delta_3 \geqq 1$가 존재한다. 이 때 σ는 어떤 陽數 c_o, c_2에 대해 다음을 만족해야 한다.

$$\sigma_{max} \geqq \sigma \geqq c_o \mu^{1-2a}. \tag{49}$$

$$\sigma_{max} = \min\left[\frac{\lambda_1}{4\lambda_2 \|\theta^*\|_{max}^2},\ \frac{\lambda_3}{4c_2}\mu^{-2}\right] \tag{50}$$

여기서 $\|\ \|_{max}$는 벡터의 노옴의 최대치를 나타낸다.

(證明) 類似 Lyapunov 函數로 어떤 行列들 $P = P^T > 0$, $P_1 = P_1^T > 0$ 에 대하여 다음과 같은 函數를 생각하자.

$$V(e, \eta, \theta, \theta_1) = \frac{e^T P e}{2} + \frac{(\theta - \theta^*)^T \Gamma^{-1} (\theta - \theta^*)}{2}$$
$$+ \frac{(\theta_1 - \theta^*)^T \Gamma_1^{-1} (\theta_1 - \theta^*)}{2} +$$
$$\frac{\mu}{2}[\eta - P_1^{-1}(e^T P A_{12c} A_{22}^{-1})^T]\, P_1 [\eta - P_1^{-1}(e^T P A_{12c} A_{22}^{-1})^T]. \tag{51}$$

여기서 傳達函數 $h^T(sI - A_c)^{-1}b_c$가 強正實이므로 Kalman-Yacubovich 補助 定理에 의해 $A_c^T P + P A_c = -qq^T - \varepsilon L$, $Pb_c = h$를 만족하는 陽의 定値(positive deftnite)인 對稱 行列 L이 존재하며, 또한 실수 벡터q, 스칼라 $\varepsilon > 0$이 존재한다. 또한 Re $\lambda(A_{22}) < 0$이므로 $P_1 A_{22} + A_{22}^T P_1 = -Q_1, Q_1 = Q_1^T > 0$인 行列$Q_1$이 존재한다. 여기서 $\lambda_{min}(\ )$과 $\lambda_{max}(\ )$가 각각 行列의 고유치의 최소와 최대를 나타낸다고 하고, $\lambda_1 = 1/2\lambda_{min}(qq^T + \varepsilon L)$, $\lambda_2 = 1/2\lambda_{max}(\Gamma^{-1})$, $\lambda_3 = 1/2\lambda_{min}(\Gamma^{-1})$, $\lambda_4 = 1/2\lambda_{min}(Q_1)$ 이라고 하자. ω는 다음과 같이 표시할 수 있으므로

$$\omega = C(e + X_{mc}),\quad C = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \\ c_o^T & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{52}$$

$\dot{\omega}=g(\theta,\omega,\eta)$도 $\dot{e}$와 $\dot{X}_m$으로 표시하면 定理 2에서처럼 모든 $\mu>0$, $v_o>0$, $a>0$에 대해서 $V(e,\eta,\theta,\theta_1)=v_o\mu^{-2a}$는 하나의 閉曲面 $M(\mu,a,v_o)$을 이루므로 이를 吸引領域으로 설정하면, $\dot{V}$는 이 閉曲面 내부에서는 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$\dot{V}(e,\eta,\theta,\theta_1)<-\|e\|^2\left[\frac{\lambda_1}{4}\sigma\lambda_2\|\theta^*\|^2\right]$$
$$-\frac{\lambda_4}{8}\|\eta\|^2-\frac{\sigma\lambda_3}{2}\|\theta-\theta_1\|^2-\frac{\sigma\lambda_3}{2}\|\theta_1-\theta^*\|^2e_1^2$$
$$-\|e\|^2\left[\frac{\lambda_1}{4}-\mu^{1-2a}(\beta_1+\beta_2\mu^{1-2a})\right]$$
$$-\|\eta\|^2\left[\frac{\lambda_4}{8}-\beta_3\mu-\beta_4\mu^{1-a}-\beta_5\mu^{1-2a}\right]$$
$$-\frac{\sigma}{2}\|\theta-\theta_1\|^2[\lambda_3-4\mu^2\sigma\beta_{11}(r)]$$
$$-\left(\frac{e_1^2}{1+e_1^2}\right)\|\theta\|^2\{\{\sigma\lambda_3-\mu\beta_{21}(r)-\mu^2\beta_{31}(r)\}e_1^2$$
$$-\mu(\beta_{41}(r)+\beta_{51}(r))\}+\mu^2\beta_0(r,\dot{r}). \qquad (53)$$

여기서 $\beta_1\sim\beta_5$, $\beta_{11}\sim\beta_{51}$, 그리고 β_0는 陽數 또는 基準入力 r(과$\dot{r}$)의 함수로서 陽의 값을 갖는다. 閉曲面 $M(\mu,a,v_o)$ 내에서는 $a<1/2$일 때 모든 $\mu\in(0,\mu^*]$에 대해

$$\frac{\lambda_1}{4}\geq\mu^{1-2a}(\beta_1+\beta_2\mu^{1-2a}) \qquad (54)$$

$$\frac{\lambda_4}{8}\geq\beta_3\mu+\beta_4\mu^{1-a}+\beta_5\mu^{1-2a} \qquad (55)$$

를 만족하는 $0<\mu^*\ll1$이 존재한다. 이러한 $\mu\in(0,\mu^*]$에 대해서 σ를

$$\sigma\geq\frac{\mu}{\lambda_3}|\beta_{21}(r)+\mu\beta_{31}(r)|_{max} \qquad (56)$$

으로 선택하면

$$e_1^2\geq r_o^2,\ r_o^2=\left|\frac{\mu(\beta_{41}(r)+\beta_{51}(r))}{\sigma\lambda_3+\mu\beta_{21}(r)+\mu^2\beta_{31}(r)}\right|_{max} \qquad (57)$$

범위에서는 어떤 陽數 δ_0에 대해 $r(t)$가

$$|r(t)|_{max}<\delta_0\mu^{-a} \qquad (58)$$

로 제한될때 어떤 陽數 ρ_1에 대해

$$|e_1^*|^2<\rho_1\mu^{-2a} \qquad (59)$$

가 되므로 (54), (55)식은 계속 成立하고 또한 (53)식의 領域은 $M(\mu,a,v_o)$ 내부에 있게 된다. 또한 σ를 $c_2=|\beta_{11}(r)|_{max}$로 두고 (50)식과 같이 설정하면 $\lambda_{max}(\theta^*h^T)\leq\|\theta^*\|$ 이므로

$$\left(\frac{\lambda_1}{4}-\sigma\lambda_2\|\theta^*\|^2\right)\|e\|^2+\frac{\sigma\lambda_3}{2}\|\theta-\theta_1\|^2$$
$$+\sigma\lambda_3e_1^2\|\theta_1-\theta^*\|^2+\frac{1}{8}\|\eta\|^2\geq\mu^2\beta_0(r,\dot{r}) \qquad (60)$$

의 領域에서 $\dot{V}<0$이 됨을 알 수 있다. 여기서 어떤 陽數 δ_{10}에 대해서

$$|\dot{r}(t)|_{max}<\delta_{10}\mu^{-1-a} \qquad (61)$$

이면 $\mu^2\beta_0(r,\dot{r})$이 $M(\mu,a,v_o)$에 속하게 된다. 따라서 定理 2에서 처럼 $R(\mu)=R_1(\mu)\cap R_2(\mu)\neq\phi$가 되는 $\delta_3\geq1$이 존재함을 알 수 있다. (證明끝)

<u>따름定理 3)</u>

定理 3에서의 조건하에서 寄生現象이 없으면, 즉 $\mu=0$이면 시스템의 모든 信號는 전체적으로 限定되고, 狀態 誤差벡터 e 및 出力誤差 e_1은 0으로 收斂한다. 이 때 θ은 θ_1로 접근한다. 또한 基準入力이 常時勵起(PE : persistently exciting)이면 θ 및 θ_1은 θ^*로 收斂한다.

(證明) $\mu=0$인 경우 $\eta=0$ 이므로 Lyapunov 函數로 어떤 陽의 定値(positive definite) 對稱 行列 P에 대해서 다음과 같이 선택한다.

$$V(e,\theta,\theta_1)=\frac{e^TPe}{2}+\frac{(\theta-\theta^*)^T\Gamma^{-1}(\theta-\theta^*)}{2}+\frac{(\theta_1-\theta^*)^T\Gamma_1^{-1}(\theta_1-\theta^*)}{2} \qquad (62)$$

그러면 모든 범위의 초기치에 대해 구하는 $\dot{V}$는 $\lambda_{max}(h\theta^{*T}\Gamma^{-1}\theta^*h^T)\leq\lambda_{max}(\Gamma^{-1})\lambda_{max}(h\theta^{*T}\theta^*h^T)=\lambda_2\|\theta^*\|^2$ 이므로 다음과 같이 된다.

$$\dot{V}(e,\theta,\theta_1)\leq-[\lambda_1-\sigma\lambda_2\|\theta^*\|]\|e\|^2-\sigma\lambda_3\|\theta-\theta_1\|^2 \qquad (63)$$

σ의 上限을 (50)식 같이 선택하면 항상 $\sigma\leq\lambda_1/(4\lambda_2\|\theta^*\|_{max^2})$가 된다. 따라서 $\dot{V}$는 陰의 準定値(negative semidefinite)이고 $\dot{V}=0$는 $\|e\|=0$, $\|\theta-\theta_1\|=0$에서만 成立하고 e,θ,θ_1은 限定된다. 基準모델의 出力이 限定되어 있으므로 y가 限定되고, 工程이 最小位相이므로 u가 限定된다. 따라서 (52)식에 의하여 ω가 限定된다. 따라서 모든 信號가 限定되고 (46)식에 의하여 e와 e_1이 0으로 收斂한다. (63)식에서 $e=0$ 이면 θ_1은 θ으로 접근하게 된다. 그리고 (46)식에서 $\eta=0$으로 두면 (52)식에 의해 r이 PE이면 ω가 PE가 되므로 θ와 θ_1은 θ^*로 收斂하게 된다. (證明 끝)

V. 컴퓨터 시뮬레이션

컴퓨터 시뮬레이션은 2차의 時連續 時不變 單一入

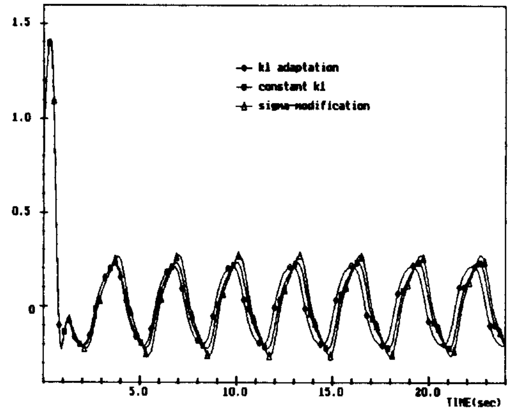

그림 1. $\mu \neq 0$일 때의 3가지 알고리듬에 대한 殘餘追從誤差

Fig. 1. Residual tracking errors for 3 algorithms when $\mu \neq 0$.

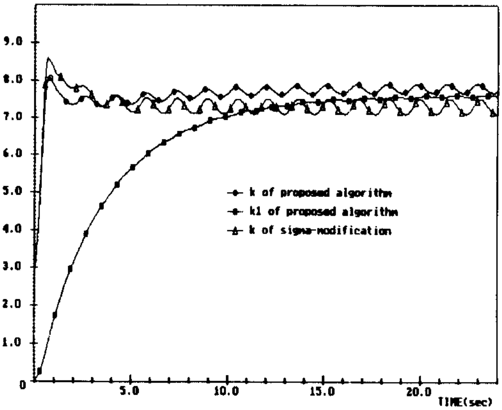

그림 2. $\mu \neq 0$일때의 제안된 알고리듬의 k, k_1과 單純 σ-變形 알고리듬의 k

Fig. 2. k and k_1 for the proposed algorithm and k for σ-modification algorithm when $\mu \neq 0$.

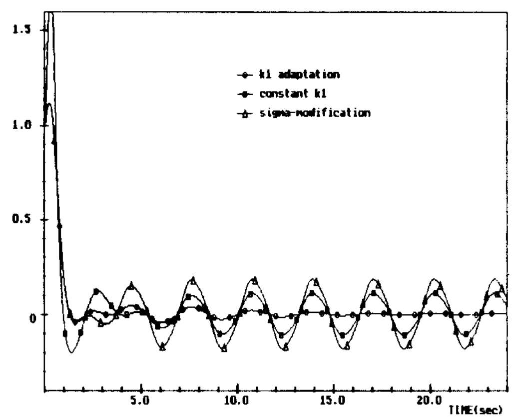

그림 3. $\mu = 0$일때의 3가지 알고리듬에 대한 殘餘追從誤差

Fig. 3. Residual tracking error for 3 algorithms when $\mu = 0$.

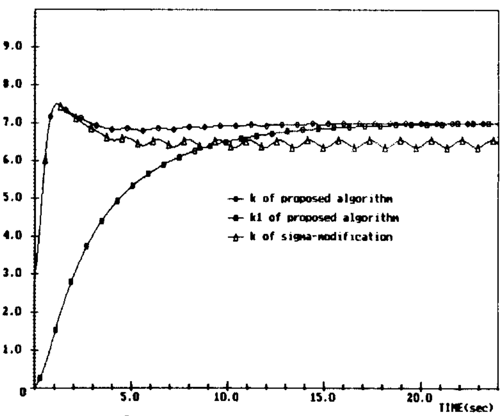

그림 4. $\mu = 0$일때의 제안된 알고리듬의 k, k_1과 單純 σ-變形 알고리듬의 k

Fig. 4. k and k_1 for the proposed algorithm and k for σ-modification algorithm when $\mu = 0$.

出力이고 $a_p = 4$인 非最小位相 不安定工程이 $a_m = 3$인 基準모델을 追從하는 스칼라 시스템문제에 대해서 Runge-Kutta 알고리듬을 사용하여 수행하였다. Ioannou의 單純 σ-變形 알고리듬, 常數 오프셋을 사용하는 알고리듬, 그리고 오프셋을 推定하는 알고리듬 3가지에 대해서, $\mu = 0$인 경우와 그렇지 않은 경우를 시뮬레이션하고 그 결과를 비교하였다. 먼저 r(t) $= 3\sin 2t$인 基準입력에 대해서 $\mu = 0.05$, $e(0) = 1$, $\eta(0) = 1$, $k(0) = a_m$인 경우에 대해서 3가지 알고리듬을 적용하였는데, k_1을 常數로 사용하는 알고리듬에서는 $k_1 = a_m$으로 두었으며, $k_1(t)$를 適應시키는 알고리듬에서는 $k_1(0) = 0$, $d = 25$로 두었다. 이 경우의 追從誤差를 그림 1에 나타내었는데, 동일한 $\sigma = 0.06$에 대해 세가지 방법 모두 0.3정도의 크기를 갖고 0근방

에서 진동하는 것을 보여주고 있다. 여기서 보면 $k_1(t)$를 사용하는 경우, 常數 k_1을 사용하는 경우, 그리고 單純 σ-變形의 順으로 追從誤差가 약간씩 증가하는 것을 볼 수 있다. 그림 2는 $k_1(t)$를 適應시키는 알고리듬과 單純 σ-變形 알고리듬에서의 $k(t)$를 나타낸 것으로, 單純 σ-變形 알고리듬에서는 $k(t)$가 $k^*=a_m+a_p=7$근방에서 진동하지만, $k_1(t)$를 適應시킬 때에는 k^*보다 약간 큰 값에서 진동하는 것을 볼 수 있다. 이는 σ의 효과가 $k(t)-k_1(t)$에 의해서 감소되어 $k(t)$가 증가하다가 $k_1(t)$에 의해 다소 감소하는 반복작용이 이루어지기 때문이다. 이 때의 함수 V의 값은 $k_1(t)$를 適應하는 경우에는 약 0.15, 單純 σ-變形 경우에는 약 0.1정도로 접근하는데, 이 정도의 크기에서 殘留領域이 형성됨을 볼 수 있다. μ를 감소시키면 이와 비슷한 결과를 얻게 되지만 μ를 0.06 이상으로 증가시키면 어떤 σ에 대해서도 追從誤差가 限定되지 않음을 볼 수 있는데, 이는 縮次모델에 대한 가정이 맞지 않기 때문이다. 그런데 $\mu=0$인 경우에 대해서 동일한 조건을 적용할 때의 결과를 그림 3,4에 나타내었다. 追從誤差는 그림 3에 나타내었는데, 單純 σ-變形 알고리듬의 경우에는 追從誤差가 사라지지 않고 0.2정도의 크기로 계속 남아 있으며, 常數 오프셋을 사용하는 경우도 이보다는 크기는 감소하지만 0으로 감소하지는 않음을 보여주고 있다. 그러나 k_1을 推定하는 경우에는 약 15초이후에는 追從誤差가 0으로 収斂하는 것을 볼 수 있다. . 그리고 이 알고리듬의 경우에는 그림 4에서 보면 k와 k_1 모두 k^*로 収斂함을 알 수 있다. 單純 σ-變形 알고리듬의 경우에는 k가 k^*로 収斂하지 않고 k^* 近方에서 진동함을 보여준다. $r(t)$의 주파수를 2에서 10으로 증가시키면 $\sigma=0.06$으로는 追從誤差를 限定시킬 수 없고 모든 알고리듬에 대해서 $\sigma=0.08$로 증가시켜야 함을 알 수 있다. 이는 $r(t)$의 고주파성분에 의해서 $|\dot{r}|_{max}$가 증가되기 때문이다.

Ⅵ. 結 論

기존의 σ-變形 알고리듬을 變形하여 오프셋을 사용하는 새로운 형태의 適應 알고리듬을 제안하였다. 이 알고리듬을 사용하는 基準모델 適應制御를 非모델化 動特性이 singular perturbation 형태로 표시될 수 있고 그의 縮次모델의 相對次數가 1인 時連續 時不變 線形 單一入出力 工程에 적용하면, 기존의 σ-變形 알고리듬과 마찬가지로 시스템의 追從誤差가 局部的으로 限定될 수 있음을 보였다. 이러한 오프셋은 常數일 수도 있고 또 하나의 適應法則으로 구하는 時變函數일 수도 있는데, 두 경우 모두에 대해서 스칼라 시스템에서의 追從誤差의 限定性을 위한 σ의 조건을 구하였으며, 時變函數 오프셋에 대해서는 일반적인 工程에 대해서 확장하였다. 時變 오프셋을 사용하는 알고리듬은 制御器 파라미터 노옴의 上限値를 이용하여 σ의 上限値를 결정하게 된다. 이러한 형태의 알고리듬은 寄生現象이 없는 工程에 적용하여도 기존의 σ-變形 알고리듬과는 달리 追從誤差가 0으로 収斂하는 특성을 가지므로 이러한 의미에서 強靭한 適應 알고리듬이 된다. 이러한 특성을 디지탈 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인하였다.

參 考 文 獻

[1] C.E. Rohrs, L. Valavani, M. Athans, and G. Stein, "Robustness of Continuous-Time Adaptive Control Algorithm in the Presence of Unmodeled Dynamics," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-30, no. 9, pp. 881-889, Sep. 1985.

[2] R. Kosut and B. Friedlander, "Robust Adaptive Control: Conditions for Global Stability," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-30, no. 7, pp. 610-624, Jul. 1985.

[3] R. Ortega, L. Praly, and I.D. Landau, "Robustness of Discrete-Time Direct Adaptive Controllers," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-30, no. 12, pp. 1179-1187, Dec. 1985.

[4] P.A. Ioannou and P.V. Kokotovic, "Instability Analysis and Improvement of Robustness of Adaptive Control," *Automatica*, vol. 20, no. 5, pp. 583-594, 1984.

[5] B.D. Riedle and P.V. Kokotivic, "Stability analysis of an adaptive system with unmodeled dynamics," *Int. J. Contr.*, vol. 41, no. 2, pp. 389-402, 1985.

[6] P.A. Ioannou and P.V. Kokotovic, "Robust Redesign of Adaptive Control," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-29, no. 3, pp. 202-211, Mar. 1984.

[7] P.A. Ioannou, "Robust Adaptive Controller with zero residual tracking errors," in *Proc. 24th IEEE Conf. Decision Contr.*, Dec. 1985

[8] P.A. Ionnou and K.S. Tsakalis, "A Robust Direct Adaptive Controller," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-31, no. 11, pp. 1033-1043, Nov. 1986.

[9] J. La Salle and S. Lefschetz, Stability by

Lyapunov's Direct Method with application, Academic Press Inc., London, 1961.
[10] K.S. Narendra, Y.H. Lin, and L.S. Valavant, "Stable Adaptive Controller Design, Part II: Proof of Stability," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-25, pp. 440-448, Jun. 1980.

著 者 紹 介

李 鎬 振 (正會員)　第 26卷 第 8號 參照
현재 한국전자통신연구소
선임연구원.

鄭 鍾 大 (正會員)　第 25卷 第 9號 參照
현재 수원대학 전자계산학과
조교수.

崔 桂 根 (正會員)　第 25卷 第 8號 參照
현재 서울대학교　전자공학과
교수.