論 文

直接法에 의한 離散時間 基準모델 適應制御 시스템 設計에 관한 硏究

正會員 金 成 德

A Design of Discrete-Time Model Reference Adaptive Control System by Direct Method.

Sung Duck KIM*, *Regular Member*

要 約 이 論文은 SISO 離散時間 基準모델 適應制御시스템에 대한 設計問題를 다루었다. 基準모델과 未知 시스템의 入·出力端에 狀態變數필터를 도입하므로서, 可用信号들로 구성된 아주 간단한 適應시스템을 구성할 수 있다. 未知시스템의 相對次數가 1 또는 2 이상인 경우의 設計法은 多數 발표되었으나, 構造가 매우 복잡하거나 設計理論이 일반화하지 못하였다. 본 論文에서는 相對次數가 2 이상인 경우에 간단한 線型필터를 도입하므로서 適應構造를 간단히 구성할 수 있음을 證明하였다.

ABSTRACT A design method for a single-input single-output discrete time model reference adaptive system is described in this paper. By using the state-variable filters into inputs and outputs in reference model and unknown system, a simple adaptive structure which use all accessible signals can be constructed. Some papers for the adaptive system in which the relative degree of unknown system have one or two have been reported, but the resulting adaptive system are intricate in structures and the design theories for the model reference adaptive system are not generalized. In this paper, for having two or more relative degrees, it has been verified that an adaptive scheme can be obtained by introducing a simple linear filter.

1. 序 論

대부분의 制御시스템을 解析하거나 設計하는 경우는, 시스템을 지배하는 物理的 現像에 근거한 정확한 數式的 모델을 알지 않으면 안된다. 경우에 따라서는 制御시스템의 數式的 모델을 쉽게 推定할 수 있지만, 構造가 복잡하거나 시스템의 內部特性이 불안정한 경우는 이와 같은 모델링 작업은 수월하지 않게 된다. 따라서 제한된 情報에 의하여 未知시스템의 特性을 나타내는 파라미터識別이나 狀態들을 推定해야만 한다.

制御하려는 시스템의 대부분은 파라미터의 일부만 알려져 있거나 狀態들이 觀測可能하지 않을 경우가 많다. 어떤 正規値 근방에서 변화하는 파라미터들이 존재하는 때는 이들 未知 파라미터들을 識別하기란 더욱 어렵게 된다. 入力 및 出力情報만을 이용하여 未知시스템의 파라미터들을 識別하고 狀態들을 推定하기 위한 適應觀測子 理論은 Luders 및 Carroll에 의해 최초로 도입되

* 大田開放大學電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, TAEJON National Open University, TAE JON, Korea.
論文番號 : 85-32 (接受 1985. 9. 20)

었다[1]. 초기에는 構造的인 면에서 最小次實現및 非最小次實現에 狀態變數필터를 사용한 방법이 제안되었다[2]. 이 후 適應觀測子 理論은 適應收斂速度 및 安定度 理論에 바탕을 둔 適應 앨고리즘의 유도 등 매우 광범위한 성질들에 대하여 다루어졌으며, 만족할만한 성과를 얻었다. 그러나 適應觀測子 構造에 나타나는 많은 變數들의 相互特性에 의하여 收斂性을 확립하기 어렵고, 非線型·時變方程式으로 주어지는 앨고리즘으로 全体시스템의 安定性을 보장하기 위하여 여러가지制約을 두지 않으면 안되었다.

適應시스템 構造에 임의의 基準모델을 사용하여 制御되는 시스템이 設定된 特性을 따라 가도록 하는 基準모델 適應制御技法이 適應觀測子 理論보다 먼저 도입되었다. 시스템을 制御하려는 경우에 있어서 設計者가 制御特性을 나타내는 數式的 모델을 정확히 알고 있는 것이 가장 바람직하다. 이와 같은 문제에 대하여 適應觀測子를 사용해서 未知파라미터를 識別하거나 狀態들을 推定하는 방법은 제한된 역할 밖에 하지 못한다. Shahrokhi[3] 등은 觀測子 理論을 써서 未知 시스템의 파라미터들을 識別한 후에 각 實時間 推定値들을 饋還利得에 의해 饋還시키므로서 임의의 極配置가 가능하며, 동시에 全体 시스템의 安定度를 보장할 수 있는 방법을 제시하였다. 이는 間接法에 의한 基準모델 適應시스템의 한 종류로 適應觀測子의 變數와 可調整파라미터들이 증가하므로서, 安定度 및 一致性에 대한 理論的인 규명이 어렵게 된다. 한편, Kreisselmeier[4]에 의하여 高速收斂 適應앨고리즘과 on-line 컴퓨터實現을 하는데 적합한 反復 最小自乘法이 識別問題에 도입되었다. 그러나 이와 같은 高速收斂의 앨고리즘을 사용하는 경우에 있어서도 全体 適應構造는 더욱 복잡해지고, 觀測子에 의한 變數들이 증가하므로, 收斂性 및 安定度의 관점에서 만족할 만한 特性을 얻지 못했다. 따라서 未知 시스템의 파라미터나 狀態를 推定하여 사용하는 間接法에 의한 것보다 設定된 모델의 特性을 추적하도록 하는 直接法에 의한 方法이 유리해 지는 것이다.

直接法에 의한 基準모델 適應制御시스템을 設計할 경우에 popov의 超安定度理論을 사용하는 適應構造는 Landau[5] 등에 의하여 다수 발표되었다. 이 방법은 正實條件이 항상 만족하는 특수한 시스템에 適用되는 제한성을 갖고 있다. Narendra 및 Valavani[6]는 Lyapunov 安定理論에 근거한 適應構造를 제안하였지만 試驗 Lyapunov 函數를 선정하기 어렵고 시스템 構造에 도입된 狀態變數필터와 適應利得에 관한 구체적인 特性을 제시하지 못했다. Sebakhy[7] 및 Tamaki[8] 등은 計算機 實現에 용이하도록 評価函數 設定에 의한 反復 最小自乘法을 이용하였으나 시스템의 狀態가 모두 測定可能한 경우라 가정하였다.

본 論文에서는 狀態나 파라미터를 직접 推定하여 사용하는 適應方法을 사용하지 않고, 모델과 시스템의 入力 및 出力 각각에 狀態變數 필터를 도입한 후에 현재 시각에 측정가능한 信號들로 구성되는 離散値 基準모델 適應制御에 대하여 기술한다. 즉, 未知 시스템이 可用信號들로 구성할 수 있다는 전제하에 현 시각에 대한 모든 信號가 측정가능한 가상적인 모델로 변환할 수 있으므로 간단한 Lyapunov函數에 의해서도 推定앨고리즘을 유도할 수 있다.

한편, 入·出力 사이의 傳達函數 分母 및 分子多項式의 最高次의 差를 相對次数라 할 때, 이 相對次数가 1이거나 分子가 常数項만 존재하는 경우는 Morse[9]에 의해 다루어졌지만, 이는 基準모델 適應시스템의 특수한 형태로서 일반적인 適應制御에는 사용할 수 없다. 相對次数가 2이상인 경우에 대해서는 Wolovich[10] 등의 보고가 있긴 하지만, 構造가 매우 복잡해지는 短點이 있으며 安定度를 보장하지 못했다. 따라서 본論文에서는 相對次数가 2이상인 경우에도 全体 시스템의 安定性을 보장하면서 파라미터 收斂特性에 임의성을 갖을 수 있도록 適應構造에 간단한 線型필터를 도입하였다. 可調整파라미터를 推定하기 위한 反復 앨고리즘의 유도를 하기 위하여 Lyapunov 安定度 理論을 사용하였다. 제시된 適應構造와 앨고리즘의 타당성을 立證하기 위하여, 相對次数가 1次 및 2次인 시스템을 예로 들어 시뮬레이션하였다.

2. 問題의 設定

다음 식으로 표현되는 單一 入·出力 線型 離散値 시스템이 있다.

$$D_P(z)\,y_P(k)=N_P(z)\,u(k) \tag{1}$$

여기서, $y_P(k)$ 및 $u(k)$는 시각 k에 대한 入·出力이며, 시스템에 주어지는 $D_P(z)$ 및 $N_P(z)$ 는 다음과 같다.

$$D_P(z)=z^n+a^T\eta_{n-1}(z)$$

$$N_P(z)=b_0z^m+b^T\eta_{m-1}(z)$$

이 때 $n-m\geq 1$이고 n, m 및 b_0 값은 旣知이며, a 및 b 벡터는 未知라고 가정한다.

$$a^T=[a_1\ a_2\ \cdots a_n]$$

$$b^T=[b_1\ \ b_2\ \cdots b_m]$$

$$\eta_i^T=[z^i\ z^{i-1}\cdots 1]$$

한편, $D_u(z)$의 固有値는 複素平面上의 單位圓內에 존재하는 安定한 多項式이라 한다.

可調整파라미터들로 적절히 구성되는 閉루우프 시스템의 出力이 다음과 같은 基準모델의 出力을 추적하도록 한다.

$$\begin{aligned} D_m(z)\,y_m(k)&=N_m(z)\,r(k)\\ D_m(z)&=z^n+\alpha^T\eta_{n-1}(z)\\ N_m(z)&=\beta_0z^l+\beta^T\eta_{l-1}(z)\end{aligned} \tag{2}$$

이 경우에도 $N_m(z)$는 安定한 多項式으로 설정하고 각 파라미터 벡터 α 및 β와 β_0는 알고 있으며 $l\leq m$이라 가정한다. k가 ∞일 때, 시스템의 出力 $y_P(k)$와 모델의 出力 $y_m(k)$ 사이의 誤差가 零이 되기 위한 $u(k)$를 可調整파라미터들을 사용하여 구성하는 것이 制御目的이다. 이 때, 未知 시스템의 파라미터나 狀態는 推定하지 않고 可調整파라미터들의 값도 구할 필요가 없다. 다시 말해서, 앞에서 제시한 몇가지 條件 이외에 未知 시스템의 入·出力만이 測定可能하다면 未知 파라미터들을 識別하지 않고서도 적절한 可能整 시스템을 구성하므로서, 모델과 未知 시스템의 誤差信号를 k가 ∞로 갈 때 零으로 收斂시킬 수 있을 것이다.

未知 시스템과 基準모델의 入·出力은 測定可態한 信号이므로 다음과 같은 $n-1$次 狀態變數 필터를 각 入·出力端에 도입할 수 있다.

$$D_f(z)=z^{n-1}+d^T\eta_{n-2}(z) \tag{3}$$

$$d^T=[d_2\ \ d_3\ \cdots d_n]$$

결국, 狀態變數필터들의 狀態信號들에 의하여 시스템과 모델 식(1) 및 (2)는 다음과 같이 수정할 수 있다.

$$\begin{aligned} D_P(z)\,\zeta_P(k)&=N_P(z)\,\zeta_u(k)\\ D_m(z)\,\zeta_m(k)&=N_m(z)\,\zeta_r(k)\end{aligned} \tag{4}$$

이러한 가상적인 表現式에서 $\zeta_P(k)$, $\zeta_u(k)$, $\zeta_m(k)$ 및 $\zeta_r(k)$는 필터의 實現에 나타나는 狀態들로서, $\zeta_P(i)$, $\zeta_u(i)$, $\zeta_m(i)$ 및 $\zeta_r(i)$, $i=k\cdots k+n-1$, 은 測定可態한 信号가 된다. 따라서 適應모델 (4)는 可用信号들로 구성됨을 알 수 있다. 여기서 誤差方程式을 다음과 같이 定義하자.

$$\begin{aligned}\varepsilon(k)&=\zeta_P(k)-\zeta_m(k)\\ &=D_f(z)\,[y_P(k)-y_m(k)]\end{aligned} \tag{5}$$

이 때 制御目的은 k가 ∞로 갈 때 $\varepsilon(k)$를 零으로 收斂할 수 있는 $u(k)$를 결정하는 것이다.

3. 適應制御 시스템의 構成

이제 필터의 狀態들로 구성되는 가상된 모델 (4)에 의한 基本誤差方程式을 유도하여 $k\to\infty$에 감에 따라 그 誤差가 零으로 수렴할 수 있는 適應構造에 대하여 알아 보자. 앞에서 설명했듯이 狀態變數필터의 實現方法에 따라 可用信號 들로

구성된 未知 시스템과 모델의 狀態는 推定可能한 信號이므로 식(5)의 方程式을 구한 다음, 이 들 特性을 적절히 이용하면 된다. 일반적으로 基準모델의 狀態方程式은 實現方法에 따라 可觀測한 형태로 표현할 수 있지만, 計算機 實現問題에 있어서는 可制御性에 의한 방법에 의해서도 그 狀態들이 推定可能한 경우도 있다.

식(4)의 가상된 모델과 未知 시스템을 다음과 같은 狀態方程式으로 재구성할 수 있다.

$$X_P(k+1) = F_P X_P(k) + gN_P(z)\,\zeta_u(k) \tag{6}$$

$$\zeta_P(k) = x_{P_1}(k)$$

$$X_m(k+1) = F_m X_m(k) + gN_m(z)\,\zeta_r(k) \tag{7}$$

$$\zeta_m(k) = x_{m_1}(k)$$

이 때 F_P 및 F_m은 可制御性 位相變數標準型으로 주어지며 $g^T = [0\ 0 \cdots 0\ 1]$이다. 식(6) 및 (7)의 우변 2項은 $\zeta_u(i),\ i = k \cdots k+m-1$ 및 $\zeta_r(j),\ j = k \cdots k+l+1$은 각 필터의 狀態로 이용가능하며, F_P 및 F_m의 特性에 따라 狀態 $X_P(k)$ 및 $X_m(k)$는 측정가능한 信號들로 구성됨을 알 수 있다. 따라서 가상된 모델의 狀態空間表現 식(6), (7)은 시각 k에 대하여 推定할 수 있으므로, 誤差方程式에 의한 適應앨고리즘을 유도할 수 있을 것이다. 여기서 狀態誤差를 $e(k) = X_P(k) - X_m(k)$라 하면, $e(k)$의 마지막 要素 $e_n(k)$는 다음과 같이 표현된다.

$$e_n(k+1) = N_P(z)\,\zeta_u(k) - a^T\zeta_P(k) + a^T\zeta_m(k) - N_m(z)\,\zeta_r(k) \tag{8}$$

만약, k가 ∞일 때 $e_n(k)$가 零으로 收斂된다면

$$\lim_{k\to\infty} e_i(k) = 0 \qquad i = 1\ 2 \cdots n-1 \tag{9}$$

가 성립된다. 결국 適應制御의 目的은 k가 ∞일 때 $y_P(k) = y_m(k)$가 만족되도록 하는 것이다. 따라서 $e_n(k)$를 零으로 收斂시킬 수 있도록 可調整파라미터들로 구성된 $u(k)$를 결정하는 문제가 된다.

3-1. 相對次數가 1인 경우의 解析

未知 시스템의 相對誤差가 1인 경우는 狀態變數필터 $D_f(z)$의 次數와 시스템의 分子多項式의 次數가 $n-1$次 多項式이 된다. 따라서 식(8)은 다음과 같이 變換할 수 있다.

$$e_n(k+1) = b_0 u(k) + P^{*T}\theta(k) \tag{10}$$

여기서

$$\theta^T(k) = [\zeta_u(k) \cdots \zeta_u(k+n-2),\ X_P^T(k),\ a^T X_m(k) - D_r(z)\,\zeta_r(k)]^T$$

$$P^{*T} = [\gamma^T,\ a^T,\ 1]$$

$$D_r(z) = b_0 D_f(z) + r^T \eta_{n-2}(z)$$

식(10)에서 알 수 있는 바와 같이, $\theta(k)$는 시각 k에서 추정가능한 信號들의 線型組合으로 구성될 수 있으며, $e_n(k)$도 測定可能하게 된다. 식(10)에 의하면 $u(k)$를 적절하게 구성하면 k가 ∞일 때 $e_n(k)$가 零으로 收斂될 수 있다는 사실을 쉽게 이해할 수 있다. 이러한 $u(k)$를 구성하기 위한 可調整파라미터들을 $P(k)$라 하면, 이 可調整파라미터 $P(k)$에 의하여 다음과 같이 $u(k)$를 구성할 수 있다. 이 때 $P(k)$는 $2n$벡터이다.

$$u(k) = P^T(k+1)\,\theta(k) \tag{11}$$

식(11)을 식(10)에 대입하면 다음과 같다.

$$e_n(k+1) = \Phi^T(k+1)\,\theta(k) \tag{12}$$

여기서 $\Phi(k) = b_0 P(k) + P^*$이다.

이 論文에서 유도된 誤差方程式 (12)의 형태는 可調整파라미터 $\Phi(k+1)$에 대하여 $k+1$ 시 각의 값으로 나타난다는 점은 특이할 만하다. 식(12)에 관한 推定앨고리즘은 여러가지 형태로 주어질 수 있으나 여기에서는 構造가 복잡함에 따른 문제들을 제한하기 위하여 간단한 Lyapunov 安定

理論을 사용한다. 식(12)의 調整則은

$$\Phi(k+1) = \Phi(k) + \triangle\Phi(k) \tag{13}$$

라 할 때, 다음과 같이 가정할 수 있다.

$$\triangle\Phi(k) = -\delta(k)\, e_n(k)\, \Gamma\theta(k-1) \tag{14}$$

여기서 $\delta(k)$는 全体 시스템의 安定度를 보장할 수 있도록 도입된 스칼라 函数로 $\delta(k) > 0$ 이며, Γ는 正値對角行列로서 適應收斂特性의 변화를 주는 荷重利得의 의미를 갖는다. 물론 適應利得 Γ의 형태는 매우 다양하게 나타나지만 여기에서는 適應앨고리즘의 각 要素들에 대한 情報를 알 수 없으므로 일반적인 常数行列을 사용한다. 이 때 식(14)를 만족하고 適應시스템의 安定性을 보장하기 위한 앨고리즘과 스칼라 變數 $\delta(k)$ 의 값을 구하기 위하여 다음과 같은 試験Lyapunov 函数를 가정한다.

$$V(k) = \Phi^T(k)\, \Gamma^{-1}\, \Phi(k) \tag{15}$$

이 때 $\triangle V(k) < 0$ 인 조건을 구하면 $\delta(k)$는

$$\delta(k) = \frac{\lambda}{\theta^T(k-1)\,\Gamma\theta(k-1)}, \quad 0 < \lambda\ 2 \tag{16}$$

결국 $V(k)$는 단조감소 函数로서 $k \to \infty$에서 일정한 常数로 收斂하고, $\triangle V(k)$는 零으로 收斂하므로 식(14)에서 알 수 있듯이 $\triangle\Phi(k)$도 零으로 收斂하게 된다. 식(11) 및 (12)에서 $\triangle\Phi(k) = b_0 P(k)$의 관계를 유추할 수 있으므로 식(14) 및 (16)에서 다음과 같은 실제의 파라미터 調整앨고리즘이 구해진다.

$$P(k+1) = P(k) - \frac{\lambda}{b_0}\, \frac{e_n(k)\,\Gamma\theta(k-1)}{\theta^T(k-1)\,\Gamma\theta^T(k-1)} \tag{17}$$

이 식에서 알 수 있듯이 $k \to \infty$일 때 $P(k)$ 有界되어야 하므로 $\|\theta(k-1)\|$가 有限하게 되어 $e_n(k)$ 및 λ 값을 변화시키므로서 收斂特性을 개선할 수 있을 것이다. 그러나, $e_n(k)$ 값은 $k \to \infty$일 때 零으로 收斂해야 하는 變數로 可調整파라미터 $P(k)$와 測定可能한 信號들 $\theta(k)$의 線型組合으로 나타나므로 이들 값에 의한 파라미터 변화상태를 정확하게 파악할 수 없다.

〔例題 1〕 앞에서 설명한 適應構造및 推定앨고리즘의 타당성을 立證하기 위하여 다음과 같이 相對次数가 1인 未知 스템에 대한 시뮬레이션을 하였다.

$$D_P(z) = z^2 + 0.35z + 1$$

$$N_P(z) = 3z + 0.25$$

$$D_m(z) = z^2 + 0.3z + 0.1$$

$$N_m(z) = 1$$

$$D_f(z) = z + 0.15$$

$$R(k) = 4\sin(0.5k), \quad \lambda = 0.6$$

이 때 모델出力과 未知 시스템出力의 特性을 그림 1에 나타낸다. 이 결과에서 알 수 있는 바와 같이 收斂은 대개 20스텝에서 정확하게 완료된다.

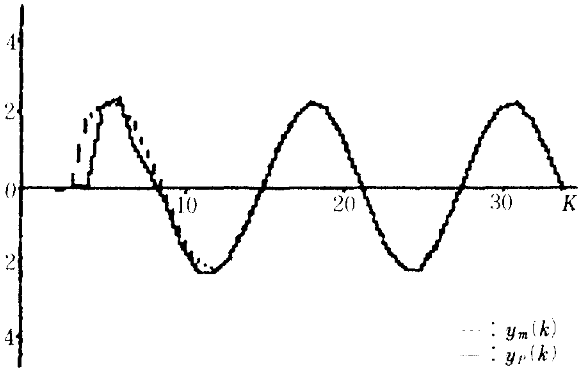

그림 1 相對次數가 1인 경우의 出力特性
Output properties for the relative degree 1.

3-2. 相對次数가 2이상인 경우의 解析

相對次数가 2이상인 시스템에 대해서는 다음과 같은 n차 狀態變數필터를 사용한다.

$$D_f(z) = z^n + d^T\eta_{n-1}(z) \tag{19}$$

이 때에도 基本 誤差方程式은 식(8)처럼 주어진다. 그러나, $N_P(z)$와 $D_P(z)$의 次数가 같으므로, 다음의 補助필터 $D_a(z)$를 도입한다.

$$D_a(z)\, N_P(z) = b_0 D_f(z) + D_r(z) \tag{20}$$

여기서 $D_r(z)$는 $n-1$次 多項式으로 구성되며 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$D_r(z) = z^{n-1} + \gamma^T \eta_{n-2}(z) \tag{21}$$

또한, 誤差方程式 중에 나타나는 각 要素들을 다음과 같이 변환할 수 있다.

$$\begin{aligned} a^T \zeta_P(k) &= [\hat{a}^T \eta_{n-1}(z)\, \zeta_P(k) + \hat{b}^T \eta_{n-1}(z)\, \zeta_u(k)] \\ &\quad / D_a(z) \\ \alpha^T \zeta_m(k) &= (\hat{\alpha}^T \eta_{n-1}(z)\, \zeta_m(k) + \beta^T \eta_{n-(l-m)-1}(z) \\ &\quad \zeta_r(k)] / D_a(z) \\ D_r(z)\, \zeta_r(k) &= [D_a(z)\, D_r(z)\, \zeta_r(k)] / D_a(z) \end{aligned} \tag{22}$$

이 때 $\hat{a}$ 및 $\hat{b}$은 $n-1$次 벡터로 未知값이지만, $\hat{\alpha}$ 및 $\hat{\beta}$는 적절한 변환방법에 의하여 구할 수 있는 常数 값이 된다. 따라서 식(22)의 제 2 및 제 3 식을 이용하여 $q(k)$를 다음처럼 定義할 수 있다.

$$q(k) = D_a(z)\, [\alpha^T \zeta_m(k) - D_r(z)\, \zeta_r(k)] \tag{23}$$

식(20), (21) 및 (23)을 사용하면 誤差方程式은 다음과 같다.

$$e_n(k+1) = [b_0 u(k) + P^{*T} \theta(k)] / D_a(z) \tag{24}$$

이 경우에 $\theta(k)$는 測定可能한 信號들로 구성되는 $2n+1$次 벡터이며, P^*는 이 信號들에 대응되는 係数들을 나타낸다. 따라서 可調整 파라미터 数는 $2n+1$개로 해야하며, 앞에서와 같은 방법을 사용하면 다음과 같은 基本 誤差方程式이 얻어진다.

$$e_n(k+1) = \Phi^T(k+1)\, \theta(k) / D_a(z) \tag{25}$$

여기서 식(25)의 $D_a(z)$를 처리하기 위하여 다음의 補助變數를 도입한다.

$$\begin{aligned} z_1(k+1) &= M z_1(k) + m\theta^T(k) \\ z_2(k+1) &= M z_2(k) + z_1(k+1) \triangle \Phi(k+1) \end{aligned} \tag{26}$$

行列 $\{M\, m\, h\}$는 $D_a(z)$를 實現할 때 나타나는 行列이라 하면, 식(26)을 식(25)에 이용하면 다음 관계식을 얻는다.

$$e_n(k+1) = h^T [\Phi(k+1)\, z_1(k) - z_2(k)] \tag{27}$$

이 때에도 $h^T z_2(k)$ 項이 있으므로 다음과 같은 補助 可調整스칼라 變數를 사용하여 基本 誤差方程式 형태를 간단히 한다.

$$W(k) = P_S(k+1)\, h^T z_2(k) \tag{28}$$

결국 식(28)의 관계를 이용하면 식(27)은 다음 식을 만족한다.

$$\begin{aligned} e_a(k+1) &= \Phi^T(k+1)\, S(k) \\ e_a(k) &= e_n(k) + W(k) \\ \phi(k) &= [\Phi(k),\ P_S(k) - 1]^T \\ S(k) &= [h^T z_1(k),\ h^T z_2(k)]^T \end{aligned} \tag{29}$$

따라서 앞에서와 동일한 방법으로 Lyapunov 安定理論에 의한 推定알고리즘을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P(k+1) &= P(k) - \frac{\lambda}{b_0} \frac{e_a(k)}{S^T(k-1)\, \Gamma S(k-1)} \\ &\quad z_1^T(k-1)\, h \\ P_S(k+1) &= P_S(k) - \lambda \cdot \frac{e_a(k)}{S^T(k-1)\, \Gamma S(k-1)} \\ &\quad z_2^T(k)\, h \end{aligned} \tag{30}$$

$$\triangle\Phi(k+1) = -\frac{\lambda e_a(k+1)}{S^T(k)\Gamma S(k)} \cdot z_1^T(k)\, h$$

시각 k에서 $e_n(k+1)$를 추정할 수 있으면 可調整앨고리즘 식(30)에 의하여 $k\to\infty$일 때 可調整파라미터를 조정해가면서 $e_n(k)$를 零으로 收斂시킬 수 있는 것이다.

〔例題 2〕 相對次數가 2인 경우에 이 앨고리즘의 타당성을 立證하기 위하여 例題 1과 동일한 시스템에 다음 사항만 수정하여 시뮬레이션을 수행하였다.

$N_p(z) = 1$
$N_m(z) = 0.5$
$D_f(z) = z^2 + 0.1z - 0.03$
$D_a(z) = z^2 + 0.25z - 0.06$
$\lambda = 0.4$

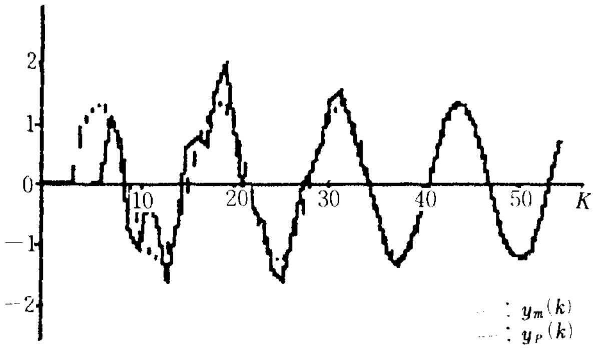

그림 2 相對次数가 2인 경우의 컴퓨터 시뮬레이션 결과
Computer simulation results of 2−relative degrees.

4. 結 論

狀態를 推定할 수 없는 基準모델 適應制御시스템의 각 入·出力에 狀態變數필터를 사용하므로서 可用信号로 구성된 가상된 適應構造로 변경할 수 있었다. 이 경우에 相對次数에 따라 가상된 適應시스템 모델의 誤差方程式을 유도하고 Lyapunov 安定度 理論에 근거한 간단한 可調整시스템을 제안하였다. 특히 相對次数가 2이상인 경우, 設計의 임의성이 있도록 線型필터를 도입하고 全体시스템의 安定性을 보장하는 適應앨고리즘을 유도하였다. 이 때 이러한 適應構造와 推定앨고리즘을 사용하므로서 收斂特性이 매우 양호하다는 사실을 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 확인하였다.

参 考 文 献

(1) R. L. Carroll and D. P. Lindorff, "An adaptive observer for single-input single-output linear systems," IEEE Trans. Autom. Contr., vol. AC−18, pp. 428−435, Oct., 1973.

(2) G. Luder and K. S. Narendra, "A new canonical form for an adaptive observer," IEEE Trans. Autom. Contr., vol. AC−19, pp. 117−119, Apr., 1974.

(3) M. Shahrokhi and M. Morari, "Using an adaptive observer to design pole-placement controllers for discrite time systems," Int. J. Contr., vol. 36, no. 4, pp. 695−710, 1982.

(4) G. Kreisselmeier and D. Joos, "Rate of convergence in model adaptive control," IEEE Trans on Autom. Contr. vol. AC−27, no. 3, Jun., 1982.

(5) I. D. Landau and R. Lozano, "Unification of discrete time explicit reference adaptive control design," Automatica vol. 17, pp. 593−611, Jul., 1981.

(6) K. S. Narendra L. S. Valavani, "Stable adaptive controller design-direct control," IEEE Trans. on Autom. Contr., vol. AC−23, no. 4, Aug., 1978.

(7) O. A. Sebakhy, "A discrete model reference adaptive system design," Int. J. Contr., vol. 23, No. 6, pp. 799−804, 1976.

(8) S. Tamaki, S. Omatu and T. Soeda, "Design of a discrete adaptive observer based on Lyapunov's direct method," Int. J. Contr., vol. 12, no. 4, pp. 473−484, 1981.

(9) A. Feuer and A. S. Morse, "Adaptive control of single-input single-output linear system," IEEE Trans. on Autom. Contr., vol. AC−23, No. 4, pp. 557−569, 1978.

(10) H. Elliot and W. A. Wolovich, "Parameter adaptive indntification and control," IEEE Trans. on Autom. Contr., vol. AC−24, no. 4, pp. 592−599, 1979.

金 成 德(Sung Duck KIM)　正會員
1951年10月 1日生
1971年 3月～1978年 2月：漢陽大學校工科大學電氣工學學科卒業
1978年 9月～1980年10月：漢陽大學校大學院電氣工學科(工學碩士)
1981年 3月～1984年 2月：漢陽大學校大學院電氣工學科(博士過程修了)
1980年～現在：大田開放大學電子工學科 助教授