

# 기준모델 적응 제어의 새로운 해석 (A Novel Analysis of M. R. A. C.)

金 鍾 煥\*, 朴 俊 烈\*, 崔 桂 根  
(Jong Hwan Kim, Joon Yeal Park and Keh Kun Choi)

### 要 約

Padé-Type 근사화법을 이용하여 새로운 기준모델 적응 제어계를 설계하였다. 공정의 파라미터를 모르는 상태에서 제어계를 설계하여 이로부터 제어목적을 만족시키는 등가 방정식을 유도하여 이조건을 만족시키는 파라미터를 반복적으로 추정하였다.

이결과 추정할 공정의 파라미터 갯수를 줄이는 효과를 얻을 수 있다.

기존의 방법과 새로운 방법을 컴퓨터 시뮬레이션으로 나타내었다.

### Abstract

A Novel design of MRAC for achieving independent tracking and regulation objectives by applying Padé-Type approximation in the controller parameter estimation is presented.

The design of the controller is done with the unknown plant parameters from the first.

The result of the design is a simple control scheme with the reduction of estimation parameters.

The performance of the proposed control structure in tracking and regulation is compared with the other method by computer simulation..

### I. 序 論

기준모델 적응제어(MRAC) 방식에 대하여는 이미 BoEgardt<sup>(1)</sup>, Fuchs<sup>(2)</sup>, Landau, Lozano<sup>(3)</sup>, Dugard<sup>(4)</sup> 등 많은 논문이 나왔다. 최근에 Landau, Lozano<sup>(3)</sup>는 이러한 MRAC방식으로 기준모델을 추적만하던 종래의 방식(Bénéjean 1977, Egardt 1980, Ionescu and Monopoli 1977, Goodwin et al. 1980)에 레귤레이션도 함께 다루었다.

이러한 기존의 MRAC방식은 먼저 공정의 다항식 A(q<sup>-1</sup>)과 B(q<sup>-1</sup>)의 계수를 안다고 가정하여 제어계를 구성하여 제어기의 전달함수와 모델의 전달함수를 같게

하는 등가 조건을 유도하였다.

그러나 이러한 등가 식은 실제 공정에서는 A(q<sup>-1</sup>)과 B(q<sup>-1</sup>)의 계수를 모르므로 주어진 조건하에서 부정방식이되어 이조건을 만족시키기 위하여 제어계의 파라미터를 반복적으로 추정하여 제어 목적을 이루었다.

본 논문은 공정의 출력 y(k)를 이미 설정해 놓은 모델의 다항식 A<sub>w</sub>(q<sup>-1</sup>)으로 제한시켜 제어계를 새로 구성하였고, 이로부터 공정의 A(q<sup>-1</sup>), B(q<sup>-1</sup>)의 계수를 추정해 나갈 미지수라 놓아 제어기의 전달함수와 모델의 전달함수를 같게하는 등가 방정식을 제시하였다.

이와같은 방법을 적용하여 추정된 공정의 파라미터는 제어목적을 만족시키는 Padé-Type 근사화법<sup>(5)</sup>이되어 원래 공정의 전달함수의 특성과 근사한 특성을 갖게 된다.

이와같이 Padé-Type 근사화법이 성립되므로써 기존

---

\*正會員, 서울大學校 工科大學 電子工學科  
(Dept. of Electron. Eng., Seoul National Univ.)  
接受日字: 1984年 9月 3日

의 MRAC방식보다 훨씬 적은 수의 제어기 파라미터를 추정하면 된다. 본 논문은 기준모델의 추적과 공정의 파라미터가 변한 경우, 그리고 레귤레이션에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그 특성을 기존의 방식과 비교하였다.

II. 이론 및 설계

1. 기준모델의 추적과 레귤레이션

제어하려는 공정이 다음과 같이 단일 입력, 출력의 선형 시불변 차분방정식으로 표시된다고 하자.

$$A(q^{-1}) Y(k) = q^{-d} B(q^{-1}) U(k) ; d > 0 ; y(0) \neq 0 \quad (1)$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_n q^{-n} ; b_0 \neq 0$$

여기서  $\{Y(k)\}$ 는 공정의 출력이고,  $\{U(k)\}$ 는 공정의 입력이다.

$\{q^{-1}\}$ 은 backward shift operator 이고,  $\{d\}$ 는 공정의 시간지연이며,  $\{A(q^{-1})\}$ 은 점근적으로 안정한 다항식이다. 이 공정에 대하여 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 공정의 차수  $n_a$ 와  $n_b$ 는 알고 있다.
- 2) 공정의 시간지연  $d$ 는 알고 있다.
- 3) 공정은 최소위상이다.

기준모델은 다음과 같은 차분방정식으로 표시된다고 하자.

$$A_M(q^{-1}) Y_M(k) = q^{-d} B_M(q^{-1}) U_M(k) \quad (2)$$

$$A_M(q^{-1}) = 1 + a_{m1} q^{-1} + \dots + a_{m_n} q^{-n}$$

$$B_M(q^{-1}) = b_{m0} + b_{m1} q^{-1} + \dots + b_{m_n} q^{-n}$$

여기서  $\{Y_M(k)\}$ 와  $\{U_M(k)\}$ 는 모델의 유한한 출력과 입력을 나타내며,  $\{A_M(q^{-1})\}$ 은 점근적으로 안정한 다항식이다.

식(1)의 공정에 대한 제어기는 페루우프가 기준모델의 추적과 레귤레이션이 이루어지게 설계되어야 한다.

기준모델의 추적과 레귤레이션은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

- 1) 기준모델을 추적하는 제어기는 공정의 출력이 다음의 식을 만족시키면 된다.

$$A_M(q^{-1}) Y(k) = q^{-d} B_M(q^{-1}) U_M(k) \quad (3)$$

즉, 공정의 출력이 기준모델의 출력과 같게되면 제어 목적이 이루어진다.

- 2) 레귤레이션은  $\{U_M(k)\}$ 가 0이라는 가정하에 초기의 공정-모델간의 오차를 상수항이 1인 점근적으로 안정한 다항식  $C(q^{-1})$ 에 의해 줄여감으로써 이루어질 수 있다.

$$\text{즉, } C(q^{-1}) [Y(k+d) - Y_M(k+d)] = 0 \quad \forall K > 0 \quad (4)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_n q^{-n}$$

2. 선형 제어기 디자인

공정의 시간지연  $\{d\}$ 와 공정의 다항식  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$ 의 최고차수  $\{n_a\}$ ,  $\{n_b\}$ 는 안다고 가정하였으나 다항식  $A(q^{-1})$ 와  $B(q^{-1})$ 의 계수는 미지수이다.

그러므로 처음부터 그 계수를 모르는 상태에서 제어기를 설계하기로 한다.

이 제어기 설계를 그림 1에 나타내었다.

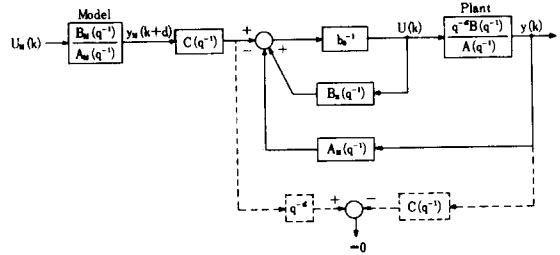


그림 1. 선형제어기  
Fig. 1. Linear controller.

공정의 계수가 미지수이므로 원래 공정의 다항식  $\{A(q^{-1})\}$ 과  $\{B(q^{-1})\}$ 을  $\{\bar{A}(q^{-1})\}$ ,  $\{\bar{B}(q^{-1})\}$ 으로 나타내기 위하여 한다.

그러면 공정의 제어입력은 그림 1에서 다음과 같다.

$$U(k) = \frac{1}{\bar{B}(q^{-1}) S(q^{-1})} [C(q^{-1}) Y_M(k+d) - A_M(q^{-1}) Y(k)] \quad (5)$$

$$\text{또는, } U(k) = \frac{1}{b_0} [C(q^{-1}) Y_M(k+d) - A_M(q^{-1}) Y(k) + \bar{B}_s(q^{-1}) U(k)]$$

$$B_s(q^{-1}) = b_0 - \bar{B}(q^{-1}) S(q^{-1})$$

$$S(q^{-1}) = 1 + S_1 q^{-1} + \dots + S_{n_s} q^{-n_s}$$

기준모델의 추적을 위하여 다음의 등가 식이 성립되어야 한다.

$$C(q^{-1}) = \bar{A}(q^{-1}) S(q^{-1}) + q^{-d} A_M(q^{-1}) \quad (6)$$

- i) 만일  $d + m_a > n_a$  이면  $n_s \geq d + m_a - n_a$  이고,  $n_c = n_a + n_s$
- ii) 만일  $n_a \geq d + m_a$  이면  $n_s \geq 0$  이고,  $n_c = n_a + n_s$

(6)식은  $(n_a + n_s)$ 원 2차방정식이나  $C(q^{-1})$ 과  $A_M(q^{-1})$ 을 원하는대로 설정할 수 있으므로 항상 유일한 해를 가질 수 있게 할 수 있다.

공정-모델간의 오차는 다음과 같다.

$$e(k) = Y(k) - Y_M(k) \quad (7)$$

제어목적은 다음식이 만족되면 이루어진다.

$$C(q^{-1}) e(k+d) = 0 \quad (8)$$

식(8)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} C(q^{-1})e(k+d) &= \bar{B}(q^{-1})S(q^{-1})U(k) + A_M(q^{-1})Y(k) \\ &\quad - C(q^{-1})Y_M(k+d) \\ &= \bar{b}_0 U(k) + P_0^T \phi_0(k) + A_M(q^{-1})Y(k) \\ &\quad - C(q^{-1})Y_M(k+d) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \phi_0^T(k) &= [U(k-1)U(k-2)\cdots U(k-n_0-n_s)] \\ P_0^T &= [\bar{b}_0 S_1 + \bar{b}_1 \bar{b}_0 S_2 + \bar{b}_1 S_1 + \bar{b}_2 \cdots \bar{b}_{n_0} S_{n_0}] \end{aligned}$$

식(9)를 0으로 놓음으로써 다음과 같은 제어입력으로 제어목적이 이루어진다.

$$\begin{aligned} U(k) &= \frac{1}{\bar{b}_0} [C(q^{-1})Y_M(k+d) - A_M(q^{-1})Y(k) \\ &\quad - P_0^T \phi_0(k)] \end{aligned} \quad (10)$$

미지의 파라미터는 바로 구할 수 없으므로 벡터  $P_0$ , 계수  $\bar{b}_0$  대신 적응 알고리즘에 의하여 반복적으로 구한 추정치  $\hat{P}_0(k)$ ,  $\hat{b}_0(k)$ 를 사용하기로 한다.

그러면 제어입력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} U(k) &= \hat{b}_0^{-1}(k) [C(q^{-1})Y_M(k+d) - A_M(q^{-1})Y(k) \\ &\quad - \hat{P}_0^T(k) \phi_0(k)] \end{aligned} \quad (11)$$

식(11)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$C(q^{-1})Y_M(k+d) = \hat{P}^T(k)\phi(k) + A_M(q^{-1})Y(k) \quad (12)$$

$$\hat{P}^T(k) = [\hat{b}_0(k); \hat{P}_0^T(k)]$$

$$\phi^T(k) = [U(k); \phi_0^T(k)]$$

식(12)를 식(9)에 대입하면 다음과 같다.

$$C(q^{-1})e(k+d) = [P - \hat{P}(k)]^T \phi(k) \quad (13)$$

$$P^T = [\bar{b}_0; P_0^T]$$

$$\phi^T(k) = [U(k); \phi_0^T(k)]$$

필터된 공정-모델 오차  $e_r(k)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$e_r(k) = C(q^{-1})e(k) = [P - \hat{P}(k-d)]^T \phi(k-d) \quad (14)$$

제어목적은 다음 조건을 만족시키는 적응 알고리즘을 찾는 것이다.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e_r(k) = 0 \quad \forall e_r(0) \neq 0, \quad \hat{P}(0) \in R$$

$$\|\phi(k)\| \leq M < \infty \quad \forall K$$

이러한 문제는 공정의 시간지연때문에 직접 해결할 수 없으므로 보조 오차를 다음과 같이 정의한다.

$$\bar{e}(k) = [\hat{p}(k-d) - \hat{p}(k)]^T \phi(k-d) \quad (15)$$

그리고  $e_r(k)$ 와  $\bar{e}(k)$ 를 합한 확대 오차를 정의한다.

$$e^*(k) = e_r(k) + \bar{e}(k) = [p - \hat{p}(k)]^T \phi(k-d) \quad (16)$$

식(16)의 추정오차를 최소화시키는 알고리즘을 구하기 위하여 다음과 같은 평가함수를 둔다.

$$\begin{aligned} J(k) &= \sum_{j=d}^k \lambda_1 \lambda_2^{k-j} [\bar{Y}(j) - \hat{P}^T(k) \phi(j-d)]^2 \\ &\quad \text{단 } 0 < \lambda_1 < 1 \end{aligned} \quad (17)$$

식(17)을  $\hat{P}(k)$ 로 미분하여 이를 0으로 두면  $\hat{P}(k)$ 에 대한 관계식을 얻을 수 있고, 이를 역행렬 정리를 이용하여 반복식을 구하면 다음과 같은 E. W. L. S. 알고리즘을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{P}(k+1) &= \hat{P}(k) + L(k+1) [\bar{Y}(k+1) - \\ &\quad \hat{P}^T(k) \phi(k-d+1)] \end{aligned} \quad (18)$$

$$\Gamma(k+1) = \frac{1}{\lambda_1} [I - L(k+1) \phi(k-d+1)^T] \Gamma(k)$$

$$L(k+1) = \frac{\Gamma(k) \phi(k-d+1)}{\frac{1}{\lambda_2} + \phi(k-d+1)^T \frac{\Gamma(k)}{\lambda_1} \phi(k-d+1)}$$

$$\bar{Y}(k) = p^T \phi(k-d) = C(q^{-1})Y(k) - A_M(q^{-1})Y(k-d)$$

식(18)에 의하여 추정된 파라미터가 식(6)과 (8)을 만족시킨다고 가정하면 이때 구해진 다항식  $\bar{A}(q^{-1})$ 과  $\bar{B}(q^{-1})$ 은 같은 차수에서 공정 식(1)의 Padé-Type 근사화법이 된다.

즉, 식(1)을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\frac{Y(k+d)}{U(k)} = \frac{b_0 + b_1 q^{-1} + \cdots + b_{n_0} q^{-n_0}}{1 + a_1 q^{-1} + \cdots + a_{n_0} q^{-n_0}} \quad (19)$$

식(19)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{Y(k+d)}{U(k)} = \frac{1}{H_1 + \frac{q^{-1}}{H_2 + \frac{q^{-1}}{H_3 + \frac{q^{-1}}{\ddots}}}} \quad (20)$$

일반적으로 제어시스템은 저역 필터이므로 저주파수에서 근사화하는 것이 바람직 하다.

즉, 우선 정상 상태를 고려하고나서 과도상태를 관찰하는 것이 바람직하므로 계속적으로 나누어가는 연분수식(20)에서 아래항들은 무시할 수 있다.

식(6)의 다항식  $C(q^{-1})$ 과  $A_M(q^{-1})$ 을 적절히 선정하여 Padé-Type 근사화법을 적용하면, 반복적으로 추정해야 하는 제어기의 파라미터수를 줄이면서 간단하게 제어 목적을 이룰 수 있다.

그러나 Padé-Type 근사화법은 근사화된 전달함수의 극이 원래 전달함수의 분모와 분자에 종속하므로, 원래 시스템이 안정하더라도, 계산된 다항식  $A(q^{-1})$ 의 계수가 식(6)을 정확하게 만족하지 못하여 초기에 진동이 일어나서 안정시간이 늦어질 수 있는 단점이 있다.

#### IV. 안 정 도

파라미터 추정오차 벡터  $\bar{P}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\bar{P}(k) = \hat{P}(k) - P \quad (21)$$

그러면,

$$\begin{aligned} \bar{P}(k) &= \left[ I - \frac{\Gamma(k-1) \phi(k-d) \phi(k-d)^T}{\frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi^T(k-d) \Gamma(k-1) \phi(k-d)} \right] \\ &\quad \bar{P}(k-1) \end{aligned} \quad (22)$$

비음함수  $N(k)$ 를 정의한다.

$$N(k) = \bar{P}^T(k) \Gamma^{-1}(k) \bar{P}(k) \quad (23)$$

그러면,

$$N(k) - N(k-1) = -(1 - \lambda_1) N(k-1) - \lambda_1 \frac{\bar{P}^T(k-1) \phi(k-d) \phi(k-d)^T P(k-1)}{\frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi^T(k-d) \Gamma(k-1) \phi(k-d)} \quad (24)$$

$N(k)$ 가 음이 아닌 함수이므로  $0 < \lambda_1 < 1$ 인 범위에서  $N(k)$ 가 유한된 비증가 함수로서 0으로 수렴한다. 그러므로,

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\bar{P}^T(k-1) \phi(k-d) \phi(k-d)^T P(k-1)}{\frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi^T(k-d) \Gamma(k-1) \phi(k-d)} = 0 \quad (25)$$

식(21)에  $\phi(k-d)^T$ 을 곱하여 정리하면,

$$\phi(k-d)^T \bar{P}(k-1) = \phi(k-d)^T \bar{P}(k-d) - \sum_{i=1}^{d-1} \quad (26)$$

$$\frac{\phi(k-d)^T \Gamma(k-1-i) \phi(k-d-i) \phi(k-d-i)^T \bar{P}(k-1-i)}{\frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi^T(k-d-i) \Gamma(k-1-i) \phi(k-d-i)}$$

식(26)을  $[\lambda_1 / \lambda_2 + \phi(k-d)^T \Gamma(k-1) \phi(k-d)]^{1/2}$ 로 나눠주면,

$$\frac{\phi(k-d)^T \bar{P}(k-1)}{\left[ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi(k-d)^T \Gamma(k-1) \phi(k-d) \right]^{1/2}} = \quad (27)$$

$$\frac{\phi(k-d)^T \bar{P}(k-d)}{\left[ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi(k-d)^T \Gamma(k-1) \phi(k-d) \right]^{1/2}} - \sum_{i=1}^{d-1} \frac{\phi(k-d)^T \Gamma(k-1-i) \phi(k-d-i) \phi(k-d-i)^T \bar{P}(k-1-i)}{\left[ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi(k-d)^T \Gamma(k-1) \phi(k-d) \right]^{1/2} \left[ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi^T(k-d-i) \Gamma(k-1-i) \phi(k-d-i) \right]^{1/2}}$$

행렬  $\Gamma(k)$ 의 최대·최소 고유치가 다음과 같이 유한하다고 가정한다.

$$\rho \min \Gamma(k) \geq C_1 > 0$$

$$\rho \max \Gamma(k) \leq C_2 < \infty \quad \forall K$$

그러면,

$$\frac{|\phi(k-d)|}{\left[ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi(k-d)^T \Gamma(k-1) \phi(k-d) \right]^{1/2}} <$$

$$\frac{|\phi(k-d)|}{\sqrt{C_1} |\phi(k-d)|} = \frac{1}{\sqrt{C_1}}$$

$$\frac{|\Gamma(k-1-i) \phi(k-d-i)|}{\left[ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi(k-d-i)^T \Gamma(k-1-i) \phi(k-d-i) \right]^{1/2}} <$$

$$\frac{C_2 |\phi(k-d-i)|}{\sqrt{C_1} |\phi(k-d-i)|} = \frac{C_2}{\sqrt{C_1}}$$

로 유한되므로 식(25)에 의하여 식(27)의 오른쪽 첫째항은

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\phi(k-d)^T \bar{P}(k-d)}{\left[ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi(k-d)^T \Gamma(k-1) \phi(k-d) \right]^{1/2}} = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{e_r(k)}{\left[ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi(k-d)^T \Gamma(k-1) \phi(k-d) \right]^{1/2}} = 0 \quad (28)$$

이다.

여기서 Goodwin et al<sup>6)</sup>의 정리를 적용하자.

정리 1 :

$$\text{만일 } \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{e_r(k)}{\left[ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \phi(k-d)^T \Gamma(k-1) \phi(k-d) \right]^{1/2}} = 0 \text{ 이면}$$

균일 유한 조건

$$\rho \min \Gamma(k) \geq C_1 > 0, \quad \rho \max \Gamma(k) \leq C_2 < \infty,$$

선형 유한 조건,

$$\|\phi(k+d)\| \leq C_3 + C_4 \max_{0 \leq l \leq k} |e_r(l)|$$

$$0 \leq C_3 < \infty, \quad 0 < C_4 < \infty \text{에 의해}$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e_r(k) = 0 \text{ 이고}$$

$$\|\phi(k-d)\| < C_5, \quad 0 < C_5 < \infty \quad \forall K > 0 \text{이다.}$$

단,  $\{e_r(k)\}$ 는 실스칼라수열,  $\{\phi(k-d)\}$ 는 실벡터수열,  $\Gamma(k)$ 는 positive-definite 실 행렬이다.

### V. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 기준모델로의 추적과, 공정의 파라미터가 변한 경우와 레귤레이션에 대하여 기존의 MRAC 방법<sup>6)</sup>과 제안된 방법을 각각 사용하였으며 그결과를 나타내었다.

추적해 나갈 기준모델을 다음과 같이 설정하였다.

$$Y_w(k) = q^{-d} \frac{B_w(q^{-1})}{A_w(q^{-1})} U_w(k) = \frac{q^{-2}(1+0.4q^{-1})}{(1-0.5q^{-1})[1-(0.7+0.2j)q^{-1}][1-(0.7-0.2j)q^{-1}]} U_w(k) \quad (29)$$

제어할 공정은 다음과 같다.

$$Y(k) = \frac{q^{-2}(1+0.4q^{-1})}{(1-0.5q^{-1})[1-(0.8+0.3j)q^{-1}][1-(0.8-0.3j)q^{-1}]} U(k) \quad (30)$$

위의 공정이  $K=K_0$ 에서 파라미터가 변하여 다음의 전달함수로 표현된다고 하자.

$$Y(k) = \frac{q^{-2}(0.95+0.45q^{-1})}{(1-0.5q^{-1})[1-(0.85+0.4j)q^{-1}][1-(0.85-0.4j)q^{-1}]} U(k) \quad (31)$$

두 가지 방법을 모든 조건이 똑같은 상태에서 시뮬레이션하였다.  $U_w(k) = 1$ 로 하여 먼저  $K=105$ 까지 기준모델로의 추적을 보였고,  $K=106$ 에서 공정의 파라미터가 변하였다가 (식(31)),  $K=206$ 에서 원래의 공정파라미터 (식(30))로 되어 동작할 경우에 기준모델로의 추적 보였고,  $K=306$ 에서 부터 끝까지는  $U_w(k) = 0$ 인 레귤레이션을 보였다.

$\Gamma(k)$ 의 초기치는  $\Gamma_0 = 10 I_4$  (제안된 방법)과  $\Gamma_0 = 10 I_4$  (기존의 방법)로 하였고, 추정파라미터의 초기치 중에서 P1만 1로 하였고, 나머지는 모두 0으로 하였으며,  $Y(0) = 5$ ,  $\lambda_1 = 0.91$ ,  $\lambda_2 = 0.09$ 와  $C(q^{-1}) = (1-0.5q^{-1})[1-(0.7+0.2j)q^{-1}][1-(0.7-0.2j)q^{-1}][1-(0.1+0.9j)q^{-1}][1-(0.1-0.9j)q^{-1}]$ 로 하였다. 이경우 기존 방법으로는 기준모델을 추적하려면 파라미터 7개를 추정하여야 하나 제안된 방법으로는 4개만 추정하면

된다. 그림 3 에는 7 개의 파라미터중 앞의 4 개만 나타내었다.

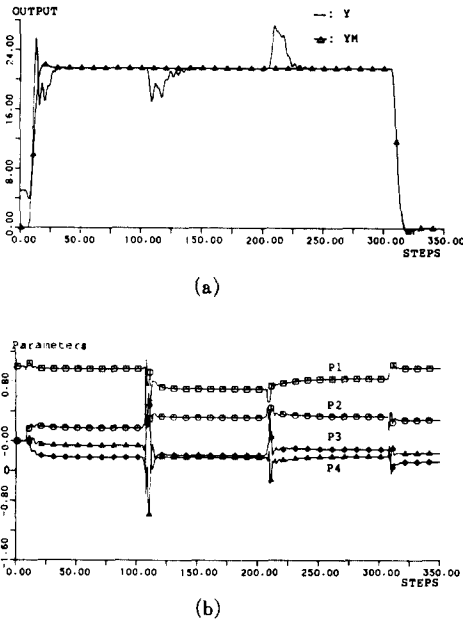


그림 2. 새로운 방법 (a) 출력 (b) 파라미터  
Fig. 2. A novel method. (a) output. (b) parameters.

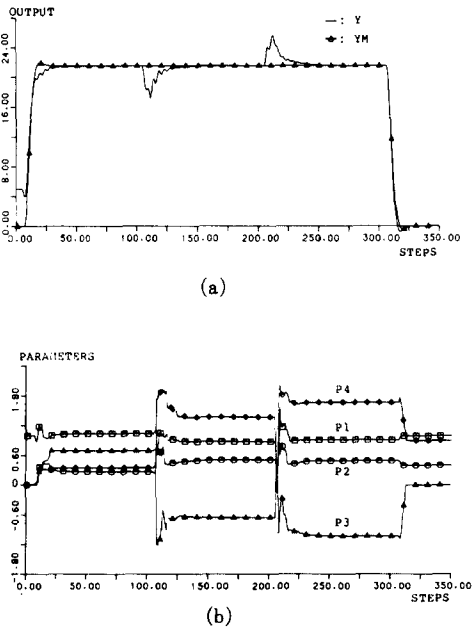


그림 3. 기존의 방법 (a) 출력 (b) 파라미터  
Fig. 3. An existing method. (a) Out Put. (b) Parameters.

다항식  $|C(q^{-1})|$  은 기준모델의 다항식  $|A_M(q^{-1})|$  과 단위 원내의 근을 갖는 다항식의 곱으로 설정하였다.

기준 모델의 다항식  $|A_M(q^{-1})|$  은 임의로 설정할 수 있으나,  $|A_M(q^{-1})|$  의 근이 공정의 극 근처에 존재하면 추적 특성이 매우 좋다.

VI. 結 論

새로운 제어기를 설계하여 공정의 전달함수를 근사화하는 방법으로 추정 파라미터의 갯수를 줄일 수 있음을 보였다.

시뮬레이션 결과로 알 수 있듯이 C 다항식과  $A_M$  다항식을 잘 설정하면 기존의 방법보다 좋은 결과를 얻을 수 있다. 차수가 높은 공정도 전달함수의 근사화법을 적용하면 추정 파라미터의 갯수를 줄일 수 있다.

그러므로 차수가 높은 공정을 마이크로컴퓨터를 이용하여 제어할 때 새로운 방법이 매우 유효함을 알 수 있다.

參 考 文 獻

- [1] Bo Egardt, "Unification of some discrete-time adaptive schemes," *IEEE Trans on Automat. Contr.*, vol. AC-25, no.4, pp. 693-697, Aug. 1980.
- [2] J.J. Fuchs, "Discrete adaptive control: A sufficient condition for stability and applications," *IEEE Trans on Automat. Contr.* vol. AC-25, no.5, pp. 940-946, Oct. 1980.
- [3] R. Lozano, I.D. Landau, "Redesign of explicit and implicit discrete time model reference adaptive control schemes," *Int. J. Contr.*, vol. 33, no.2, pp. 247-268, 1981.
- [4] L. Dugard, Bo Egardt, I.D. Landau, "Design and convergence analysis of stochastic model reference adaptive controllers," *Int. J. Contr.* vol. 35, no. 5, pp. 755-773, 1982.
- [5] C.F. Chen, L.S. Shieh, "A novel approach to linear model simplification," *Int. J. Contr.*, vol. 8, no. 6, pp. 561-570, 1968.
- [6] G.C. Goodwin, P.J. Ramadge, P.E. Caines, "Discrete-time multivariable adaptive control," *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, vol. AC-25, no.3, pp. 449-456, June 1980.
- [7] 金鍾煥, 朴俊烈, 崔桂根, "Explicit MRAC 알고리즘을 이용한 직류전동기 속도제어", *전자공학 회지*, vol. 20, no. 6, pp. 11-17, 1983. \*