

일반형 예측제어를 이용한 직접 적응 제어

이영일 권옥현

서울대학교 자동화 시스템 공동 연구소 및 제어계측공학과.

A direct adaptive control using generalized predictive control

Lee Young Il and Kwon Wook Hyun

Dept. of Control and Instrumentation Engr. and Automation

Systems Research Institute, Seoul National University

Abstract: In this paper a direct adaptive control scheme which minimizes N-step cost function is proposed. It is derived via GPC control algorithm under the assumption that we know N-step unit step response of the given system. The proposed adaptive scheme is shown to have the same stability properties with the RHTC control, and require very small amount of calculation compared with other adaptive algorithms which minimize N-step cost function. And it is shown through simulations that the proposed adaptive algorithm is robust to the variation of the unit step response which is assumed to be known.

1. 서론

70년대 이후로 적응제어에 관한 많은 연구가 이루어져 왔고 근래 마이크로 프로세서의 고기능화에 힘입어 실제 시스템에 적용된 예가[1] 늘어 남으로서 적응제어의 실제적인 중요성과 관심이 고조되고 있다. 그러나 아직까지는 실제 적용상이나 이론적인 면에서 해결 해야 할 문제가 많이 있다.

예측기(predictor)를 이용하고 1-스텝의 비용함수를 최소화시키는 적응제어[2][3][4]의 경우 그 제어목적이 실제 시스템에 부합되는 경우가 많고[2], 계산이 간단하여 실제 시스템에의 응용예가 많으나 비최소 위상시스템에 적용할 수 없으며 지연시간의 변화에 극히 민감하다. 극배치 적응제어 방식[5][6]도 예측기를 이용한 방식과 더불어 많이 실용화 되고 있는 방법이나 [5] 역시 비최소 위상시스템에 적용할 수 없다는 단점을 가지며 [6]은 [2][3][4] 방식의 단점을 극복 하였으나 [5][6] 모두, 제어하고자 하는 플랜트의 차수를 잘못 가정 하였을 경우 그 성능이 심하게 나빠진다. 또한 극배치 방법의 경우 적당한 극의 위치를 선정하기가 까다롭고, 동작 상태에 따라 쉽게 조절하여 성능 향상을 꾀할 수 있는 제어기의 변수를 선정 하기 힘들다.

[2]-[5] 방식의 단점을 보완 하여 비최소 위상 시스템에도 적용할 수 있는 적응제어 방식이 80년대 이후로 많이 제안되었는데[7]-[11], [7]은 극배치 방식과 식별오차(identification mismatch error)를 결합하여 일반적인 n차 시스템에 대해 안정도를 보장하는 제어방식을 제안 하였으나 식별 해야 할 매개변수의 숫자가 많고, 과도 상태가 길어져서 실제 시스템에 적용 시키는 힘들다. [8]-[11]의 방식들은 N-스텝의 비용함수를 도입하여서 비최소위상시스템을 포함하여 보다 일반적인 시스템에 적용 가능하도록 연구 되었다. [8]은 N-스텝의 비용함수에 대해서 준최적제어 방식을 이용한 적응추종제어 방법을 제안 하였다. 그러나 이 경우 안정도를 보장하기 위해서 매 제어스텝마다 식별된 시스템이 안정화 조건을 만족해야 하므로 표준형태의 식별 알고리즘을 사용할 수 없다. [9]-[10]에서는 기존의 LQG 해법을 적응제어에 알맞은 형태로 변형 시켰으나 계산량이 많고 그 설계가 규명 되지 않았다.

N-스텝의 비용함수를 최소화 하는 제어기는 1-스텝의 비용함수를 사용하는 경우에 비해서 첫째, 비최소 위상시스템을 포함한 보다 다양한 시스템에의 적용이 가능 하고 둘째, 제어입력의 계산에 지연시간이 직접 포함되지 않으므로 지연시간의 변동에 둔감 할 것이라는 것을 예상 할 수 있다. 또한 극배치를 이용한 적응제어 방식에 비해서 차수 오차에 둔감 할 것이며 비용함수의 가중치를 조절하여 쉽게 성능을 개선 시킬 수 있다는 장점을 가지게 된다. 그러나 많은 계산량이 N-스텝의 비용함수를 사용하는 방식을 실용화 하는데 가장 큰 문제이다. 그 구현 방식에 따라 다소의

차이는 있지만 N개 예측기의 계수를 식별 해야 하거나[11], 매 제어스텝 마다 DRE(Differential Riccati Equation)를 N-스텝 만큼 풀어야 하고[9], 또는 두개의 Diophantine식과 스펙트럼 분해(spectrum factorization)를[10] 해야 하므로 1-스텝의 경우에 비해서 계산량이 상당히 많아지게 된다.

본 논문에서는, 공정제어 분야에서 시스템의 테스트를 위해 많이 사용하는 단위계단 응답을 N 스텝 만큼 안다는 가정하에, 일반 예측제어 방식[12]에서 사용하는 N개의 예측기를 변형, 결합하여 하나의 재 구성된 예측기를 만들고 이를 이용해서 계산량이 적으면서도 접근적으로, N-스텝의 비용함수를 최소화 시키는 이동구간 추적제어(Receding Horizon Tracking Control:RHTC)와 같은 성능을 갖는 직접 적응제어 알고리즘을 제시 하였다.

2절에서는 GPC 제어방식에 대해서 간략하게 살펴보고, 그 안정도에 대해서 [13]의 결과를 이용해서 정리한다. 3절에서는 새로운 형태의 예측기를 만들고 이를 이용한 직접 적응제어방식을 제안한다. 4절에서는 제안된 적응제어 알고리즘의 성결과 그 계산량을 점검 하고, 5절에서는 시뮬레이션을 통해서 미리 가정한 단위계단응답이 다소 변하더라도 제안된 알고리즘의 성능이 나빠지지 않음을 보였다.

2.GPC와 그 안정도 성질

다음과 같은 DARMA(Deterministic AutoRegressive Moving Average) 모델을 갖는 단일 입력출력의 선형 시불변 시스템을 가정한다.

$$A(q^{-1})y(t)=B(q^{-1})u(t-1) \quad (1)$$

여기서

$$A(q^{-1})=1+a_1q^{-1}+\dots+a_nq^{-n}$$

$$B(q^{-1})=1+b_1q^{-1}+\dots+b_mq^{-1}$$

$$q^{-1}y(t) = y(t-1)$$

제어값을 구하기 위한 비용함수는 다음과 같다.

$$J(N)=\sum_{j=1}^N [y(t+j)-w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^N r[u(t+j-1)]^2 \quad (2)$$

w는 외부명령을 표시한다. 제어입력을 구하기 위해서 [12]에서와 같은 방식을 사용한다. 즉 알고리즘의 해를 구하기 위해서 예측구간 N 까지의 출력예측기(output predictor)를 사용하는데 그 형태는 다음과 같다.[12][13]

$$Y = SU + PY + QU \quad (3)$$

여기에서

$$Y = [y(t+1) \ y(t+2) \ \dots \ y(t+N)]'$$

$$= [q \ q^2 \ \dots \ q^N]'y(t)$$

$$U = [u(t) \ u(t+1) \ \dots \ u(t+N-1)]'$$

$$= [1 \ q^2 \ \dots \ q^{N-1}]'u(t) \quad (4)$$

$$\begin{aligned}
 Y &= [y(t) \ y(t-1) \ \dots \ y(t-n+1)]' \\
 &= [1 \ q^{-1} \ \dots \ q^{-(n-1)}]' y(t) \\
 U &= [u(t-1) \ u(t-2) \ \dots \ u(t-m)]' \\
 &= [q^{-1} \ q^{-2} \ \dots \ q^{-m}]' u(t)
 \end{aligned}$$

$$P = \begin{bmatrix} p_1^1 & p_2^1 & \dots & p_n^1 \\ p_1^2 & p_2^2 & \dots & p_n^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_1^N & p_2^N & \dots & p_n^N \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} q_1^1 & q_2^1 & \dots & q_n^1 \\ q_1^2 & q_2^2 & \dots & q_n^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_1^N & q_2^N & \dots & q_n^N \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$S = \begin{bmatrix} s_0 & 0 & \dots & 0 \\ s_1 & s_0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ s_{N-1} & \dots & \dots & \dots & s_0 \end{bmatrix}$$

여기서 s_i 는 (1)로 주어지는 시스템의 i 번째 단위 계단응답치를 나타내고 P와 Q의 계수들은 다음 식을 만족하는 $P_i(q^{-1})$ 와 $Q_i(q^{-1})$ 다항식의 계수들로 이루어진 행렬이다.

$$\begin{aligned}
 1 &= E_i(q^{-1})A_i q^{-i} P_i(q^{-1}) \quad (6) \\
 Q_i &= E_i \Phi B
 \end{aligned}$$

그리고 t 에서의 제어입력 $u(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 u(t) &= g(W - PY - QU) \quad (7) \\
 g &= [1 \ 0 \ \dots \ 0] (S' S + I)^{-1} S' \quad (8)
 \end{aligned}$$

(7)식의 제어입력을 사용하는 폐루프 시스템의 특성방정식을 나타내기 위해서 다음과 같은 q 와 q^{-1} 의 다항식을 정의 한다.

$$\begin{aligned}
 I_n(q) &= [q \ q^2 \ \dots \ q^n] \quad (9) \\
 G_N(q) &= g I_n(q) \quad (10) \\
 &= g_1 q + g_2 q^2 + \dots + g_n q^n \\
 S_N(q) &= g S I_n(q) * q^{-1} \quad (11) \\
 &= g S_1 + g S_2 q + \dots + g S_{N-1} q^{N-1} \\
 P(q^{-1}) &= g P I_n(q^{-1}) * q \quad (12) \\
 &= g P_1 + g P_2 q^{-1} + \dots + g P_{r-1} q^{-(r-1)} \\
 Q(q^{-1}) &= g Q I_n(q^{-1}) * q \quad (13) \\
 &= g Q_1 + g Q_2 q^{-1} + \dots + g Q_{r-1} q^{-(r-1)}
 \end{aligned}$$

여기서 P_i 와 Q_i 는 각각 P와 Q의 i 번째 열벡터를 나타낸다.

이들을 이용해서 (7)식의 $u(t)$ 를 다시 표시하면 다음과 같다.

$$u(t) = G_N(q)w(t) - P(q^{-1})y(t) - Q(q^{-1})u(t) \quad (14)$$

(7)식의 제어입력을 사용하는 경우의 폐루프 시스템의 안정도는 [13]에서 해석이 되었는데 이를 정리 하면 다음과 같다.

제안 1. (9)식과 같은 제어를 하면 전체 폐루프의 특성방정식은 식(15)과 같으며, (1)의 $A(q)$ 와 $B(q)$ 가 기약(irreducible) 이면 특성 방정식의 모든 근(q)이 단위원 안에 들어 가도록 하는 유한한 N 이 존재한다.

$$A(q^{-1}) - S_N(q)A(q^{-1}) + q^{-1}G_N(q)B(q^{-1}) \quad (15)$$

(증명) (3)과 (7)에서

$$u(t) = g(W + SU - Y)$$

$$\begin{aligned}
 \Rightarrow u(t) &= g I_1(q)w(t) + g S I_N(q)q^{-1}u(t) - g I_N(q)y(t) \\
 &= G_N(q)w(t) + S_N(q)u(t) - G_N(q)y(t) \quad (16)
 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow (1 - S_N(q))u(t) = G_N(q)w(t) - G_N(q)y(t)$$

양변에 $A(q^{-1})$ 를 곱하면

$$\begin{aligned}
 [A(q^{-1}) - S_N(q)A(q^{-1}) + q^{-1}G_N(q)B(q^{-1})]u(t) \\
 = A(q^{-1})G_N(q)w(t)
 \end{aligned}$$

양변에 $B(q^{-1})$ 를 곱하면

$$\begin{aligned}
 [A(q^{-1}) - S_N(q)A(q^{-1}) + q^{-1}G_N(q)B(q^{-1})]y(t) \\
 = B(q^{-1})G_N(q)w(t)
 \end{aligned}$$

따라서 식(15)이 폐루프의 특성근임을 알 수 있다. 그리고 [13]에서 가정이 만족할 때에 전체시스템을 안정화 시키는 N 이 존재함을 보였으므로 식(15)의 모든 근이 단위원 안에 있도록 하는 유한한 N 이 존재함을 알 수 있다.

3. 직접 적응제어 알고리즘의 유도

식(3)의 예측기의 양변에 g 를 곱하면 식(9)-(13)에서 정의된 다항식에 의해 식(17)이 만족된다.

$$G_N(q)y(t) = S_N(q)u(t) + P(q^{-1})y(t) + Q(q^{-1})u(t) \quad (17)$$

다음과 같은 정의를 하면 식 (17)에서 식(19)을 얻을 수 있다.

$$G_N^*(q^{-1}) = q^{-N} G_N(q) \quad (18a)$$

$$S_N^*(q^{-1}) = q^{-N+1} S_N(q) \quad (18b)$$

$$\begin{aligned}
 G_N^*(q^{-1})y(t) - S_N^*(q^{-1})u(t-1) \\
 = P(q^{-1})y(t-N) + Q(q^{-1})u(t-N) \quad (19)
 \end{aligned}$$

θ_0 로 (19)식 우변의 파라미터를 (22a)과 같이 표시하고 편의상

$$yy(t) = G_N^*(q^{-1})y(t) - S_N^*(q^{-1})u(t) \quad (20)$$

로 정의 하면 (19)는 다음과 같이 다시 쓰여 질 수 있다.

$$yy(t) = \phi'(t-N) \theta_0 \quad (21)$$

$$\theta_0 = [\theta_0^0, \dots, \theta_0^{n-1}, \theta_0^1, \dots, \theta_0^m]' \quad (22a)$$

$$\phi(t) = [y(t), \dots, y(t-n+1), u(t-1), \dots, u(t-m)] \quad (22b)$$

만약 우리가 (1)의 시스템에 대해서 N 스텝만큼의 단위 계단응답 즉 $s_i, i=1, \dots, N$ 을 안다면 S와 g를 계산 할 수 있고 (19)식 좌변의 $G_N^*(q^{-1})$ 와 $S_N^*(q^{-1})$ 도 알 수 있다. 따라서 $u(t)$ 와 $y(t)$ 를 측정하면 $yy(t)$ 의 값을 알 수 있다. 그리고 식 (9)에서

$$u(t) = u(t-1) + G_N(q)w(t) - \phi'(t) \theta_0 \quad (23)$$

가 성립함을 알 수 있다. 이 점들에 유의 하여 다음과 같은 적응제어 알고리즘을 제안 한다.

알고리즘 1)

과정 1: 비용함수의 r 과 N 을 적당히 정하고 시스템의 단위 계단 응답을 N 스텝만큼 측정해서 $G_N^*(q^{-1})$ 와 $S_N^*(q^{-1})$ 의 계수를 구한다.

과정 2: RLS(Recursive Least Square) 방법과 (20)을 이용해서 P와 Q의 계수들을 식별 한다.

$$\begin{aligned}
 \theta(t) &= \theta(t-1) + \frac{V(t-2)\phi(t-N)}{1 + \phi(t-N)'V(t-2)\phi(t-N)} \\
 &\quad * [yy(t) - \phi(t-N)' \theta(t)] \quad (24)
 \end{aligned}$$

$$V(t-1) = V(t-2) - \alpha \frac{V(t-2)\phi(t-N)\phi(t-N)'V(t-2)}{1 + \phi(t-N)'V(t-2)\phi(t-N)} \quad (25)$$

$$\theta = [p_0, \dots, p_{n-1}, q_1, \dots, q_m]'$$

$$\phi(t) = [y(t), \dots, y(t-n+1), u(t-1), \dots, u(t-m)]$$

여기서 α 는 시스템이 시변일 경우를 대비한 가중요소이다. 시불변 시스템일 경우는 $\alpha=1$ 로 둔다.

과정 3: 과정 2에서 식별된 $\theta(t)$ 를 이용해서 제어입력을 만든다.

$$u(t) = G_N(q)w(t) - \phi'(t)\theta(t) \quad (26)$$

(23)의 $u(t)$ 를 시스템에 가하고 과정 2로 간다.

4. 적응 GPC 알고리즘의 특성

제안된 알고리즘1의 수렴특성과 계산량을 따져보기 위해서 우선 알고리즘 1의 과정2에서 사용하는 식별방식의 특성 부터 정리한다.

제안 2. (20)의 시스템에 대한 식(24)-(25)의 식별 알고리즘은 $\alpha=1$ 이고 $V(-1)$ 이 임의의 양의(positive definite) 행렬 V_0 이며 $\theta(0)$ 가 주어질 때 다음 조건을 만족한다.

$$(i) \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\phi(t-N)' \theta e(t-1)}{[1+K\phi(t-N)' \phi(t-N)]^{1/2}} = 0 \quad (27)$$

여기서 $K = V(-1)$ 의 최대 고유치(eigen value)
 $\theta(t) = \theta_0 - \theta(t)$

$$(ii) \lim_{t \rightarrow \infty} |\theta(t) - \theta(t-k)| = 0 \text{ for any finite } k \quad (28)$$

제안 2의 증명은 [14]의 일반적인 RLS에 대한 증명과 비슷하게 유도할 수 있으므로 여기서는 생략한다. 이제 알고리즘1의 수렴특성에 대해서 정리한다.

정리 1 (i) (1)식의 각수의 상한(n, m)을 알고, (ii) $s_i, i=1, \dots, N$ 을 알며, (iii) $[A(q^{-1}) - S_N(q)A(q^{-1}) + q^{-1}G_N(q)B(q^{-1})]$ 와 근이 단위원 내부에 있으면 알고리즘1을 시스템 (1)에 적용 하였을 때 전체 페루프가 안정하며 다음과 같은 성질을 갖는다.

(a) $u(t)$ 와 $y(t)$ 가 모든 t 에 대해서 유한하다.

$$(b) \lim_{t \rightarrow \infty} [u(t) - u^*(t)] = 0$$

여기서

$$u^*(t) = G_N(q)w(t) - \phi(t)\theta_0$$

(증명) 제안2의 (27)과 (28)에 의해서 다음 식이 만족 된다,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\phi(t-N)' \theta e(t-N)}{[1+K\phi(t-N)' \phi(t-N)]^{1/2}} = 0 \quad (29)$$

또

$$\begin{aligned} & \phi(t-N)' \theta e(t-N) \\ &= \phi(t-N)' \theta_0 - \phi(t-N)' \theta(t-N) \\ &= yy'(t-N) - G(q)w(t-N) + u(t-N) \quad (\text{by (21), (26)}) \\ &= G(q)(y(t-N) - w(t-N)) - S_N(q)u(t-N) + u(t-N) \quad (\text{by (18), (20)}) \end{aligned}$$

여기서

$$a(t) = G_N(q)(y(t-N) - w(t-N)) - S_N(q)u(t-N) + u(t-N) \quad (30)$$

라 두고 양변에 $A(q^{-1})$ 를 곱하면

$$A(q^{-1})a(t) = [A(q^{-1}) - S_N(q)A(q^{-1}) + q^{-1}G_N(q)B(q^{-1})]u(t-N) + A(q^{-1})G_N(q)w(t-N) \quad (31)$$

양변에 $B(q^{-1})$ 를 곱하면

$$B(q^{-1})a(t) = [A(q^{-1}) - S_N(q)A(q^{-1}) + q^{-1}G_N(q)B(q^{-1})]y(t-N) - B(q^{-1})G_N(q)w(t) + B(q^{-1})G_N(q)w(t-N) \quad (32)$$

$w(t)$ 가 유한 하므로 (31)과 (32)와 가정에 의해서 $y(t-N)$ 과 $u(t-N)$ 이 $a(t)$ 에 의해 제한 됨을 알 수 있다. 또한 식(29)가 성립 하므로 Key Technical Lemma[14]를 이용하여 $y(t)$ 와 $u(t)$ 가 유한하며

$$\lim_{t \rightarrow \infty} a(t) = 0 \quad (33)$$

가 됨을 보일 수 있다. 또

$$\begin{aligned} u(t-N) - u^*(t-N) &= u(t-N) - G_N(q)w(t) + S_N(q)y(t) - G_N(q)u(t) \quad (\text{by (16)}) \\ &= a(t) \end{aligned}$$

그러므로 (33)에 의해서 $\lim_{t \rightarrow \infty} (u(t) - u^*(t)) = 0$ 가 성립

비고1. 제안1과 정리1의 결과에서 비용함수의 스텝 수 N 을 충분히 크게 했을 때 제안된 적응제어 알고리즘이 안정 됨을 알 수 있다. 시불변 시스템에 의하면 N 을 시스템의 차수 보다 크게 하면 대체로 안정된 결과를 얻는다.

비고2. $u^*(t)$ 는 P 와 Q 의 계수를 정확히 알고 있을 때의 제어입력이다 따라서 정리1의 (ii)의 결과는 시간이 흐름에 따라 제안된 적응 알고리즘의 출력과 시스템의 실제 설계되었을 때의 GPC의 출력과 같아지며 따라서 그 성능도 같아짐을 보여주고 있다.

기존의 N -스텝의 비용함수를 최소화 시키는 적응제어방식들에 [8-11] 비해서 본 논문에서 제안된 직접적응제어 알고리즘이 가지는 큰 장점은 매 제어 주기마다 수행해야 하는 계산량이 적으며 특히 N 이 커지더라도 계산량이 거의 늘어 나지 않는다는 것이다. 알고리즘1에서 매 제어주기마다 수행되는 부분은 과정2,3인데 과정2는 (1)의 A 와 B 를 식별하는 기본적인 RLS 알고리즘의 계산량을 크게 초과하지 않으며 과정3은 N 의 크기에 관계없이 정해진 양의 덧셈과 뺄셈에 의해 수행 된다. 과정2,3의 수행에 필요한 계산량을 표1에 나타내었다. 표1에서 볼때 덧셈과 곱셈은 단지 N 이 커진만큼씩만 늘어나며, 나눗셈은 N 에 관계없이 일정함을 알 수 있다.

5. 시불변이전 결과

알고리즘1의 시불변이전에 사용된 시스템은 식(34)와 같다. a_i 와 b_i 는 표2와 같이 새가지 값을 갖는다[12]. 각 경우에 시스템이 비최소위상 특성을 가지게 된다.

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_1z^2 + b_2z + b_3}{z^3 + a_1z^2 + a_2z + a_3} \quad (34)$$

그림1은 각 경우의 단위계단응답을 나타낸 것이다. 시불변이전은 시스템이 첫번째 계수를 가질때의 단위계단응답을 위하여 시작한다. 그림2는 과정1이 끝난 후 과정2,3이 첫번째 계수의 경우에 적용되어 동작을 시작한 그림이며 그림3,4는 그림2에 이어 시작한다. 그림2는 과정1이 끝난 후 과정2,3이 첫번째 계수의 경우에 적용되어 동작을 시작한 그림이며 그림3,4는 그림2에 이어 계속 동작중에 각 그림의 시작점에서 시스템의 계수가 각각 두번째와 세번째 것들로 변환된 경우의 출력 형태를 보인 것이다.

표1. 알고리즘1의 과정2,3 수행에 필요한 연산수

연산	덧셈	곱셈	나눗셈
갯수	$5(m+n)^2 + 5(m+n) + 2N + 4$	$5(m+n)^2 + 5(m+n) + 2N + 2$	2

6. 결론

본 논문에서는 DARMA 형태로 주어지는 시스템에 대해서 N스텝의 비용함수를 최소화 시키는 직접 적응제어 알고리즘을 제안 하였다. 제어입력의 해를 구하기 위한 방법으로 [12]의 일반형 예측제어 방식을 이용하였다. 비용함수의 스텝수 N 만큼의 시스템의 단위계단 응답을 안다는 가정하에, [12]의 경우에 주어지는 N개의 예측기를 하나의 재구성된 식(20)으로 바꾸었고 이를 이용해서 계산량이 아주 적은 직접적응제어 알고리즘을 제안할 수 있었다. 정리를 통해서 제안된 적응제어 알고리즘이 점근적으로 N 스텝의 RHTC와 같은 성능을 가지게 됨을 보였고 재안을 통해 충분히 큰 N의 선택에 의해서 안정도를 보장할 수 있음을 보였다. 시뮬레이션을 통해서 제안된 알고리즘이 비최소위상 시스템에도 적용할 수 있음과 미리 가정한 시스템의 단위 계단응답의 변화가 성능에 크게 영향을 미치지 않음을 보였다.

7.참고문헌

- [1] K.S.Narendra and R.V.Monopoli ed., Applications of adaptive control, Academic Press, Inc., New York, 1980.
- [2] Astrom, K.J, and Wittenmark, B., "On self-tuning regulators," Automatica, vol.9 185, 1973.
- [3] Clarke, D.W. and P.J.Gawthrop, "A self-tuning controller," IEE Proc. 122, 1979.
- [4] Ydstie, B.E, "Extended horizon adaptive control," Paper 14.4/E-4, 9th IFAC World Congress. Budafest.
- [5] Astrom, K.J. and B.Wittenmark, "Self-tuning regulators based on pole-zero placement," IEE Proc. Part D127, 1980
- [6] H.Elliott, "Direct adaptive pole placement with application to nonminimum phase system," IEEE Trans. on A.C. VOL. AC-27, NO.3, JUNE 1982.
- [7] G. Kreisselmeier and M.C. Smith, "Stable adaptive regulation of Arbitrary nth-order plants," IEEE Trans. on A.C. VOL. AC-31, NO.4, APRIL 1986.
- [8] C. SAMSON, "An Adaptive LQ controller for nonminimum-phase systems," INT.J.CONTROL, VOL.35, NO.1, 1982.
- [9] D.W.Clarke, P.P.Kanjilal and C.Motadi, "A generalized LQG approach to self tuning control Part I. Aspect of design," INT.J.CONTROL, VOL.41, NO.6, 1985.
- [10] M.J.Grimble, "Implicit and explicit LQG self-tuning controllers," Automatica, VOL.20, NO.5, 1984.
- [11] C.Greco, G.Menga, E.Mosca and G.Zappa, "Performance Improvements of self-tuning controllers by multistep Horizons:The MUSMAR approach," Automatica, VOL.20, NO.5, 1984.
- [12] D.W.Clarke, C.Motadi and P.S.Tuffs, "Generalized predictive control-Part I. The Basic algorithm," Automatica, vol.23, NO.2, 1987.
- [13] 변 대 규, "이동구간 추적제어 및 일반형 예측제어와의 관계," 서울대학교 공과대학 제어계측공학과 박사학위 논문, p62-p66, 1989.
- [14] G.C. Goodwin and K.S. Sin, Adaptive filtering prediction and control, Prentice-Hall, New Jersey, 1984

표2. 시스템의 계수

	첫번째 계수값	두번째 계수값	세번째 계수값
b1	0.00029	0.00052	0.00081
b2	0.00117	0.00205	0.00311
b3	0.00029	0.00079	0.00079
a1	-2.8824	-2.8060	-2.7124
a2	2.8529	2.7668	2.6636
a3	-0.9704	-0.9608	-0.9512

$r=0.1, N = 8, \alpha = 0.99$

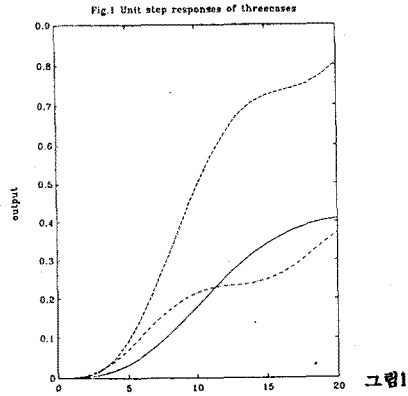


그림1

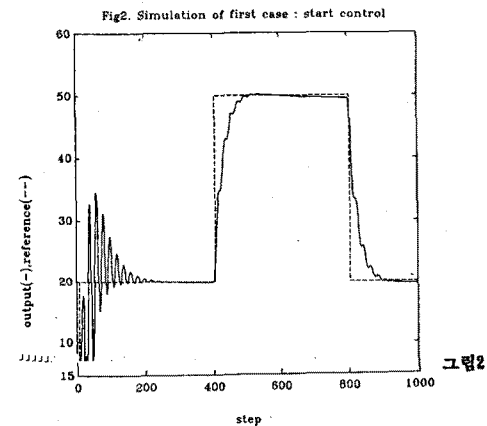


그림2

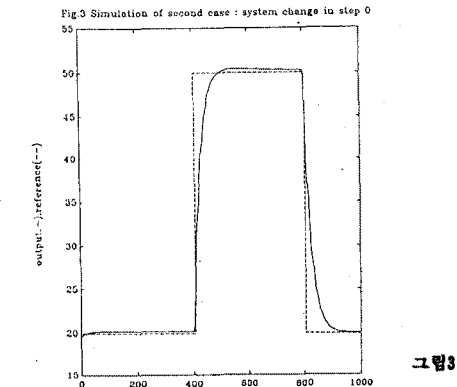


그림3

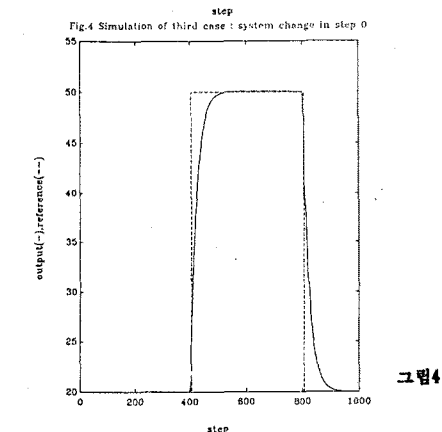


그림4