

비최소 위상시스템에 대한 능동적응 이중 제어기의 설계

Design of an Active Adaptive Dual Controller for Non-Minimum Phase Systems

金 道 星* · 安 泰 天** · 李 明 鎬***
 (Do-Sung Kim · Tae-Chon Ahn · Myoung-Ho Lee)

Abstract

We have developed a dual control algorithm by means of innovations approach and established the stability of dual by introducing the pole-placement method suggested by Berger on the non-dual control.

The dual controller realizing this algorithm decreases control loss sharply when compared with that of a non-dual controller, and shows the characteristics of suppressing the output deviation in transient state effectively. The total control energy and the accumulated square misdistance of this dual controller are shown to be 1-10% and 0.1-10% of those of CE control, respectively.

Consequently this controller solves the non-minimum phase problem encountered when discretizing the system equation, and can be used to overcome the uncertainty of system effectively by adjusting the learning rate of the controller.

1. 서 론

미시시스템에 대한 능동적인 탐색을 고려하는 이중 제어기는 그 최적해의 복잡성 때문에 여러가지 부최적 접근이 시도되어 왔다.¹⁾ 그 중 주의 제어기 (cautious controller)에 대한 수정방법으로 Goodwin²⁾은 연속적으로 매개변수의 오차분산행렬을 줄여 나가는 구조를 갖는 능동적응제어기를 제시하였으며, R. Miloto³⁾ 등은 이터베이션분산을 사용하여 이중 제어기를 설계하였다. 이들은 서로 다른 관점에도 불구하고 수치적 최소화가 필요없는 유사한 형태의 효율적인 제어기를 제시하였고 비이중 제어기에 비하여 월등하게 성능이 개선됨을 보였으나 최소위상시스템에 국한되는 것이었다.

본 논문에서는 제어기에 이중 기능을 부여하는 이터베이션 접근법을 사용하고 여기에 극점배치법을 도입하여 비최소 위상 시스템에서도 안정한 이중 적응 제어기를 설계하고, 이를 비최소 위상 시스템에 적용하여 그 가능성과 CE(certainty equivalence) 제어기에 대한 성능의 개선에 관하여 고찰하고자 한다.

2. 능동 적응 이중 제어기

2.1 극점 배치

다음과 같은 단일 입력과 단일 출력을 갖는 가제어, 가관측인 선형 n차 이산 시스템을 생각한다.

$$y_k = b_1 U_{k-1} + \dots + b_n U_{k-n} + a_1 y_{k-1} + \dots + a_n y_{k-n} \tag{1}$$

여기서 $b_1 \dots b_n$, $a_1 \dots a_n$ 은 시스템 계수, y 는 시스템 출력, U 는 제어 입력이다.

이를 가제어 상태방정식으로 표현하면,

*正 會 員 : 延世大 大學院 電氣工學科 博士課程
 **正 會 員 : 圓光大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博
 ***正 會 員 : 延世大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
 接受日字 : 1986年 2月 3日

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \phi x_k + \Delta U_k \\ y_k &= F x_k \end{aligned} \quad (2)$$

여기서

$$\phi = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & 1 \\ a_n & \cdots & a_1 & \end{bmatrix}_{n \times n}, \quad \Delta = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{n \times 1},$$

$F = [b_n \cdots b_1]_{1 \times n}$ 이다.

이때 손실함수를 다음과 같이 현대계로부터 j ($\leq n$) 단계까지의 시스템 출력들의 선형 합인 Z_{k+1} 을 사용하여 정의한다.

$$J = Z_{k+1}^2 \quad (3)$$

여기서

$$Z_{k+1} = \sum_{i=1}^j C_i y_{k+i}$$

또한 $i \geq 0$ 에 대해서 $U_{k+i+1} = 0$ 이라고 가정하면

$$Z_{k+1} = C^T R(j) x_{k+1} \quad (4)$$

여기서

$$C^T = [C_1 \cdots C_j],$$

$R^T(j) = [F^T \phi^T F^T \cdots (\phi^{j-1})^T F^T]$ 이고, T 는 transpose이다.

식(4)를 식(3)에 대입하면,

$$J = x_{k+1}^T R^T(j) C C^T R(j) x_{k+1} \quad (5)$$

이때 q 를 다음과 같이 정의하자.

$$q = R^T(j) C = [q_1 \cdots q_n]^T \quad (6)$$

식(5)를 최소화하는 입력은 부록 1의 유도에 의해

$$U_k = -K^T x_k \quad (7)$$

여기서 $K^T = q^T \phi [\Delta^T q]^{-1}$ 이다.

식(7)의 U_k 를 식(2)에 대입하여 정리하면

$$x_{k+1} = \phi x_k + \Delta (-K^T x_k) = (\phi - \Delta K^T) x_k$$

가 되어 폐루프 시스템 행렬은 다음과 같다.

(시스템 행렬은 ϕ)

$$T = \phi - \Delta K^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & 1 \\ & & & g^T \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서

$$g^T = \left[0 \quad \frac{-q_1}{q_n} \quad \cdots \quad \frac{-q_{n-1}}{q_n} \right] \quad (9)$$

이다.

그러므로 식(5)의 손실함수를 최소로 하는 극점은 C 의 값에 따라서 결정된다. 이때 C 벡터는 다음과 같이 된다.

$$C = [R^T(n)]^{-1} q \quad (10)$$

이하 $C_{j=n} = C_n$, $C_{j < n} = C_s$ 로 표시한다.

이때 $n \times n$ 행렬의 역이 필요하므로 다음과 같은 효율적인 방법을 사용한다. 한편 식(6)을 다음과 같이 분할한다.

$$\begin{bmatrix} q_1 \\ \vdots \\ q_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1^T(j) \\ h^T(j) \end{bmatrix} C \quad (11)$$

여기서 $q_1 = [q_1 \cdots q_{n-1}]^T$ 이고, $R_1^T(j)$ 는 $R^T(j)$ 의 첫번째 열부터 $(n-1)$ 열까지의 행렬이고, $h^T(j)$ 는 $R^T(j)$ 의 n 번째 열의 행렬이다.

또한 $1 \leq j \leq n$ 에 대하여

$$\frac{\|R_1^T(j) C\|}{|h^T(j) C|} < \frac{1}{\sqrt{n}} \quad (12)$$

을 만족하는 최적 입력은 시스템을 안정화한다.⁶⁾

가관측 시스템에서 $j=n$ 일때 $R_1^T(n) C_n = 0$ 은 식(12)를 만족시키기 위한 조건으로서 $j=1$ 부터 시스템 차수 n 일때 $n-1$ 까지 계산하여도 식(12)를 만족하지 않는 경우에 $R_1^T(n) C_n = 0$ 으로 놓으면 식(12)를 만족하므로 이때의 C_n 을 계산한다. (이때 $h^T(n)$ 은 가관측시스템이므로 $h^T(n) \neq 0$ 이다)

$j < n$ 일때 식(12)를 만족하는 C_s 를 구하기 위하여 좌변을 N 으로 놓으면

$$N = \|R_1^T(j) C_s\| / |h^T(j) C_s| \quad (13)$$

과 같다. N^2 을 하여 C 에 관한 구배 (gradient)를 구하고 C_s 의 최소값을 C_s^* 라 하면

$$C_s^* = \alpha [R_1(j) R_1^T(j)]^{-1} h(j) \quad (14)$$

이다.

여기서 α 는 임의의 상수이다. ($\alpha \neq 0$)

식(14)를 식(13)에 대입하여 정리한 N 을 N^* 라 하면

$$N^* = [1/h^T(j) [R_1(j) R_1^T(j)]^{-1} h(j)]^{1/2} \quad (15)$$

으로 얻어진다.

그러므로 식(5)와 식(14)로 주어지는 손실함수에 대한 최적 제어기는

$$h^T(j) [R_1(j) R_1^T(j)]^{-1} h(j) > n$$

일때 $1 \leq j \leq n$ 인 j 에 대해 시스템을 안정화 하게된다.

이때 CE원리에 의한 제어입력은 실제 시스템의 매개변수를 추정된 매개변수로 대체하여 구하게 된다.

2.2 이너베이션 접근

이산시스템에서 극점과 영점이 모두 단위원내에 존재하는 최소 위상시스템에 대해서 최소분산 제어기(minimum variance controller)는 계산이 효율적으로 실시간 적용이 가능하게 된다. 그러나 비최소 위상시스템에 적용할 때에는 불안정하게 되는 문제가 생긴다. 주의 제어기의 수정을 통하여 설계된 이중 제어기는 안정도에 대한 고려가 없이 손실 함수의 최소화에 주안점을 둔 것이므로 비최소 위상인 경우 불안정하게 될 수 있다. 앞절의 CE 제어기에 이중속성을 부여함으로써 비최소 위상 시스템에 대하여 안정한 제어기를 설계 할 수 있다.

다음과 같은 시스템을 생각하자.

$$y_{k+1} = a_1 y_k + a_2 y_{k-1} + \dots + a_n y_{k-n+1} + b_1 U_k + \dots + b_n U_{k-n+1} + e_k = \varphi_k^T \theta_k + e_k \tag{16}$$

여기서 $\varphi_k^T = [U_k \dots U_{k-n+1} \ y_k \dots y_{k-n+1}]$
 $\theta_k^T = [b_1 \dots b_n \ a_1 \dots a_n]$
 $e_k \sim N(0, r)$ 이다.

식 (16)에서 θ_k, e_k 를 Gaussian random variable로 보는 접근법으로써 과거의 입력 ($U_k \dots U_{k-n+1}$) 및 출력 ($y_k \dots y_{k-n+1}$) 데이터로부터 미지의 시스템 매개변수 θ_k 를 e_k 와 독립적으로 추정하게 된다.

이때 y_{k+1} 에 포함된 시스템 매개변수에 대한 정보를 갖는 이너베이션 열은 다음과 같다.

$$\nu_{k+1} = y_{k+1} - \varphi_k^T \hat{\theta}_k \tag{17}$$

손실함수를 다음과 같이 정의하자.

$$J_k = E\{Z_{k+1}^2 - \lambda (y_{k+1} - \varphi_k^T \hat{\theta}_k)^2 \mid I_k\} \tag{18}$$

여기서

$$I_k = \{U_{k-1}, \dots, U_0, y_k, \dots, y_1, I(0)\},$$

$$Z_{k+1} = \sum_{i=1}^k C_i y_{k+i} \text{ 이고,}$$

$I(0)$ 는 초기값 정보열로써 $I(0) \equiv [y_0]$ 이며,

λ 는 배움상수 (learning constant)로써 $0 \leq |\lambda| \leq 1$

의 범위이다.

$i \geq 0$ 에 대하여 $U_{k+1+i} = 0, e_{k+1+i} = 0$ 이라고 가

정하고 식 (2)를 사용하면 식(18)을 상태벡터 x_k 로 나타낼 수 있다.

$$J_k = x_{k+1}^T R^{-1}(j) C C^T R^{-1}(j) x_{k+1} - \lambda [\varphi_k^T P_k \varphi_k + \gamma] \tag{19}$$

여기서

$$R^{-1}(j) = [F^T \phi^T F^T \dots (\phi^{j-1})^T F^T]$$

$$C^T = [C_1 \dots C_j], \ j \leq n$$

$$\varphi_k^T = [U_k \dots U_{k-n+1} \ y_k \dots y_{k-n+1}]$$

$$\theta_k^T = [b_1 \dots b_n \ a_1 \dots a_n]_k$$

$\hat{\theta}_k$ = 매개변수 θ 의 조건부 평균

P_k = 매개변수 θ 의 추정분산행렬이다.

다음과 같이 $\varphi_k^T, \theta_k^T, P_k$ 를 분할 정의한다.

$$\left. \begin{aligned} \varphi_k^T &= [U_k : \Psi_k^T] \\ \theta_k^T &= [b_1 : \alpha^T]_k \\ P_k &= \begin{bmatrix} P_{b_1} & \dots & P_{\alpha b_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{\alpha b_1} & \dots & P_k \end{bmatrix}_k \end{aligned} \right\} \tag{20}$$

또한 식 (6)을 사용하면 식(19)를 U_k 의 함수로 나타낼 수 있다. 이때 식(19)를 최소화하는 입력은 부록2의 유도에 의해

$$U_k = -[\Delta^{-1} q q^T \phi x_k - \lambda \Psi_k^T P_{\alpha b_1}(k)] \{[\Delta^{-1} q]^2 - \lambda P_{b_1}(k)\}^{-1} \tag{21}$$

그러므로 식 (21)에서 안정화 이중 적용제어 입력이 구해진다. 이때 $\lambda=0$ 인 경우에 CE 제어기(여기서는 자기동조제어기)가 유도된다.

2.3 매개변수 추정과 상태 관측

매개변수 추정을 위한 표준 칼만필터기 알고리즘은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \hat{\theta}_{k+1} &= \hat{\theta}_k + G_{k+1} \nu_{k+1} \\ G_{k+1} &= P_k \varphi_k [\varphi_k^T P_k \varphi_k + \gamma]^{-1} \\ P_{k+1} &= P_k - G_{k+1} \varphi_k^T P_k \end{aligned} \right\} \tag{22}$$

여기서

$$\varphi_k^T = [U_k \dots U_{k-n+1} \ y_k \dots y_{k-n+1}]$$

$$\nu_{k+1} = y_{k+1} - \varphi_k^T \hat{\theta}_k$$

$$\gamma = E\{e_k^2\}$$

추정된 매개변수를 사용하여 시스템 상태를 다음과 같이 구한다. 식(2)로 표시되는 시스템이 가관측이면 좌표변환을 적용하여 다음과 같은 표준형으로 변환한다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_0(k) &= \phi_0 \hat{x}_0(k-1) + \Delta_0 U_{k-1} + K_0(k) e_{k-1} \\ y_k &= F_0 \hat{x}_0(k) + e_k \end{aligned} \tag{23}$$

여기서

$$\phi_0 = \begin{bmatrix} a_1 & 1 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ a_n & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta_0 = \begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}, F_0 = [1 \quad 0 \quad \cdots \quad 0]$$

$K_0^T = [k_1 \cdots k_n]$ 단, $k_i = a_i$ 이다.

식 (23)에서 추정된 상태는 가관측인 표준형이므로 다음과 같이 가제어형으로 변환한다.

$$\hat{x}_c(k) = H^{-1} \hat{x}_0(k) \tag{24}$$

여기서 $H = H_1 H_2^{-1}$

$$H_1 = [\Delta_0 \quad \phi_0 \Delta_0 \quad \cdots \quad \phi_0^{n-1} \Delta_0]$$

$$H_2 = [\Delta \quad \phi \Delta \quad \cdots \quad \phi^{n-1} \Delta] \text{이다.}$$

3. 컴퓨터 해석

3.1 시스템 선정

가제어, 가관측인 단일 입력과 출력, 최소 및 비 최소 위상 시스템을 다음과 같이 선정한다.

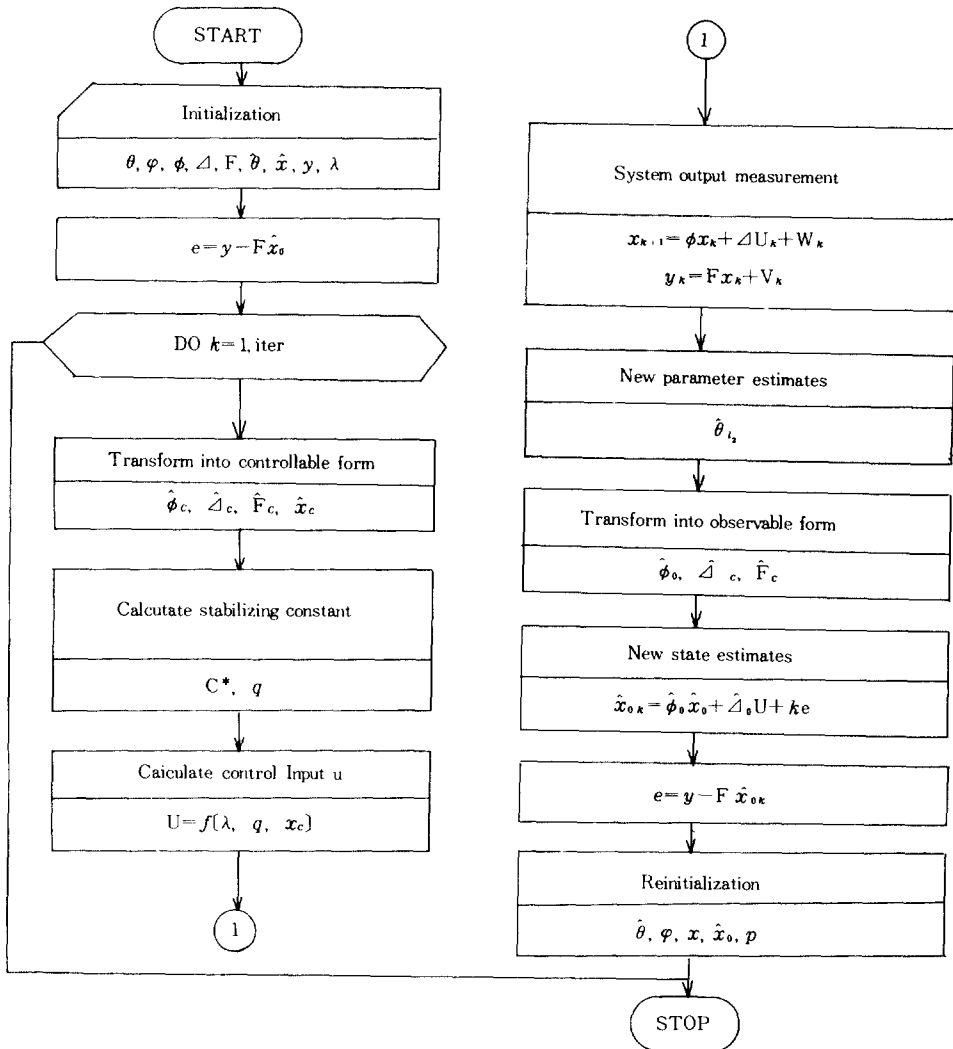


그림 1 이중 적응 제어 시뮬레이션 흐름도

Fig. 1 Flowchart for the simulation of dual adaptive control.

(1) 불안정하고 최소위상인 시스템

$$x_{k+1} = \phi_0 x_k + \Delta_0 U_k + \omega_k$$

$$y_k = F_0 x_k + \nu_k$$

여기서

$$\phi_0 = \begin{bmatrix} -1.41 & 1.0 \\ 0.9 & 0.0 \end{bmatrix}, \quad \Delta_0 = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.0 \end{bmatrix}$$

$$F_0 = [1.0 \quad 0.0]$$

$$E[\omega_k \omega_k^T] = \begin{bmatrix} 0.0002 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0002 \end{bmatrix}$$

$$E[\nu_k^2] = 0.04$$

이 시스템의 극점은 $p_1 = 0.47$, $p_2 = -1.88$ 영점은 $z_1 = 0.0$ 이다.

(2) 불안정하고 비최소위상인 시스템

$$\phi_0 = \begin{bmatrix} 0.7 & 1.0 \\ 0.6 & 0.0 \end{bmatrix}, \quad \Delta_0 = \begin{bmatrix} 0.5 \\ -0.7 \end{bmatrix}$$

$$F_0 = [1.0 \quad 0.0]$$

$$E[\omega_k \omega_k^T] = \begin{bmatrix} 0.0002 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0002 \end{bmatrix}$$

$$E[\nu_k^2] = 0.04$$

이 시스템의 극점은 $p_1 = 1.2$, $p_2 = -0.5$, 영점은 $z_1 = 1.4$ 이다.

3.2 시뮬레이션 및 결과고찰

본 실험에서는 CE 제어기로서 극점배치 자기동조 제어기(pole-placement self-tuning controller)를 사용하여 본 논문에서 설계한 이중 적응제어기와 제평가 지표를 비교하였다.

선정한 각 시스템에 대한 시뮬레이션 과정은 그림 1과 같다.

각 초기치는 다음과 같이 선정한다.

$$\hat{\theta}(0) = [1.E-01 \quad 1.E-01 \quad 1.E-01 \quad 1.E-01]$$

$$\hat{\psi}(0) = [0.E+00 \quad 0.E+00 \quad 0.E+00 \quad 0.E+00]$$

$$P(0) = I (4 \times 4 \text{ 단위행렬})$$

$$x(0) = [1.E-01 \quad 1.E-01]^T$$

$$\hat{x}(0) = [1.E-01 \quad 1.E-01]^T$$

이때 평가지표는 다음과 같다.

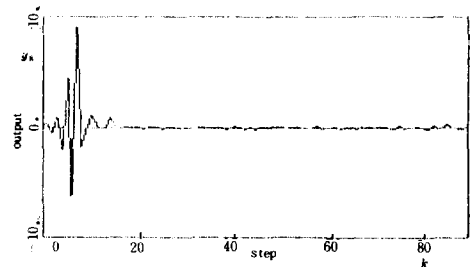
$$\bar{V} (\text{평균손실}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [U_k^2 + y_k^2]$$

$$E (\text{제어에너지}) = \sum_{k=1}^N [U_k^2]$$

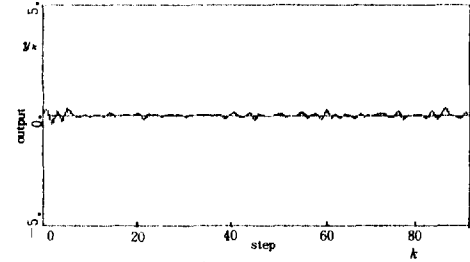
$$D = \sum_{k=1}^N [y_k^2]$$

$$\bar{D} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [y_k^2]$$

$$\text{Loss} = \sum_{k=1}^N [U_k^2 + Y_k^2]$$



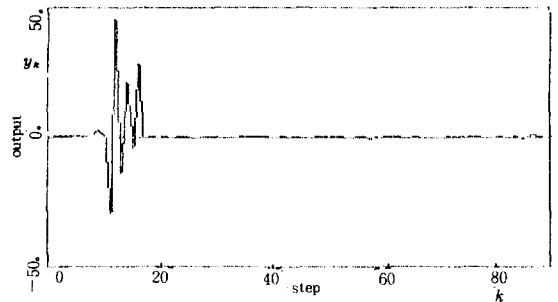
(a) CE 제어기의 출력



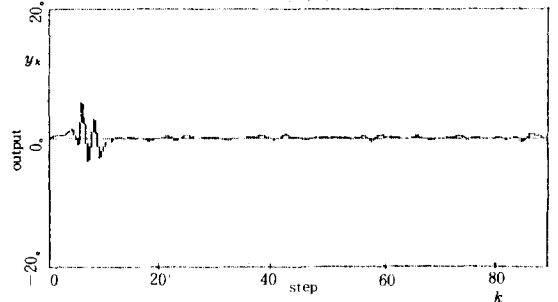
(b) 이중 제어기의 출력

그림 2 시스템(1)에서 CE 및 이중 제어기의 출력 특성

Fig. 2. Output characteristics of CE control and dual control in system(1).



(a) CE 제어기의 출력



(b) 이중 제어기의 출력

그림 3. 시스템(2)에서 CE 및 이중 제어기의 출력 특성

Fig. 3. Output characteristics of CE control and dual control in system(2).

3.2.1 입력 및 출력 특성

그림 2, 3, 4, 5에서 볼 수 있듯이 본 이중제어는 최소 위상시스템에서 뿐만 아니라 비최소 위상 시스템에서도 안정한 입·출력 특성을 나타냄을 알 수 있다. 시스템(2)에서 CE 및 이중 제어시의 과도상태 출력절대값의 최대치를 비교하면, $|y|_{\max}$

$(DUAL)/|y|_{\max}(CE)=12.8\%$ 및 입력에 대해서는 6.8%로써 출력편차 및 입력이 CE 제어에 비하여 현저하게 줄어든다.

3.2.2 제어 에너지 및 제어손실 특성

표 1, 표 2에서 이중제어성능의 개선은 과도상태

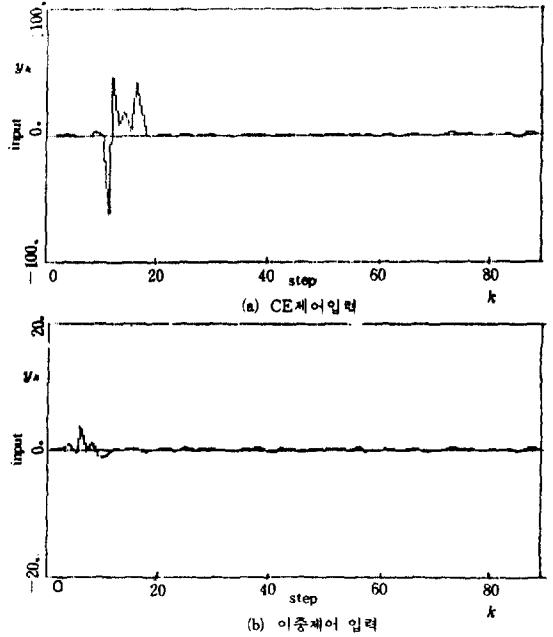
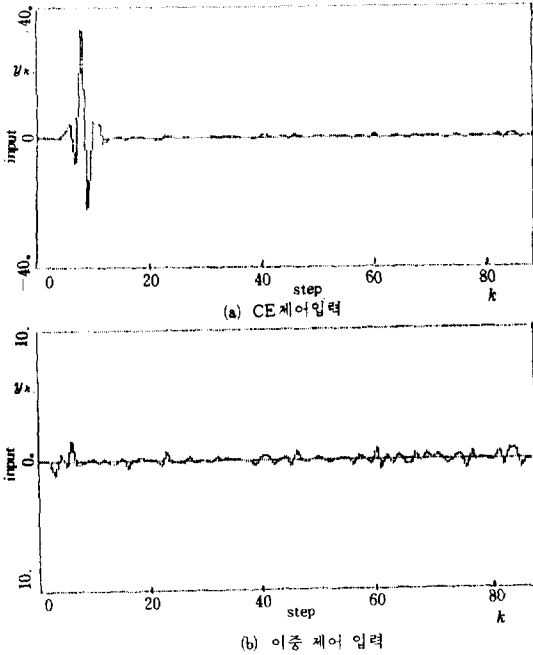


그림 4. 시스템(1)에서 CE 제어 입력과 이중 제어 입력

그림 5. 시스템(2)에서 CE 제어 입력과 이중 제어 입력

Fig. 4. CE control input and dual control input in system(1).

Fig. 5. CE control input and dual control input in system(2).

표 1. 불안정, 최소 위상시스템(1)에서 배움상수가 제어 손실에 미치는 영향

Table 1. Influence of learning constant on control loss in unstable, minimum phase system(1).

control iteration	CE	D U A L					
	0	0.001	0.002	0.003	0.005	0.008	0.009
1	.025	.028	.034	.041	.069	.353	1.32
2	.263	.095	.106	.121	.176	.686	2.36
3	.577	.265	.292	.330	.471	1.71	5.64
4	1.60	1.72	2.25	2.11	2.57	11.9	38.5
5	5.84	2.14	2.47	2.57	3.67	14.7	54.6
10	1810	5.05	6.55	7.01	9.32	26.4	62.8
20	1850	5.82	7.13	7.73	10.2	27.2	63.7
50	1860	8.73	10.1	10.7	13.3	30.6	67.9
100	1870	18.4	19.9	20.4	22.9	40.2	77.5

표 2. 불안정, 비최소 위상 시스템(2)에서 배움 상수가 제어 손실에 미치는 영향

Table 2. Influence of learning constant on control loss in unstable, non-minimum phase system(2).

control iteration λ	CE	D U A L					
		0	-0.001	-0.002	-0.003	0.001	0.002
1	.018	.017	.016	.016	.019	.021	.025
2	.073	.061	.059	.057	.068	.073	.081
3	.132	.163	.152	.132	.11	.18	.21
4	.276	.470	.490	.376	.36	.34	.34
10	20.8	965	112	176	167.6	1687	429
20	13100	994	126	196	183.9	1743	447
50	13110	1004	135	206	192.2	1754	458
100	13130	1024	152	224	206.3	1773	476

표 3. 평균제어 손실값의 분석

Table 3. The analysis of average loss value.

state control index	Transient state			steady state			
	CE	DUAL	rate	CE	DUAL	rate	
V max	(1)	181	0.69	0.38	18.70	0.18	1.0
	(2)	735	17.4	2.36	131	2.06	1.57

$\lambda : 0.001$

$$\text{rate} : \frac{\text{DUAL index}}{\text{CE index}} \times 100 (\%)$$

표 4. CE와 이중제어시의 각 지표의 분석

Table 4. The analysis of indices in CE and dual control system.

system	CE	DUAL	λ	rate (%)	
y max	(2)	45.2	5.8	0.001	12.8
U max	(2)	61.5	4.2	"	6.8
\bar{V} max	(2)	735	17.4	"	2.4
LOSS	(1)	1870	18.4	"	1.0
	(2)	13130	206.3	"	1.6
E	(2)	8708	133.9	"	1.53

LOSS : control loss (iteration = 100)

에서 입·출력의 효율적인 억제가 가능한데서 비롯됨을 알 수 있다. 시스템(1)에서 제어손실비는 Loss (DUAL)/Loss (CE) = 1.0%, 시스템(2)에서는 1.57%이다.

평균제어손실 변화를 표3에서 살펴보면 과도상태에서 이중 제어의 최대 평균 손실은 CE에 비해 시스템(1)에서는 0.38%, 시스템(2)에서는 2.36%에 불과하여 정상상태에서도 각각 1.0%, 1.57%로서 본 이중제어의 우월성을 보이고 있다.

표 4에서 시스템(2)의 경우 이중 제어기가 소모하는 제어 에너지는 CE에 대해 1.53%에 불과한 것을

알 수 있다.

3.2.3 배움상수의 영향

표 1, 표 2에서 배움상수가 증가함에 따라 대체적으로 제어손실이 증가함을 볼 수 있는데 이는 이중 제어기의 주의 (caution)가 증가함에 따라 탐색 (probing) 작용이 저지되어 전체적인 제어 손실의 증대를 가져온다고 생각된다. 이때 λ 를 음의 값으로 놓으면 더 나은 특성을 볼 수 있으며 이중제어 입력은 $|\lambda| < 1, \lambda \neq 0$ 인 배움상수를 사용하여 구할 수 있음을 알 수 있다.

이상에서 고찰한 바와 같이 배움상수를 갖는 이중제어기는 CE 제어기에 비하여 높은 성능으로 개선을 보이고 있다. 앞으로 정확한 배움상수의 선정 및 그 영향에 관한 연구가 필요하다고 생각된다.

4. 결 론

본 연구에서는 이터네이션 접근법과 극점배치법을 사용하여 이중 적응 제어기의 안정성을 확립하였다.

설계된 이중 제어기는 최소 위상시스템에서 뿐만 아니라 비최소 위상시스템에서도 비이중 제어기에 비하여 뛰어난 성능의 개선을 보임을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 이 과정에서 다음과 같은 결론을 얻었다.

본 이중 제어기는

- (1) 비최소 위상시스템에 적용 가능하다.
- (2) CE제어기에 비하여 제어 에너지가 1-10%정도로 줄어들어 효율적인 제어가 가능하다.
- (3) CE제어기에 비해 누적 출력 편차 분산(D)이 0.1-10%정도로 줄어들어 정확한 제어가 가능하다.
- (4) 미지의 시스템을 안정하게 제어할 수 있다.

부록 1	<p>1. CE 제어입력의 유도</p> <p>$i \geq 0$에 대해 $U_{k+i,i} = 0$으로 가정하면 $J = x_k^T R^T(j) C C^T R(j) x_{k+1}$이 되고 여기서 $q = R^T(j) C$로 놓으면 $J = x_{k+1}^T q q^T x_{k+1} = (\phi x_k + \Delta U_k)^T q q^T (\phi x_k + \Delta U_k)$ 된다.</p> <p>$\frac{\partial J}{\partial U_k} = 0$로부터 U_k를 구하면 $U_k = q^T \phi (\Delta^T q)^{-1} x_k$이 유도된다.</p>
부록 2	<p>2. 능동적응 이중제어 입력의 유도</p> <p>$i \geq 0$에 대해 $U_{k+i,i} = 0, e_{k+i,i} = 0$으로 가정하면 $J = E[Z_{k+1}^2 - \lambda (y_{k+1} - \varphi_k^T \hat{\theta}_k)^2 / I_k]$ $= E[Z_{k+1}^2 / I_k] - \lambda E\{(y_{k+1} - \varphi_k^T \hat{\theta}_k)^2 / I_k\}$ $= Z_{k+1}^2 - \lambda E\{\varphi_k^T (\theta_k - \hat{\theta}_k) + e_k / I_k\}^2$ $= x_{k+1}^T R^T(j) C C^T R(j) x_{k+1} - \lambda \{\varphi_k^T P_k \varphi_k + \gamma\}$ $= (\phi x_k + \Delta U_k)^T q q^T (\phi x_k + \Delta U_k) - \lambda \{\varphi_k^T P_k \varphi_k + \gamma\}$ 로 얻어진다.</p> <p>여기서 $\varphi_k^T = [U_k : \Psi_k^T]$ $\theta_k^T = [b_1 : \infty^T]_k$ $P_k = \begin{bmatrix} P_{b_1} & P_{\alpha b_1}^T \\ P_{\alpha b_1} & P_\alpha \end{bmatrix}_k$ 이다.</p> <p>$\frac{\partial J}{\partial U_k} = 0$으로부터 U_k를 구하면 $U_k = -[\Delta^T q q^T \phi x_k - \lambda \Psi_k^T P_{\alpha b_1}(k)] \{(\Delta^T q)^2 - \lambda P_{b_1}(k)\}^{-1}$이 유도된다.</p>

참 고 문 헌

1) B.Wittenmark, "Stochastic Adaptive Control Methods: a Survey", Int. J. Control, Vol.21, pp.705-

730,1975.

2) G.C.Goodwin, and R.L.Payne, "Dynamic System Identification: Experiment Design and Data Analysis", New York: Academic Press, 1977.

3) R.Milito et al., "An Innovations Approach to Dual Control", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol.AC-27, pp.132-137, 1982.

4) C.S.Berger, "Cost Function Methods of Designing Adaptive Controller for Non-minimum Phase Plant", Int. J. Contr., Vol.35, pp. 1061-1072, 1982.

5) O.L.R.Jacobs, and J.W.Patchell, "Caution and Probing in Stochastic Control", Int. Contr., Vol.15, pp.189-199, 1972.

6) C.S.Berger, "A Simple Sufficient Condition for the Stability of Linear Discrete Time Systems", Int. J. Contr., Vol.35, pp.1073-1080, 1982.

7) Y.T.Tsay, and Shieh, L.S., "State-space Approach for Self-tuning Feedback Control with Pole Assignment", Proc. IEE, 128: 93-101, 1981.

8) J.Alster, and P.R.Belanger, "A Technique for Dual Adaptive Control", Automatica 10, pp.627-634, 1974.

9) Y.Bar-Shalom, "Stochastic Dynamic Programming: Caution and Probing", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol.AC-26, pp.1184-1195, Oct., 1981.

10) E.Tse, and Y.Bar-Shalom, "Actively Adaptive Methods for Stochastic Systems", IEEE Conf. pp.183-186. 1979,

11) H.Elliott, R.Cristi, and M.Das, "Global Stability of Adaptive Pole Placement Algorithms", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol.AC-30, pp. 348-356, 1985.

12) P.E.Caines, and S.Lafortune, "Adaptive Control with Recursive Identification for Stochastic Linear Systems", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol.AC-29, pp.312-320, 1984.