

적응 제어기의 강인성 개선 및 시뮬레이션

Improvement of the Robustness and Simulations of Adaptive Control.

許 明 峻* · 金 國 憲** · 梁 興 錫§
(Myung-Joon Hur · Kook-Hun Kim · Heung-Suk Yang)

요 약

의사 모형화 방법을 사용하면 주어진 섹터조건 및 안정도 조건이 쉽게 만족됨을 보임으로써 기존의 극배치 적응제어기의 모형화되지 않은 운동에 대한 강인성을 개선하였다. 시뮬레이션 결과는 이 방법에 의한 강인성 개선의 효과가 상당히 크다는 것을 보여준다. 또한 피이드백제어시 페루우프 특성을 비교함으로써 의사 모형화 방법이 기존의 내부 모형 제어 방식과 다르다는 것을 보였다.

Abstract- Robustness of adaptive pole-placement control against unmodeled dynamics is proved. This proof is done by showing that the sufficient condition for robustness, conic condition and stability of a specific operator, is satisfied for a larger set of unmodeled dynamics.

The simulation results show that the proposed method is quite powerful. And the difference between the concept of the pseudoplant control and the known internal model control is shown by the closed loop analysis.

1. 서 론

80년대 초반까지의 적응제어의 이론적 연구는 시스템의 차수를 정확히 알고 있는 시불변 미지 매개변수 시스템에 대한 페루우프 안정도 및 추종 능력의 해석과 증명이 주를 이루었다. 그러나 이들 연구에서 전체 시스템의 안정도를 보장하기 위하여

도입된 가정들이 실제의 플랜트 상황(즉 모형화되지 않은 운동 또는 잡음·외란 등이 존재하는 경우)에서는 지켜지지 않으며, 따라서 실제의 플랜트 제어에 기본적인 적응제어 방식들을 그대로 사용할 경우 전체시스템의 안정도를 보장할 수 없게 된다. 이와 관련한 Rohrs¹⁾의 기준모델 적응제어 방식의 강인성 결핍에 대한 지적은 한편으로는 적응제어 방식의 실용성에 대한 비관적 견해를 불러 일으키기도 했으나, 그보다는 오히려 강인성 문제에 대한 관심을 크게 증가시켰고 더욱 활발한 연구의 기록제가 되었다고 볼 수 있다.

적응제어 방식의 실용성에 관한 비관적 견해는

*正 會 員 : 順天鄉大學 電氣工學科 專任講師 · 工博
**正 會 員 : 韓國電氣研究所 電力電子 研究部 先任研究員 · 工博

§正 會 員 : 基礎電力共同研究所 所長 · 工博
接受日字 : 1988年 12月 20日
1次修正 : 1989年 1月 5日

현재까지 밝혀진 적응제어 방식^{2,3,4}의 강인성이 수학적으로는 의미가 있으나 공학적인 면에서는 매우 작다는 점에서 비롯된다. 일례로, 이론적으로 그 강인성이 잘 규명된 Ortega⁵의 알고리즘은 수학적으로는 안정도가 보장되는 모형화되지 않은 운동의 집합이 존재함을 보이고 있으나, 공학적인 면에서 볼 때 허용되는 모형화되지 않은 운동의 크기는 대단히 작은 정도이다.

그러나 적응제어의 실제 응용과정에서 많은 성공사례들이 보고되고 있으며, 기본적인 적응제어 방식의 문제점들은 입력가중치의 사용, 또는 계수 식별 및 제어를 위한 적절한 필터의 설계 등으로 극복되고 있다.⁶ 이러한 사실은 현재까지 규명된 적응제어의 강인성에 대한 이론이 대부분 안정도 보장을 위한 필요충분 조건이 아닌 충분조건의 제시 및 해석에 관한 것이라는 점에 비추어 볼 때, 좀더 완화된 충분 조건 또는 필요 충분 조건의 제시가 가능하리라는 점을 시사해주는 것이다.

따라서 본 논문에서는 기존의 알려져있는, 안정도가 보장되는 모형화 오차의 한계를 벗어나는 플랜트 및 모형에 대해서도 안정도가 보장됨을 보임으로써 적응제어의 강인성을 개선하고자하며, 이때 Donati⁶ 등이 제안한 보장제어방식을 변형한 의사 모형화 방법⁶ (pseudo-plant method)을 사용함으로써 수학적인 증명이 가능해진다.

먼저 2장에서 의사 모형화 방식이 내부 모형 제어(Internal Model Control)⁷에 비하여 뛰어난 점을 보이고 3장에서는 강인성 개선에 관한 기존의 결과^{3,4,6}들을 정리한다. 그리고 4장에서는 의사 모형화 방법에서 필터 F_o 의 선택에 따라 강인성이 개선됨을 보이고, 또한 Ortega의 충분조건에서의 연산자 H_2 가 복소평면상에서 일정원의 내부에 있어야 하는 조건이 쉽게 만족됨을 시뮬레이션을 통하여 보여 준다.

2. 의사 모형화 방법을 이용한 제어

2.1 의사 모형화 방법과 내부 모형화 방식의 비교

이산형 플랜트의 전달함수를 $p(q^{-1})$ 로 표시할 때, 모형화되지 않은 운동을 고려하여 곱하기 형태로 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P(q^{-1}) = p_m(q^{-1}) (1 + \Delta(q^{-1})) \quad (1)$$

여기는 $p_m(q^{-1})$ 는 $p(q^{-1})$ 보다 저차인 플랜트모형의 전달 함수이며, $\Delta(q^{-1})$ 는 모형화되지 않은 운동으로서 안정하고 최소위상의 특성을 갖는다고 가정한다.

그러면 의사 모형화 방법의 전체적 블록선도는 그림 1로 주어지며, 여기서 F_o 는 이득이 1인 일정 주파수 밴드의 필터이고 α 는 $(0, 1]$ 인 실수이다. 그림 1에서 $p_{\alpha F}$ 와 p , p_m 의 관계는

$$\tilde{p} \triangleq p - p_m = p_m \Delta \quad (2)$$

$$\tilde{p}_{\alpha F} \triangleq p_{\alpha F} - p_m = \alpha F_o P_m \Delta \quad (3)$$

식(2), (3)으로부터 저차 모형 p_m 이 p 를 모형화하는 경우의 모형화오차 \tilde{p} 보다 $p_{\alpha F}$ 를 모형화하는 경우의 모형화오차 $\tilde{p}_{\alpha F}$ 가 작아짐을 알 수 있다.

의사 모형화 방법의 내부에 p_m 이 포함된다는 점

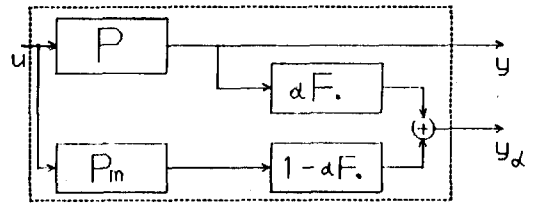


그림 1 의사 플랜트
Fig. 1 The Pseudo-Plant

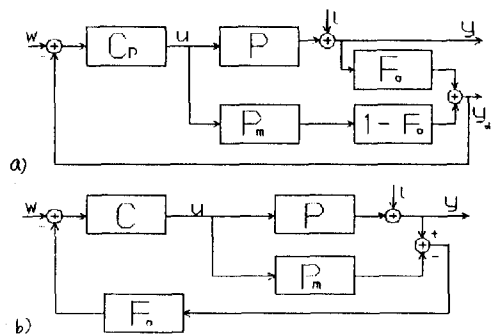


그림 2. (a) 의사플랜트의 폐환 제어

Fig. 2 (a) Feedback Control of the Pseudo Plant

그림 2 (b) 내부 모형 제어의 폐환 제어

Fig. 2 (b) Feedback Control of the Internal Model Control Type.

은 Garcia⁷⁾ 등이 제안한 내부모형 제어 (internal model control) 방식과 같으나 다음과 같은 차이점이 있다.

그림 2에서 보면 a)는 $\alpha = 1$ 인 경우에 의사 모형화 방법을 이용한 폐환제어 방식이고 b)는 내부모형 제어 방식으로서 u, y, w, l 은 각각 입력, 출력, 기준입력, 외란이다.

의사 모형화 방법의 페루우프 관계식은 다음과 같이 주어진다.

$$y = \frac{1}{1 + C_p P_m + \alpha C_p F_0 (p - p_m)} w + \frac{1 + C_p (1 - \alpha F_0) P_m}{1 + C_p P_m + \alpha C_p F_0 (p - p_m)} l \quad (4)$$

내부 모형 제어 방식의 페루우프 관계식은

$$y = \frac{CP}{1 + CF_0 (p - p_m)} w + \frac{1 - CF_0 P_m}{1 + CF_0 (p - p_m)} l \quad (5)$$

여기서 $\alpha = 1, F_0 = 1$ 로 놓고, 정확한 모형화의 경우, 즉 $p = p_m$ 이라 가정하면 식(4), (5)는 다음과 같이 된다.

$$y = \frac{C_p P}{1 + C_p P} w + \frac{1}{1 + C_p P} l \quad (6)$$

$$y = CPw + (1 - CP)l \quad (7)$$

식(6)과 식(7)에서 보면 의사 모형화 방법은 플랜트에 대한 단위 폐환제어 형태인데 반하여 내부 모형 제어 방식은 개루우프 제어방식이 되므로 불안정 플랜트의 제어에는 직접 사용할 수 없고, 내부 모형 제어방식을 이용하기 전에 안정화시키는 사전조작이 필요하다.

또한 외란의 영향을 줄이기 위하여 의사 모형화 방법에서는 제어기 C_p 의 이득을 증가시킴으로써 외란의 영향이 감소하나, 내부 모형 제어 방식에서는 $C = 1/p$ 의 관계가 요구되는데 실제로 공학적인 의미에서는 불가능한 조건이다.

이상의 비교에서 볼 수 있듯이 의사 모형 제어 방식이 내부 모형 제어 방식에 비하여 뛰어난 점을 알 수 있다.

2.2 극배치 제어 시의 페루우프 특성의 고찰

그림 3과 같은 형태의 극배치 제어를 생각하자. $p_m = B/A$ 으로 주어지면 플랜트는 $p = \frac{A}{B} (1 + \Delta)$

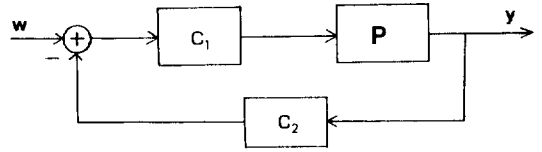


그림 3 극배치 제어 방식
Fig. 3 Pole-Placement Control

가 되므로 출력 y 는

$$y = \frac{C_1 B (1 + \Delta)}{A + C_2 C_1 B (1 + \Delta)} = \frac{C_1 B}{A + C_2 C_1 B} \left(\frac{1 + \Delta}{1 + \frac{C_2 C_1 B \Delta}{A + C_2 C_1 B}} \right) w$$

$$y = \frac{C_1 B}{C_R} \left(\frac{1 + \Delta}{1 + \frac{C_2 C_1 B \Delta}{C_R}} \right) w \quad (8)$$

여기서 $C_R = A + C_2 C_1 B$ 이다.

$\Delta = 0$, 즉 정확한 모형화의 경우 플랜트의 페루우프 특성은 $C_1 B / [A + C_2 C_1 B]$ 로 주어지나, 모형화 되지 않은 운동 Δ 가 존재하면 식(8)과 같이 되어 Δ 의 영향을 많이 받게 된다.

그런데 의사 모형화 방법을 사용하면 그림3의 플랜트 P가 $P_{\alpha F} (= P_m (1 + \alpha F_0 \Delta))$ 로 대체된 경우이므로 페루우프 관계식은 다음과 같이 된다.

$$y = \frac{C_1 B}{C_R} \left(\frac{1 + \alpha F_0 \Delta}{1 + \frac{\alpha F_0 \Delta C_2 C_1 B}{C_R}} \right) w \quad (9)$$

식(9)의 경우에는 페루우프 특성식의 원하는 극위치에 대한 변동이 식(8)에서 Δ 의 함수로 결정되던 것과는 달리 $\alpha F_0 \Delta$ 의 함수로 결정되므로, 2.1절에서 \tilde{P} 와 $\tilde{P}_{\alpha F}$ 를 비교한 결과로부터 의사 모형화 방법을 사용하는 경우의 페루우프 특성이 $C_1 B / C_R$ 에 더 근사해졌음을 알 수 있다.

3. 적응 극배치 방식의 강인성

이산형 플랜트를 다음의 식(10)으로 표현한다.

$$A (q^{-1}) y(k) = q^{-d} B (q^{-1}) (1 + \Delta) u(k) \quad (10)$$

식(10)에 대해 전 영점 상쇄형(all zero cancelling scheme) 극배치 제어방식을 적용하고, 이때 페루우

프 극이 다항식 $C_R(q^{-1})$ 의 근이 되도록하여 추종오차를 다음과 같이 정의한다.

$$e(k) = C_{RY}(k) - w(k) \tag{11}$$

여기서 $w(k)$ 는 기준입력이다. 제어기의 구조는 다음과 같다.

$$w(k+d) = \widehat{S}(k)u(k) + \widehat{R}(k)y(k) = \widehat{\theta}^T(k) \phi(k) \tag{12}$$

$$\phi(k) = [u(k), u(k-1), \dots, u(k-n_s), y(k), y(k-1), \dots, y(k-n_r)]^T \tag{13}$$

$\widehat{S}(k), \widehat{R}(k)$ 는 시변계수를 갖는 다항식이고, $\widehat{\theta}(k), \phi(k)$ 의 차수는 모형의 차수에 따라 결정된다.

본 논문의 필요에 따라 Ortega의 결과를 요약하면 다음과 같다.

Ortega³⁾의 표준화된 적응 알고리즘

$$\widehat{\theta}(k) = \widehat{\theta}(k-d) + f(k) \phi(k-d) e(k) \tag{14}$$

$$\rho(k) = \mu\rho(k-1) + \max(1, \phi(k-d)l^2, \widehat{\rho}) \tag{15}$$

여기서 $\widehat{\rho} > 0, \mu \in (0, 1)$ 이고 $f(k)$ 는 시변값이나 일정이득 적응법칙의 경우로 가정하여 $f(k) = f$ 의 상수값으로 놓는다.

상기 알고리즘의 수렴 및 안정도 조건을 유도하기 위하여 오차시스템을 모형화되지 않은 운동에 의한 오퍼레이터 H_2 와 파라미터 적응방식의 오차에 의한 오퍼레이터 H_1 의 부분시스템으로 구분하고 다음과 같은 가정을 한다.

가정: 플랜트(10)에 대해 페루우프 극점이 안정영역인 반경 $\mu^{1/2}$ 인 원내에 놓이도록 다음식을 만족하는 제어기 계수집합 $\{\theta^*\}$ 가 존재한다.

$$C_R B = A S^* + q^{-a} R^* B \tag{16}$$

$$\text{단 } \theta^* = [S_0^*, S_1^*, \dots, S_{ms}^*, r_0^*, r_1^*, \dots, r_{nr}^*]^T$$

이때 오차식은 다음식으로 나타난다.

$$\phi(k) \triangleq (\widehat{\theta}(k-d) - \theta^*)^T \phi(k-d) = \widehat{\theta}^T(k-d) \phi(k-d) \tag{17}$$

$$e(k) = -H_2 \phi(k) + e^*(k) \tag{18}$$

$$e^*(k) \triangleq (H_2 - 1) w(k) \tag{19}$$

$$\phi(k) = H_1 e(k) \tag{20}$$

$$H_2(q) = \frac{1 + \Delta}{1 + \Delta T}, T = q^{-a} \frac{R^*}{C_R} \tag{21}$$

그러면 안정도 보장에 대한 결과들은 다음의 정리들로 주어진다.

보조정리 1. (Ortega의 추정리)³⁾

식(10)의 플랜트에 대해 식(12), (13)의 극배치 알고리즘은 상기 가정하에서 다음조건을 만족하면 안정도가 보장된다.

1) $H_2(\mu^{1/2}q)$ 가 안정이고 $\text{cone}(\widehat{a}^{-1}, \widehat{a}^{-1})$ 의 엄격한 내부에 존재한다.

2) 기준출력 $w(k) \in L_\infty$ 이다.

증명: Ortega³⁾

정리 1. :

$\|H_2(\mu^{1/2}q)$ 는 $\|\Delta\| \leq 1/\|T\|_\rho$ 인 영역에서 $\|\Delta\|$ 의 단조증가 함수이다. 여기서 $\|T\|_\rho$ 는 페루우프의 극이 결정되면 정해지는 값이다.

증명: 김국헌 등⁶⁾

보조정리 2. :

새로운 의사 모형화 기법은 모형화되지 않은 운동의 크기를 이론적으로는 임의배로 줄일 수 있다.

증명: 김국헌 등⁶⁾

4. 강인한 제어를 위한 충분조건인 완화

3절의 보조정리 1은 적응제어 방식에서 보장하면서 허용되는 모형화되지 않은 운동의 한계가 만족해야 될 조건을 유도한 수학적적인 결과로 필요 충분 조건과는 상당한 거리가 있는 충분조건이다. 그런데 실제 응용에서는 이러한 조건들이 잘 지켜지지 않지만 제어구조 또는 데이터 처리 과정 등에서의 변화를 통해 좋은 결과들을 얻고 있다. 이와 관련하여 수학적인 해석이 용이하면서 강인성 개선이 가능한 의사 모형화 방법이 비적응제어시에 갖는 장점은 2절과 김국헌 등⁶⁾의 결과에서 잘 나타나고 있다. 그리고 이러한 의사 모형화 방법을 적응제어에 사용할 경우에는 3절의 알고리즘에서 H_2 연산자는 H_{2a} 로 바뀐다. 이 경우 의사 모형화 방법이 적응 극배치 제어방식에서 강인성을 개선함을 보이기 위해서는 의사 모형화 방법을 사용한 극배치 적응제어에서 허용되는 모형화되지 않은 운동의 집합이 직접적인 극배치 적응제어에서 허용되는 모형화되지 않은 운동의 집합을 포함하는 것을 보여

야 한다. 그런데 김국현 등⁶⁾의 결과는 H₂가 의사모형화 방법에서 conic 조건을 만족하기가 더 쉬움을 보였으나(3절의 보조정리 및 정리) H_{2α}의 안정도가 보장되지지는 밝히지 않았다.

의사 모형화 방법을 사용할 경우 H₂의 안정도가 보장되기 더욱 용이함은 다음의 정리에서 잘 나타난다.

정리 2 :

주어진 모형화되지 않은 운동 Δ에 대하여 Or-tega의 극배치 적응제어 방식을 적용할 때 H₂가 안정이면 저주파 필터 F₀를 이용한 의사 플랜트의 극배치 적응제어시 발생하는 H_{2α}도 안정이다.

증명 :

Δ = $\frac{\Delta_n}{\Delta_d}$ 라고 놓고 μ=1인 경우에 대하여 증명한다.

연속계에서의 필터를 a/[s+a] 형태로 취한다고 가정하면 이산형으로 바꾼 전달함수는 (1-ε)q⁻¹/(1-εq⁻¹)의 형태가 되고, 이때 0 < ε < 1 이며 샘플링 시간의 함수로 주어진다. 그리고 H₂(q⁻¹)의 극은 다음과 같은 방정식의 해로 주어진다.

$$\Delta_d(\Delta_n q^{-d} R^* + \Delta_d C^*) = 0 \quad (22)$$

여기서 R*는 R의 tuning된 값이다. 그런데 플랜트 모델 P_m이 모든 불안정 극점을 포함된다는 가정하므로 식(22)의 Δ_d는 안정이다.

의사모형화 방법을 사용할 경우의 H_{2α}는 식(22)의 Δ_n이 Δ_n = αF₀ · [(1-ε)q⁻¹/(1-εq⁻¹)] · Δ_n으로 대체되는 것이므로 H_{2α}의 극은 다음의 식(23)의 해로 주어진다.

$$\Delta_d(1-\epsilon q^{-1}) \cdot \{ \alpha(1-\epsilon) q^{-1} \Delta_n q^{-d} R^* + (1-\epsilon q^{-1}) \Delta_d C_R \} = 0 \quad (23)$$

그런데 식(23)에서 H₂가 안정하다는 가정에 의해서 (Δ_nq^{-d}R* + Δ_dC_R)과 Δ_d(1-εq⁻¹)는 안정임을 알 수 있다. 그러므로 식(23)에서 다음의 나머지 항이 안정이면 H_{2α}는 안정이다.

$$\Delta_n q^{-d} R^* + \frac{q(1-\epsilon q^{-1})}{\alpha(1-\epsilon)} \Delta_d C_R \quad (24)$$

식(24)를 다음과 같이 다시 쓰면

$$\Delta_n q^{-d} R^* + \Delta_d C_R + \left\{ \frac{q(1-\epsilon q^{-1})}{\alpha(1-\epsilon)} - 1 \right\} \cdot \Delta_d C_R \quad (25)$$

식(25)에서 Δ_nq^{-d}R* + Δ_dC_R은 안정이고 Δ_dC_R도 안정이므로 {q(1-εq⁻¹)/α(1-ε) - 1}이 안정이면 H_{2α}도 안정이다. 이 항의 안정 여부는 근을 구해보면 된다.

$$q(1-\epsilon q^{-1}) - \alpha(1-\epsilon) = 0 \quad (26)$$

그런데 ε + α(1-ε) < 1 이므로 {q(1-εq⁻¹)/α(1-ε) - 1}은 안정이다. 그러므로 H₂가 안정이면 H_{2α}도 안정이다.

H₂ 연산자가 정해진 conic섹터 circle(c, r) 안에 존재해야 한다는 것은 복소평면 상에서 나이퀴스트 선도가 중심c, 반경r의 내부에 존재하는 것을 의미한다.^{7),8)} Cluett 등¹⁰⁾은 제어기의 차수를 증가시킬 때의 현상을 H₂의 나이퀴스트선도를 이용하여 해석하였다.

잘 알려진 Rohrs의 예제에 대하여 H₂ 연산자의 나이퀴스트선도를 기존의 극배치 적응제어 방식의 경우와 의사 모형화 방법을 사용한 극배치 적응제어의 경우에 대하여 비교하기로 한다.

연속계에서 다음과 같이 주어지는 플랜트에 대해

$$P(S) = \frac{458}{(S+1)(S^2+30S+229)} \quad (27)$$

0.04초로 샘플링한 이산형 시스템은

$$P(q^{-1}) = \frac{q^{-1}(0.0036+0.0107q^{-1}+0.0019q^{-2})}{1-2.0549q^{-1}+1.3524q^{-2}-0.2894q^{-3}} \quad (28)$$

로 주어진다.

식(28)에 1차의 극배치 적응제어기를 적용하고 해석의 편의상 C_R=1로 놓으면 H₂는 2개의 불안정 극(0.8767 ± j0.5134)을 갖게되며 H₂의 나이퀴스트 선도는 그림4.a와 같아진다. μ=1, σ=1인 경우로 가정하면 나이퀴스트선도는 중심(1, 0), 반경1인 원의 내부에 존재하지 않으므로 기존의 극배치 적응제어기에 의해 안정화시킬 수 있는지에 대한 보장이 없다. 같은 플랜트에 대하여 1/[s+1]의 이산형인 P_m=0.0398q⁻¹/[1-0.9602q⁻¹]을 이용하여 의사 모형화 방법을 적용하면 H_{2α} 연산자는 안정이고, 그 나이퀴스트선도는 그림4.b와 같아진다. 이것은 중심(1, 0), 반경1인 원의 내부에 존재하

로 1 차의 적응제어기로서 제어가 가능하다.

식(27)의 플랜트를 0.16초로 샘플링한 이산형 시스템

에 대하여 기존의 극배치 적응제어기를 구성할 때 H_2 의 나이퀴스트선도는 그림5.a이고, 그림5.b는 의사 모형화 방법을 이용한 경우의 극배치 적응제어기의 나이퀴스트 선도이다. 그림 6은 0.32초로 샘플링한 경우로서 두가지 방식 모두 안정화시킬 수 있음을 보여주고 있다. 이러한 결과는 연속계 플랜트에서의 모형화되지 않은 운동의 영향이 샘플링 시간이 커짐에 따라서 줄어들고, 저차의 제어기로 제어 가능함을 보여준다. 이는 또한 적응제어기 구성시의 고려사항^{11,12} 과도 일치하는 현상이다.

5. 시뮬레이션 및 검토

의사 모형화 방법의 유용성을 검토하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다.

식(27)의 플랜트에 대해 모형화되지 않은 운동에 대한 고주파수 입력 성분의 영향을 잘 보여주기 위하여 빨리 변화하는 설정치(set point)를 사용하였다. 샘플링 시간을 0.04초로 할 때 식(28)로 주어지는 시스템에 대한 1 차 극배치 적응제어기의 입·출력이 그림 7에 나타나 있다. 4 절에서 살펴본 바와 같이 이 경우 안정도가 보장되지 않는데 이는 제어기 계수들이 제어 입력에 민감하기 때문이다. 그림 8은 의사 모형화 방법을 사용할 경우의 결과로서, $P_m = 0.0647 q^{-1} / [1 - 0.9693 q^{-1}]$ 인 경우이다. 이 P_m

은 식(28)의 이산형 플랜트를 다음과 같은 저주파 영역의 시험 입력으로 1 차 추정해 점이다. 그리에서

볼 수 있듯이 실제 플랜트가 3 차임에도 불구하고 잘 안정화되고 있다. P_m 을 $2/[s+1]$ 을 이산화한 $0.0784 q^{-1} / [1 - 0.9608 q^{-1}]$ 로 선정해도 그림 8과 거의 같은 결과를 보이며, 필터 F_0 를 그림 8에서처럼 $F_0 = 0.0392 q^{-1} / [1 - 0.9608 q^{-1}]$ 로 잡지 않고 $F_0 = 0.0769 q^{-1} / [1 - 0.9231 q^{-1}]$ 로 선정해도 거의 동일한 결과를 얻는다.

보다 어려운 플랜트인 식(29)의 플랜트에 대한 의사 모형화 방법을 이용한 극배치 적응제어의 결과가 그림 9에 나타나 있다.

$$P(S) = \frac{58}{(s+1)(s^2+10s+29)} \tag{29}$$

이때 $P_m(q^{-1}) = 0.049492 q^{-1} / [1 - 0.97938 q^{-1}]$, $F_0 = 0.0392 q^{-1} / [1 - 0.9608 q^{-1}]$ 인 경우이다.

그림 10은 플랜트에 적분기가 포함된 경우이다. 연속계 플랜트는

$$P(s) = \frac{1}{s(s+5)} \tag{30}$$

로 주어지고 이의 이산형 플랜트는

$$P(q^{-1}) = \frac{q^{-1}(0.0007492 + 0.0007009 q^{-1})}{1 - 1.8187 q^{-1} + 0.8187 q^{-2}} \tag{31}$$

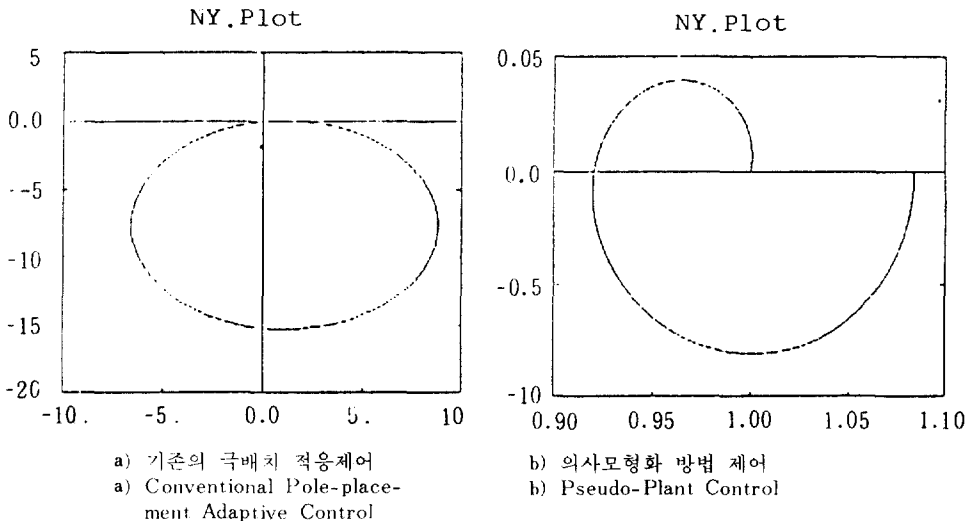


그림 4 H_2 의 나이퀴스트 선도
Fig. 4 Nyquist Diagram of H_2

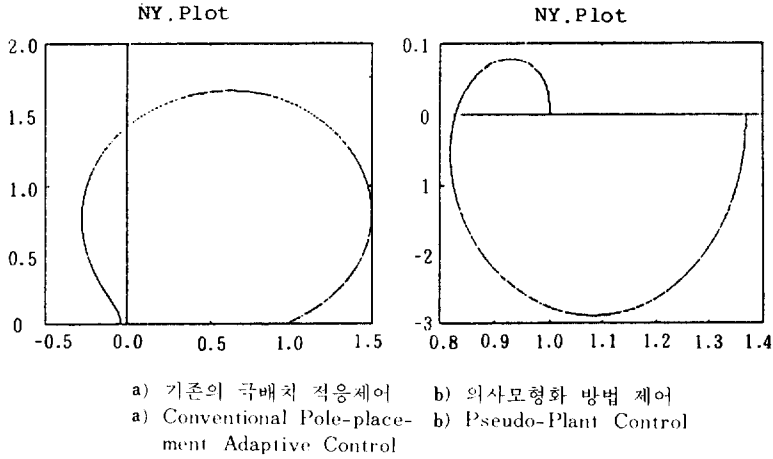


그림 5 H₂의 나이퀴스트 선도
Fig.5 Nyquist Diagram of H₂

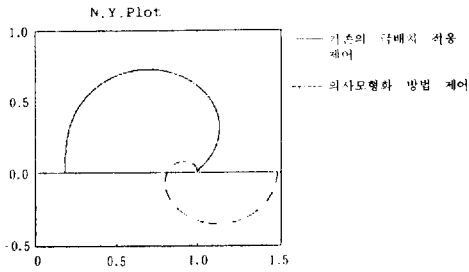


그림 6 H₂의 나이퀴스트 선도
Fig. 6 Nyquist Diagram of H₂

이며, $P_m(q^{-1}) = 0.015732q^{-1} / [1 - 0.99824q^{-1}]$ 의 경우이다.

이상의 예제들은 의사 모형화 방법을 이용한 극배치 적응제어 방식이 모형화되지 않은 운동의 영향을 잘 제어함을 보여주고 있다. 그림10에서 설정치와 플랜트 출력간의 차이는 오프셋이 아니라 저차 모델 제어에 의한 출력의 늦은 수렴특성 때문이다.

이상의 시뮬레이션에서 의사 모형화 방법을 사용할 경우 P_m 및 F_0 의 선택에 있어서 융통성이 크며, 따라서 정확한 모형의 선정이 이루어지지 않아도 모형화되지 않은 운동에 대한 강인성이 뛰어난을 알 수 있다.

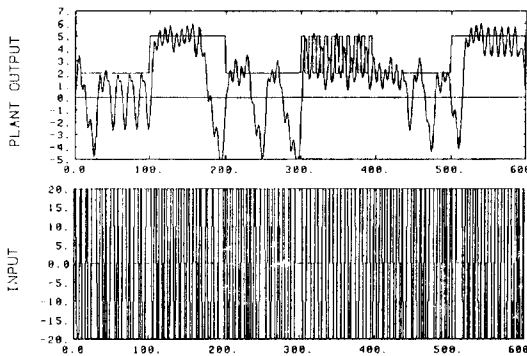


그림 7 기존 극배치 적응제어의 입출력
Fig.7 Input and Output of Conventional Pole-Placement Adaptive Control.

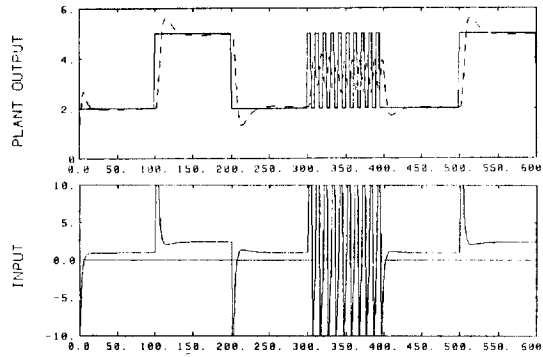


그림 8 의사 모형화 방법을 이용한 극배치 적응제어의 입출력
 Fig. 8 Input and Output of Pole-Placement Adaptive Control with Pseudo-Plant

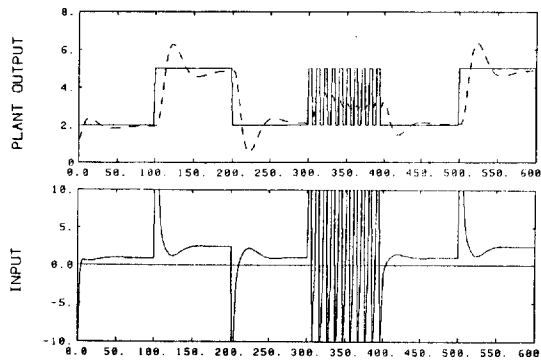


그림 9 의사모형화 방법을 이용한 극배치 적응제어의 입출력
 Fig. 9 Input and Output of Pole-Placement Adaptive Control with Pseudo-Plant

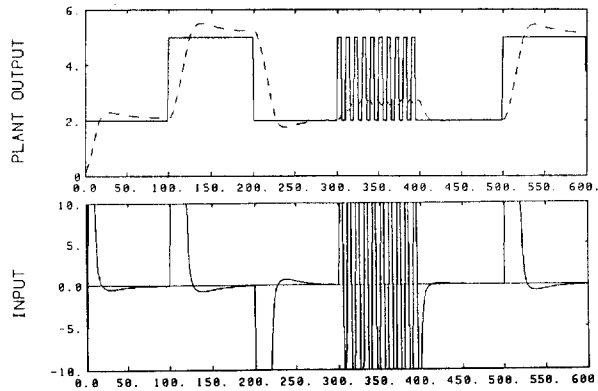


그림 10 의사 모형화 방법을 이용한 극배치 적응제어의 입출력
 Fig. 10 Input and Output of Pole-Placement Adaptive Control with Pseudo-Plant

6. 결 론

수학적으로 잘 유도된 Ortega의 극배치 적응제어의 강인성에 관한 결과는 충분조건으로, 실제 응용력의 향상을 위해서는 완화된 보장 조건의 제시가 필요하다. 의사 모형화 방법을 이용하면 Ortega의 충분 조건이 보장되는 모형화되지 않은 운동의 한계가 커짐을 보임으로써 극배치 적응제어의 강인성을 개선하였다. 이러한 결과는 중요한 연산자인 \mathbb{H}_∞ 가 안정이고 주어진 Conic 조건을 만족하면 의사 모형화 방법을 이용할 경우에도 안정이고 conic 조건을 만족시킴을 보임으로써 얻어진다.

저차의 제어기로 제어하기는 상당히 어려운 플랜트 모델에 대한 시뮬레이션을 통하여 강인성 개선의 효과가 큼을 보였다. 또한 제환제어기 구성시의 특성을 비교함으로써 의사 모형화 방법이 기존의 내부 모형 제어 방식보다 뛰어난 것을 보였다.

본 연구는 한국과학재단의 지원으로 이루어졌음을 밝힙니다.

참 고 문 헌

- 1) Rohrs, C., Adaptive Control in the Presence of Unmodeled Dynamics, Ph.D.Thesis, MIT, 1982
- 2) Kreisselmeier, G., et al., "Robust Model Reference Adaptive Control," IEEE Tr. Automat. Contr., vol.AC-31, 1986
- 3) Ortega, R., et al., "Robustness of Discrete Time

- Direct Adaptive Controllers," IEEE Tr. Automat. Contr., vol. AC-30, 1985
- 4) Shah, S.L. et al., Workshop on Adaptive Control Strategies for Industrial Use, Lodge Kananaskis, Alberta, Canada, June 20-22, 1988
- 5) Donati, F. et al., "Guaranteed Control of Almost-linear Plants," IEEE Tr. Automat. Contr., vol.AC-29, 1984
- 6) 김국현, 박용식, 허명준, 양홍식, "의사 모형화 방법을 이용한 극배치 적응제어의 강인성 개선," 대한 전기학회 논문지 제37권 5호, 1988
- 7) Garcia, C.E. et al., "Internal Model Control: I. A Unifying Review and Some New Results," Industrial Engineering and Chemistry, Process Design and Development, vol.21, 1982
- 8) Safonov, M.G., Stability and Robustness of Multivariable Feedback Systems, MIT Press, 1980
- 9) James, G., "On the Input-Output Stability of Nonlinear Time Varying Systems, Part 1 & 2," IEEE Tr. Automat. Contr. vol.AC-11, 1966
- 10) Cluett, W.R., et al., "Robust Design of Adaptive Control Systems Using Conic Sector Theory," Automatica, vol.23, 1987
- 11) Rohrs, C.E., et al., "Some Design Guidelines for Discrete-time Adaptive Controller," Automatica, vol.20, No.5, 1984
- 12) Goodwin, G.C., Adaptive Filtering, Prediction and Control, Prentice-Hall, 1984