

論文98-35T-12-12

자기동조 제어기의 설계 하중다항식 계수 조정

(A Design Weighting Polynomial Parameter Tuning of a Self Tuning Controller)

曹 元 鐵 * , 金 炳 汝 **

(Won Chul Cho and Byung Mun Kim)

요 약

본 논문에서는 시스템의 차수가 고차이며 잡음과 시간지연이 있고 시스템의 파라미터가 변하는 비최소위상 시스템에 적용할 수 있는 자기동조 제어기의 설계 하중다항식 계수를 온라인으로 조정하는 방법을 제안한다. 일반화 최소분산 자기동조 제어기의 설계 하중다항식 계수 값은 확률근사법인 Robbins-Monro 알고리즘을 이용하여 온라인으로 얻으며 자기동조 제어기의 파라미터는 순환최소자승법으로 추정하였다. 제안한 자기동조 제어 방법은 다른 자기동조 제어 방법들^[1,2]보다 간단하고 효과적이다. 제어 알고리즘의 타당성을 확인하기 위해 일정한 시간에 경과한 후 시스템의 파라미터가 변하고 시스템의 영점이 단위원 밖에 있는 고차 시스템에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다.

Abstract

This paper presents the method for the automatic tuning of a design weighting polynomial parameter of a generalized minimum-variance stochastic self tuning controller which adapts to changes in the system parameters with time delays and noises. The self tuning effect is achieved through the recursive least square algorithm at the parameter estimation stage and also through the Robbins-Monro algorithm at the stage of optimizing a design weighting polynomial parameters. The proposed self tuning method is simple and effective compared with other existing self tuning methods^[1,2]. The computer simulation results are presented to illustrate the procedure and to show the performance of the control system.

I. 서 론

플랜트의 파라미터를 모르거나 제어환경이 변하는 경우에 제어기의 파라미터를 온라인으로 자동 조절하는 자기동조 제어기가 다른 방식의 제어기에 비하여 효과적이다. Åström 등^[3]에 의하여 처음 제안한

* 正會員, 體泉專門大學 電子科

(Dept. of Elec. Eng., Yecheon Junior College)

** 正會員, 體泉專門大學 情報通信科

(Dept. of Inform. & Telecom. Eng., Yecheon Junior College)

接受日字: 1998年8月20日, 수정완료일: 1998年11月10日

자기동조 제어기는 시스템의 파라미터를 모르거나 시스템 내부에 램덤잡음이 존재하는 환경에서, 매 제어 주기마다 파라미터와 제어 입력을 계산한다. 그리고 그 결과를 진리치로 보고 제어기의 파라미터를 온라인으로 조정하여 시스템의 동특성 변화에 적응하는 것으로 체계적이고 융통성이 있다^[4]. 이러한 자기동조 제어기에는 확률적 환경에서 출력의 분산을 최소로 하는 최소분산(minimum variance)^[5] 제어가 있으며, 이는 비최소위상 시스템에 적합한 일반화 최소분산(generalized minimum variance)제어로 발전하였다^[6,7]. 일반화 최소분산 자기동조 제어기는 현대 제어 이론에 의존하며 성능지수와 관련된 하중다항식의 선

택을 포함한다. 따라서 엔지니어가 성능지수의 하중다항식을 선택하는 것은 쉽지 않다. 시스템의 성능은 항상 정성적인 항으로 표현되며, 원하는 성능을 얻기 위해 어떻게 다항식을 선택하여야 하는 가는 명백하지 않다.

일반화 최소분산 자기동조 제어기의 하중다항식을 적절히 선택하기 위해 Clarke는 시행착오 방법을 사용하였으며 Allidina 등^[8]은 극배치(pole placement) 방법을 이용하였다. 전자는 하중다항식의 계수를 설정하기 위해 작은 계수의 값으로부터 시작하여 원하는 응답 특성을 얻을 때까지 하중다항식 계수들을 증가시키는 방법인데 최적의 값을 선택하는 것이 어렵고 시간이 걸리며 온라인으로 결정할 수 없다. 후자는 페루프 극점들을 보다 나은 응답 특성을 얻을 수 있는 지점에 고정시키는 방법인데 플랜트가 변하는 경우에는 원하는 응답 특성을 얻기가 쉽지 않다. 극배치 방법 대신에 Hang 등^[1,9]은 극제한(pole restriction) 방법을 제안하였다. 이 방법은 페루프 극점들을 한 지점에 고정시키는 것이 아니라 오버슈트, 설정시간 등 공학적 설계에서 의해 결정되는 영역 안에 제한시키는 것이다^[11]. 극제한방식은 시스템의 차수가 클 경우 Routh-Hurwitz 판별법을 풀기가 쉽지 않다. 특히 명시적 구조를 갖는 자기동조 제어기^[2] 경우 암시적 구조를 갖는 자기동조 제어기보다 시스템의 차수가 커지므로 극제한방식으로는 원하는 응답특성을 얻기가 어렵다. 조등^[10]은 PID 구조를 갖는 다변수 자기동조 제어기의 설계계수의 값을 온라인으로 조정하는 방법을 제시하였으나 시스템의 차수가 2차로 제한되어 시스템의 차수가 고차일 경우는 구하고자 하는 하중다항식의 계수가 여러 개이므로 Routh-Hurwitz 판별법을 풀기가 더욱더 쉽지 않다.

본 논문에서는 잡음과 시간지연이 있으며 시스템의 차수가 고차이고 시스템의 파라미터가 변하는 비최소 위상 시스템에 적용할 수 있는 자기동조 제어기의 설계 하중다항식 계수를 온라인으로 조정하는 방법을 제안한다. 자기동조 제어기의 설계 하중다항식 계수 값은 보조출력의 분산을 최소로 하는 방정식의 해이며 확률근사법인 Robbins-Monro 알고리즘^[11]으로 얻는다. 시스템의 차수가 커질수록 Routh-Hurwitz 판별법을 사용하기가 어려운 극제한방식보다는 제안한 알고리즘이 계산상 효과적이다.

제안한 알고리즘을 일정한 시간이 경과한 후 시스템

의 파라미터가 변하고 시스템의 영점이 단위원 밖에 있는 고차 시스템^[12]에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다. 그 결과 일반화 최소분산 자기동조 제어기가 잘 동작하였으며 제어기 하중다항식과 설계 하중다항식 계수의 초기치를 설정하는데 제약점이 없음을 알 수 있었다.

II. 일반화 최소분산 자기동조 제어

제어할 단일 입출력 시스템을

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d-1}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})\xi(t) \quad (1)$$

와 같은 모형으로 가정한다. 여기서 $y(t)$ 는 출력, $u(t)$ 는 제어입력, $\xi(t)$ 는 백색잡음, d 는 프로세스의 지연시간, t 는 이산시간을 의미한다. $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ 와 $C(z^{-1})$ 는

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_nz^{-n} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_mz^{-m}, \quad b_0 \neq 0 \\ C(z^{-1}) &= 1 + c_1z^{-1} + \dots + c_lz^{-l} \end{aligned} \quad (2)$$

과 같다. $A(z^{-1})$ 와 $C(z^{-1})$ 의 모든 근은 단위원 내에 존재한다고 가정하며, 앞으로는 표기를 단순화하기 위해 다항식과 전달함수에서 z^{-1} 의 표현을 빼기로 한다.

일반화 최소분산 자기동조 제어기는 보조출력

$$\psi(t) = Py(t) + Qu(t-d-1) - Ry_r(t-d-1) \quad (3)$$

의 분산이 최소가 되도록 설계하는 것이다. 여기서 $y_r(t)$ 는 기준입력, P , Q 와 R 은 하중 유리식이며

$$P = P_n / P_d, \quad Q = Q_n / Q_d, \quad R = R_n / R_d \quad (4)$$

의 전달함수로 나타낸다. (3)의 보조출력 분산을 최소화하는 제어법칙은

$$u(t) = \frac{CRy_r(t) - (F/P_d)y(t)}{EB + CQ} \quad (5)$$

이다^[7]. 여기서 E 와 F 를 얻기 위하여

$$CP_n / (AP_d) = E + z^{-d-1}(F / (AP_d)) \quad (6)$$

의 Diophantine 방정식을 이용한다.

만약, 시스템의 파라미터 A, B 와 C 를 안다면 E 와 F 는 식 (6)에서 구하고 이를 식 (5)의 제어법칙에 대입하면 제어 입력을 얻을 수 있다. 그러나 시스템의 파라미터를 모르는 경우에는 제어기에 사용되는 파라미터를 직접 추정해야 한다. 이 파라미터를 추정하기 위해서는 보조출력 $\psi(t+d+1)$ 을 예측해야 하는데 식 (3)에서 시간 t 의 $Qu(t)$ 와 $Ry_r(t)$ 는 알 수 있는 값 이므로, 보조출력 $\psi(t+d+1)$ 을 예측하는 문제는

$$\psi_y(t+d+1) = Py(t+d+1) \quad (7)$$

을 예측하는 문제가 된다. $\psi_y(t+d+1)$ 은 식 (1)과 (3), (6)으로 부터

$$\begin{aligned} \psi_y(t+d+1) &= (F/(CP_d))y(t) + ((EB)/C)u(t) \\ &\quad + E\xi(t+d+1) \end{aligned} \quad (8)$$

이여 식 (8)에서 $G = EB$, $y_f(t) = (1/P_d)y(t)$, 와 $\varepsilon(t+d+1) = E\xi(t+d+1)$ 로 두면 식 (8)의 추정 모델은

$$\begin{aligned} \psi_y(t+d+1) &= (F/C)y_f(t) + (G/C)u(t) \\ &\quad + \varepsilon(t+d+1) \end{aligned} \quad (9)$$

과 같이 쓸 수 있다. 여기서 F 와 G 는 z^{-1} 로 표시되는 다항식이다. 또한 식 (9)의 예측식은

$$\begin{aligned} \psi_y^*(t+d+1) &= \frac{[Fy_f(t) + Gu(t)]}{C} \\ &= Fy_f(t) + Gu(t) - \sum_{i=1}^n C_i \psi_y^*(t+d+1-i) \end{aligned} \quad (10)$$

로 표현되고 식 (10)의 F 와 G 의 차수를 각각 L 과 J 라 하면

$$L = n + \deg P_d - 1 \quad (11)$$

$$J = m + d \quad (12)$$

이다.

보조출력의 예측식 (10)의 파라미터이며 동시에 제어기의 파라미터인 F, G 와 C 는 식 (10)으로부터 다음과 같이 순환최소자승법(recursive least square method)을 사용하여 추정한다.

$$\hat{\psi}_y(t) = X^T(t-d-1) \hat{\theta}(t-1) \quad (13)$$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)[\psi_y(t) - \hat{\psi}_y(t)] \quad (14)$$

$$K(t) = \frac{P(t-1)X(t-d-1)}{1 + X^T(t-d-1)P(t-1)X(t-d-1)} \quad (15)$$

$$P(t) = P(t-1) - K(t)X^T(t-d-1)P(t-1) \quad (16)$$

$$P(0) = k_0 I; \quad k_0 > 0 \quad (17)$$

여기서 데이터 벡터 $X(t)$ 와 파라미터 $\hat{\theta}(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} X^T(t) &= [y_f(t), y_f(t-1), \dots, y_f(t-L), u(t), \\ &\quad u(t-1), \dots, u(t-N), \psi_y^*(t+d), \\ &\quad \psi_y^*(t+d-1), \dots, \psi_y^*(t+d+1-n)] \end{aligned} \quad (18)$$

$$\hat{\theta}(t) = [f_0 f_1 \cdots f_L g_0 g_1 \cdots g_J c_1 c_2 \cdots c_n]^T \quad (19)$$

제어기 파라미터를 추정할 때 C 가 1이면 t 시점에서 $X^T(t)$ 를 알 수 있으므로 예측오차는 백색(white)이다. 따라서 제어기 파라미터는 순환최소자승법을 사용하여 추정한다. C 가 1이 아니면 t 시점에서 $\psi_y^*(t+d+1)$ 을 알 수 없으므로 예측오차는 백색이 아니다. 그러므로 순환최소자승법을 사용하여 제어기 파라미터를 추정할 수 없다. 그러나 $\psi_y^*(t+d+1)$ 을 계산할 수 있는 추정값 $\hat{\psi}_y^*(t+d+1)$ 로 대체한 순환최소자승법으로는 제어기 파라미터를 추정할 수 있다. 즉 식 (18)의 데이터 벡터 대신에 아래의 데이터 벡터를 사용하여 제어기 파라미터 F, G 와 C 를 추정한다.

$$\begin{aligned} \hat{X}^T(t) &= [y_f(t), y_f(t-1), \dots, y_f(t-L), u(t), \\ &\quad u(t-1), \dots, u(t-J), \hat{\psi}_y^*(t+d), \\ &\quad \hat{\psi}_y^*(t+d-1), \dots, \hat{\psi}_y^*(t+d+1-n)] \end{aligned} \quad (20)$$

이 추정알고리즘을 이용하여 추정한 제어기 파라미터 F, G 와 C 를 식 (5)에 대입하면 일반화 최소분산자기동조 제어기의 제어법칙

$$u(t) = \frac{CRy_r(t) - Fy_f(t)}{G + Q} \quad (21)$$

를 얻을 수 있다.

$$G + Q = (1 - z^{-1}) / H \quad (25)$$

III. 자기동조 제어기

최소분산 자기동조 제어에서 시스템 파라미터 $B(z^{-1})$ 의 근이 단위원 안에 있을 때 폐루프 시스템은 안정하나, 단위원 외부에 있을 때의 폐루프 시스템은 불안정하다. 따라서 비최소위상 시스템에서 발생하는 폐루프 시스템의 불안정성을 극복하기 위해 식 (3)의 보조출력을 도입하여 보조출력의 분산이 최소가 되는 일반화 최소분산 자기동조 제어기를 설계하고자 한다.

식 (21)의 제어법칙은

$$(G + Q)u(t) = -Fy_f(t) + CRy_r(t) \quad (22)$$

로 표현할 수 있고 다항식 R 은 출력 $y(t)$ 와 기준입력 $y_r(t)$ 가 정상상태에서 일치하도록 식 (22)의 CR 을 W 로 선정하면

$$W = [F/P_d]_{z=1} = \sum_{i=0}^L f_i \quad (23)$$

이다. 여기서 f_i 는 다항식 F 의 계수이다.

한편, 하중 유리식 $P (= P_n / P_d)$ 은 제어기 파라미터에 영향을 주는 요소로 기준입력의 변화에 대해 폐루프의 응답 특성을 좋게 하기 위하여 사용된다. P_d 와 P_n 의 계수를 부적절하게 선택하면 오버슈트가 커지거나 진동이 일어날 수 있으므로 이를 요소의 적절한 선택이 필요하다. 특히 P_d 의 근이 그림 1의 감쇠비 (damping ratio) ξ 가 0.7보다 큰 빛금친 영역에 있을 경우 시스템의 응답특성을 좋게 할 수 있다. 본 연구에서는 시스템의 발산을 방지하고 정상상태 오차를 제거하기 위해 다항식 P_d 는

$$P_d = \frac{1 + z^{-1}P_{d1}}{1 + P_{d1}} \quad (24)$$

으로 둔다. 여기서 P_{d1} 은 P_d 의 1차 계수이고 P_d 의 근이 그림 1의 빛금친 영역에 존재하도록 P_{d1} 을 선택한다. 그리고 하중 다항식 P_n 의 계수는 P_n 의 근이 단위원 안에 있는 값을 선정한다.

다항식 Q 는 설계자가 임의로 지정할 수 있으며 자기동조 제어법칙에 적분동작이 들어가도록

로 선택한다. 여기서

$$H = \sum_{i=1}^N h_i z^{-i} \quad (26)$$

이며 N 은 $m - 1$ 로서 다항식 H 의 차수이고 h_i 는 다항식 H 의 계수이다. 다항식 H 의 계수는 제어기를 동조시키는 데 편리한 수단을 제공해 준다. 이 값들을 결정하는 알고리즘에 대하여는 뒤에 기술한다.

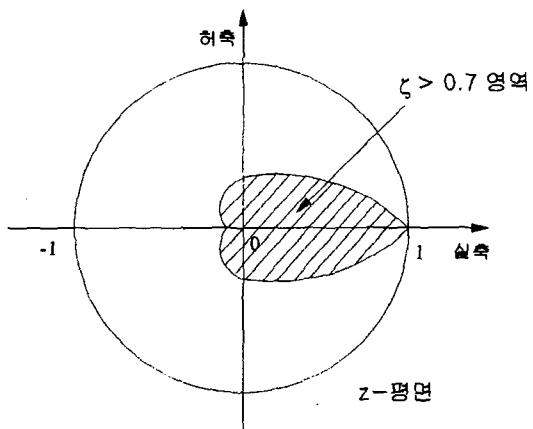


그림 1. P_d 의 근영역

Fig. 1. Region of roots of P_d .

IV. 자기동조 제어기의 설계 하중다항식 계수 조정

기존의 방법^[6,8]은 자기동조 제어기를 설계하는데 시행착오 방법등을 이용하는 것으로, 최적의 자기동조 제어기를 설계하는 계수 값을 선택하기가 힘들다. 본 연구에서는 이 문제점을 해결하기 위하여 보조출력의 분산이 최소가 되는 방향으로 설계 하중다항식 계수를 온라인으로 조정하는 방법을 제안한다.

이제 제어기의 출력은 식 (23)와 (25)를 (22)에 대입하면

$$\Delta u(t) = H[Wy_r(t) - Fy_f(t)] \quad (27)$$

이다. W 은

$$W = [f_0 + f_1 + \dots + f_L] \quad (28)$$

로 선택한다. Robbins-Monro 알고리즘을 이용하여 설

계 하증다항식 H 의 계수 값을 자동 조정하고자 한다.
자기동조 최소분산 제어기는 보조출력의 분산 즉

$$J = \varepsilon [(\psi_y^*, y_r)] \quad (29)$$

을 최소가 되도록 제어 입력을 결정하는 방법이며, 여기서

$$l(\psi_y^*, y_r) = \frac{1}{2} [(P y_r(t+d+1) - \psi_y^*(t+d+1))^2] \quad (30)$$

○]고 $\psi_y^*(t+d+1)$ 은 보조출력 $\psi_y(t+d+1)$ 의 예측치로서 식 (10)에서

$$\psi_y^*(t+d+1) = \frac{[F y_f(t) + G u(t)]}{C} \quad (31)$$

이다.

식 (29)을 최소로 하는 설계 하증다항식 H 의 계수값은

$$\frac{\partial J}{\partial H} = [\frac{\partial l(\psi_y^*, y_r)}{\partial H}] = 0 \quad (32)$$

의 해와 같은 것으로 설계 하증다항식 H 를 식 (26)에 의해 식 (32)을 달리 표현하면

$$\frac{\partial J}{\partial h_i} = \varepsilon [\frac{\partial l(\psi_y^*, y_r)}{\partial h_i}] = 0 \quad (32')$$

이다. 설계 하증다항식 H 의 계수 값은 확률근사법 (stochastic approximation)의 하나인 Robbins-Monro 알고리즘^[10]을 이용하여 구한다.

Robbins-Monro 알고리즘은

$$\varepsilon [Q(\theta, e(t))] = 0 \quad (33)$$

의 해 θ 를 순환적으로 구하는 것이며, 여기서 $\{e(t)\}$ 는 확률변수의 수열이다. $Q(\theta, e(t))$ 가 시변함수인 경우 Robbins-Monro 알고리즘은

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \mu Q(\hat{\theta}(t-1), e(t)) \quad (34)$$

와 같이 표현되며 μ 는 양의 상수 ($0 < \mu < 1$)이다. 그러므로 식 (34)로부터 설계 하증다항식 H 의 계수를 구하는 순환식은

$$h_i(t) = h_i(t-1) + \mu \left\{ -\frac{\partial l(\psi_y^*, y_r)}{\partial h_i} \right\} \quad (35)$$

와 같이 얻을 수 있다.

한편 $u(t)$ 는 설계 하증다항식 h_i 의 함수이므로 $\partial l(\psi_y^*, y_r)/\partial h_i$ 는 연쇄법칙(Chain rule)을 이용하여 구하면

$$\begin{aligned} \frac{\partial l(\psi_y^*, y_r)}{\partial h_i} &= \frac{\partial l(\psi_y^*, y_r)}{\partial \psi_y^*(t+d+1)} \cdot \frac{\partial \psi_y^*(t+d+1)}{\partial u(t)} \\ &\quad \cdot \frac{\partial u(t)}{\partial h_i} \end{aligned} \quad (36)$$

이다. 식 (36)의 우변의 첫 번째 편미분은 식 (30)에서

$$\frac{\partial l(\psi_y^*, y_r)}{\partial \psi_y^*(t+d+1)} = -\{P y_r(t+d+1) - \psi_y^*(t+d+1)\} \quad (37)$$

이다. 식 (36)의 두 번째 편미분은 식 (31)로 부터

$$\frac{\partial \psi_y^*(t+d+1)}{\partial u(t)} = \hat{g}_0 \quad (38)$$

와 같이 얻을 수 있다. 여기서 \hat{g}_0 은 G 의 0차항의 계수이다. 식 (27)에서 시간 t 에서 추정한 W 와 F 를 각각 \hat{W}_t 와 \hat{F}_t 로 두고 식 (27)을 다시 쓰면

$$(1-z^{-1})u(t) = h_i z^{-i} [\hat{W}_t y_r(k) - \hat{F}_t y_f(k)] \quad (39)$$

이므로 $\partial u(t)/\partial h_i$ 는

$$\begin{aligned} \frac{\partial u(t)}{\partial h_i} &= \frac{1}{1-z^{-1}} [\hat{W}_t y_r(k-i) - \hat{F}_t y_f(k-i)] \\ &= \sum_{k=1}^t [\hat{W}_k y_r(k-i) - \hat{F}_k y_f(k-i)] \end{aligned} \quad (40)$$

이다.

따라서, 성능지수 J 를 최소로 하는 설계 하증다항식 H 의 계수는 식 (35)로부터

$$\begin{aligned} h_i(t) &= h_i(t-1) + \mu [(P y_r(t+d+1) - \psi_y^*(t+d+1)) \\ &\quad \cdot \hat{g}_0 \cdot \sum_{k=1}^t [\hat{W}_k y_r(k-i) - \hat{F}_k y_f(k-i)]] \end{aligned} \quad (41)$$

와 같이 구할 수 있다.

이렇게 구한 설계 하증다항식 H 의 계수를 식 (27)에 대입하여 제어 입력을 얻으면 자기동조 제어시스템의 블록선도는 그림 2에 보였다.

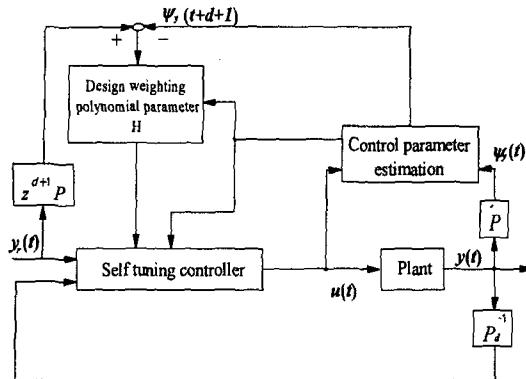


그림 2. 자기동조 제어기구조

Fig. 2. Structure of a self tuning controller.

설계 하중다항식 H 의 계수를 조정하는 방법으로 파라미터를 동조시키는 자기동조 제어 알고리즘을 정리하면 다음과 같다.

단계 1 : 설계 하중다항식 H 와 제어기 파라미터 F 와 G 의 초기치를 적절한 값으로 설정하고 μ 는 양의 상수 ($0 < \mu < 1$)를 선택한다.

단계 2 : 하중다항식 P_n 의 계수는 P_n 의 근이 단위 원 안에 있는 다항식 계수를 선택하여 하중다항식 계수 $P_d = \frac{1+z^{-1}P_{d1}}{1+P_{d1}}$ 의 근이 그림 1의 빛금친 영역에 존재하도록 P_d 을 선택하여 플랜트의 출력을 필터링 한다.

단계 3 : 보조출력 $\psi_y(t)$ 를 $\psi_y(t) = Py(t)$ 에 의해 계산한다.

단계 4 : 제어기 파라미터 F , G 와 C 는 순환최소 자승법을 이용하여 추정한다.

단계 5 : 추정한 제어기 파라미터로 $\psi_y(t+d+1)$ 의 예측치는 추정한 제어기 파라미터 F , G 와 C 로부터 $\psi_y^*(t+d+1) = \frac{[Fy_f(t) + Gu(t)]}{C}$ 와 같이 계산한다.

단계 6 : 필터링한 기준입력 $Py_r(t+d+1)$ 과 보조 출력 $\psi_y(t+d+1)$ 의 예측치의 차를 구한다.

단계 7 : 식 (28)에 의해 시간 t 에서의 추정값 F 로부터 W 의 추정값 $\hat{W}^t = [\hat{f}_0 + \hat{f}_1 + \dots + \hat{f}_L]$ 을 계산한다.

단계 8 : 자기동조 제어기의 설계 하중다항식 H 의 계수는 식 (41)와 같이 구한다.

단계 9 : $(t+1)$ 로 하여 단계 3으로 간다.

V. 시뮬레이션 결과와 검토

제안한 알고리즘의 성능을 확인하기 위하여 다음과 같이 시간 지연이 있고 잡음이 존재하는 고차의 비최소위상 시스템에 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션하여 제어기의 성능을 검토하고자 한다.

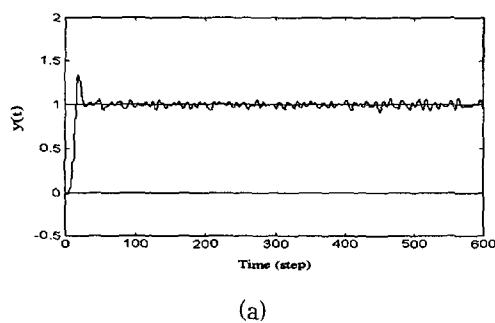
예제 1 : 시간 지연이 있고 시스템의 영점이 단위원 밖에 있는 이산시간 시스템^[12]에 적용한다.

$$y(t) =$$

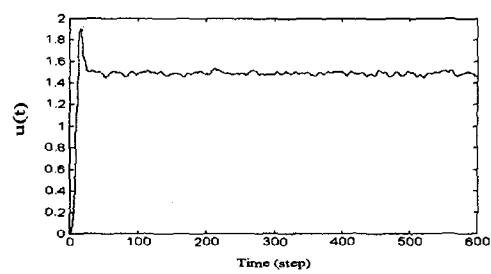
$$\frac{0.0016z^{-1}(1+16.56z^{-1}+27.26z^{-2}-7.11z^{-3}+0.184z^{-4})}{1-2.56z^{-1}+2.95z^{-2}-1.81z^{-3}+0.59z^{-4}-0.079z^{-5}} u(t)$$

$$\frac{1-0.12z^{-1}+0.47z^{-2}-0.6z^{-3}}{1-2.56z^{-1}+2.95z^{-2}-1.81z^{-3}+0.59z^{-4}-0.079z^{-5}} \xi(t)$$

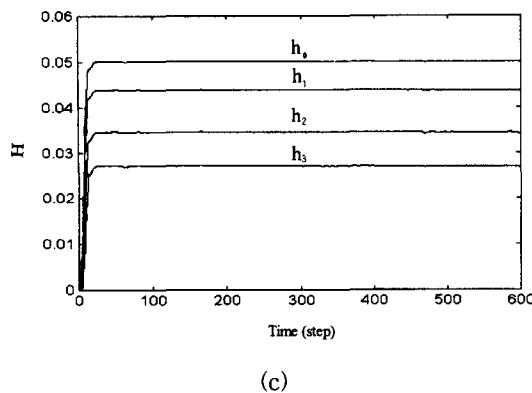
여기서 $\xi(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 0.01인 가우스 백색잡음이다. 제어기에 사용하는 파라미터의 초기치 $\theta(0)$ 은 0으로 하였으며, 설계 하중다항식의 초기치 $H(0)$ 역시 0으로 하였다. μ 의 값은 0.01로 정하였다. P_d 의 1차 계수는 그림 1의 빛금친 영역 안에 들도록 -0.1로, P_n 의 1차 계수는 단위원 안의 0.22로 선택하였다. 그리고 제어기 파라미터를 추정할 때 200스텝마다 P 행렬을 초기화시키는 순환최소자승법을 사용하였다. 이 환경에서의 시뮬레이션 결과는 그림 3에 보였다.



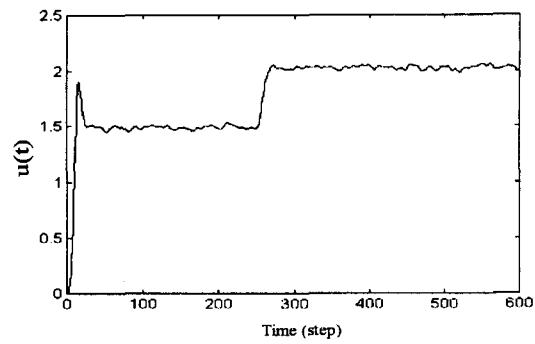
(a)



(b)



(c)



(b)

그림 3. (a) 시스템 출력 $y(t)$ (b) 제어입력 $u(t)$ (c) 설계 하중다항식 계수 H Fig. 3. (a) System output, $y(t)$.(b) Control input, $u(t)$.(c) Design weighting polynomial parameter, H .

그림 3은 계단함수에 적용한 시뮬레이션 결과이며, 시스템 출력은 기준입력인 계단함수를 잘 추종하고 설계 하중다항식 계수는 일정한 값에 수렴한다.

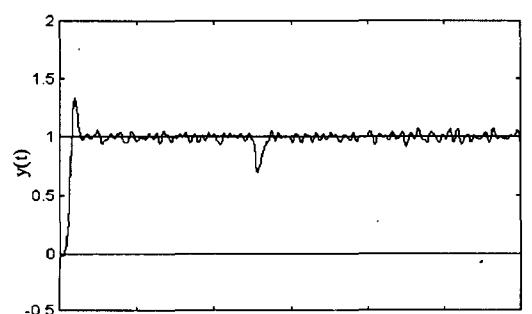
예제 2 : 예제 1의 시스템 파라미터를 250스텝 이후에는 시스템의 영점이 변하여 시스템이

$$y(t) =$$

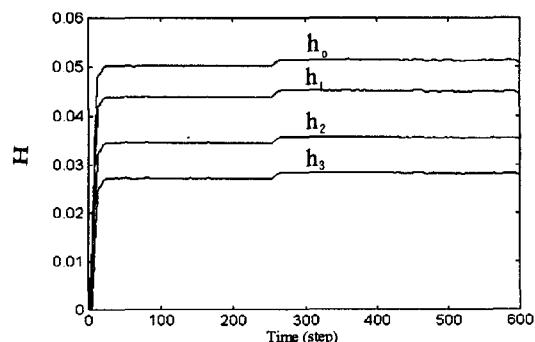
$$\frac{0.00161z^{-1}(1+16.56z^{-1}+33.478z^{-2}-7.11z^{-3})}{1-2.56z^{-1}+2.95z^{-2}-1.81z^{-3}+0.59z^{-4}-0.079z^{-5}} u(t)$$

$$\frac{1-0.12z^{-1}+0.47z^{-2}-0.6z^{-3}}{1-2.56z^{-1}+2.95z^{-2}-1.81z^{-3}+0.59z^{-4}-0.079z^{-5}} \xi(t)$$

와 같다고 가정하였다. 여기서 시뮬레이션 조건들은 예제 1과 동일하다.



(a)



(c)

그림 4. (a) 시스템 출력 $y(t)$ (b) 제어입력 $u(t)$ (c) 설계 하중다항식 계수 H Fig. 4. (a) System output, $y(t)$.(b) Control input, $u(t)$.(c) Design weighting polynomial parameter, H .

그림 4는 250스텝에서 시스템 영점이 변화된 시뮬레이션 결과이다. 시스템의 출력은 시스템 파라미터가 변하는 부분에서 변동이 있으나 기준입력을 잘 추종하였다. 설계 하중다항식 계수도 시스템 파라미터가 변하는 부분에서 변동이 있으나, 변화에 적용하여 일정한 값에 수렴함을 알 수 있다.

예제 3 : 예제 2와 동일한 시스템에서 시스템 파라미터를 370스텝 이후에 시스템의 영점을 변화시키고 시뮬레이션 조건들 중 기준입력을 1과 -1사이에서 150스텝마다 변하는 구형파로 600스텝까지 수행하였다. 이 환경에서의 결과는 그림 5에 보였다.

그림 5는 시스템의 영점이 변하는 시스템을 구형파에 적용한 시뮬레이션 결과이며, 예제 2와 마찬가지로 시스템의 출력은 시스템의 파라미터가 변하는 부분에

서 변동이 있으나 기준입력인 구형파를 잘 추종하였다. 또한 설계 하중다항식 계수도 기준입력의 변화에 적응하여 수렴함을 알 수 있다.

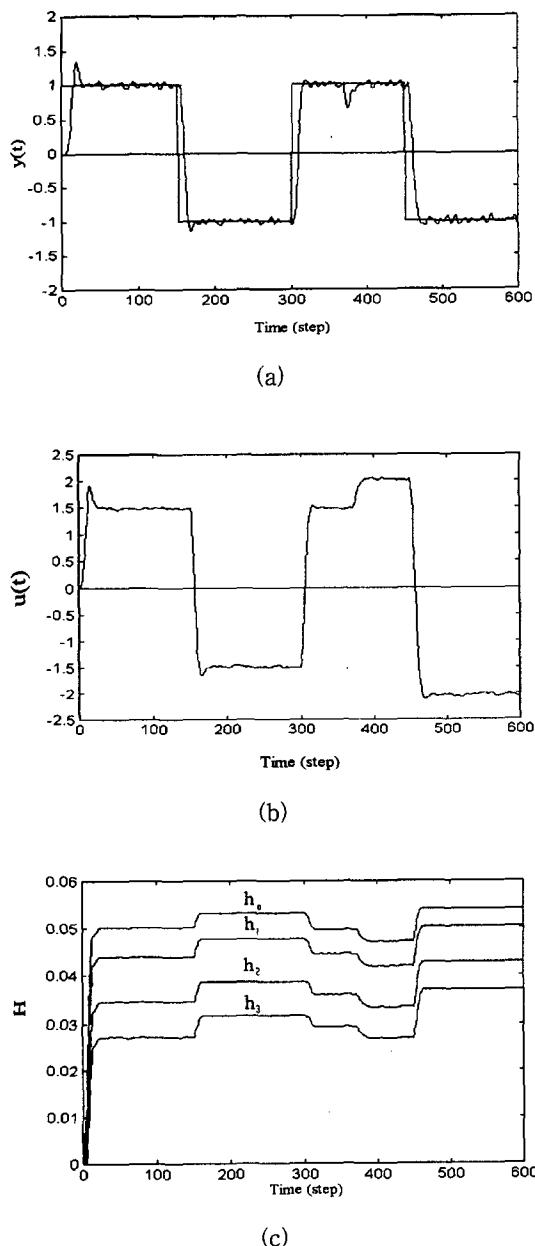


그림 5. (a) 시스템 출력 $y(t)$
(b) 제어입력 $u(t)$
(c) 설계 하중다항식 계수 H

Fig. 5. (a) System output, $y(t)$.
(b) Control input, $u(t)$.
(c) Design weighting polynomial parameter, H .

VII. 결 론

본 논문에서는 잡음이 존재하고 시스템의 차수가 고차인 비최소위상 시스템에 대해 일반화 자기동조 제어기의 설계 하중다항식 계수를 온라인으로 얻는 방법을 제안하였다. 자기동조 제어기의 설계 하중다항식 계수의 값은 확률근사법인 Robbins-Monro 알고리즘으로 최적화 하였다. 기존의 시행착오 방법과 극제한 방법에서 시스템의 차수가 커지면 전자는 최적의 값을 임의로 선택하기가 어렵고, 후자는 Routh-Hurwitz 판별법을 풀기가 쉽지 않기 때문에 사용자가 원하는 응답 특성을 얻는데 어려움이 있다. 그러나 제안한 방법은 시스템의 차수에 구애받지 않고 원하는 응답특성을 얻을 수 있으며 시간 지연이 있는 최소위상이나 비최소위상 시스템에 적용 가능하다. 이러한 사실을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] C. C. Hang, K. W. Lim, and W. K. Ho, "Generalised minimum-variance stochastic self-tuning controller with pole restriction", *Proc. IEE*, vol. 138, (1), pp. 25-32, 1991
- [2] Won Chul Cho and Gi Joon Jeon, "Implicit self tuning controller with pole restriction", *Proc. of KACC*, Seoul, Korea, pp. 13-17, 1993.
- [3] K. J. Åström and B. Wittenmark, "On self-tuning regulators," *Automatica*, vol. 9, No.2, pp. 185-199, 1973.
- [4] K. J. Åström, "Theory and application of Adaptive control-A Survey," *Automatica*, vol. 19, no. 5, pp. 471-486, 1983.
- [5] D. W. Clarke and P. Gawthrop, "A self-tuning controller," *Proc. IEE*, vol. 122, no. 9, pp. 929-934, 1975.
- [6] D. W. Clarke and P. J. Gawthrop, "Self-tuning control," *Proc. IEE, Pt. D.*, vol. 126, no. 6, pp. 633-640, 1979.
- [7] V. V. Chalam, *Adaptive Control Systems Techniques and Applications*, Marcel

- Dekker, Inc., 1987.
- [8] A. Y. Allidina and F. M. Hughes, "Generalized self-tuning controller with pole assignment, *IEE Proc. D, Control Theory & Appl.*, vol. 127, (1), pp. 13-18, 1980.
- [9] C. C. Lim, C. C. Hang, and K. Y. Leong, "Adaptation of cost function parameters for an explicit self-tuner", *Control Theory and Adv. Tech.*, vol. 2, (4), pp. 577-591, 1986.
- [10] 조원철, 전기준 "다변수 자기동조 PID 제어기의 설계," *전자공학회논문지*, 34권 7호, pp. 66-77, 1997년 7월
- [11] G. C. Goodwin and K. S. Sin, *Adaptive Filtering, Prediction and Control*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.
- [12] 최종호, 김호찬 "비최소 위상 확률 시스템을 대상으로 한 견실한 적응 IMC 제어기," '93 한국 자동제어 학술회의 논문집, 제 1권, pp. 139-144, 1993년 10월

저자 소개



曹元鐵(正會員)

1964年 2月 7日生. 1986年 2月 경북 대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989年 2月 경북대학교 대학원 전자 공학과 졸업(공학석사). 1997年 2月 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학박사). 1997年 3月 ~ 현재 경 상북도립 예천전문대 전자과 전임강사. 주관심분야는 적 응제어, 뉴로퍼지제어 등임.



金炳汶(正會員)

1964年 4月 5日生. 1986年 2月 경북 대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1988年 2月 경북대학교 대학원 전자 공학과 졸업(공학석사). 1990年 1月 ~ 1997年 2月 금성정밀 선임연구원. 1996年 3月 ~ 현재 경북대학교 대 학원 전자공학과 전파공학전공(박사과정 수료). 1997年 3月 ~ 현재 경상북도립 예천전문대 정보통신과 전임강 사. 주관심분야는 전자파 계측 시스템 설계, 전자파 수치 해석 등임.