

모델 축소와 RLSE를 이용한 최적화 적응형 PID 제어 구조 설계

Design of Optimized Adaptive PID Control Structures using Model Reduction and RLSE

조 준 호*, 최 정 내, 황 형 수
(Joon-Ho Cho, Jeoung-Nae Choi, and Hyung-Soo Hwang)

Abstract : We propose an optimized adaptive PID control scheme. This paper is focused on the development of model reduction as well as a new adoptive control structure (viz. a recursive least square estimation (RLSE) method-based structure) that is constructed with smith-predictor structure and a real time estimator. The estimator adjust parameters of a reduced model in real time. It leads to robust and superb control performance for the noise or variation of parameters of process. Experimental study reveals that the proposed control structure exhibits more superb output performance in comparison to some previous methods.

Keywords : model reduction, RLSE, adaptive control, smith predictor

I. 서론

PID(Proportional and Integral and Derivative) 제어기는 이해하기 쉽고 구조가 간단하며 실제 구현이 용이하여 공정 산업분야에서 널리 사용되고 있는 제어기이다[1-4]. PID 제어기를 설계할 때 가장 중요한 것은 파라미터를 결정하는 것이다. 따라서 PID 제어기의 파라미터를 결정하는 방법에 대하여 많은 연구가 이루어지고 있다[5]. 그 중에서 Ziegler-Nichols rule, Cohen-Coon method, IAE, ISE, ITAE, IMC 방법들이 보편적으로 쓰이고 있다. 그러나 이러한 방법들 대부분은 1차 및 2차의 모델에 대해서는 적용이 용이하나, 고차 모델에 대해서는 적용하기가 쉽지 않다. 따라서 고차 모델이나 지연시간이 큰 공정에 대하여 좋은 성능을 얻을 수 있는 범용적인 PID 제어기의 동조방법에 대한 연구가 진행되고 있다. 그 중 최근 연구된 것으로는 축소 모델의 계수값을 이용하여 제어 파라미터 값을 직접 구하는 방법이 있다[6-8].

이와 같은 범용적인 제어기 설계 방법에 있어 병행해야 하는 것은 실제 모델에 근접하게 축소 모델을 구하는 것이다. 축소 모델에 관한 연구는 시간 영역 및 주파수 영역에서 이루어지고 있으며 많은 성과를 얻고 있다. 시간 영역에서의 모델 축소와 주파수 영역에서의 모델 축소를 비교해보면 시간영역에서 구한 축소 모델은 시간영역에서는 비교적 실제 모델의 응답과 일치 하지만 주파수 영역에서는 실제 모델의 응답과 일치 하지 않는 경우가 있다. 주파수 영역에서의 모델 축소 방법은 시간영역에서의 모델 축소 방법보다는 복잡하지만 축소된 모델이 시간영역과 주파수 영역에서 모두 실제 모델의 응답에 비교적 일치함을 보인다. 시간영역에서 대표적인 모델 축소 방법으로는 Pade 근사법,

Routh stability 근사화 방법이 있으며 주파수 영역에서의 대표적인 방법으로는 Wang의 모델 축소 방법이 있다[9-12].

하지만 Wang의 방법은 실제 모델이 Nyquist 선도의 전 영역을 통과하지 않은 경우에는 적용할 수 없고, 모델 축소 과정에서 고차 모델과 축소 모델 간의 정상상태 응답이 일치 않는 경우가 존재한다[13-15].

이와 같은 문제점을 개선하기 위해서 참고논문[13-15]에서는 단위 계환 입력에 대한 정상상태 및 과도 상태를 고려하기 위해서 Nyquist 선도의 특징점을 추가하여 경사하강법과 유전자 알고리즘을 이용하여 축소 모델을 구하였다. 하지만 이 방법 또한 경사하강법을 이용하여 축소 모델의 계수를 구하기 때문에 단위 계환 입력에 대한 정상상태 출력 값이 완벽하게 일치하지는 않는다. 따라서 이와 같은 문제점을 개선하기 위해서 축소모델의 계수값을 수치적 계산과 유전자 알고리즘을 이용하여 구하는 방법을 사용하였다[16]. 또한 제어기 설계 방법으로는 Smith predictor 제어 구조에 순환 최소 자승법(Recursive Least Squares Estimator-RLSE)를 이용한 실시간 추정기를 추가함으로써 외부로 부터의 큰 영향을 받을 때 실시간으로 SOPTD 모델의 계수를 추정하여 PID 제어기 파라미터값들을 변화 시켜주는 최적화 적응형 PID 구조를 제안하였다.

본 논문의 구성은 Smith predictor 구조의 최적화 PID 제어기 설계, 최적화 적응형 PID 제어기 설계, 시뮬레이션 및 고찰, 결론으로 구성되어 있다.

II. Smith predictor 구조를 갖는 최적화 PID 제어기 설계

다양한 동특성을 갖는 공정들 대부분은 모델축소 방법을 사용하여 SOPTD 모델로 축소될 수 있으며, 본 논문에서는 SOPTD 모델의 지연시간을 보상해주는 스미스 예측기를 첨가한 제어구조를 사용하여 성능지수 ITAE값을 최소로 하는 제어 알고리즘을 제안하였다. 우선 지연시간을 보상해 주는 방법으로 잘 알려진 Smith predictor 제어구조를 채택하였으며 블록선도는 그림 1과 같다.

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2006. 8. 16., 채택확정 : 2007. 3. 17.

조준호, 최정내 : 원광대 제어계측공학부

(cho1024@wonkwang.ac.kr/cjn98284@wonkwang.ac.kr)

황형수 : 원광대학교 전기전자 및 정보공학부

(hshwang@wonkwang.ac.kr)

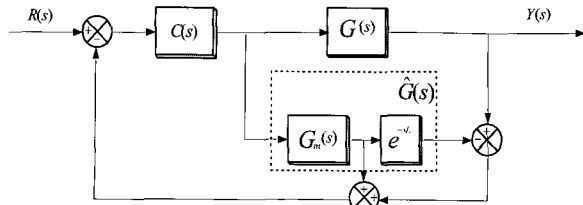


그림 1. Smith predictor 제어구조의 블록선도.
Fig. 1. Block diagram of smith predictor.

Smith predictor를 사용한 시스템의 폐루프 전달함수는 (1)과 같다.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G_m(s) + C(s)[G(s) - G_m(s)e^{-sL}]} \quad (1)$$

여기서 $G(s)$ 는 실제 공정, $G_m(s)e^{-sL}$ 는 축소 모델을 의미하며, 위의 구조에서 실제 공정과 축소 모델이 거의 일치한다고 가정하면 (1)은 (2)처럼 근사화 된다.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} \approx \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G_m(s)} \quad (2)$$

(2)에서 보면 특성방정식의 시간 지연항이 제거되었음을 알 수가 있다. 제어기 $C(s)$ 는 PID 제어기이며 (3)처럼 표현할 수 있다.

$$C(s) = k \frac{As^2 + Bs + C}{s} \quad (3)$$

여기서, $A = K_D/k$, $B = K_P/k$, $C = K_I/k$.

PID 제어기의 파라미터 값은 축소 모델의 개루프 전달함수의 극점을 상쇄하도록 한다면, 즉 $A=a$, $B=b$, 그리고 $C=c$ 처럼 설정한다면 (1)은 (4)처럼 근사화 된다. 여기서 a , b , 그리고 c 는 축소 모델의 계수이다.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} \approx \frac{ke^{-sL}}{s+k} \quad (4)$$

그림 1의 Smith predictor 구조의 폐루프 전달함수는 축소 모델이 정확하고, PID 제어기를 사용한다면 1차 지연모델로 표현될 수 있으며, 또한 폐루프 응답의 성능은 단지 k 의 값에만 의존하게 됨을 알 수 있다. 다시 말하면, 최적의 성능을 갖는 k 값을 구하면 되는 최적화 문제로 국한되어진다.

참고논문[14]에서는 k 값을 유전자 알고리즘을 이용하여 구현하였다. 그렇지만 유전자 알고리즘은 초기치 설정에 대한 시행착오가 있어야 하며, 실행시간이 많이 소비된다는 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 폐루프 응답을 시간영역에서 수학적으로 분석하여 수식적으로 최적의 k 값을 찾을 수 있는 방법을 제안하였다.

입력이 단위계단 함수이고 설정치가 y_r 이라 하면, (4)를 라플라스 역변환하면 (5)가 된다.

$$y(t) = y_r(1 - e^{-k(t-L)}) \quad (5)$$

(5)에서 보면 Smith predictor를 사용한 시스템의 폐루프 응답특성은 k 에 의하여 결정되는 것을 확인할 수 있다. 성능지수로서 ITAE를 선택하여, 성능지수를 최소로 하는 k 값을 해석적으로 찾을 수 있다. (5)로부터 오차함수는 (6)이 된다.

$$e(t) = y_r e^{-k(t-L)}, k > 0 \quad (6)$$

성능지수 ITAE는 정의에 의해 (7)처럼 표현된다.

$$AE = \int_0^\infty te(t)dt = \frac{y_r}{k^2} e^{kL} \quad (7)$$

(7)에서 y_r 과 L 은 상수이므로 ITAE는 k 만의 함수가 되고, 미분을 통하여 ITAE를 최소로 하는 k 값을 구할 수 있다. (7)을 미분하면 (8)이 된다.

$$\frac{dITAE}{dk} = y_r \left(L - \frac{2}{k} \right) \frac{e^{kL}}{k^2} \quad (8)$$

(8)에서 $dITAE/dk = 0$ 에서 극한 값을 가지므로, ITAE가 최소가 되는 k 값은 (9)와 같다.

$$k = \frac{2}{L} \quad (9)$$

결론적으로 그림 1의 Smith predictor구조에서 PID 제어기의 최적의 제어 파라미터값은 축소 모델의 계수로부터 직접 구해진다.

$$\begin{bmatrix} K_P \\ K_I \\ K_D \end{bmatrix} = \frac{2}{L} \begin{bmatrix} b \\ c \\ a \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서, a , b , c 그리고 L 은 축소 모델의 계수이다.

III. 최적화 적응형 PID제어기 설계

앞 장에서 설명한 축소 모델을 이용하여 구한 최적화 알고리즘은 지연시간을 보상하지만 외부로부터 큰 영향을 받을 경우에는 만족할 만한 제어 성능을 얻을 수 없다. 따라서 이러한 단점들을 보완하기 위해서는 외부의 영향에 따라 제어 파라미터 값들을 적절히 변화 시키는 적응형 제어기가 필요로 한다. 즉, 실시간으로 축소 모델의 파라미터 값을 구하여 (9)를 이용하여 제어 파라미터 값을 바꿔줘야 성능지수 ITAE값을 최소로 하는 성능을 얻을 수 있다. 본 논문에서는 실시간으로 2차 모델을 추정하기 위해서 순환 최소 자승법(Recursive Least Squares Estimator: RLSE)를 이용하였고, 이 실시간 추정기를 그림 2의 Smith-predictor 제어 구조에 추가함으로써 외부로부터 큰 영향을 받을 경우 실시간으로 SOPTD 모델의 계수를 추정하고, PID 제어기 파라미터값을 변화 시켜주는 최적화 적응형 PID 제어기 설계 알고리즘을 제안하였다.

1. RLSE를 이용한 실시간 2차 시스템 추정기 구현

RLSE를 이용한 실시간 추정기를 설계하기 위해서는 초기값이 설정되어야 한다. 초기값의 설정은 수렴속도와 공정의 안정성과 직결되어 신중히 선택되어야 한다. 일반적으로

RLSE가 모델 추정에만 사용할 경우에는 초기값은 양의 한정 행렬로 설정을 하면 수렴하게 된다. 그렇지만 제어 목적으로 사용될 경우 수렴과정에서 공정의 불안정을 야기시킬 수 있다. 본 논문에서는 수렴속도의 향상과 안정성을 고려하기 위해서 RLSE의 초기값을 LSE 방법을 이용하여 구하였다.

LSE는 모델추정 알고리즘으로 잘 알려져 있다. 이 방법은 공정의 입출력 데이터를 필요로 하며, 구해진 모델은 차분 방정식 형태로 표현된다. 구해진 차분 방정식은 이산시간 상태 방정식으로 변환하고, 이산시간 상태 방정식을 연속시간 상태 방정식으로 변환, 그리고 이를 전달함수로 변환함으로써 연속시간 계통의 2차 시스템을 구할 수 있다.

공정의 응답으로부터 구하고자 하는 시스템은 (11)의 2차 시스템이다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{as^2 + bs + c} \quad (11)$$

여기에서 a, b, c 는 추정할 파라미터이다.

(11)은 Trapezoidal 방법에 의하여 (12)의 차분 방정식 형태로 변환될 수 있다.

$$y(kT) = b_0u(kT) + b_1u(kT - T) + b_2u(kT - 2T) - a_1y(kT - T) - a_2y(kT - 2T) \quad (12)$$

여기서 $b_0 = \frac{T^2}{4a + 2bT + cT^2}, b_1 = \frac{2T^2}{4a + 2bT + cT^2},$
 $b_2 = \frac{T^2}{4a + 2bT + cT^2}, a_1 = \frac{(2cT^2 - 8a)}{(4a + 2bT + cT^2)},$
 $a_2 = \frac{4a - 2bT + cT^2}{(4a + 2bT + cT^2)}$

(12)는 2차 시스템에 대한 차분 방정식이며 b_0, b_1, b_2, a_1, a_2 는 구해야할 파라미터가 된다. 임의의 공정에 대한 샘플링 데이터가 주어지면 (12)의 형태를 갖는 차분 방정식의 계수를 LSE를 이용하여 찾을 수 있다

모델이 (13)처럼 정의될 때, 이 (12)에서 샘플링시간을 제거한 것으로 실질적으로 같은 식이 되며, LSE에 의하여 모델의 계수를 구할 수 있다.

$$y(k) = b_0u(k) + b_1u(k-1) + b_2u(k-2) - a_1y(k-1) - a_2y(k-2)$$

$$\phi^T(i) = [u(i)u(i-1)u(i-2)y(i-1)y(i-2)] \quad (13)$$

$$\theta^0 = [b_0 \ b_1 \ b_2 \ a_1 \ a_2]^T$$

(13)의 모델이 정의가 되면 샘플링 데이터를 이용하여 (14)처럼 변수를 구성한다.

$$Y(t) = [y(1) \ y(2) \ \dots \ y(t)]^T$$

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} \phi^T(1) \\ \vdots \\ \phi^T(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$P(t) = (\Phi^T(t)\Phi(t))^{-1} = \left(\sum_{i=1}^t \phi(i)\phi^T(i) \right)^{-1}$$

(14)의 변수가 구성되면 (15)를 이용하여 (13)모델에서의

계수값을 구할 수 있다.

$$\hat{\theta} = (\Phi^T\Phi)^{-1}\Phi^TY = P^{-1}(t)\phi^TY \quad (15)$$

공정의 입출력 데이터로부터 (13)-(15)처럼 LSE를 이용하여 (12)의 계수가 구해지면, 역으로 연속시간 2차 시스템으로 변환을 해야 하는데, 이산시간과 연속시간 상호 변환을 이용하여 해결할 수 있다.

(12)의 차분 방정식은 (16)처럼 이산시간 상태 방정식으로 변환될 수 있다.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (16)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k)$$

여기서 $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [b_2 - a_2b_0 \ b_1 - a_1b_0], D = [b_0]$ 이다.

(16)의 이산시간 상태 방정식은 (17)처럼 연속시간 상태 방정식으로 표현될 수 있다.

$$\dot{x}(t) = \hat{A}x(t) + \hat{B}u(t) \quad (17)$$

$$y(t) = \hat{C}x(t) + \hat{D}u(t)$$

여기서 $\hat{A} = \frac{1}{T} \log A, \hat{B} = \hat{A}(A - I)^{-1}B, \hat{C} = C, \hat{D} = D$ 이다.

(17)의 연속시간 상태 방정식은 (18)처럼 표현될 수 있으며,

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt}x_1(t) \\ \frac{d}{dt}x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{c}{a} & -\frac{b}{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{a} \end{bmatrix} u(t) \quad (18)$$

$$y = [1 \ 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + 0u(t)$$

(18)은 (19)처럼 2차 전달함수로 변환된다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{ds^2 + x_1s + x_2}{s^2 - (a_{11} + a_{22})s - a_{12}a_{21}} \quad (19)$$

여기서, $x_1 = (b_1c_1 + b_2c_2 - a_{11}d - a_{22}d)$
 $x_2 = (-b_1c_1a_{22} + b_1c_2a_{21} + b_2c_1a_{12} - b_2c_2a_{11} - a_{12}a_{21}d)$
 a, b, c, d 는 (18)의 상태 행렬의 값들이다.

LSE를 이용하여 입출력 데이터로부터 2차 시스템을 구한 값을 RLSE의 초기값으로 하여 실시간으로 파라미터 값은 (20)으로 구할 수 있다.

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \phi^T(t)\hat{\theta}(t-1))$$

$$K(t) = P(t-1)\phi(t)(I + \phi^T(t)P(t-1)\phi(t))^{-1} \quad (20)$$

$$P(t) = (I - K(t)\phi^T(t))P(t-1)$$

2. 축소 모델과 실시간 추정기를 이용한 최적화 적응형 PID 제어기 설계

본 논문에서는 Smith-predictor 제어 구조에 추가함으로써 외부로부터 큰 영향을 받을 경우 실시간으로 SOPTD 모델의 계수를 추정하고, 추정된 계수로부터 본문에서 제시한 방법으로 PID 제어기 파라미터값을 변화 시켜주는 최적화

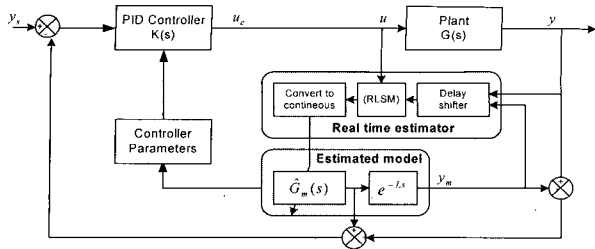


그림 2. 제안된 최적화 적응형 PID 제어구조.
Fig. 2. Structure of proposed optimized adaptive PID control.

적응형 PID 제어를 구현 하였다. 그림 2는 제안된 적응 제어알고리즘 이다.

그림 2에서 볼 수 있듯이 모델은 SOPTD이지만 추정기에서는 2차 시스템을 구하도록 되어있다. 그러므로 공정출력을 축소 모델의 지연 시간만큼 지연시킨 뒤 이 값으로부터 $\hat{G}_m(s)$ 을 구할 수 있고, 실시간으로 $\hat{G}_m(s)$ 를 구할 수 있으며, 이 값을 이용하여 본문에서 제시한 방법으로 제어 파라미터 값을 조정함으로써 적응제어를 구현할 수 있다. 제안된 방법은 실시간으로 모델 추정을 함으로써 외란이나 공정 파라미터의 변화에 강인한 적응제어기로서 사용할 수 있을 뿐 아니라 제어기의 파라미터가 최적화 되어있어, 최적의 적응형 PID 제어기가 설계될 수 있다.

IV. 시뮬레이션

본 논문에서는 참고논문[15]에서 사용된 공정을 고려하여 시뮬레이션을 수행하였으며, 기존의 제어구조에 대한 제어능력이 제시되었으므로, 본 논문에서는 기존의 제어구조 [15]와 제안된 제어구조와의 성능비교만을 제시한다.

공정 1처럼 시간지연을 갖는 3차계 시스템을 고려하자.

•공정 1:

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(s+5)^2} e^{-0.5s}$$

공정 1에 대한 축소모델은 2절에 의하여 (21)처럼 구할 수 있다.

$$\hat{G}(s) = \frac{1}{7.7756s^2 + 32.6507s + 25} e^{-0.6076s} \quad (21)$$

축소모델이 구해지면 그림 1의 제어구조에서 PID 제어기는 축소모델의 계수로부터 구할 수 있다.

$$C(s) = 26.8683 + \frac{20.5725}{s} + 6.3985s \quad (22)$$

표 1. 공정 1에 대한 축소모델들의 비교.

Table 1. Comparison of reduced models for process 1.

	주파수 영역에서 오차	시간 영역에서 오차	정상상태 오차
Wang의 방법	1.8928	0.8646	0.0003
참고논문[15]	2.2409	0.4679	0.0001
제안된 방법	1.1454	0.0856	0

표 1은 시간영역 및 주파수 영역에서 실제 모델과 축소 모델 간의 오차를 나타낸 것이다. 여기서 주파수 오차는 복소평면에서 크기에 대한 절대 오차이며, 시간 영역오차는 절대 오차의 합이며, 정상 상태 오차는 실제 모델과 축소 모델간의 정상상태 출력의 차를 말한다. 표 1.에서 확인 할 수 있듯이 제안된 방법이 시간영역, 주파수 영역 및 정상상태 오차에서 Wang의 방법과 참고논문[15]보다도 우수함을 알 수 있다.

이렇게 축소모델과 PID제어기가 설계되면 제안된 적응형 제어구조를 구현할 수 있다.

RLSE의 초기파라미터는 공정의 샘플링 응답으로부터 LSE방법을 이용하여 얻을 수 있는데 LSE에 사용되는 데이터는 2차 지연시스템에 대한 샘플링 데이터이며, 추정하고자 하는 시스템은 2차 시스템이기 때문에 LSE를 사용하기 전에 데이터를 지연시간만큼 이동시켜 LSE를 사용해야 한다. 그림 3에 실제공정에 대한 정현파 응답과, 모델추정을 위해 지연시간만큼 이동된 데이터, 그리고 LSE를 이용하여 추정된 공정의 출력을 제시한다.

LSE로부터 구한 초기 파라미터 $P(0)$, $\hat{\theta}(0)$ 와 최소 자승 손실 값 V 는 (23)과 같다.

$$P(0) = 10^2 \times \begin{bmatrix} 9.7305 & 9.7263 & 9.7211 & 0.1283 & 0.1260 \\ 9.7263 & 9.7231 & 9.7189 & 0.13053 & 0.1283 \\ 9.7211 & 9.7189 & 9.7157 & 0.1328 & 0.1305 \\ 0.1282 & 0.13053 & 0.13278 & 0.0073 & 0.0073 \\ 0.1260 & 0.1283 & 0.1305 & 0.0073 & 0.0073 \end{bmatrix}$$

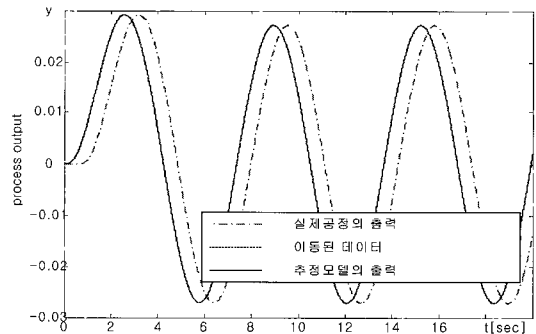


그림 3. 공정 1의 정현파 응답.
Fig. 3. Response of process 1 for sinusoidal input.

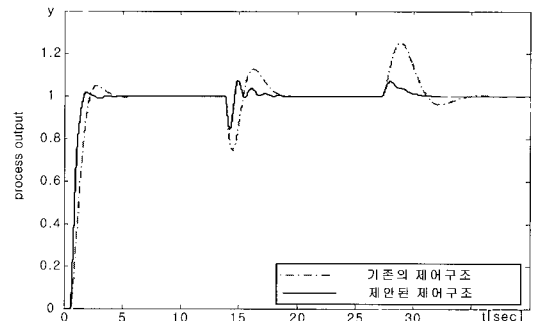


그림 4. 공정 1에 대한 제어성능 비교.
Fig. 4. Comparison of controller performance for process 1.

$$\hat{\theta}(0) = \begin{bmatrix} -0.9052 \times 10^{-5} \\ 0.2585 \times 10^{-5} \\ 0.2028 \times 10^{-4} \\ 1.9555 \\ -0.9558 \end{bmatrix} \quad (23)$$

$V=0.1211$

그림 4는 기존의 제어구조와 제안된 적응형 제어구조와의 응답을 비교하였다. 여기에서 RLSE는 1초 후에 동작되도록 하였으며, 6.6초에서 임의의 잡음을 추가하였고, 13초에서는 실제공정의 파라미터를 임의로 변화를 시켰다. 시간이나 파라미터는 실제공정의 동특성에 무관하게 임의로 설정하였다.

이 경우에 RLSE는 (22)형태의 모델의 계수를 실시간으로 추정하게 된다.

$$y(k) = b_0 u(k) + b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) - a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) \quad (24)$$

그림 7은 모델 파라미터 $\hat{\theta}(t) = [b_0, b_1, b_2, a_1, a_2]$ 의 변화를 각각 보였다. 파라미터의 변화는 $\pm 10^{-5}$ 정도로 미소하게 변화지만 제어성능은 현저하게 차이가 남을 알 수 있다.

표 3을 보면 참고논문 [15]의 방법이 Wang의 방법보다 우수함을 알 수 있으며, 제안된 최적화 적응형 제어 방법이 기존의 방법 보다 우수함을 확인 할 수 있다.

자연시간이 없는 고차계시스템을 고려하자.

•공정 2:

$$G(s) = \frac{(s+2)}{(s+3)(s+5)(0.5s+1)}$$

공정 2는 Nyquist 선도에서 위상이 $-\pi, -3\pi/2$ 인 점이 존재하지 않기 때문에 개선된 모델축소방법을 사용하여 (25)처럼 축소모델을 구할 수 있다.

$$\hat{G}(s) = \frac{1}{0.3769s^2 + 3.9030s + 7.5000} e^{-0.0186s} \quad (25)$$

(25)의 축소모델의 계수로부터 PID 제어가 (26)처럼 설계된다.

표 2. 공정 2에 대한 축소모델들의 비교.

Table2. Comparison of reduced models for process 2.

	주파수 역에서 오차	시간 영역에서 오차	정상상태 오차
Wang의 방법	적용할 수 없음		
참고논문[15]	30.6540	0.8428	0
개선된 방법	30.6540	0.8428	0

표 3. 공정 1에 대한 성능지수 비교.

Table3. Comparison of performance index for process 1.

	IAE	ISE	ITAE
Wang의 방법	317.4142	146.1803	3.1741
참고논문[15]	174.8867	91.0990	1.7489
제안된 방법	123.7017	81.9634	1.2370

$$C(s) = 419.6774 + \frac{806.4516}{s} + 40.5269s \quad (26)$$

표 2를 보면 Wang의 방법으로는 축소 모델을 구할 수 없지만 참고논문[15]와 제안된 방법으로는 구할 수 있으며, 참고논문[15]와 제안된 방법의 축소 모델이 같음을 알 수 있다.

공정 1과 같은 방법으로 제안된 구조에 적용하면 공정 1과 같은 절차를 사용하여 공정 2에 대하여 정현파 입력에 대한 출력을 그림 5에 보인다. 여기에서 공정 2는 시간 지연이 거의 없기 때문에 실제 데이터나 이동시킨 데이터가 거의 일치하며, 그림 7에 제어 성능의 비교를 그림 8은 추정모델의 파라미터 변화를 보인다.

표 4를 보면 Wang의 방법은 축소 모델을 구할 수 없어 제어가 파라미터 값을 구할 수 없지만, 참고논문[15]와 제안된 최적화 적응형 제어기 설계 방법에서는 확장된 축소 모델을 구하는 알고리즘을 통하여 축소 모델을 구할 수 있었다. 축소 모델은 제안된 방법과 참고논문[15]와 제안된

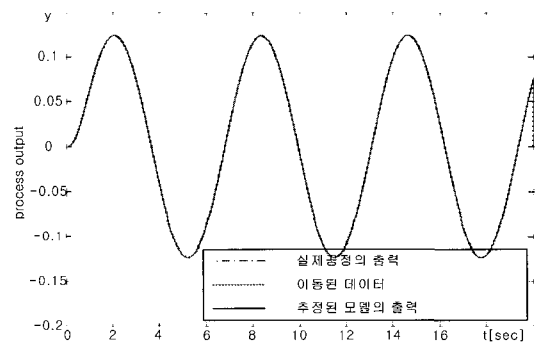


그림 5. 공정 2의 정현파 응답.

Fig. 5. Response of process 2 for sinusoidal input.

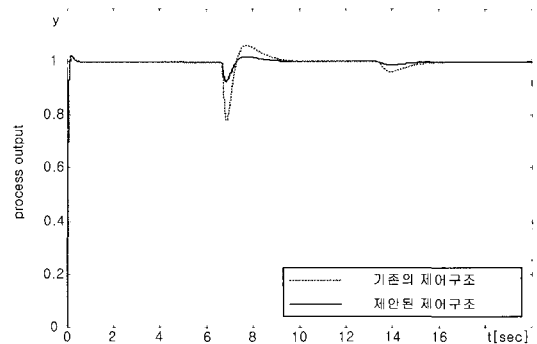


그림 6. 공정 2에 대한 제어성능 비교.

Fig. 6. Comparison of controller performance for process 2.

표 4. 공정 2에 대한 성능지수 비교.

Table4. Comparison of performance index for process 2.

	IAE	ISE	ITAE
Wang의 방법	-		
참고논문[15]	236.0609	34.7576	2.3606
제안된 방법	104.3618	20.1536	1.0436

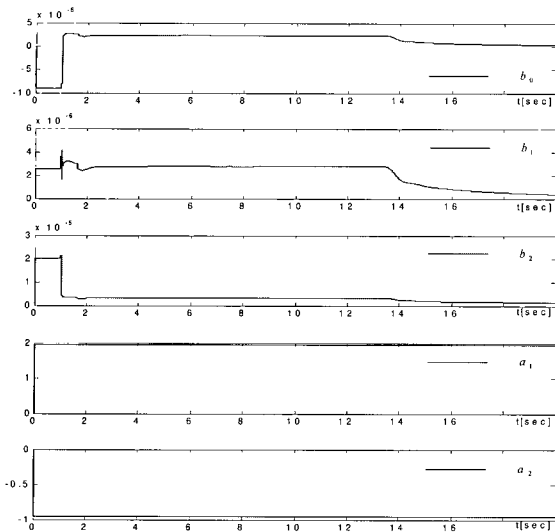


그림 7. 공정 1에서 RLSE에 의한 추정모델의 파라미터 변화.
Fig. 7. Variation of coefficient of estimated model in process 1.

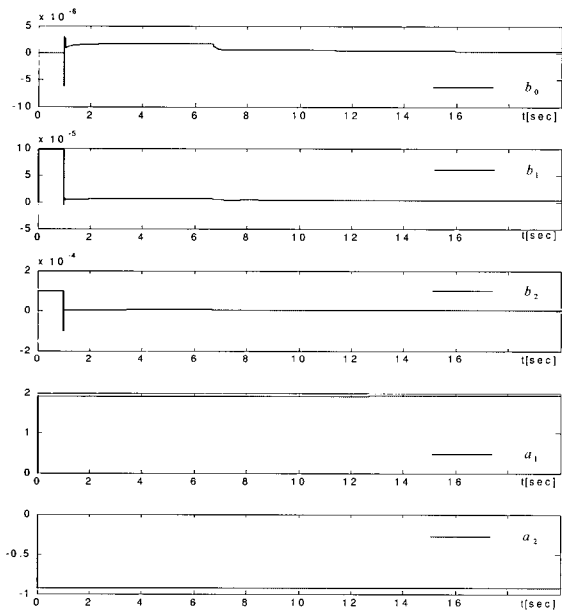


그림 8. 공정 2에서 RLSE에 의한 추정모델의 파라미터 변화.
Fig. 8. Variation of coefficient of estimated model in process 2.

방법은 서로 같지만 제안된 방법이 제어 성능 면에서 우수함을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문은 축소 모델을 이용하여 최적화 적응형 PID 제어기 설계에 대해서 제안 하였다. 축소 모델을 구하는 방법으로는 참고문헌[13]에서 제시한 모델 축소 방법을 수치적 계산과 유전자 알고리즘을 사용하여 개선하였으며, 그 결과 단위 궤환 입력에 대하여 고차 모델과 축소 모델의 정상 상태 응답은 완벽하게 일치한다. 최적화 적응형 PID 제어기 설계는 먼저 축소 모델을 이용하여 Smith predictor 제어 구조에서 성능지수 ITAE가 최소가 되도록 제어 파라미터값

을 구하였고, 외부의 큰 영향을 받을 경우 만족할 만한 제어 성능을 얻기 위해서 RLSE를 이용하여 실시간으로 SOPTD 모델의 계수를 추정한 뒤, 추정된 계수로부터 앞의 방법을 적용하여 PID 제어기 파라미터값들을 변화 시켜주는 최적화 적응형 PID 제어기 알고리즘을 제안 하였다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 최적화 적응형 제어구조는 외란이나 공정의 변화에 대하여 우수한 적응성을 보임을 확인 하였다.

참고문헌

- [1] K. J. Astrom and T. Hagglund, "Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins," *Automatica*, vol. 20, no. 5, pp. 645-651, 1984.
- [2] W. K. Ho, C. C. Hang, W. Wojsznis, and Q. H. Tao, "Frequency domain approach to self-tuning PID control," *Contr. Eng. Practice*, vol. 4, no. 6, pp. 807-813, 1996.
- [3] W. K. Ho, O. P. Gan, E. B. Tay, and E. L. Ang, "Performance and gain and phase margins of well-known PID tuning formulas," *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, vol. 4, pp. 473-477, 1996.
- [4] M. Zhuang and D. P. Atherton, "Automatic tuning of optimum PID controllers," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 140, pt. D, no. 3, pp. 216-224, May 1993.
- [5] K. J. Astrom, "Automatic tuning of PID regulators," Instrument Soc. Amer., 1998.
- [6] W. K. Ho, C. C. Hang, and L. S. Cao, "Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications," *Automatica*, vol. 31, no. 3, pp. 497-502, 1995.
- [7] K. Y. Kong, S. C. Goh, C. Y. Ng, H. K. Loo, K. L. Ng, W. L. Cheong, and S. E. Ng, "Feasibility report on frequency domain adaptive controller," Dept. Elect. Eng., Nat. Univ. Singapore, Internal Rep., 1995.
- [8] Q. G. Wang, T. H. Lee, H. W. Fung, Q. Bi, and Y. Zhang, "PID tuning for improved performance," *IEEE Trans. Contro. Syst. Technol.*, vol. 7, no. 4, pp. 457-465, July 1999.
- [9] Y. Shamash, "Model reduction using the Routh stability criterion and the Pade approximation technique," *Int. J. Control*, vol. 21, no. 3, pp. 475-484, 1975.
- [10] David E. Goldberg, *Genetic Algorithms in search, Optimization, and Machine Learning*, Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 1989.
- [11] W. K. Ho, T. H. Lee, H. P. Han, and Y. Hong, "Self-tuning IMC-PID control with interval gain and phase margins assignment," *IEEE Trans. Contro. Syst. Technol.*, vol. 9, no. 3, may 2001, pp. 535-541.
- [12] Q.-G. Wang, C.-C. Hang, and Q. Bi, "A technique for frequency response identification from relay feedback," *IEEE Trans. Contro. Syst. Technol.*, vol. 7, no. 1, January

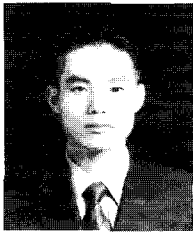
1999, pp. 122-128.

[13] 조준호, 김정철, 김진권, 최정내, 황형수, "Model reduction algorithm using nyquist curve in frequency domain," *Journal of Control, Automation and System Engineering*, vol. 8, no. 6, pp. 439-444, June 2002.

[14] 최정내, 조준호, 황형수, "Smith-predictor controller design using new reduction model," *Trans. KIEE*, vol. 52D, no. 1, pp. 9-15, Jan. 2003.

[15] 최정내, 조준호, 이원혁, 황형수, "Model reduction method and optimized smith predictor controller design using reduced model," *Trans. KIEE*, vol. 52D, no. 11, pp. 619-625, Nov. 2003.

[16] 조준호 "다양한 성능만족을 위한 계층적 제어기 설계," *대한전기학회논문지*, 제 56 권, 제 2 호 pp. 396-406, 2007. 2.



조 준 호

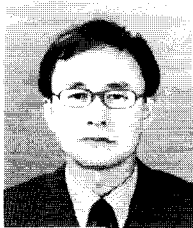
2000년 원광대학교 제어계측공학과 학사 졸업. 2002년 원광대학교 제어계측공학과 석사 졸업. 2006년 원광대학교 제어계측공학과 박사 졸업. 2007년 원광대학교 전기전자및정보공학부 전임강사. 관심분야는 제어 이론, 퍼지 및

지능제어, 모델링.



최 정 내

1997년 원광대 제어계측과 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측과 졸업(공학석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 2006년~현재 수원대학교 전기공학과 Post-Doc. 관심분야는 지능제어, 퍼지이론, 신경망 이론 등.



황 형 수

1983년 전북대학교 전기공학과 석사 졸업. 1987년 전북대학교 전기공학과 박사 졸업. 1998년 원광대학교 전기전자및정보공학부 교수. 2007년 원광대학교 공과대학 학장. 관심분야는 퍼지 및 지능제어, 이산사건 시스템및제어.