

논문 2007-44SC-1-4

모델 동정에 의한 Smith predictor 구조를 갖는 최적의 PID 제어기 설계

(Optimal design of PID controllers including Smith predictor structure
by the model identification)

조 준 호*, 황 형 수**

(Joon Ho Cho and Hyung Soo Hwang)

요 약

본 논문은 시간 응답을 과도응답과 정상상태 응답으로 분류하여 1차의 지연시간을 포함한 공정을 동정하는 새로운 모델링 방법을 제시했다. 먼저 공정의 입·출력 데이터를 분석하여 공정의 상태를 정상상태 응답과 과도상태 응답으로 분류한다. 그 다음 최소 자승법을 사용하여 정상상태 응답은 하나의 1차의 지연시간을 갖는 공정으로 추정하고, 과도상태 응답은 여러 개의 모델로 나누어 모델링 한다. 최적의 PID 동조법으로는 지연시간을 보상하는 Smith-Predictor 구조에 성능지수 ITAE값이 최소가 되도록 설계하였다. 시뮬레이션을 통하여 다양한 공정에 대하여 본 논문에서 제안한 방법을 적용하여, 모델축소 방법의 정확성 및 제어기 성능의 개선을 보였다.

Abstract

In this paper, a new method for first order plus dead time(FOPDT) model identification is proposed, which can identify multiple points on a process step response in terms of classification of time response. The process input and output to the test are decomposed into the transient part and the steady-state part. The steady-state part express one FOPDT model and the transient part express variously FOPDT model using least square estimation method. The optimum parameter tuning algorithm for PID controller of the Smith Predictor is proposed through ITAE as performance index. The Simulation results show the validity and improvement of performance for various processes.

Keywords : Identification, Smith-predictor, LSE, PID controller

I. 서 론

PID(Proportional and Integral and Derivative) 제어기는 이해하기 쉽고 구조가 간단하며 실제 구현이 용이하여 공정 산업분야에서 널리 사용되고 있는 제어기

이다.^{[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, 고차모델에 대해서는 적용하기가 쉽지 않다. 따라서 고차모델이나 지연시간이 큰 공정에 대하여 좋은 성능을 얻을 수 있는 범용적인 PID 제어기의 동조방법에 대한 연구가 진행되고 있다. 그 중 최근 연구된 것으로는 축소 모델의 계수 값을 이용하여 제어 파라미터 값을 직접 구하는 방법이 있다.^{[6],[7]}

* 정회원, 원광대학교 제어측공학과
(Department of Control and Instrumentation Engineering, Wonkwang University)

** 평생회원, 원광대학교 전기전자및정보공학부
(School of Electrical, Electronics and Information Engineering, Wonkwang University)

※ 본 연구는 2006년도 원광대학교 지원에 의해서 이루어진 연구입니다.

접수일자:2006년8월23일, 수정완료일:2006년12월28일

이와 같은 범용적 제어기를 설계하기 위한 선행 조건으로는 고차의 모델과 같은 응답을 나타내는 축소 모델을 구하는 것이다. 시간 영역에서의 대표적인 모델 축소 방법으로는 Pade 근사화 방법, Routh stability 근사화 방법이 있고, 주파수 영역에서의 대표적인 모델 축소 방법으로는 Wang의 모델 축소 방법이 있으며, 입·출력 데이터를 이용한 방법으로는 최소자승법을 이용한 방법 등이 있다^{[8][12]}. 본 논문에서는 입·출력 데이터를 이용한 모델 축소 방법으로써 과도상태와 정상상태로 분류 한 뒤 과도 상태 부분은 세분화 하여 각 그룹에 맞는 FOPTD(First Order Plus Time Delay Model)로 축소 모델을 구하고, 정상상태 부분은 하나의 FOPTD로 축소하는 알고리즘을 제안 하였다. 이렇게 과도 상태와 정상 상태로 분류 및 그룹화 하여 단조로운 응답 뿐만 아니라 진동 응답까지 표현 할 수 있어 다양한 동특성을 갖는 공정들에 대해 범용적으로 적용할 수 있는 장점이 있다. 제어구조로는 지연시간을 보상하는 Smith predictor 구조를 적용하였고, 제어 파라미터값들은 그룹에 맞는 FOPTD 모델을 선택하여 모델의 계수로부터 성능지수 ITAT가 최소가 되도록 최적의 값을 구하였다.

본 논문의 구성은 동적 시스템의 모델 파라미터 동정, 최적화 제어기 설계 알고리즘, 시뮬레이션 및 고찰, 결론으로 구성되어 있다.

II. 동적 시스템의 모델 파라미터 동정

동특성이 서로 다른 다양한 형태의 공정에 대하여 보편적으로 적용할 수 있는 제어기를 설계하는 것은 매우 어려운 문제이며, 이러한 문제를 해결하기 위한 방법 중 한 가지로써 축소모델을 이용하는 방법이 있다. 본 장에서는 입·출력 데이터를 사용하여 최소자승법을 이용한 모델 축소 방법과 출력신호의 과도상태 응답과 정상상태 응답으로 분류하여 FOPTD를 구하는 알고리즘에 대해서 설명한다.

1. 최소 자승법을 이용한 1차의 지연 모델 추정

최소자승법(LSE)은 모델을 추정하는 알고리즘으로 잘 알려져 있다. 이 방법은 공정의 입출력 데이터 쌍을 이용하여 오차 제곱의 합이 최소가 되도록 모델의 계수를 추정하는 방법이다. 여기서 일반적으로 사용되는 데이터는 샘플링 데이터를 사용하게 되며, 모델은 차분 방정식 형태로 구성되어진다. 본 논문에서 사용되는 구

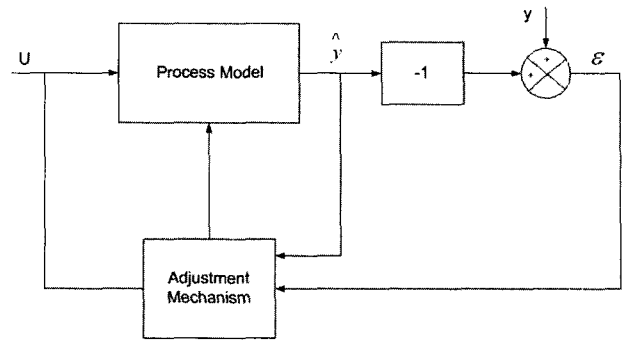


그림 1. LSE의 블럭선도
Fig. 1. Block diagram of a least-squares estimator.

조는 연속시간 계통이기 때문에 연속시간과 이산치 계통의 변환이 필요하게 된다.

본 논문에서는 LSE를 사용하여 연속시간 FOPTD를 추정하는 방법을 제안하였으며, 그림 1과 같다.

LSE는 차분 방정식의 계수를 구하게 되며, 차분 방정식을 이산시간 상태 방정식으로 변환하고, 이산시간 상태 방정식을 연속시간 상태 방정식으로 변환, 그리고 이를 전달함수로 변환함으로써 연속시간 계통의 FOPTD 시스템을 구할 수 있다.

공정의 응답으로부터 구하고자 하는 시스템은 식(1)과 같다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} e^{-sL} \tag{1}$$

식(1)의 지연시간 e^{-Ls} 을 Pade 근사식을 이용하여 식(2)처럼 쓸 수 있다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{-2ks + kL}{2\tau s^2 + (\tau + 2)s + L} \tag{2}$$

여기에서 τ, k, L 는 구해야할 파라미터이다.

먼저 공정의 이득 값인 k 같은 다음과 같이 구할 수 있다. 열린 루프에서 크기 Δm 인 계단입력을 공정 $G(s)$ 에 가하면 루프 전달함수는 식 (3)와 같다.

$$C(s) = M(s)G(s) = \frac{k\Delta m e^{-\theta s}}{s(\tau s + 1)} \tag{3}$$

식(3)에 $t \rightarrow \infty$ 를 적용하면 공정이득 k 값은 식 (4)와 같다.

$$k = \frac{\Delta c_s}{\Delta m} \tag{4}$$

식(2)을 Trapezoidal 방법에 의하여 식(5)의 차분 방

정식 형태로 변환될 수 있다.

$$y(kT) = b_0u(kT) + b_1u(kT-T) + b_2u(kT-2T) - a_1y(kT-T) - a_2y(kT-2T) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } b_0 &= \frac{kLT-4k}{6\tau+4+LT}, \quad b_1 = \frac{2kLT}{6\tau+4+LT}, \\ b_2 &= \frac{kLT+4k}{6\tau+4+LT}, \quad a_1 = \frac{2LT-8\tau}{6\tau+4+LT} \\ a_2 &= \frac{2\tau-4+LT}{6\tau+4+LT} \end{aligned}$$

식(5)는 FOPTD에 대한 차분 방정식이며 b_0, b_1, b_2, a_1, a_2 는 구해야 할 파라미터가 된다. 차분 방정식은 공정에 대한 샘플링 응답을 의미하며, 역으로 임의의 공정에 대한 샘플링 데이터가 주어지면 식(5)의 형태를 갖는 차분 방정식의 계수를 LSE를 이용하여 찾을 수 있다

모델이 식(6)처럼 정의될 때, 이 식은(5)에서 샘플링 시간을 제거한 것으로 실질적으로 같은 식이 되며 LSE에 의하여 모델의 계수를 구할 수 있다.

$$y(k) = b_0u(k) + b_1u(k-1) + b_2u(k-2) - a_1y(k-1) - a_2y(k-2) \quad (6)$$

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

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

식(6)의 모델이 정의가 되면 샘플링 데이터를 이용하여 식(7)의 변수를 구성한다.

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

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} \phi^T(1) \\ \vdots \\ \phi^T(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

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

식(7)의 변수가 구성되면 식(6)모델에서의 계수는 식(8)을 이용하여 구할 수 있다.

$$\hat{\theta} = (\Phi^T\Phi)^{-1}\Phi^TY = P^{-1}(t)\phi^TY \quad (8)$$

여기서 주목할 사항은 공정응답으로부터 샘플링 데이터 취득할 때 정현파 응답을 사용했다는 점이다.

LSE의 해를 구하기 위해 입력력 데이터를 이용하여 $P(t)$ 행렬을 구성하고 $P(t)^{-1}$ 를 구해야 하는데 $P(t)$ 행렬이 nonsingular이어야 한다. 일반적으로 사용되는 단위 계단 응답을 사용할 경우 정상상태 근방에서의 샘플링 데이터는 일정하게 되기 때문에 $P(t)$ 행렬이 singular가 되어 LSE의 해를 구할 수 없기 때문에 정현파 응답을 이용하였으며, 샘플링 시간은 샘플링 정리에 의하여 공정의 고유 주파수의 2배보다 적게 설정을 하면 되지만 공정에 대한 정보가 없을 경우에는 고유 주파수를 찾는 방법이 어렵게 때문에 시행착오적으로 선택해야 한다.

LSE를 이용하여 식(6)의 차분 방정식이 구해지면 다시 식(2)의 연속시간 1차 지연시스템으로 변환을 해야 한다. 식(5)의 방정식을 풀어서 τ, k, L 값을 구하면 되지만 이 방정식은 비선형이기 때문에 수식적으로 풀기엔 너무 어렵기 때문에, 본 논문에서는 이산시간과 연속시간 상호 변환을 이용하여 차분 방정식을 연속시간 전달함수로 표현하는 방법을 제시하였다.

식(6)의 차분 방정식은 식(9)처럼 이산시간 상태 방정식으로 변환될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_2 & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \quad (9)$$

$$y(k) = [b_2 - a_2b_0 \quad b_1 - a_1b_0] \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + b_0u(k)$$

여기서 식(9)는 식(10)처럼 간단하게 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{aligned} \quad (10)$$

식(10)의 이산시간 상태 방정식은 식(11)처럼 연속시간 상태 방정식으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \hat{A}x(t) + \hat{B}u(t) \\ y(t) &= \hat{C}x(t) + \hat{D}u(t) \end{aligned} \quad (11)$$

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

2. 과도 상태 응답과 정상상태 응답의 분류에 의한 모델 축소 알고리즘

LSE를 이용하여 샘플링 응답으로부터 1차의 지연시스템을 구하는 방법을 제시했지만 이 방법은 과도응답

과 정상상태 응답을 포함해 하나의 모델을 구하므로, 진동하는 시스템을 표현하기에는 많은 오차가 수반 된다. 본 논문에서는 이러한 1차 축소 모델의 한계를 극복하기 위하여 모델의 응답을 과도 응답과 정상응답으로 분류하여 축소 모델을 구하고, 과도 응답 부분은 더욱 세밀하게 분류하여 축소하는 알고리즘을 제안하였으며 다음과 같다.

1단계 : 시간 응답의 과도상태 응답시간과 정상상태 응답 시간의 분류

개루프 전달함수의 응답 곡선을 보면 그림2와 같은 형태이므로, 이와 같은 특성을 이용하면 입·출력 데이터의 값을 과도 상태 응답과 정상 상태 응답으로 분류할 수 있으며 정상상태에 도달하는 시간은 식 (12)와 같다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = k \tag{12}$$

여기서 x 는 $y(t)$ 값이 공정이득 k 값에 처음 도달한 시간을 말한다.

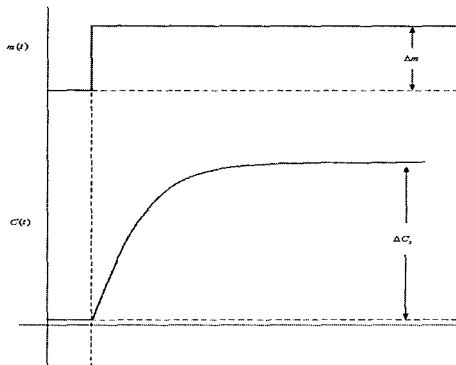


그림 2. 개루프 응답 곡선
Fig. 2. Curve of Open loop response.

여기서 입력은 step response 이며, 정상상태의 이득은 앞 장에서 구한 k 값이다.

즉, 정상상태에 도달하는 시간은 정상상태 이득 k 값에 처음으로 도달하는 시간을 의미한다.

2단계 : 과도 상태 응답 부분의 축소 모델

고차 모델과 1차의 지연시간을 갖는 축소 모델간의 가장 많은 오차를 수반하는 것이 과도 상태 응답이다. 왜냐하면 고차 모델의 경우 특성 방정식의 근이 실근 및 중근 뿐만 아니라 허근을 포함하고 있기 때문이다. 이와 같이 고차 모델이 특성 방정식의 허근을 포함하는 경우를 해결하기 위해서 본 논문에서는 과도 상태 응답

부분을 일정한 구간으로 분류한 뒤 각 구간에 맞는 축소 모델을 구하는 방법을 제안 하며, 식 (13)과 같다.

$$y_i(t) = y_{i1}(t) + y_{i2}(t) + \dots + y_{i(n-1)}(t) + y_{in}(t) \tag{13}$$

여기서 $y_i(t)$ 는 실제 모델의 과도상태 응답이며, $y_{in}(t)$ 는 $\frac{k_n}{\tau_n s + 1} e^{-sL_n}$ 을 의미한다.

3단계 : 정상상태 응답 부분의 축소 모델

고차 모델의 정상 상태 응답은 공정의 이득에 도달한 이후부터의 응답 이므로 공정의 이득 값을 유지한다. 따라서 이 경우에는 하나의 FOPTD의 축소 모델로 충분히 표현 할 수 있으며 식 (14)와 같다.

$$y_{ss}(t) = \hat{y}_{ss}(t) \tag{14}$$

여기서 $y_{ss}(t)$ 는 실제 모델의 정상상태 응답이며, $\hat{y}_{ss}(t)$ 는 $\frac{k_{ss}}{\tau_{ss} s + 1} e^{-sL_{ss}}$ 을 의미한다.

본 논문에서 제안한 축소 모델 알고리즘은 그림 3과 같다.

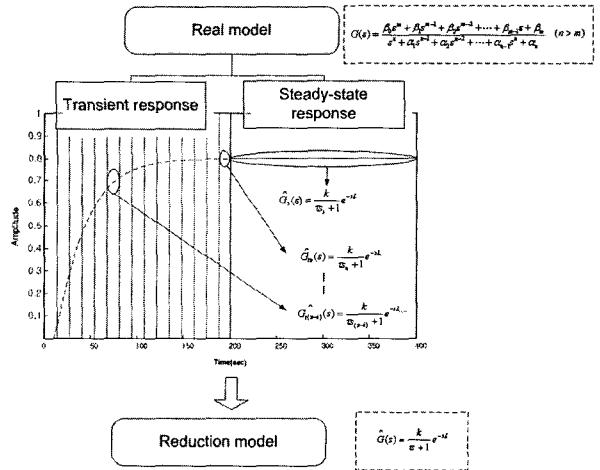


그림 3. 제안된 축소 모델 알고리즘
Fig. 3. Algorithm of Proposed reduction model.

III. 최적화 PID 제어기 설계

다양한 동특성을 갖는 공정들 표현하기 위해서 과도 상태 응답과 정상상태 응답으로 분류 한 뒤 과도 상태 응답 부분은 세분화 하여 각 그룹에 맞는 FOPTD(First Order Plus Time Delay Model)로 축소 모델을 구하고, 정상상태 부분은 하나의 FOPTD로 실제 모델을 축소

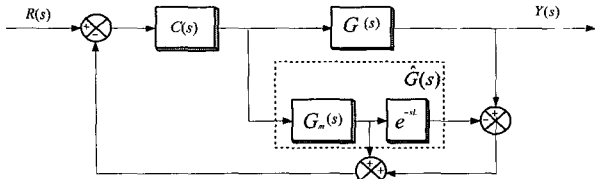


그림 4. Smith Predictor 제어구조의 블록선도
Fig. 4. Block diagram of Smith Predictor.

표 1. PID 동조 규칙
Table 1. PID tuning rule.

process	kK_c	τ_n/τ_i	τ_d/τ_n
$\frac{k}{\tau_n s + 1} e^{-sL_n}$	$0.586(\frac{L_n}{\tau_n})^{-0.92}$	$1.030 - 0.165(\frac{L_n}{\tau_n})$	
	$0.965((\frac{L_n}{\tau_n})^{-0.85})$	$0.796 - 0.1465(\frac{L_n}{\tau_n})$	$0.308(\frac{L_n}{\tau_n})^{-0.925}$

하였고, 우선 지연시간을 보상해 주는 방법으로 잘 알려진 Smith predictor 제어구조를 채택하였으며 블록선도는 그림 4와 같다.

또한 PID 동조 방법으로는 축소 모델에 계수를 이용하여 성능지수 ITAE가 최소가 되도록 제어 파라미터 값을 구하였으며, 표 1. 과 같다.

여기서 τ_n, L_n 값은 각각 n 번째 τ, L 값이다.

IV. 시뮬레이션 및 고찰

두 가지의 예제를 통하여 본 논문에서 제안한 방법과 기존의 방법들에 대하여 비교를 하였다. 각각의 예제에 대하여 하나의 축소 모델을 사용한 제어기, 과도 상태 응답과 정상상태 응답을 고려하여 축소 모델을 구한 뒤 해석적 방법에 근거한 ITAE 값이 최소가 되는 최적화 제어기를 비교하였다.

Example 1

과도 상태 응답이 긴 모델에 대하여 적용하였다.

$$G(s) = \frac{0.8}{(10s + 1)(30s + 1)(3s + 1)}$$

최소자승법에 의한 기존의 축소 방법을 사용하여 구한 축소모델은 다음과 같다.

$$\widehat{G}_{Lse}(s) = \frac{0.8e^{-15s}}{30s + 1}$$

제안된 방법에 의해서 과도 응답과 정상상태 응답을

표 2. 예제 1의 제안된 축소 모델

Table 2. Proposed reduced model of example 1.

$\widehat{G}_{p1}(s) = \frac{k1 e^{-L1s}}{\tau1s + 1}$	Model parameters			
		$k1$	$\tau1$	$L1$
과도 상태 응답	1	0.8	201.4032	2.2786
	2	0.8	73.4846	4.9165
	3	0.8	50.0931	6.9670
	:	:	:	:
	39	0.8	30.0001	15.3244
	40	0.8	30.0001	15.3245
정상상태 응답		0.8	30.0000	15.3248

표 3. 예제 1의 제어기 파라미터

Table 3. Control parameters of example 1.

$\widehat{C}_{p1}(s) = v \frac{as + b}{s}$	PID parameters			
	K_p	K_I	K_D	
기존의 방법	2.1743	41.5081	4.8531	
과도 상태 응답	1	54.4346	253.5470	0.9647
	2	12.0171	93.4683	1.8348
	3	6.4515	64.5843	2.4684
	:	:	:	:
	39	2.1351	41.5994	4.9505
	40	2.1351	41.5994	4.9505
정상상태 응답	2.1350	41.5994	4.9506	

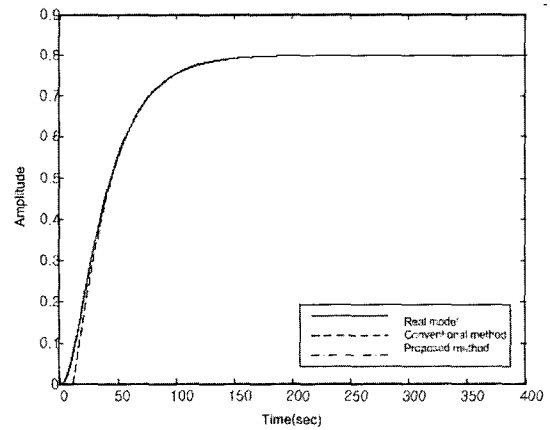


그림 5. 개루프 시간응답 비교

Fig. 5. Comparison of open loop response.

고려한 축소 모델은 다음과 같다.

$$\widehat{G}_{p1}(s) = \frac{k1 e^{-L1s}}{\tau1s + 1}$$

여기서, 정상상태에 도달하는 시간은 200초 이며, 과도 상태 응답은 5초간의 간격으로 모델링 하였고, $k1$ 값은 식(4)에 의해서 $k1 = 0.8$ 이고, $\tau1, L1$ 값은 표 2. 와 같다.

제어기 파라미터는 하나의 축소 모델을 적용한 하여

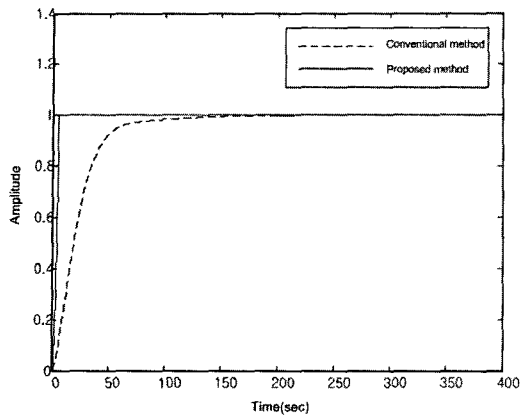


그림 6. 제어 성능 비교
Fig. 6. Comparison of controller performance.

성능지수 ITAE 값을 최소화 하여 구한 값과 본 논문에서 제안한 최적화 PID 파라미터는 값은 표 3.과 같다.

그림 5.는 기존의 모델 축소 방법과 제안된 모델 축소 방법의 개루프 스텝응답을 보였다. 이 경우에는 기존의 방법보다 제안한 방법이 과도상태 및 정상상태에서 일치함을 확인할 수 있다.

그림 6. 에서는 예제 1의 공정의 경우 축소 모델의 오차는 거의 없지만 제어성능은 제안된 방법이 상승시간과 정정시간 면에서 개선됨을 볼 수 있다.

Example 2

과도 상태 응답이 짧은 모델에 대하여 적용하였다.

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^8}$$

최소자승법에 의한 기존의 축소 방법을 사용하여 구한 축소모델은 다음과 같다.

$$\widehat{G}_{Lsc}(s) = \frac{1}{6.8662s+1} e^{-4.2498s}$$

제안된 방법에 의해서 과도 응답과 정상상태 응답을

표 4. 예제 2의 제안된 축소 모델
Table 4. Proposed reduced model of example 2.

$\widehat{G}_{p1}(s) = \frac{k2 e^{-L2s}}{\tau2s+1}$	Model parameters			
	k2	$\tau2$	L2	
과도 상태 응답	1	1	6.8662	4.2498
	2	1	6.5316	4.1838
	3	1	6.1970	4.1178
	⋮	⋮	⋮	⋮
	11	1	3.5202	3.5898
	12	1	3.1860	3.5240
정상상태 응답	1	3.1856	3.5238	

고려한 축소 모델은 다음과 같다.

$$\widehat{G}_{p2}(s) = \frac{k2 e^{-L2s}}{\tau2s+1}$$

여기서, 정상상태에 도달하는 시간은 12초이며, 과도 상태 응답은 1초간의 간격으로 모델링 하였고, k2 값은 식(4)에 의해서 k2 = 1 이고, $\tau2, L2$ 값은 표 4. 와 같다.

제어기 파라미터는 하나의 축소 모델을 적용한 하여

표 5. 예제 1의 제어기 파라미터
Table 5. Control parameters of example 1.

$\widehat{C}_{p1}(s) = v \frac{as+b}{s}$	PID parameters			
	K_p	K_I	K_D	
기존의 방법	1.4481	9.7112	1.3534	
과도 상태 응답	1	1.4509	9.7348	1.3543
	2	1.4092	9.3022	1.3300
	3	1.3659	8.8699	1.3056
	⋮	⋮	⋮	⋮
	11	0.9491	5.4441	1.1041
	12	0.8860	5.0255	1.0780
정상상태 응답	0.8857	5.0250	1.0776	

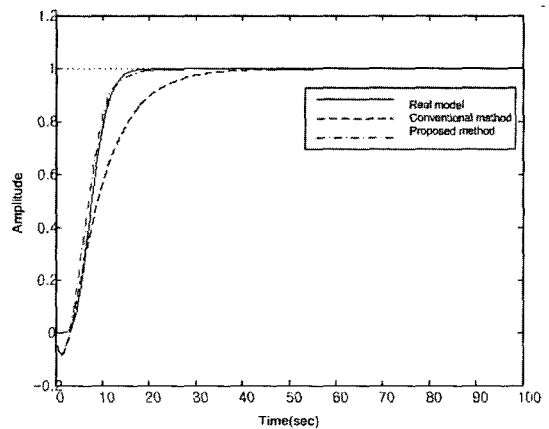


그림 7. 개루프 시간응답 비교
Fig. 7. Comparison of open loop response .

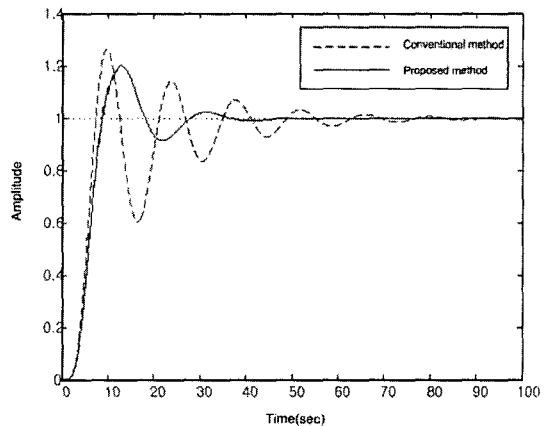


그림 8. 제어 성능 비교
Fig. 8. Comparison of controller performance.

성능지수 ITAE 값을 최소로 하여 구한 값과 본 논문에서 제안한 최적화 PID 파라미터는 값은 표 5.과 같다.

그림 7.에서는 기존의 모델 축소 방법과 제안된 모델 축소 방법의 개루프 스텝응답을 보였다. 이 경우에는 기존의 방법보다 제안한 방법이 과도상태 및 정상상태 오차가 적음을 확인할 수 있다.

그림 8.에서는 예제 2의 공정의 경우, 제어성능은 제안된 방법이 적은 오버슈트와 빠른 수렴 속도를 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 입·출력 데이터를 이용한 모델 축소 방법으로써 과도상태와 정상상태로 분류 한 뒤 과도 상태 부분은 세분화 하여 각 그룹에 맞는 FOPTD(First Order Plus Time Delay Model)로 축소 모델을 구하고, 정상상태 부분은 하나의 FOPTD로 축소하는 알고리즘을 제안 하였다. 제안된 방법은 다양한 동 특성을 갖는 모델에 범용적으로 적용할 수 있었다. 과도 상태 응답의 분류의 경우 고려해야 할 사항으로는 Sample data의 구간이며, 본 논문에서는 과도 상태 응답을 10~20구간 나누어 축소 모델을 구하였다. PID 동조 방법으로는 Smith Predictor를 이용하여 지연시간을 보상해 줬고, 그룹에 맞는 FOPTD 모델을 선택하여 모델의 계수로부터 성능지수 ITAT가 최소가 되도록 최적의 값을 구할 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 확인 할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [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] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] David E. Goldberg, "Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning", Addison - Wesley Publishing Company, Inc, 1989.
- [10] Qing-Guo Wang, Chang-Chieh Hang, and Qiang Bi, "A Technique for Frequency Response Identification from Relay Feedback", *IEEE Trans. Contro. Syst. Technol.*, vol.7, no.1, January 1999, pp.122-128
- [11] Jayender J, Patel R.V, Nikumb .S, Ostojic M, "Modelling and gain scheduled control of shape memory alloy actuators" *Control Applications, 2005. CCA 2005. Proceedings of 2005 IEEE Conference on 28-31 Aug. 2005* Page(s):767-772
- [12] Pereira. D.S, Pinto. J.O.P., "Genetic algorithm based system identification and PID tuning for optimum adaptive control" *Advanced Intelligent Mechatronics. Proceedings, 2005 IEEE/ASME International Conference on*

 저 자 소 개



조 준 호(정회원)

2000년 원광대학교 제어계측
공학과 학사 졸업.

2002년 원광대학교 제어계측
공학과 석사 졸업.

2006년 원광대학교 제어계측
공학과 박사 과정.

<주관심분야 : 퍼지 및 지능제어, 모델링>



황 형 수(평생회원)

1983년 전북대학교 전기공학과
석사 졸업.

1987년 전북대학교 전기공학과
박사 졸업.

1998년 원광대학교 전기전자및
정보공학부 교수

<주관심분야 : 퍼지 및 지능제어, 이산사건 시스
템및 제어>