

# 주파수영역에서 축소모델을 이용한 PID 제어기 설계

(A Design of PID Controller Using Reduced Model in Frequency Domain)

김종근\* · 김주식 · 전병석

(Jong-Gun Kim · Ju-Sik Kim · Byeong-Seok Jeon)

## 요 약

본 논문에서는 시간지연을 갖는 고차모델의 축소모델로부터 요구된 주파수 설계사항을 만족하는 PID 제어기 설계방법을 제안한다. 제안된 방식은 주파수 경계조건으로부터 얻어진 2차원 입력행렬과 출력벡터를 재배열하여 구성된 선형연립방정식에 의해서 PID 제어기의 파라미터 벡터를 식별하는 방법이다. 그리고 네 개의 예제가 제안된 방식의 유용성을 나타내기 위해서 주어진다.

## Abstract

This paper proposes a design method of PID controller for achieving the desired specifications in the frequency domain via the reduced model of a high-order model with time delay. The proposed method identifies the parameter vector of PID controller from a linear system that develops from rearranging the two dimensional input matrices and output vectors obtained from the frequency bounds. Four examples are given to illustrate the feasibilities of the suggested schemes.

Key Words : PID controller, reduced model, transfer function synthesis

## 1. 서 론

PID 제어기는 구조가 간단하며, 쉽게 구현될 수 있기 때문에 산업적으로 가장 널리 이용되고 있다. PID 제어기를 구현하기 위해서는 플랜트의 특성에 따라 PID 파라미터를 최적으로 설정하기 위한 동조 방법이 반드시 뒷받침되어야 한다. 이 때문에 Ziegler와 Nichols의 스텝응답법과 한계감도법을 시작으로

Cohen-Coon 방법, CHR 방법, 내부모델제어 방법, 스텝응답의 모멘트에 근거한 방법, 절대오차적분법, 시간가중 절대오차적분법, 오차제곱적분법 등이 발표되었고, 자기적응, 자기동조, 전문가 시스템의 응용, 퍼지 알고리즘의 응용 등을 적용한 다양한 방법들이 연구되고 있다. 그러나 이와 같은 수많은 연구에도 불구하고 대부분의 PID 제어기들은 실제적으로 빈약한 동조성능을 보이고 있다. 그 주요원인은 대부분의 동조방법들이 1차 및 2차의 모델과 같은 특별한 플랜트와 상황에 대해 유도되어 그 자신의 영역에서만 잘 적용되기 때문이다. 또한 동조성능이 개선되고 일반적인 플랜트와 상황에 대해 유도된 경우에는 계

\* 주저자 : 충북대학교 전기공학과  
Tel : 043-261-3330, Fax : 043-263-2419  
E-mail : tofuture2000@yahoo.co.kr  
접수일자 : 2004년 8월 18일  
1차심사 : 2004년 8월 23일  
심사완료 : 2004년 11월 10일

산의 복잡성이 증가하는 문제점을 가지고 있다. 따라서 일반적인 선형공정에 대하여 전반적으로 우수한 제어성능과 계산의 용이성을 갖는 모델축소법을 포함한 범용적인 PID 설계방법이 요구된다[1-6].

Ho 등은 1, 2차 모델에 근거한 PID 파라미터 설계에 기인하는 강인성 저하를 방지하고, 설계자의 요구사항에 맞게 이득 및 위상여유를 보장하는 PID 제어기 설계방법을 제안하였다. 그러나 이 방법은 1형의 공정과 다수의 복소근을 갖는 경우에는 해를 찾을 수 없는 단점을 가지고 있다[3,4]. 또한 Wang 등은 주파수영역에서 고차모델과 근사화된 2차 축소모델의 Nyquist 선도가  $-\pi/2$ 와  $-\pi$  점에서 일치되도록 시간지연을 포함하는 2차 축소모델을 구하는 방법을 제시하고, 이 축소모델을 이용하여 고차 및 저차 그리고 시간지연을 고려하는 공정의 효율적인 PID 제어기 설계방법을 제시하였다. 그러나 이 방식에서도 특정한 주파수만을 고려하기 때문에 고려되지 않은 Nyquist 선도에서 오차가 발생하여 정상상태오차가 존재하고, 1형의 공정에 적용할 수 없다. 또한 재동조된 결과를 포함하고 있다[5].

본 논문에서는 위와 같은 문제점들을 개선하기 위하여 일반화된 저차 축소모델의 표현식으로부터 PID 제어기에 대한 주파수 전달함수 합성법을 제안하고, 제안된 방식으로부터 최적의 PID 파라미터를 추정하였다. 제안된 방식은 PID 제어기를 포함한 루프 전달함수로부터 설계사양으로 주어진 주파수 경계조건에 적합한 2차원 시스템 행렬과 출력 벡터들을 구성하고, 이들에 의해서 파인결정된 선형 연립방정식을 합성한 후, SVD(Singular Value Decomposition) 정리를 적용하여 PID 파라미터를 결정하는 방법이다. 이 방식은 루프 전달함수를 결정하는 문제를 PID 파라미터 벡터의 식별문제로 변환하는 것에 기반을 두고 있다. 제안된 방식의 효율성과 우수성을 설명하기 위해서 네 개의 예제를 다루며, 이 예제에 대한 시뮬레이션 결과에서 기존의 방법들과 비교한다.

## 2. 축소모델에 의한 PID 제어기의 주파수 전달함수 합성

설계사양으로 주어진 주파수 경계조건으로부터 주

파수 전달함수 합성을 위해서 지연시간을 포함한 제어대상인 원래의 고차모델에 대한 축소모델  $P_L(j\omega)$ 와 PID 제어기  $C(j\omega)$ 를 다음과 같이 고려하자.

$$P_L(j\omega) = \frac{d_0}{\sum_{h=0}^{n'} c_h(j\omega)^h} e^{-jT_L\omega} \quad (1)$$

$$\approx \frac{\sum_{g=0}^m b_g(j\omega)^g}{\sum_{h=0}^n a_h(j\omega)^h}$$

$$C(j\omega) = K_p - j\frac{1}{\omega} K_I + j\omega K_D \quad (2)$$

여기서,  $n = m + n'$ 이고, 식 (1)은  $m$ 차 Pade 근사에 의한 결과이다. 또한  $K_p, K_I, K_D$ 는 각각 비례이득, 적분이득, 미분이득이며, 식 (1)의 분모 및 분자 다항식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sum_{h=0}^n a_h(j\omega_i)^h = \sum_{r=0}^n (-1)^r a_{2r} \omega_i^{2r} + j \sum_{\delta=0}^n (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1} \quad (3)$$

$$\sum_{g=0}^m b_g(j\omega_i)^g = \sum_{\alpha=0}^m (-1)^\alpha b_{2\alpha} \omega_i^{2\alpha} + j \sum_{\beta=0}^m (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \quad (4)$$

여기서, 지수(index)  $p, q, u, v \geq 0$ 는  $m$ 과  $n$ 이 짝수일 때  $p = \frac{m}{2}, q = \frac{m}{2} - 1, u = \frac{n}{2}, v = \frac{n}{2} - 1$ 이고, 홀수일 때에는  $p = q = \frac{m-1}{2}, u = v = \frac{n-1}{2}$ 이다.

그리고 PID 제어기를 포함한 루프 주파수 전달함수  $L(j\omega) = C(j\omega)P_L(j\omega)$ 는 다음과 같다.

$$L(j\omega) = \left( K_p - j\frac{1}{\omega} K_I + j\omega K_D \right) \frac{\sum_{g=0}^m b_g(j\omega)^g}{\sum_{h=0}^n a_h(j\omega)^h}$$

$$= |L(j\omega)| \cos \phi(\omega) + j |L(j\omega)| \sin \phi(\omega) \quad (5)$$

여기서,  $|L(j\omega)|$ 와  $\phi(\omega)$ 는 주파수 경계조건인 이득과 위상응답이다.

전달함수 합성에서 분모다항식에 대한 편의문제

주파수영역에서 축소모델을 이용한 PID 제어기 설계를

해결하기 위해서 임의의 주파수  $\omega_i$  에서 식 (5)의 경계조건  $L(j\omega_i)$ 와 합성된 전달함수의 오차관계를 다음과 같이 정의하면,

$$\varepsilon_i = \frac{1}{L(j\omega_i)} - \frac{\sum_{h=0}^n a_h(j\omega_i)^h}{\sum_{s=0}^m b_s(j\omega_i)^s \left( K_P - j\frac{1}{\omega_i} K_I + j\omega_i K_D \right)}$$

여기서, 아래첨자  $i$ 는 고려된 경계조건 범위에서  $i$  번째의 값을 나타낸다.

식 (5)는 다음과 같이 정리되고,

$$\sum_{h=0}^n a_h(j\omega_i)^h = \sum_{s=0}^m b_s(j\omega_i)^s \cdot \left( K_P - j\frac{1}{\omega_i} K_I + j\omega_i K_D \right) \cdot \left\{ \frac{\cos \phi(\omega_i)}{|L(j\omega_i)|} - j \frac{\sin \phi(\omega_i)}{|L(j\omega_i)|} \right\} \quad (6)$$

식 (3)과 (4)를 식 (6)에 대입하여 실수부와 허수부로 다음과 같이 각각 정의하면,

$$\begin{aligned} K_{Pi}^{real} &= \frac{1}{|L(j\omega_i)|} \left\{ \sum_{\alpha=0}^q (-1)^\alpha b_{2\alpha} \omega_i^{2\alpha} \cos \phi(\omega_i) + \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \sin \phi(\omega_i) \right\} \\ K_{Pi}^{imag} &= -\frac{1}{|L(j\omega_i)|} \left\{ \sum_{\alpha=0}^q (-1)^\alpha b_{2\alpha} \omega_i^{2\alpha} \sin \phi(\omega_i) - \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \cos \phi(\omega_i) \right\} \\ K_{Ii}^{real} &= -\frac{1}{\omega_i |L(j\omega_i)|} \left\{ \sum_{\alpha=0}^q (-1)^\alpha b_{2\alpha} \omega_i^{2\alpha} \sin \phi(\omega_i) - \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \cos \phi(\omega_i) \right\} \\ K_{Ii}^{imag} &= -\frac{1}{\omega_i |L(j\omega_i)|} \left\{ \sum_{\alpha=0}^q (-1)^\alpha b_{2\alpha} \omega_i^{2\alpha} \cos \phi(\omega_i) + \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \sin \phi(\omega_i) \right\} \\ K_{Di}^{real} &= \frac{\omega_i}{|L(j\omega_i)|} \left\{ \sum_{\alpha=0}^q (-1)^\alpha b_{2\alpha} \omega_i^{2\alpha} \sin \phi(\omega_i) - \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \cos \phi(\omega_i) \right\} \\ K_{Di}^{imag} &= \frac{\omega_i}{|L(j\omega_i)|} \left\{ \sum_{\alpha=0}^q (-1)^\alpha b_{2\alpha} \omega_i^{2\alpha} \cos \phi(\omega_i) + \sum_{\beta=0}^q (-1)^\beta b_{2\beta+1} \omega_i^{2\beta+1} \sin \phi(\omega_i) \right\} \end{aligned}$$

다음과 같은 행렬형태의 선형 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} K_{Pi}^{real} & K_{Ii}^{real} & K_{Di}^{real} \\ K_{Pi}^{imag} & K_{Ii}^{imag} & K_{Di}^{imag} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_P \\ K_I \\ K_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{\gamma=0}^u (-1)^\gamma a_{2\gamma} \omega_i^{2\gamma} \\ \sum_{\delta=0}^v (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

그리고  $N$ 개의 주파수 경계조건인 이득 및 위상응답을 고려하면 식 (7)로부터 다음과 같은 과잉결정된 선형 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$X \cdot \begin{bmatrix} K_P \\ K_I \\ K_D \end{bmatrix} = y \quad (8)$$

여기서,  $X$ 와  $y$ 는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} X &= \begin{bmatrix} K_{P1}^{real} & K_{I1}^{real} & K_{D1}^{real} \\ K_{P1}^{imag} & K_{I1}^{imag} & K_{D1}^{imag} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{Pi}^{real} & K_{Ii}^{real} & K_{Di}^{real} \\ K_{Pi}^{imag} & K_{Ii}^{imag} & K_{Di}^{imag} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{PN}^{real} & K_{IN}^{real} & K_{DN}^{real} \\ K_{PN}^{imag} & K_{IN}^{imag} & K_{DN}^{imag} \end{bmatrix} \\ y &= \begin{bmatrix} \sum_{\gamma=0}^u (-1)^\gamma a_{2\gamma} \omega_i^{2\gamma} \\ \sum_{\delta=0}^v (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1} \\ \vdots \\ \sum_{\gamma=0}^u (-1)^\gamma a_{2\gamma} \omega_i^{2\gamma} \\ \sum_{\delta=0}^v (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1} \\ \vdots \\ \sum_{\gamma=0}^u (-1)^\gamma a_{2\gamma} \omega_N^{2\gamma} \\ \sum_{\delta=0}^v (-1)^\delta a_{2\delta+1} \omega_N^{2\delta+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

식 (8)에 대한 해를 얻기 위해서 SVD 정리를 이용하면 다음과 같이 그 해를 구할 수 있다. 먼저 다

음과 같은 전체 데이터 행렬  $C \in R^{2N \times 4}$ 를 고려하자.

$$C = [X : y] \tag{11}$$

그러면 행렬  $C$ 의 SVD는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$D = U^T C V = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4) \tag{12}$$

여기서,  $U = [u_1 \dots u_{2N}]$ ,  $V = [v_1 \dots v_4]$ 이고, 반복되지 않는 유일한 최소특이값으로  $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \sigma_3 > \sigma_4 > 0$ 인 관계가 성립되어 Householder 변환에 의해 다음과 같은 행벡터  $q$ 를 구할 수 있다.

$$v_4 \cdot q = \begin{bmatrix} W & z \\ 0 & \eta \end{bmatrix} \tag{13}$$

그리고 식 (13) 우변행렬의 마지막 열벡터  $[z \ \eta]^T$ 가  $v_4$ 와 일차결합의 관계에 있으면, Householder 변환의 특성으로부터 식 (8)의  $[K_P \ K_I \ K_D]^T$ 에 대한 최소 정규해를 다음과 같이 얻을 수 있다[7,8].

$$\begin{bmatrix} K_P \\ K_I \\ K_D \\ -1 \end{bmatrix} = -\frac{[z \ \eta]^T}{\eta} \tag{14}$$

### 3. 예제 및 시뮬레이션 결과

본 장에서는 다음과 같은 네 개의 예제를 고려한다[5]. 시간지연을 가지면서 진동이 없는 시스템과 적당히 진동하는 시스템, 크게 진동하는 시스템, 그리고 다중복소극점을 가지면서 진동하는 시스템을 2차 시스템으로 각각 저차화한 예에 기존의 방법들 [3,5]과 본 논문에서 제안된 방법을 적용한 결과를 비교하여 제안된 PID 설계방식의 유용성 및 우수성을 검증한다.

#### 3.1 예제 1

다음과 같은 진동이 없는 고차공정을 고려하자.

$$P_H(s) = \frac{1}{(s+1)(s+5)^2} e^{-0.5s} \tag{15}$$

Wang 등의 축소모델과 본 논문에서 이용된 축소모델은 각각 다음과 같다.

$$P_L^{Wang} = \frac{1}{7.724s^2 + 32.317s + 25.220} e^{-0.606s} \tag{16}$$

$$P_L^{Kim}(s) = \frac{1}{10.313s^2 + 33.514s + 25.0} e^{-0.557s} \tag{17}$$

Ho 등의 방법과 식 (16)을 이용한 Wang 등의 방법에 의해 설계된 PID 제어기는 각각 다음과 같고,

$$C^{Ho}(s) = 29.927 + \frac{24.074}{s} + 9.307s \tag{18}$$

$$C^{Wang}(s) = 26.995 + \frac{21.067}{s} + 6.452s \tag{19}$$

충분히 낮은 주파수, 모서리 주파수, 이득교차 주파수, 그리고 위상교차 주파수에서 Wang 등의 결과와 같은 경계조건을 갖도록 설정하여 식 (17)의 축소모델과 본 논문에서 제안된 설계방법을 이용하여 설계된 PID 제어기는 다음과 같다.

$$C^{Kim}(s) = 29.109 + \frac{20.950}{s} + 7.249s \tag{20}$$

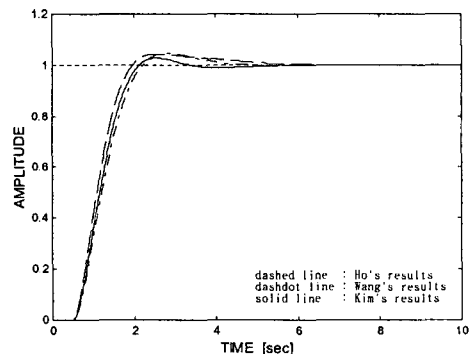


그림 1. 진동이 없는 공정의 설계결과  
Fig. 1. Design results of nonoscillatory process

그림 1은 단위궤환 시스템을 구성하여 식 (18)~(20)의 PID 제어기를 원래의 고차공정인 식 (15)에

주파수영역에서 축소모델을 이용한 PID 제어기 설계

적용한 결과이다. 여기서 최선은 Ho 등의 결과이고, 일점최선은 Wang 등의 결과이며, 실선은 본 논문에서 제안된 방식에 의한 결과이다. 이 그림으로부터 제안된 방식에 의해 설계된 제어계가 기존의 두 방식보다 우수한 결과를 나타냄을 알 수 있다. 수치적인 검증을 위해 백분율 오버슈트와 정정시간은 고려하였으며, 표 1에 나타내었다. 제안된 방식의 우수성은 표에서도 확인할 수 있다.

3.2 예제 2

다음과 같이 적당히 진동이 하는 고차공정을 고려하자.

$$P_H(s) = \frac{1}{(s^2 + 2s + 3)(s + 3)} e^{-0.3s} \quad (21)$$

Wang 등의 축소모델과 본 논문에서 이용된 축소모델은 각각 다음과 같고,

$$P_L^{Wang} = \frac{1}{3.825s^2 + 6.903s + 9.573} e^{-0.523s} \quad (22)$$

$$P_L^{Kim}(s) = \frac{1}{3.926s^2 + 7.818s + 9.000} e^{-0.4284s} \quad (23)$$

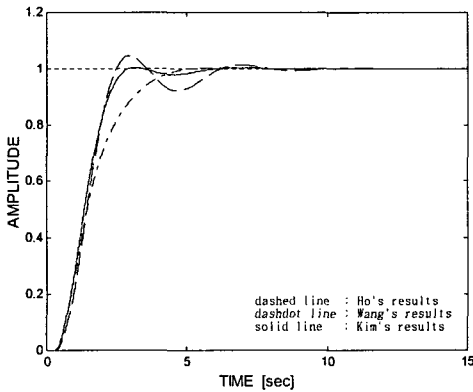


그림 2. 적당히 진동하는 공정의 설계결과  
Fig. 2. Design results of moderately oscillatory process

Ho 등의 방법, Wang 등의 방법, 그리고 제안된 설계 방법을 이용하여 설계된 PID 제어기는 각각 다음과 같다.

$$C^{Ho}(s) = 5.064 + \frac{5.920}{s} + 1.083s \quad (24)$$

$$C^{Wang}(s) = 3.885 + \frac{5.388}{s} + 2.153s \quad (25)$$

$$C^{Kim}(s) = 4.8906 + \frac{6.3427}{s} + 1.9509s \quad (26)$$

그림 2는 예제 1과 같이 구성된 시스템의 단위계 단응답을 나타낸다. 이 그림과 표 1로부터 제안된 방식의 개선특성을 검증할 수 있다.

3.3 예제 3

세 번째 예제에서는 다음과 같이 크게 진동하는 고차공정을 고려한다.

$$P_H(s) = \frac{1}{(s^2 + s + 1)(s + 2)^2} e^{-0.1s} \quad (27)$$

Wang 등의 축소모델과 본 논문의 축소모델은 각각 다음과 같고,

$$P_L^{Wang} = \frac{1}{5.648s^2 + 4.950s + 4.497} e^{-0.837s} \quad (28)$$

$$P_L^{Kim}(s) = \frac{1}{6.5904s^2 + 5.5172s + 4.0} e^{-0.6554s} \quad (29)$$

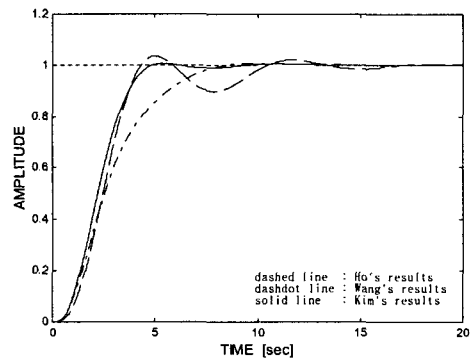


그림 3. 크게 진동하는 공정의 설계결과  
Fig. 3. Design results of heavily oscillatory process

Ho 등의 방법, Wang 등의 방법, 그리고 제안된 방식에 의해 설계된 PID 제어기는 각각 다음과 같다.

표 1. 시뮬레이션 결과  
Table 1. Simulation Results

Plant	Methods	Overshoot in percentage	Setting time(to 1%) in seconds
$P_H(s) = \frac{1}{(s+1)(s+5)^2} e^{-0.5s}$ (example 1)	Ho's method	4.297	5.04
	Wang's method	4.556	4.10
	the proposed method	2.739	3.11
$P_H(s) = \frac{1}{(s^2+2s+3)(s+3)} e^{-0.3s}$ (example 2)	Ho's method	4.603	7.36
	Wang's method	0.365	4.61
	the proposed method	0.340	2.75
$P_H(s) = \frac{1}{(s^2+s+1)(s+2)^2} e^{-0.1s}$ (example 3)	Ho's method	3.532	15.89
	Wang's method	0.680	7.94
	the proposed method	0.643	4.61
$P_H(s) = \frac{1}{(s^2+2s+3)^3(s+3)} e^{-0.3s}$ (example 4)	Ho's method	no solution	no solution
	Wang's method	5.176	12.34
	the proposed method	4.072	11.68

$$C^{Ho}(s) = 2.147 + \frac{1.484}{s} + 0.777s \quad (30)$$

$$C^{Wang}(s) = 1.503 + \frac{1.366}{s} + 1.715s \quad (31)$$

$$C^{Kim}(s) = 2.0699 + \frac{1.7430}{s} + 1.7615s \quad (32)$$

그림 3과 표 1에 그 결과를 나타내었으며, 제안된 방식이 기존 방식들 보다 우수한 응답특성을 나타낸다.

### 3.4 예제 4

마지막 예제에서는 다음과 같이 다중복소극점을 가지면서 진동하는 고차공정을 고려한다.

$$P_H(s) = \frac{1}{(s^2+2s+3)^3(s+3)} e^{-0.3s} \quad (33)$$

Wang 등의 축소모델과 본 논문의 축소모델은 각각 다음과 같고,

$$P_L^{Wang} = \frac{1}{51.736s^2 + 64.305s + 82.329} e^{-1.854s} \quad (34)$$

$$P_L^{Kim}(s) = \frac{1}{129.76s^2 + 110.75s + 81.0} e^{-1.2294s} \quad (35)$$

Wang 등의 방법과 제안된 방법에 의해 설계된 PID 제어기는 각각 다음과 같다.

$$C^{Wang}(s) = 17.562 + \frac{22.485}{s} + 14.130s \quad (36)$$

$$C^{Kim}(s) = 21.446 + \frac{23.790}{s} + 16.928s \quad (37)$$

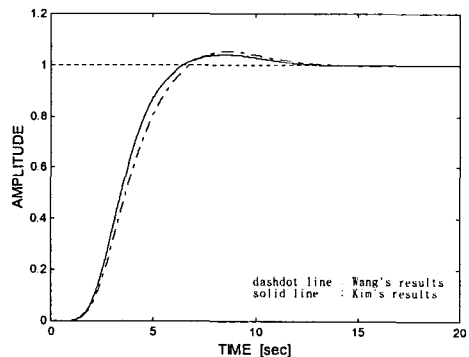


그림 4. 다중복소극점을 갖는 공정의 설계결과  
Fig. 4. Design results of process with multiple complex poles

그리고 그림 4와 표 1에 그 결과를 나타내었다. 여기서 일점쇄선은 Wang 등의 결과이고, 실선은 제안된 방식에 의한 결과이다. 이 예제의 경우에는 Ho 등의

## 주파수영역에서 축소모델을 이용한 PID 제어기 설계

방법은 적용될 수 없으며, 제안된 방식이 기존 Wang의 방식보다 우수한 응답특성이 나타남을 그림 4와 표 1로부터 검증할 수 있다.

본 논문에서 제안된 방법은 위 예제들에서 기존 방식과 비교하기 위해서 같은 경계조건을 갖도록 네 개의 주파수만을 고려하였지만, 강인제어이론을 적용하여 충분한 주파수 경계조건들을 고려한다면 대역폭과 이득 및 위상여유를 보장하면서 개선된 제어 성능을 보일 수 있을 것이다.

## 4. 결 론

본 논문에서는 시간지연을 갖는 고차공정의 저차 축소모델로부터 주파수응답으로 주어진 경계조건을 만족하는 PID 제어기의 설계방법을 제안하여 다음과 같은 결과를 얻었다. 제안된 방법은 주어진 주파수응답 조건에 맞는 PID 제어기를 포함한 루프 주파수 전달함수의 합성을 위해서, 선형화된 식별을 수행할 수 있는 표현식을 정의하고, SVD 정리를 적용하여 PID 파라미터 벡터에 대한 최소 정규해를 추정하는 방식이다. 예제에 대한 시뮬레이션 결과로부터 기존의 방식들 보다 개선된 응답특성을 얻었으며, 강인 안정여유를 포함한 기준 주파수응답이 경계조건으로 주어져 있는 실제 시스템에 적용할 경우, 설비의 신뢰성 및 안정성을 보장하는 PID 제어기의 설계방식으로 유용하게 활용될 것이다. 그러나 제안된 방법을 적용하기 위해서는 주파수응답 경계조건이 미리 선정되어 있어야만 한다. 따라서 설계사양을 주파수 경계조건으로 변환할 수 있는 방법에 관한 연구가 지속되어야 할 것이다.

## References

- [1] K. J. Åström and T. Hägglund, "Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitude Margins", *Automatica*, vol. 20, no. 5, pp. 645-651, 1984.
- [2] K. J. Åström and T. Hägglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, Instrument Society of America, 1995.
- [3] 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.

- [4] 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. on Contr. Syst. Technol.*, vol. 4, no. 4, pp. 473-477, 1996.
- [5] Q. G. Wang, T. H. Lee, H. W. Fung, Q. Bi and Y. Zhang, "PID Tuning for Improved Performance", *IEEE Trans. on Contr. Syst. Technol.*, vol. 7, no. 4, pp. 457-465, 1999.
- [6] 최정내, 조준호, 이원혁, 황형수, "축소모델을 이용한 최적화된 Smith Predictor 제어기 설계", *전기학회 논문지*, 제 52권, 제 11호, pp. 619-625, 2003.
- [7] S. Van Huffel and J. Vandewalle, *The Total Least Squares Problem Computational Aspects and Analysis*, SIAM, 1991.
- [8] T. K. Moon and W. C. Stirling, *Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing*, Prentice Hall, 2000.

## ◇ 저자소개 ◇

### 김종근 (金鍾根)

1990년 한밭대 전기공학과 졸업. 1992년 충북대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년~1997년 (주)세방전지 중앙전지기술연구소. 1999년~현재 동대학원 전기공학과 박사과정.

### 김주식 (金周植)

1992년 충북대 전기공학과 졸업. 1994년 동대학원 졸업(석사). 1998년 동대학원 졸업(박사). 1999년~2001년 (주)지엔티씨 기술개발실. 2001~2004년 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 부교수. 2004년~현재 특허청 전기전자심사국 심사관.

### 전병석 (全炳錫)

1969년 9월 25일생. 1995년 충북대학교 전기공학과 졸업. 1998년 충북대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년~현재 동대학원 박사과정.