

# 주파수영역에서 시간지연을 갖는 선형시스템의 모델축소

(A Model Reduction of Linear Systems with Time Delay in Frequency Domain)

김주식\*·김종근·유정웅

(Ju-Sik Kim·Jong-Gun Kim·Jeong-Woong Ryu)

## 요 약

본 논문에서는 시간지연을 갖는 고차모델을 저차모델로 간소화하기 위한 주파수 전달함수 합성법을 제안한다. 모델축소는 축소시스템의 분자다항식에 의해 가중된 오차함수를 최소화하는 것에 기반을 두고 있다. 제안된 방법은 보다 우수한 저주파수 적합도를 제공한다. 그리고 네 개의 예제가 제안된 방식의 유용성을 나타내기 위해서 주어진다.

## Abstract

This paper proposes a frequency transfer function synthesis for simplifying a high-order model with time delay to a low-order model. The model reduction is based on minimizing the error function weighted by the numerator polynomial of reduced systems. The proposed methods provide a better fitness within low frequency. Four examples are given to illustrate the feasibilities of the suggested schemes.

Key Words : model reduction, transfer function synthesis

## 1. 서 론

PID 제어기는 현대사회에서 사용되고 있는 제어기의 대부분을 차지하는 범용성을 갖고 있으며, 제어대상에 따라 여러 가지의 제어형태로 분류할 수 있다. 이 제어형태는 제어기의 파라미터를 재배치함으로써 미분선행형, 비례선행형 또는 2-자유도 제어기 등으로 분류된다. 이러한 제어형태 이외에 종래

의 PID 제어기법에 현대제어이론과 전문가 제어기법을 접목시킨 형태의 고성능 제어기에 관한 연구가 발표되고 있다. 그러나 제어기법의 다양한 형태에도 불구하고, PID 제어에서는 플랜트의 특성변화에 따라 PID 파라미터를 최적으로 설정하기 위한 동조방법이 반드시 뒷받침되어야 한다. 이와 같은 필요성에 따라 1942년에 Ziegler와 Nichols는 PID 파라미터의 최적 설정에 감도의 영향을 고려한 동조방법을 발표하였고, 그 후 자기적응, 자기동조, 전문가 시스템의 응용, 퍼지 알고리즘의 응용 등을 적용한 다양한 방법들이 연구되고 있다. 그러나 대부분의 PID 동조방법은 그 다양성에도 불구하고 특별한 플랜트나 상황에서는 우수한 성능을 보이지만 일반적인 경

\* 주저자 : 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부  
컴퓨터정보통신연구소  
Tel : 043-261-3330, Fax : 043-263-2419  
E-mail : kimjusik@chungbuk.ac.kr  
접수일자 : 2004년 8월 18일  
1차심사 : 2004년 8월 23일  
심사완료 : 2004년 11월 10일

우에는 우수한 제어결과를 기대하기 어려우며, 특히 고차 플랜트의 경우에는 적용에 많은 문제점을 갖고 있다. 따라서 PID 제어계의 해석과 설계에 있어서 선행되어야 할 가장 중요한 과제 중 하나는 고려된 성능사양을 만족하는 제어를 보다 쉽게 구현하기 위해서 고차의 제어대상을 저차모델로 근사화하는 것이 필요하다. 이때 간소화된 저차의 근사모델은 본래 시스템의 특성을 가능한한 유지하여야 한다 [1-4].

이와 같은 필요성 때문에 최근 Wang 등은 주파수영역에서 고차모델과 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[2]. 그러나 이 방법은 대부분의 공정에서 우수한 특성을 보이지만, 특정한 주파수만을 고려하기 때문에 원래의 고차모델의 차수가 클수록 고려되지 않은 Nyquist 선도에서 오차가 발생한다. 또한 공정에 비선형방정식이 주어지면, Newton-Raphson 반복법을 이용함으로써 계산량이 증가하게 된다. 이러한 문제점의 개선방법으로 0,  $3\pi/2$ 점을 추가한 2차의 시간지연을 갖는 축소방법이 제안되었다[3,4]. 그러나 이 방법도 1형 이상의 시스템과 같이 각 점을 통과하지 않는 모델에 적용이 어려우며, 반복적인 연산과정을 포함하기 때문에 계산량이 증가한다.

본 논문에서는 위와 같은 문제점들을 해결하기 위해서 시간지연을 갖는 고차시스템의 주파수응답으로부터 간소화된 저차시스템의 주파수 전달함수를 합성하는 일반적인 방식을 제안한다. 제안된 방법은 고차시스템의 정상상태응답을 고려하여 각각의 주파수에서 이득과 위상응답이 복소평면의 허용영역에 놓이도록 근사화된 저차 주파수 전달함수에 대한 계수벡터를 추정하는 방식이다. 제안된 방법은 반복과정이 필요 없는 공식화된 관계식을 포함하기 때문에 간단한 연산에 의해 모델축소를 성취할 수 있다. 제안된 축소방법에 대한 효율성과 우수성을 설명하기 위해서 본 논문에서는 네 개의 예제를 다루며, 이 예제에 대한 시뮬레이션 결과에서 기존의 방법들과 비교한다.

## 2. 주파수 전달함수 합성에 의한 시간지연을 갖는 선형시스템의 모델 축소

시간지연을 갖는 고차시스템의 주파수응답으로부터 간소화된 저차시스템의 계수값들과 지연시간을 결정하기 위해 다음과 같은 고차의 주파수 전달함수  $G_H(j\omega)$ 와 저차의 전달함수  $G_L(j\omega)$ 를 고려하자.

$$\begin{aligned}
 G_H(j\omega) &= G_{H_0}(j\omega)e^{-j\omega T_H} \\
 &= \frac{\sum_{k=0}^{m_h} b_k(j\omega)^k}{\sum_{h=0}^{n_h} a_h(j\omega)^h} e^{-j\omega T_H} \\
 &= |G_{H_0}(j\omega)| [\cos\{\phi_{H_0}(\omega) - \omega T_H\} \\
 &\quad + j\sin\{\phi_{H_0}(\omega) - \omega T_H\}]
 \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
 G_L(j\omega) &= G_{L_0}(j\omega)e^{-j\omega T_L} \\
 &= \frac{d_0}{\sum_{h=0}^{n_l} c_h(j\omega)^h} e^{-j\omega T_L} \\
 &\approx \frac{-j\omega T_L d_0 + d_0}{\sum_{h=0}^{n_l} c_h(j\omega)^h}
 \end{aligned} \tag{2}$$

여기서  $|G_{H_0}(j\omega)|$ 와  $\phi_{H_0}(\omega) - \omega T_H$ 는 고차시스템의 이득과 위상응답이고,  $n_h \geq m_h$ ,  $n_h > n_l$ 이다.

식 (1)의 분모 및 분자다항식의 계수, 그리고 이득과 위상응답은 기지의 값이며, 본 논문에서 제안한 주파수 전달함수 합성에 의한 간소화는 분모다항식에 대한 편의를 해결하기 위한 오차관계와 두 시스템의 직류이득을 등가로 고려한 다음 조건에 의해서 식 (2)의 분모다항식의 계수값들을 결정하는 방법이다.

$$\begin{aligned}
 \epsilon &= \frac{1}{G_H(j\omega)} - \frac{\sum_{h=0}^{n_l} c_h(j\omega)^h}{-j\omega T_L d_0 + d_0}, \\
 c_0 &= a_0, \quad d_0 = b_0
 \end{aligned}$$

식 (1)의 주파수응답과 위의 조건식으로부터 고려

주파수영역에서 시간지연을 갖는 선형시스템의 모델축소

된 주파수범위에서  $i$ 번째 주파수  $\omega_i$ 에 대해 식 (2)는 다음과 같이 표현할 수 있고,

$$\sum_{k=1}^{n_i} c_k(j\omega_i)^k + j\omega_i T_L d_0 (M_i + jN_i) = (d_0 M_i - c_0) + j d_0 N_i \quad (3)$$

여기서  $M_i$ 와  $N_i$ 는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$M_i = \frac{\cos\{\phi_{H_0}(\omega_i) - \omega_i T_H\}}{|G_{H_0}(j\omega_i)|} \quad (4)$$

$$N_i = -\frac{\sin\{\phi_{H_0}(\omega_i) - \omega_i T_H\}}{|G_{H_0}(j\omega_i)|} \quad (5)$$

식 (3)에서  $n_i$ 이 짝수일 때는  $u = \frac{n_i}{2}$ ,  $v = \frac{n_i}{2} - 1$ , 홀수일 때에는  $u = v = \frac{n_i - 1}{2}$ 로 정의하면, 식 (3)의

$\sum_{k=1}^{n_i} c_k(j\omega_i)^k$ 를 다음과 같은 식으로 정리할 수 있다.

$$\sum_{k=1}^{n_i} c_k(j\omega_i)^k = \sum_{r=1}^u (-1)^r c_{2r} \omega_i^{2r} + j \sum_{\delta=0}^v (-1)^\delta c_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1} \quad (6)$$

그리고 식 (6)을 식 (3)에 대입하고, 실수부와 허수부로 각각 구분하여 정리하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\sum_{r=1}^u (-1)^r c_{2r} \omega_i^{2r} - \omega_i T_L d_0 N_i = d_0 M_i - c_0 \quad (7)$$

$$\sum_{\delta=0}^v (-1)^\delta c_{2\delta+1} \omega_i^{2\delta+1} - \omega_i T_L d_0 M_i = d_0 N_i \quad (8)$$

여기서 식 (7)과 (8)의 각 항들을 다음과 같이 정의하면,

$$p_{Ri}^{even} = [-\omega_i^2 \quad \omega_i^4 \quad -\omega_i^6 \quad \dots \quad (-1)^u \omega_i^{2u}] \in R^u$$

$$p_{Ri}^{odd} = [\omega_i \quad -\omega_i^3 \quad \omega_i^5 \quad \dots \quad (-1)^v \omega_i^{2v+1}] \in R^{v+1}$$

$$c^{even} = [c_2 \quad c_4 \quad c_6 \quad \dots \quad c_{2u}]^T \in R^u$$

$$c^{odd} = [c_1 \quad c_3 \quad c_5 \quad \dots \quad c_{2v+1}]^T \in R^{v+1}$$

다음과 같은 일차연립방정식을 구성할 수 있고,

$$\begin{bmatrix} p_{Ri}^{even} & 0 & -d_0 \omega_i N_i \\ 0 & p_{Ri}^{odd} & d_0 \omega_i M_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c^{even} \\ \dots \\ c^{odd} \\ \dots \\ T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 M_i - c_0 \\ \dots \\ d_0 N_i \end{bmatrix} \quad (9)$$

$N$ 개의 이득 및 위상응답을 고려하면 식 (9)로부터 다음과 같은 과잉결정된 일차연립방정식을 얻을 수 있다.

$$X\theta = y \quad (10)$$

여기서  $X$ ,  $\theta$ , 그리고  $y$ 는 각각 다음과 같다.

$$X = \begin{bmatrix} p_{R1}^{even} & 0 & -d_0 \omega_1 N_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ p_{Ri}^{even} & 0 & -d_0 \omega_i N_i \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ p_{RN}^{even} & 0 & -d_0 \omega_N N_N \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & p_{\Lambda}^{odd} & d_0 \omega_1 M_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & p_{Ri}^{odd} & d_0 \omega_i M_i \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & p_{IN}^{odd} & d_0 \omega_N M_N \end{bmatrix} \in R^{2N \times (n_i+1)},$$

$$\theta = \begin{bmatrix} c^{even} \\ \dots \\ c^{odd} \\ \dots \\ T_L \end{bmatrix} \in R^{n_i+1}, \quad y = \begin{bmatrix} d_0 M_1 - c_0 \\ \vdots \\ d_0 M_i - c_0 \\ \vdots \\ d_0 M_N - c_0 \\ \dots \\ d_0 N_1 \\ \vdots \\ d_0 N_i \\ \vdots \\ d_0 N_N \end{bmatrix} \in R^{2N}.$$

그러면 간소화된 저차 시스템에 대한 미지의 계수벡터 즉, 식 (10)의 해  $\hat{\theta}$ 를 최소자승(least square)법에 의해서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\theta} = (X^T X)^{-1} X^T y \quad (11)$$

본 논문에서는  $\hat{\theta}$ 을 구하기 위해서 완전최소자승(total least square)법을 이용하며, 다음과 같은 과정에 의해서 그 해를 얻을 수 있다. 식 (10)에서 행렬  $[X : y] \in R^{2N \times (n_r+2)}$ 에 대한 특이값 분해(singular value decomposition)는 다음과 같이 나타낼 수 있고,

$$D = U^T [X : y] V \\ = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{n_r+2}) \quad (12)$$

여기서  $U$ 와  $V$ 는 각각 다음과 같다.

$$U = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_{2N}] \in R^{2N \times 2N} \quad (13)$$

$$V = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_{n_r+2}] \in R^{(n_r+2) \times (n_r+2)} \quad (14)$$

특이값이  $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_k > \sigma_{k+1} = \dots = \sigma_{n_r+2} > 0$ 이면, Householder 변환에 의해 다음과 같은 관계를 갖는 행렬  $Q$ 를 구할 수 있다.

$$[v_{k+1} \ v_{k+2} \ \dots \ v_{n_r+2}] Q = \begin{bmatrix} W & z \\ 0 & \eta \end{bmatrix} \quad (15)$$

그러면 식 (15)에서 우변행렬의 마지막 열벡터  $w = [z \ \eta]^T \in R^{n_r+2}$ 로부터 식 (10)의 최소 정규해  $\hat{\theta}$ 가 다음에 의해서 주어진다[5,6].

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ -1 \end{bmatrix} = -\frac{w}{\eta} \quad (16)$$

### 3. 예제 및 시뮬레이션 결과

본 장에서는 다음과 같은 네 개의 예제를 고려한다. 시간지연을 가지면서 진동이 없는 시스템과 진동하는 시스템, 그리고 시간지연을 포함하지 않는 경우에 Nyquist 선도상에  $-\pi$ 점이 존재하는 시스템과 존재하지 않는 시스템을 2차 시스템으로 각각 저

차화한 예에 기존의 방법과 본 논문에서 제안된 방법을 적용한 결과를 비교하여 제안된 간소화 방식의 유용성 및 우수성을 검증한다. 그리고 각각의 방식을 비교하기 위한 평가방법으로 임의의 주파수범위에서 고차모델과 저차화된 2차 모델의 주파수응답으로부터 일정 간격의 이득 및 위상 변화에 대한 절대오차의 일차결합 합과 임의의 시간범위에서 단위계 단응답에 대한 일정 간격의 절대오차의 합을 고려한다.

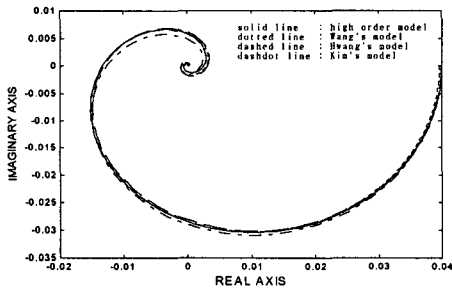
표 1은 각각에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 기존 방식에 의한 축소모델은 참고문헌 [2]~[4]의 결과이며, 본 논문에서 제안된 방법을 적용하여 얻은 2차 축소모델들은 다음과 같은 주파수범위에서 수행된 결과이다. 첫 번째는  $10^{-4} \leq \omega \leq 10^{0.35}$  [rad/sec], 두 번째는  $10^{-4} \leq \omega \leq 10^{0.05}$  [rad/sec], 세 번째는  $10^{-4} \leq \omega \leq 10^{-0.4}$  [rad/sec], 그리고 네 번째는  $10^{-4} \leq \omega \leq 10^{0.5}$  [rad/sec] 범위에서 대수(logarithm) 적인 간격으로 50개의 데이터를 이용한 결과이다. 네 번째 예는 지연항이  $-6.6812 \times 10^{-16}$ 이므로 소거하였다. 그림 1~4는 각각의 결과들에 대한 주파수응답과 시간응답이고, 표 2는 평가결과를 각각 나타낸다. 여기서,  $S_1$ 은  $10^{-5} \leq \omega \leq 10^1$  [rad/sec]의 범위에서 100개의 데이터에 대한 실수부 및 허수부의 오차에 대한 절대합의 평가결과이고,  $S_2$ 는  $0 \leq t \leq 40$  [sec]의 범위에서 0.05 [sec]의 간격으로 주어진 출력들의 오차에 대한 절대오차합이다. 이 그림들에서 실선은 원래의 고차모델이고, 점선은 참고문헌 [2], 쇠선은 참고문헌 [3]과 [4]의 결과를 각각 나타낸다. 그리고 일점쇄선은 제안된 방법에 완전최소자승법을 적용한 결과이다. 이 결과들로부터 제안된 합성법에 의한 모델축소방법은 기존의 방식들보다 우수한 특성을 나타내고 있음을 알 수 있다. 특히 Nyquist 선도 상에 지나지 않는 점이 있는 경우 Wang의 방법은 적용할 수 없었으며, 참고문헌 [4]의 확장된 방식도 본 논문에서 제안된 방식보다 우수한 특성을 나타내지는 못하였다. 특히 본 논문에서 제안된 방법은 공식화된 표현식을 포함하기 때문에 2차 모델에 국한된 기존의 방법들 보다 확장된 일반화 방식이다.

표 1. 시뮬레이션 결과  
Table 1. Simulation Results

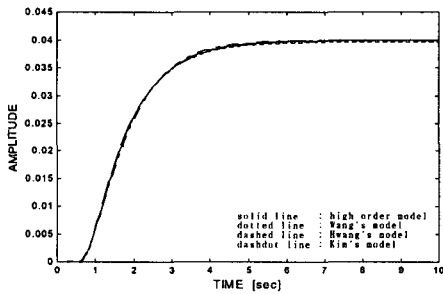
case 1 (nonoscillatory process with time delay)	high order model	$G_H(s) = \frac{1}{(s+1)(s+5)^2} e^{-0.5s}$
	Wang's method	$G_L^{Wang}(s) = \frac{1}{7.724s^2 + 32.317s + 25.220} e^{-0.606s}$
	Hwang's method	$G_L^{Hwang}(s) = \frac{1}{6.8622s^2 + 32.1506s + 25.0632} e^{-0.6072s}$
	the presented method	$G_L^{TLS}(s) = \frac{1}{10.313s^2 + 33.514s + 25.000} e^{-0.5566s}$
case 2 (oscillatory process with time delay)	high order model	$G_H(s) = \frac{1}{(s^2 + s + 1)(s+2)^2} e^{-0.1s}$
	Wang's method	$G_L^{Wang}(s) = \frac{1}{5.648s^2 + 4.950s + 4.497} e^{-0.837s}$
	Hwang's method	$G_L^{Hwang}(s) = \frac{1}{6.7159s^2 + 5.9648s + 4.01} e^{-0.9836s}$
	the presented method	$G_L^{TLS}(s) = \frac{1}{6.5904s^2 + 5.5172s + 4.0} e^{-0.6554s}$
case 3 (nonoscillatory process without time delay)	high order model	$G_H(s) = \frac{1}{(s+1)^8}$
	Wang's method	$G_L^{Wang}(s) = \frac{1}{7.4413s^2 + 4.5129s + 1.0447} e^{-3.4904s}$
	Hwang's method	$G_L^{Hwang}(s) = \frac{1}{8.4030s^2 + 4.8632s + 1.0003} e^{-3.6006s}$
	the presented method	$G_L^{TLS}(s) = \frac{1}{7.3489s^2 + 4.4273s + 1.0000} e^{-3.3490s}$
case 4 (nonoscillatory process without time delay)	high order model	$G_H(s) = \frac{s+2}{(s+3)(s+5)(0.5s+1)}$
	Hwang's method	$G_L^{Hwang}(s) = \frac{1}{0.3769s^2 + 3.9030s + 7.500} e^{-0.0186s}$
	the presented method	$G_L^{TLS}(s) = \frac{2}{1.0000s^2 + 8.0000s + 15.0000}$

표 2. 평가결과  
Table 2. Evaluating results

case	method	$S_1 (10^{-5} \leq \omega \leq 10^1 [\text{rad/sec}])$	$S_2 (0 \leq t \leq 40 [\text{sec}])$
case 1	Wang's method	$3.4052 \times 10^{-2}$	$2.5676 \times 10^{-1}$
	Hwang's method	$2.7005 \times 10^{-2}$	$8.6177 \times 10^{-2}$
	the presented method	$2.4978 \times 10^{-2}$	$2.9393 \times 10^{-2}$
case 2	Wang's method	$2.6451 \times 10^0$	$2.0236 \times 10^1$
	Hwang's method	$1.4674 \times 10^0$	$4.0875 \times 10^0$
	the presented method	$5.9932 \times 10^{-1}$	$1.4497 \times 10^0$
case 3	Wang's method	$3.9977 \times 10^0$	$2.3925 \times 10^1$
	Hwang's method	$2.2869 \times 10^0$	$1.1948 \times 10^1$
	the presented method	$1.4281 \times 10^0$	$6.2817 \times 10^0$
case 4	Hwang's method	$6.6653 \times 10^{-2}$	$3.9339 \times 10^{-2}$
	the presented method	$9.5688 \times 10^{-15}$	$4.8331 \times 10^{-13}$

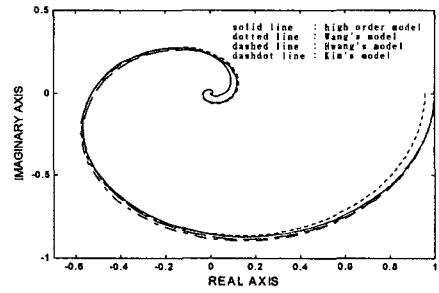


(a) frequency responses

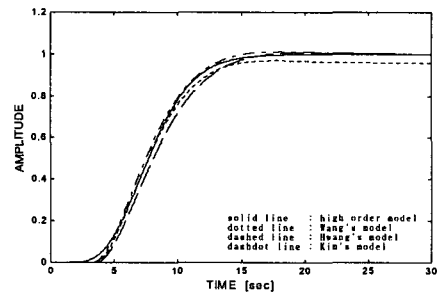


(b) time responses

그림 1. 시간지연을 가지면서 진동이 없는 공정  
Fig. 1. Nonoscillatory process with time delay

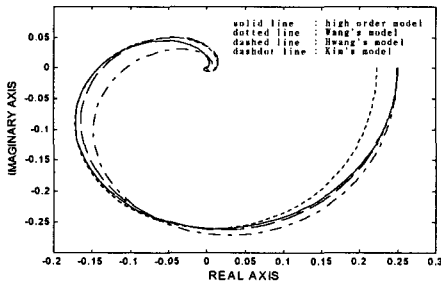


(a) frequency responses

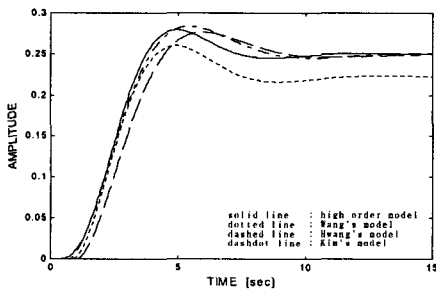


(b) time responses

그림 3. 시간지연이 없는 공정  
Fig. 3. Process without time delay

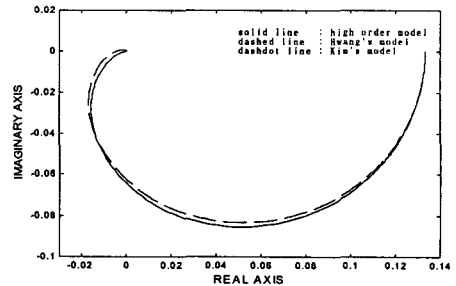


(a) frequency responses

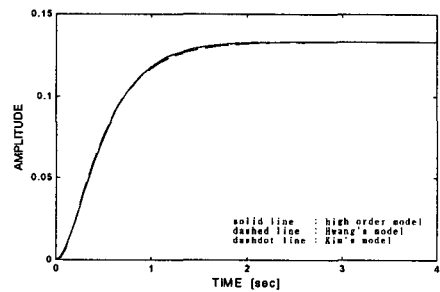


(b) time responses

그림 2. 시간지연을 가지면서 진동하는 공정  
Fig. 2. Oscillatory process with time delay



(a) frequency responses



(b) time responses

그림 4. 시간지연이 없는 공정  
Fig. 4. Process without time delay

#### 4. 결 론

본 논문에서는 시간지연을 갖는 고차시스템의 저차 근사모델을 얻기 위한 주파수 전달함수 합성법을 제시하였다. 제안된 방법은 주어진 고차시스템의 주파수응답에 맞는 저차의 주파수 전달함수를 합성하기 위해서 두 시스템의 정상상태응답을 고려하고, 분모다항식에 대한 편의문제를 해결한 오차조건으로부터 선형화된 식별을 수행할 수 있는 공식화된 표현식을 유도한 후, 전개된 일차연립방정식에 완전최소자승법을 적용한 방식이다.

기존의 방식들 보다 개선된 응답특성이 나타남을 예제에 대한 시뮬레이션 결과로부터 확인하였으며, 본 논문에서 제안된 간소화 과정에서는 주파수응답을 직접 이용하여 저차모델을 구성하기 때문에 실제 시스템의 수학적 모델화에도 유용하게 활용될 것으로 기대된다. 그러나 이 방식에서는 안정성을 미리 보장하지 못하는 문제점이 존재한다. 이 안정성 문제는 제안된 방법에 의해 합성된 저차 전달함수가 고려된 주파수영역의 선정에 의해서 달라지기 때문에 적절한 구간을 설정하면 해결될 수 있을 것이다.

#### References

- [1] K. J. Åström and T. Hägglund, PID Controllers : Theory, Design, and Tuning, Instrument Society of America, 1995.
- [2] 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.
- [3] 조준호, 김정철, 김진권, 최정내, 황형수, "주파수 영역에서 Nyquist 선도를 이용한 모델 축소", 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제 8권, 제 6호, pp. 439-444, 2002.
- [4] 최정내, 조준호, 이원혁, 황형수, "축소모델을 이용한 최적화된 Smith Predictor 제어기 설계", 전기학회 논문지, 제 52권, 제 11호, pp. 619-625, 2003.
- [5] S. Van Huffel and J. Vandewalle, The Total Least Squares Problem Computational Aspects and Analysis, SIAM, 1991.
- [6] T. K. Moon and W. C. Stirling, Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing, Prentice Hall, 2000.

#### ◇ 저자소개 ◇

##### 김주식 (金周植)

1971년 1월 23일생. 1992년 충북대 전기공학과 졸업. 1994년 동대학원 졸업(석사). 1998년 동대학원 졸업(박사). 1999~2001년 (주)지엔티씨 기술개발실. 2001년~현재 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 및 컴퓨터정보통신연구소.

##### 김종근 (金鍾根)

1967년 3월 19일생. 1990년 한밭대 전기공학과 졸업. 1992년 충북대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992~1997년 (주)세방전지 중앙전지기술연구소. 1999년~현재 동대학원 전기공학과 박사과정.

##### 유정웅 (柳正雄)

1941년 1월 20일생. 1965년 한양대 전기공학과 졸업. 1976년 단국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동대학원 전자공학과 졸업(박사). 1969~1979년 대전공업전문학교 전기과 부교수. 1979년~현재 충북대 전기전자컴퓨터공학부 교수 및 컴퓨터정보통신연구소.