

Design of Hierarchical Controller for Satisfaction of Multiple Performance

趙 俊 浩^{*}
(Joon-Ho Cho)

Abstract - In this paper, we proposed development of improved model reduction and design of hierarchical controller using reduction model. The model reduction is considered that it is the transient response and the steady-state response through the use of nyquist curve. The hierarchical controller selected tuning of PID controller to ensure specified gain and phase margin and hybrid smith-predictor fuzzy controller using reduction model. Simulation examples are given to show the better performance of the proposed method than conventional methods.

Key Words : Model reduction, PID controller, smith-predictor, fuzzy controller

1. 서 론

PID(Proportional Integral Derivative) 제어기는 근래보다 정교한 현대 제어이론이 개발되었음에도 산업체 현장 엔지니어들이 최적제어, 적응제어 등의 현대 제어이론들 보다는 PID 제어알고리즘에 친숙해져 있으며 PID 제어기의 운전과 동조에 관한 많은 경험을 가지고 있고, 제어기의 구조가 간단하여 실현하기가 용이하며, 제어하고자 하는 플랜트가 큰 지연시간이나 심한 비선형 특성을 가지지 않는 한 거의 완벽한 제어목적을 이룰 수 있을 뿐만 아니라 새로운 제어이론을 적용하였을 경우 이에 따른 경제적 이득을 예측할 수 없으며, 현장 운전자를 특별히 교육시켜야 하는 등의 이유로 현재까지 산업현장에서 가장 널리 운영되고 있는 제어 알고리즘이다. 이러한 몇 가지의 이점들로 인하여 PID 제어기는 공정제어 현장에서 널리 사용되고 또한 최적의 성능을 얻을 수 있는 PID 제어기의 파라미터를 결정하는 방법에 대하여 많은 연구가 이루어지고 있으며, 그 중에서 Ziegler-Nichols rules, Cohen-Coon Method, IAE, ISE, ITAE, IMC Method 등이 보편적으로 사용되고 있다.[1]~[5] 그러나 이러한 방법들은 그 방법의 조건들에 적합한 제어계에는 좋은 특성을 보이나 다른 제어계에는 응답 특성이 좋지 못하기 때문에 고차계나 비선형성이 큰 시스템을 제어하기 위하여 일반적으로 범용성을 갖는 동조법에 대한 연구가 이루어지고 있다.

특정 형태의 모델에 맞는 제어기 설계는 대부분 저차 시스템에서 수학적 해석을 바탕으로 연구되고 있으며, 범용적 제어기의 설계는 고차 시스템에 대하여 축소 모델을 이용한 연구가 진행 중에 있다. 따라서 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 비교해 보면 시간영역에서 구한 축소 모델은 시간영역에서는 비교적 실제 모델의 응답과 일치 하지만 주파수 영역에서는 실제 모델의 응답과 일치 하지 않는 경우가 많다. 주파수 영역에서의 모델 축소 방법은 시간영역에서의 모델 축소 방법보다는 복잡하지만 축소된 모델이 시간영역과 주파수 영역에서 모두 실제 모델의 응답에 비교적 일치함을 보인다. 시간 영역에서 대표적인 모델 축소 방법으로는 Pade 근사법, Routh stability 근사화 방법[8]이 있으며 주파수 영역에서의 대표적인 방법으로는 Wang의 모델 축소 방법이 있다.[6][7][12] Wang은 실제 공정을 2차의 지연시간을 갖는 모델(SOPTD)로 축소하여 서로 다른 동특성을 갖는 공정들을 저차 모델로 나타내었다. 범용적 제어기는 이렇게 축소 모델을 이용하여 제어기를 설계하며, Wang의 제어기 설계 방법으로는 SOPTD 형태의 공정에 극배치 기법에 근거한 PID 동조법을 제안하였다. 이 방법은 기존의 알고리즘에 비하여 좋은 성능을 갖지만 모델 축소 및 제어기 설계 방법에 있어 개선할 부분이 있다.[13] 본 논문에서는 Wang의 모델 축소 알고리즘을 보완하여 개선된 모델 축소법과 축소 모델의 계수를 이용한 계층적 구조를 이용하여 다양한 성능을 만족하는 새로운 제어기 설계 방법을 제안하였다. 개선된 모델 축소 알고리즘에서는 유전자 알고리즘과 수치적 계산법을 이용하여 실제 모델과 축소 모델의 정상 상태 응답의 일치 및 과도상태 응답의 오차를 개선하였고, 지연시간 첨가 및 제거 방법을 이용하여 기존의 방법을 적용할 수 없었던 공정에 대하여 축소 모델을 구할 수 있는 방법을 제안하였다. 제어 방법으로는 다양한 제어 성능지수를 만족하기 위해서 계층적 제어구조를 갖는 제어기를 제안하였다. 제안된 계층적 제어기 설계는 축소 모델을 이용하여, 이득여유와 위상여유를 만족하는 새로운 PID 제어기 설계, PID 제어기와 퍼지제어기를 결합한 하이브리드

* 교신저자, 正會員 : 圓光大 工大 制御計測工學科 博士課程

E-mail : cho1024@wonkwang.ac.kr

接受日字 : 2006年 11月 16日

最終完了 : 2006年 12月 29日

스미스 퍼지 제어기[14]를 새로운 방법으로 설계하였다.

이득여유와 위상여유를 만족하는 새로운 PID 제어기 설계 방법은 SOPTD 모델의 계수를 이용하여 고차계 시스템의 루프 전달함수의 응답이 과제동, 임계제동 및 부족제동의 특성에 따라 분류하여 제안하였고, 하이브리드 스미스 퍼지 제어기 설계 방법은 PID 제어기와 지연시간을 보상하는 스미스 예측기와 퍼지제어기를 병렬로 결합하여 제어하는 방법으로 PID 제어 파라미터 값은 수치적 계산과 유전자 알고리즘을 사용한 최적화 PID의 파라미터 값을 구하여 적용하였으며, 스미스 예측기의 파라미터 값은 축소 모델의 값을 통하여 구하였고, 퍼지 제어기의 환산계수 (GE, GD, GH, GC)값은 유전자 알고리즘을 통하여 구하는 방법을 제안하였다. 결론적으로 다양한 성능 지수를 만족하도록, 첫째 개선된 축소 모델을 이용하여, 계층적 제어구조를 갖는 이득여유와 위상여유를 만족하는 새로운 PID 제어기 설계, 하이브리드 스미스 퍼지 제어기를 설계하는 새로운 방법을 제안하였다. 본 논문의 구성은 수치적 계산과 GA를 이용한 개선된 모델 축소 알고리즘, 이득여유와 위상여유를 만족하는 제어기 설계, 하이브리드 스미스 퍼지 제어기 설계, 시뮬레이션 및 고찰, 결론으로 구성되어 있다.

2. 개선된 모델 축소 알고리즘

실제 공정이 식(1)의 형태로 주어진다면, 주파수 응답을 이용하여 식(2)의 SOPTD 모델로 축소 할 수 있다.

$$G(s) = \frac{\beta_0 s^m + \beta_1 s^{m-1} + \dots + \beta_{m-1} s + \beta_m}{s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \dots + \alpha_{n-1} s + \alpha_n} \quad (1)$$

$$\hat{G}(s) = \frac{e^{-sL}}{as^2 + bs + c} \quad (2)$$

기존의 방법에서는 Nyquist 선도 상에서 정상상태 응답에 해당되는 위상이 0인 점, 즉 $G(0)$ 을 제외한 위상이 $-\pi$ 와 $-\pi/2$ 인 두 점만을 일치 시켰으므로 시간영역에서의 실제 공정과 축소 모델간의 정상상태 응답이 일치하지 않는 경우가 발생한다.[7] 본 논문에서는 이런 문제점을 해결하기 위해서 제안된 지점($0, -\pi/2, -\pi$, 그리고 $-3/2\pi$ 인 4개의 점)에서 실제 모델과 축소 모델이 일치하도록[13] 수치적 계산법과 유전자 알고리즘을 이용하여 축소 모델의 파라미터 값들을 구하였다.

수치적 계산법은 정상상태 응답에 해당되는 축소 모델의 파라미터 값 c 값을 구할 때 사용하였고, 유전자 알고리즘은 과도 상태 응답에 해당되는 a, b, L 값을 구할 때 사용하였다. 유전자 알고리즘의 성능 평가 함수로는 제안된 지점에서 실제 모델의 주파수 응답과 축소 모델의 주파수 응답의 값이 최소값이 되도록 하였다. 또한 유전자 알고리즘으로 구할 축소 모델의 파라미터값의 초기값은 Wang의 방법으로 구한 값을 이용하였다. 그림 1은 개선된 모델 축소 알고리즘이다.

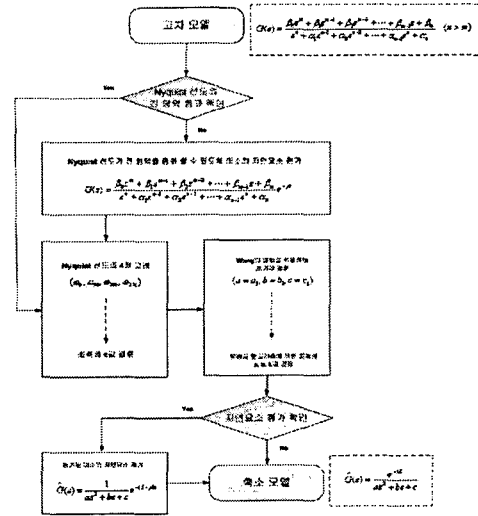


그림 1 개선된 축소 모델 알고리즘의 흐름도
Fig. 1 Flowchart of improved reduction model algorithm

1 단계) Nyquist 응답 확인

고차 모델의 Nyquist 선도를 확인하여 주파수 응답이 복소평면의 전 영역을 통과하는지를 확인하여 통과하면 고차 모델은 식 (1)과 같고, 통과하지 않으면 식(3)과 같이 고차 모델에 미소의 지연시간을 첨가하여 주파수 응답이 복소평면의 전 영역을 통과하도록 한다.

$$G(s) = \frac{(\beta_0 s^m + \beta_1 s^{m-1} + \dots + \beta_{m-1} s + \beta_m)(e^{-\rho s})}{s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \dots + \alpha_{n-1} s + \alpha_n} \quad (3)$$

여기서, ρ 값은 첨가된 미소의 지연시간이다.

2단계) 수치적 계산법을 이용한 파라미터 c 의 최적화 단위계단 입력이며, 단위 궤환을 갖는 구조에서 실제 모델과 축소 모델의 최종값이 같아야 정상상태의 출력은 동일하다. 실제의 모델의 최종값은 식 (4)와 같다.

$$y_{gs}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} g(t) = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) = |G(0)| \quad (4)$$

축소 모델의 최종값은 식(5)와 같다.

$$y_{gs}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \hat{g}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) = \frac{1}{c} \quad (5)$$

식 (4)와 식(5)에 의해서 정상상태의 출력값을 동일하게 하는 c 값은 식 (6)과 같다.

$$c = \frac{1}{|G(0)|} \quad (6)$$

3단계) 최적의 a, b, L 값 결정

축소 모델의 파라미터 a, b, c, L값은 Nyquist 선도의 4점 ($\angle G(j\omega_a) = 0, \angle G(j\omega_b) = -\pi/2, \angle G(j\omega_c) = -\pi, \angle G(j\omega_d) = -3\pi/2$)에서 고차 모델과 축소 모델의 주파수 응답을 일치시킴으로써 과도 응답과 정상상태 응답을 고려하여 기존의 방법보다 우수한 축소 모델을 구할 수 있다.

Nyquist 선도의 $\angle G(j\omega_a) = 0$ 인 값은 시간영역에서는 정상상태 응답에 해당되며, 나머지 세 점 $\angle G(j\omega_b) = -\pi/2, \angle G(j\omega_c) = -\pi, \angle G(j\omega_d) = -3\pi/2$ 은 과도 상태 응답에 해당된다.

다. 식 (2)의 e^{-sL} 을 오일러 공식을 적용하면 식(7)과 같다.

$$\hat{G}(j\omega) = \frac{\cos(\omega L) - j\sin(\omega L)}{c - a\omega^2 + j\omega b} \quad (7)$$

Nyquist 선도의 4점에서 고차 모델과 축소 모델이 같게 한다는 조건에서 식(8)~(11)을 유도할 수 있다.

$$c - a\omega_a^2 + j\omega_a b = \frac{\cos(\omega_a L) - j\sin(\omega_a L)}{|G(j\omega_a)|} \quad (8)$$

$$c - a\omega_b^2 + j\omega_b b = \frac{\cos(\omega_b L) - j\sin(\omega_b L)}{-j|G(j\omega_b)|} \quad (9)$$

$$c - a\omega_c^2 + j\omega_c b = \frac{\cos(\omega_c L) - j\sin(\omega_c L)}{-|G(j\omega_c)|} \quad (10)$$

$$c - a\omega_d^2 + j\omega_d b = \frac{\cos(\omega_d L) - j\sin(\omega_d L)}{|G(j\omega_d)|} \quad (11)$$

식 (8) ~ (11)은 복소 연립 방정식이므로 총 8개 중 c 값과 관련된 식(8)을 제외하면 총 6개의 수식이 나온다. 식(9)~식(11)은 서로 종속관계에 있으므로 a, b, L 값을 수식적으로 구하기 어렵다. 본 논문에서는 유전자 알고리즘을 사용하여 최적의 a, b, L 값을 구하였다.

유전자 알고리즘을 이용하려면 축소 모델의 파라미터의 초기값(a_1, b_1, L_1)이 필요하다. 본 논문에서는 Wang의 방법에 의한 값을 초기값으로 적용하였으며, 각 파라미터의 범위는 $0 \leq a \leq 2a_1, 0 \leq b \leq 2b_1, 0 \leq L \leq 2L_1$ 로 하였다. 적용된 최적화 기법은 단순 유전자 알고리즘으로, 사용된 선택연산은 룰렛방식, 교배연산은 단일교배, 돌연변이 연산은 선택된 비트를 반전시키는 invert 방식을 적용했다. 또한 세대는 1000세대, 군집은 60개체, 각 파라미터 문자열의 길이를 이전 형태로 15비트, 교배율은 70%, 돌연변이 발생율은 3%로 적용했다.

또한 적합도 평가 함수(J)는 Nyquist 선도의 세 점에서 오차의 합이 최소가 되도록 식 (12)을 이용하였다.

$$J = \sum_{\omega} (|G(j\omega)| - |\hat{G}(j\omega)|) \quad (12)$$

여기서 $\omega = \omega_b, \omega_c, \omega_d$ 이다.

4단계) 첨가된 지연시간 제거

1단계에서는 Nyquist 응답이 복소평면의 전 영역을 통과하지 않으면 미소의 지연시간 e^{-ps} 을 첨가 하였다. 4단계에서는 첨가된 지연시간을 제거함으로써 축소 모델을 구할 수 있다. 식 (13)은 Nyquist 곡선상의 모든 영역을 통과하게 되며, 첨가된 미소 지연시간 e^{-ps} 을 제거하면 축소 모델을 구할 수 있게 된다.

$$\hat{G}(j\omega) = \frac{e^{-jL\omega}}{a(j\omega)^2 + b(j\omega) + c} = \frac{e^{-jL\omega} e^{-j\omega w}}{a(j\omega)^2 + b(j\omega) + c} \quad (13)$$

3. 계층적 제어기 설계

다양한 동특성을 갖는 공정들 대부분은 모델 축소 방법을 사용하여 SOPTD 모델로 축소될 수 있으며, 본 논문에서는 축소 모델을 이용하여, 이득여유와 위상여유를 만족하는 PID 제어기 설계, 최적의 성능을 갖는 하이브리드 스미스 퍼지 제어 알고리즘인 계층적 제어기 설계에 대하여 제안하였다.

3.1 축소 모델을 이용한 이득여유와 위상여유를 만족하는 PID 제어기 설계 알고리즘

제어 파라미터 값의 결정시 고려 사항으로는 제어 성능지수(IAE, ISE, ITAE), 안정도, 설계 사양 등이 있다. 이 중 제어기 설계 중 가장 먼저 고려해야 할 사항은 시스템의 안정도이다. 이러한 이유로 안정도를 고려한 제어기 설계 방법은 현재까지 연구되어지고 있다. 이득여유와 위상여유는 주파수 영역에서의 상대 안정도 척도로 가장 많이 사용되고 있다. 이득여유와 위상여유를 고려한 제어기 설계 방법으로는 계산적인 방법, 검사에 의한 방법, Nyquist 선도와 보드 선도를 이용한 방법, arctan 함수의 1차 선형 보간식을 사용하는 방법 등이 연구되었다. 이 방법 중 HO, HANG이 제안한 arctan 함수의 1차 선형식을 사용한 동조 방법은 적응제어 및 자동-동조의 문제점을 해결했지만, arctan 함수의 보간식을 적용함으로써 설계사양과 오차가 발생하는 단점이 있다.[10],[11] 본 논문에서는 이러한 오차를 개선하기 위해서 arctan 함수를 사용하지 않고 위상여유와 이득여유를 만족하는 제어기 설계 방법을 제안하였으며, 1차 및 2차 시스템에 대해서는 실제 모델을 사용하며, 3차 이상의 고차 모델에 대해서는 SOPTD 모델을 적용하여 이득여유와 위상여유를 만족하는 일반화된 PID 제어기 설계를 제시 하였다.

3.1.2 이득여유와 위상여유를 만족하는 PID 제어기 설계

고차 모델에 대한 이득여유와 위상여유를 만족하는 PID 제어기 설계는 앞 절에서 설명한 2차의 지연시간을 갖는 축소 모델을 사용하면 구할 수 있다.

제어기의 전달함수 $G_{c2}(s)$ 을 식 (14), 2차의 지연시간을 갖는 제어공정 전달함수는 식(2)와 같다.

$$G_{c2}(s) = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s} \quad (14)$$

식(2)와 식(14)로부터 개루프 전달함수 $G_{c2}(s)\hat{G}(s)$ 을 구한다.

$$\hat{G}(s)G_{c2}(s) = \frac{e^{-sL}(k_d s^2 + k_p s + k_i)}{(as^2 + bs + c)s} \quad (15)$$

식 (15)는 축소 모델의 개루프 전달함수의 극점이 서로 다른 실근 및 중근을 갖는 경우와 공액 복소근을 갖는 경우로 나누어서 제어 파라미터 값을 구할 수 있다.

Case 1) 공액 복소근을 갖는 경우

축소 모델이 공액 복소근을 갖는 경우는 PID 제어기 파라미터 값을 식 (14)와 같이 결정하고, 축소 모델의 극점과 제어기 전달함수의 영점과의 관계에 의해서 식 (16)을 구할 수 있다.

$$\hat{G}(s)G_{c2}(s) = \frac{ke^{-sL}}{s} \quad (16)$$

여기서, $a = K_D/k, b = K_P/k$, 그리고 $c = K_I/k$ 이다.

식 (16)의 특정의 이득여유를 A_m , 위상여유를 ϕ_m 이라 놓으면 이득여유와 위상여유의 기본 정의 식은 아래의 식 (17)~(20)로 표현된다.

$$w_p L = \frac{\pi}{2}, \quad (17)$$

$$A_m = \frac{w_p}{k} \quad (18)$$

$$k = w_g \quad (19)$$

$$\Phi_m = \frac{\pi}{2} - w_g L \quad (20)$$

식(17)~(20)에서 이득 여유를 만족하는 k 값과 위상여유를 만족하는 k 값을 구할 수 있으며, 식(21),(22)와 같다.

$$k_{A_m} = \frac{\pi}{2LA_m} \quad (21)$$

$$k_{\Phi_m} = \frac{2\Phi_m - \pi}{2L} \quad (22)$$

식 (17)~(21)에서 이득여유와 위상여유와의 관계를 구할 수 있다.

$$\Phi_m = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{A_m}\right) \quad (23)$$

따라서 이득여유와 위상여유를 만족하는 k 값은 식(23)의 관계를 갖는 경우 식 (21)또는 식(22)에 의해서 쉽게 구해 질 수 있다.

1) 이득여유를 만족하는 PID 제어기 파라미터

$$\begin{bmatrix} k_p \\ k_i \\ k_d \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2LA_m} \begin{bmatrix} b \\ c \\ a \end{bmatrix} \quad (24)$$

2) 위상여유를 만족하는 PID 제어기 파라미터

$$\begin{bmatrix} k_p \\ k_i \\ k_d \end{bmatrix} = \frac{2\Phi_m - \pi}{2L} \begin{bmatrix} b \\ c \\ a \end{bmatrix} \quad (25)$$

3) 이득 여유와 위상여유를 만족하는 PID 제어기 파라미터

이득 여유와 위상여유를 만족하는 PID 제어기 파라미터 값은 식(24)에 의해서 구해지며, 이 때 위상여유는 식(23)에 의해서 결정된다.

Case 2) 서로 다른 실근 및 증근을 갖는 경우

축소 모델의 루프전달함수의 극점이 서로 다른 실근 또는 증근을 갖는 경우에는 축소 모델의 전달함수를 식 (26)과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{G}(s) = \frac{k}{(1+s\tau)(1+s\tau_1)} e^{-sL}, \tau \geq \tau_1 \quad (26)$$

PID 제어기의 전달함수 $G_c(s)$ 는 식(27)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{2c}(s) = \frac{k_p(1+sk_i)(1+sk_d)}{sk_i} \quad (27)$$

식(26)와 식(27)으로부터 개루프전달함수 $G_{2c}(s)G_p(s)$ 는 식 (28)과 같다.

$$G_{2c}(s)\hat{G}(s) = \frac{k k_p(1+sk_i)(1+sk_d)}{sk_i(1+s\tau)(1+s\tau_1)} e^{-sL} \quad (28)$$

여기서 개루프 전달함수의 극점과 영점을 상쇄하면, 즉 $k_d = \tau_1$ 이면 동조 방법은 1차의 지연 시간을 갖는 공정과 같게 되며 식 (29)와 같다.

$$G_p(s)G_c(s) = k_p s \frac{ke^{-sL}}{(\tau s + 1)s} + k_i \frac{ke^{-sL}}{(\tau s + 1)s} \quad (29)$$

식(29)에서 지연시간을 오일러 공식을 적용하고, 주파수 응답 w 함수로 나타내면 식 (30)과 같다.

$$G_p(jw)G_c(jw) = k_p rx + k_i ry + jk_p ix + jk_i iy \quad (30)$$

$$\text{여기서 } rx = \frac{k(\cos(wL) - \tau w \sin(wL))}{\tau^2 w^2 + 1},$$

$$ry = \frac{k(-\tau w^2 \cos(wL) - w \sin(wL))}{w^2 + \tau^2 w^4},$$

$$ix = \frac{k(-\tau w \cos(wL) - \sin(wL))}{\tau^2 w^2 + 1},$$

$$iy = \frac{k(-w \cos(wL) + \tau w^2 \sin(wL))}{w^2 + \tau^2 w^4} \text{이다.}$$

식(30)의 특성들을 이용하여, 본 논문에서는 이득여유와 위상여유를 만족하는 PI 제어를 설계하기 위하여 다음과 같은 2단계의 알고리즘을 적용하였다.

1단계) 제안된 함수(rx, ry, ix, iy)의 값 결정.

제안된 함수의 값을 결정하기 위해서는 공정 파라미터 값 k, L, τ 들과 w 값을 결정해야 한다. 먼저 공정 파라미터 값은 앞 장에서 설명한 축소 모델을 이용하여 구할 수 있다. 각 주파수 w 값은 식(29)의 안정도를 고려하여 먼저 안정한 범위의 각 주파수를 구해야 한다. 본 논문에서는 Routh-Hurwitz 판별법을 사용하여 안정한 범위를 구하였다. 제안된 함수의 값은(rx, ry, ix, iy) 공정 파라미터 값 k, L, τ 과 안정한 범위의 각 주파수 w 에 의해서 결정된다.

2단계) PI 제어 파라미터 값 결정

식 (30)식에서 이득여유와 위상여유를 만족하는 것은 식 (31)~(34)과 같다.

$$k_p \times rx + k_i \times ry = -\frac{1}{Am} \quad (31)$$

$$k_p \times ix + k_i \times iy = 0 \quad (32)$$

$$k_p \times rx + k_i \times ry = -\cos(\Phi_m) \quad (33)$$

$$k_p \times ix + k_i \times iy = -\sin(\Phi_m) \quad (34)$$

식 (31)~식 (34)을 이용하여 이득여유와 위상여유를 만족하는 PID 제어를 설계 할 수 있다.

1) 이득여유를 PID 제어파라미터 동조

위 수식 (31), (32)로부터 이득여유를 만족하는 PID 제어 파라미터 값은 식(35)~(37)과 같다.

$$k_p = \frac{-\frac{1}{Am} - k_i \times ry}{rx} \quad (35)$$

$$k_i = \frac{\frac{1}{Am} \times ix}{rx \times iy - ry \times ix} \quad (36)$$

$$k_d = \tau_1 \quad (37)$$

2) 위상여유를 만족하는 PID 제어파라미터 동조

위 수식 (33), (34)로부터 위상여유를 만족하는 PID 제어 파라미터 값은 식(37)~(39)와 같다.

$$k_p = \frac{-\cos(\Phi_m) - k_i \times r y}{r x} \quad (38)$$

$$k_i = \frac{\cos(\Phi_m) \times i x - \sin(\Phi_m) \times r x}{i y \times r x - i x \times r y} \quad (39)$$

$$k_d = r l \quad (37)$$

3) 이득여유와 위상여유를 만족하는 PID 제어파라미터 동조

이득여유와 위상여유를 동시에 만족하는 제어를 설계하는 것은 쉽지 않다. 하지만 이득 여유를 중심으로 위상여유의 값에 최대한 근접한 값들은 구할 수 있으며, 또한 위상여유를 중심으로 이득여유의 값에 최대한 근접한 값들을 구할 수 있다. 이와 같은 이론을 바탕으로 본 논문에서는 위상여유를 중심으로 하고, 목적 함수 식(41)을 이용하여 이득여유의 설계사양에 근접한 PID 제어 파라미터값을 선택하는 방법을 적용하였다. 목적함수는 각각 식(40), (41)과 같다.

$$Q_{A_m} = |A_m - \hat{A}_m| \quad (40)$$

$$Q_{\Phi_m} = |\Phi_m - \hat{\Phi}_m| \quad (41)$$

여기서 A_m , Φ_m 값은 각각 원하는 이득여유와 위상여유의 값이며, \hat{A}_m 과 $\hat{\Phi}_m$ 값은 식(35)~(39)을 적용하여 구한 이득여유와 위상여유의 값들이다.

3.2 하이브리드 스미스 퍼지 제어기(HSFC)

HSFC는 퍼지제어기와 PID 제어기의 결합과 지연시간을 보상해 주는 Smith - Predictor가 포함되어 구성되어 있다. 기존의 PID 제어기와 퍼지 제어기의 장점을 융합한 것으로, 본 논문에서는 유전자 알고리즘과 축소 모델을 이용하여 하이브리드 스미스 퍼지 제어기의 성능을 향상 시켰다. 시스템에 대한 제어 입력은 퍼지 제어기 및 PID 제어기 출력에 대한 퍼지 변수의 컨벡스 결합으로 각 제어기 출력에 하중 값을 곱한 합성치를 이용하였고, 스미스 예측기의 계수값은 축소 모델의 지연시간을 제외한 부분과 지연시간 부분으로 나누어 사용 하였다. 하이브리드 스미스 퍼지 제어기의 기본 요소는 PID 파라미터, 환산계수, 언어적 제어 규칙, 하중 계수 그리고 스미스 예측기의 계수값 이다. 그림 2는 HSFC의 구성도이다.

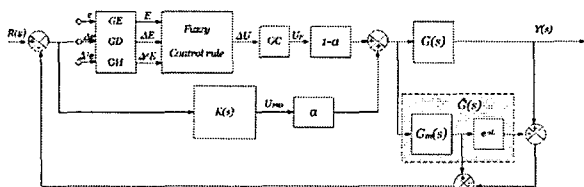


그림 2 하이브리드 스미스 퍼지 제어기의 구성도
Fig. 2 The scheme of a hybrid smith fuzzy controller

여기서, e : 오차값, Δe : 오차의 변화 값, $\Delta^2 e$: 변동오차의 변화, ΔU 는 제어 출력의 변화, GE, GD, GH, GC는 퍼지 환산계수, $K(s)$ 는 PID 제어기이며, $(1-\alpha)$ 는 퍼지 제어기의 하중계수, α 는 PID 제어기의 하중계수, UPID 는 제어

기의 출력, UF는 퍼지제어기의 제어 출력, $\hat{G}(s)$ 값은 축소 모델로서 스미스 예측기 부분이며, U는 두 제어 출력이 결합된 하이브리드 스미스 퍼지 제어기의 제어 출력이다.

하이브리드 스미스 퍼지 제어기는 축소 모델을 이용하여 스미스 예측기를 설계함으로써 제어공정의 지연시간을 보상 해주고 있으며, PID 제어기와 퍼지 제어기의 효과적인 결합을 위해서 하중 계수 (α)를 이용하였다. 그림 3은 하중계수의 멤버쉽 함수를 나타내었다. 설정치와 공정 출력의 절대 오차가 크면 α 는 작으므로 퍼지 제어기의 영향이 크고, 그 반대면 PID 제어기의 영향이 크게 된다. 이와 같이 하중계수인 α 가 중치로부터 과도 상태 부근에서는 퍼지제어기의 영향이 커지며, 정상상태 부근에서는 PID 제어기의 영향이 커지게 된다. 하이브리드 스미스 퍼지 제어기는 이 하중 계수에 의한 제어 출력 특성의 상호 깊은 균형으로부터 공정 출력성능을 향상시키며, 이 합성 제어 출력은 식(42)와 같다.

$$U = \alpha \cdot UPID + (1 - \alpha) \cdot UF \quad (42)$$

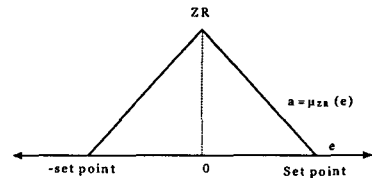


그림 3 하중계수의 멤버쉽 함수
Fig. 3 Membership function of weighting coefficient

3.2.2 하이브리드 스미스 퍼지 제어기의 설계

HSFC는 식(43)와 같은 퍼지 논리 규정에 의하여 n 개의 퍼지 규칙으로 구성된다.

$$R^i: \text{IF } E \text{ is } A_i \text{ and } \Delta E \text{ is } B_i \text{ and } \Delta^2 E \text{ is } C_i, \text{ THEN } \Delta U \text{ is } D_i \quad (43)$$

여기서, R_i : i 번째의 제어 규칙 ($i=1,2,\dots,n$),
 E : 오차 (error)값, ΔE : 오차의 변화 값,
 $\Delta^2 E$: 변동오차의 변화 값, ΔU : 제어 입력의 변화값,
 A_i, B_i, C_i : 퍼지 변수, D_i : 싱글톤 (singleton)

각 각의 규칙에 있어 전반부의 적합도는 식(44)와 같고, 퍼지 제어기의 비퍼지화 과정을 거친 후반부 추론 값은 식(45)와 같다.

$$W_i = \min \{ \mu_{A_i}(E), \mu_{B_i}(\Delta E), \mu_{C_i}(\Delta^2 E) \} \quad (44)$$

$$\Delta U^* = \frac{\sum_{i=1}^N w_i D_i}{\sum_{i=1}^N w_i} \quad (45)$$

전반부 언어적 제어변수가 오차 (E),오차의 변화값(ΔE) 일 경우 멤버쉽 함수는 NB(Negative Big), NM(Negative Middle), NS(Negative Small), ZO(Zero), PS(Positive Small), PM(Positive Middle), PB(Positive Big)의 7개로 구성되고 오차 (E), 오차의 변화값(ΔE), 변동 오차의 변화값

($\Delta^2 E$)일 경우 멤버십 함수는 N(Negative), Z(Zero), P(Positive)의 3개로 구성되며, 후반부의 제어 출력의 변화값 (ΔU)은 NB(-m3), NM(-m2), NS(-m1), ZO(0), PS(m1), PM(m2), PB(m3)로 7개의 싱글톤 (singleton) 멤버십 함수를 사용한다. 후반부 멤버십 함수의 초기값 즉, 규칙을 동조하기 전의 멤버십 함수는 m1 =1/3, m2= 2/3, m3=1의 값을 가진다. 전체적인 제어 규칙은 표 1과 같다.

표 1 퍼지 제어규칙
Table 1 Fuzzy Control Rules

$\Delta^2 E = N$				$\Delta^2 E = Z$						
		ΔE					ΔE			
		N	Z	P			N	Z	P	
E	N	-m3	-m3	-m2	E	N	-m3	-m2	-m1	
	Z	-m2	-m1	0		Z	-m1	0	m1	
	P	0	m1	m2		P	m1	m2	m3	
$\Delta^2 E = P$										
		ΔE								
		N	Z	P						
E	N	-m2	-m1	0						
	Z	0	m1	m2						
	P	m2	m3	m3						

식 (43)의 제어규칙에서 입·출력 변수의 멤버십 함수는 각각 그림 4와 같이 [-1,1]에 의해 표준화된 삼각형 형태와 싱글톤을 사용한다.

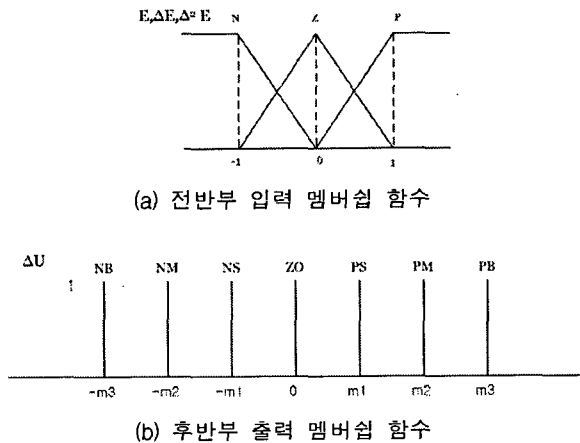


그림 4 전반부 입력변수의 멤버십 함수 및 후반부 출력 멤버십 함수
Fig. 4 Membership function of premise input variable and consequence output variable

3.2.3 하이브리드 스미스 퍼지 제어기의 파라미터 동조

하이브리드 스미스 퍼지 제어기를 설계할 때 가장 중요한 요소 중 하나는 제어 파라미터 값을 최적의 값으로 동조하는 것이다. 본 논문에서는 단위 입력에 대한 제어 응답 특

성을 최적화하기 위하여, PID 제어기의 파라미터 값 및 퍼지 제어기의 환산계수의 값을 최적화하기 위해서 목적함수로는 ITAE를 선택하여 설계하였다. PID제어기 파라미터 동조 방법, 스미스 예측기의 계수값 결정방법 및 퍼지 제어기의 환산계수값 결정 방법에 대하여 살펴본다.

3.2.3.1 PID 파라미터 동조

본 논문에서는 그림 2와 같이 지연시간을 보상해 주기 위해서 스미스 예측기 구조 이므로 PID 파라미터 값을 구할 때도 스미스 예측기 부분을 고려하여 설계해야 한다. 따라서 제어기 파라미터 값은 그림 5와 같은 스미스 예측기 구조에서 구할 수 있다.

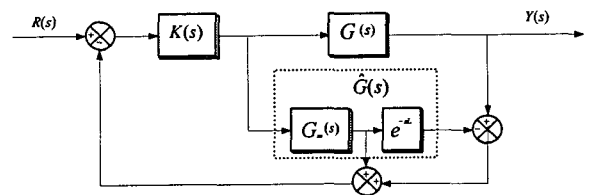


그림 5 스미스 예측기 구조
Fig. 5 Structure of Smith predictor

그림 5에서 스미스 예측기구조의 페루프 전달함수는 식 (46)와 같다.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K(s)G(s)}{1 + K(s)G_m(s) + K(s)[G(s) - G_m(s)e^{-sL}]} \quad (46)$$

여기서 $G(s)$ 는 실제 공정, $G_m(s)e^{-sL}$ 는 축소 모델을 의미하며, 위의 구조에서 실제

공정과 축소 모델이 거의 일치한다고 가정하면, 즉, $G(s) \approx G_m(s)e^{-sL} = \hat{G}(s)$ 라면, 식(46)은 식(47)처럼 근사화 된다.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} \approx \frac{K(s)\hat{G}(s)}{1 + K(s)G_m(s)} \quad (47)$$

식(47)에서 보면 특성방식의 시간 지연 항이 제거되었으며, 스미스 예측기 구조는 시간 지연을 보상할 수 있다.

여기서 제어기 $K(s)$ 는 식(48)처럼 PID 제어기를 사용한다.

$$K(s) = k \frac{As^2 + Bs + C}{s} \quad (48)$$

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

PID 제어기의 파라미터를 극점이 상쇄하도록 축소 모델의 계수와 같게 한다면, 즉 $A=a, B=b, C=c$ 처럼 설정한다면, 식(46)는 식(49)처럼 근사화 된다. 여기서 a, b, c 는 축소 모델의 계수이다.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} \approx \frac{ke^{-sL}}{s+k} \quad (49)$$

결론적으로 스미스 예측기 구조에, 추정 모델로써 SOPTD 모델을 사용하고, PID 제어기를 사용한다면 고차계 시스템의 제어문제는 식(50)의 개루프 응답이 최적의 성능을 갖는 k 의 결정 문제로 국한되어지며 본 논문에서는 수치적 계산에 의한 방법과 유전자 알고리즘을 이용한 방법을 결합하여 k 값을 구하는 방법을 제시한다.

3.2.3.1.1 수식적 계산에 의한 제어 파라미터 동조

입력이 단위계단 함수이고 설정치가 y_r 이라 하면, 식(49)은 식(50)처럼 표현된다.

$$Y(s) = y_r \left(\frac{1}{s} - \frac{e^{-kL}}{s+k} \right) \tag{50}$$

식(50)을 역라플라스 변환하면 식(51)이 얻어진다.

$$y(t) = y_r (1 - e^{-k(t-L)}) \tag{51}$$

여기서 에리함수는 식(52)처럼 구해진다.

$$e(t) = y_r - y(t) = y_r e^{-k(t-L)} \tag{52}$$

식(52)에서 y_r 이나 L 은 상수로 간주되므로, 에리는 k 값에 의존하게 된다.

ITAE에 대한 정의로부터 식(53)와 같다.

$$ITAE = \int_0^{\infty} te(t)dt = \frac{y_r}{k^2} e^{kL} \tag{53}$$

미분을 이용하여 ITAE를 최소로 하는 k 값을 구할 수 있다. 식(53)을 미분하면 식(54)와 같다.

$$\frac{dITAE}{dk} = (L - \frac{2}{k}) \frac{e^{kL}}{k^2} \tag{54}$$

여기서 $k=2/L$ 에서 극값을 가지는데, 이 점에서 ITAE가 최소가 된다.

즉 ITAE가 최소가 되는 k 는 식(55)처럼 결정된다.

$$k = \frac{2}{L} \tag{55}$$

3.2.3.1.2 GA를 이용한 제어 파라미터 동조

수치적 계산에 의한 k 값은 식 (55)과 같이 지연시간 L 값에 의존함을 알 수 있다. 따라서 L 값이 너무 작아지면 k 값은 너무 커지므로, 이 방법을 실제 공정에서 적용하기 어려운 문제점이 있다. 따라서 이와 같은 단점을 보완하기 위해서 본 논문에서는 최적의 값을 구하기 위해서 매우 강력한 비선형 최적화 도구며, 적절한 접합도 함수의 선택, 알고리즘과 관련된 각종 매개 변수의 조정 등 해결하고자 하는 문제에 대해 특별한 제약을 가하지 않고 매우 유연한 탐색 전략을 수립할 수 있으며 지역 극소를 해결할 수 있는 등 많은 장점을 가진 유전자 알고리즘을 사용하였다. 본 논문에서 적용된 유전 알고리즘의 조건은 표 2와 같다. 그림 6은 본 논문에서 제안한 최적화 PID 파라미터 동조 알고리즘을 보인다.

표 2 유전자 알고리즘의 초기 정보

Table 2 A list parameters of genetic algorithms

No of generation	1000
Population size	50
Crossover rate	70%
Mutation rate	3%
binary bit	10 bit

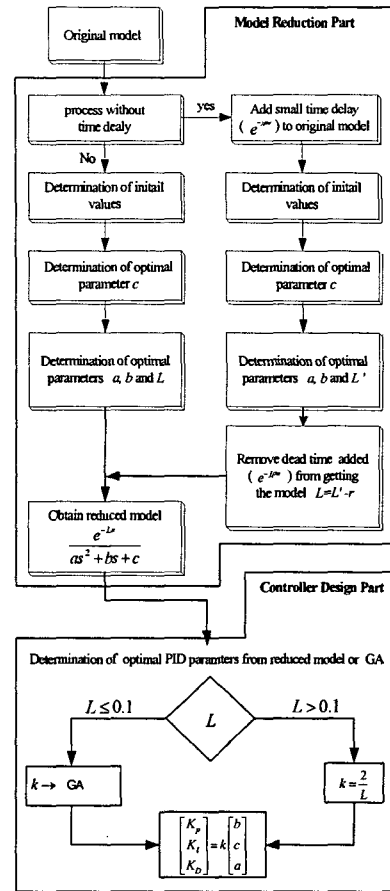


그림 6 제안된 최적화 PID 동조 알고리즘
Fig. 6 Proposed optimal PID tuning algorithm

3.2.3.2 스미스 예측기의 계수값 결정

산업용 공정시스템의 대부분은 시간지연 프로세스를 가지고 있다. 이들 프로세스의 지연 시간으로 계통의 응답을 저하시키게 되는데 이를 해결하기 위한 시간 지연 보상기법으로 스미스 예측 알고리즘이 널리 쓰이고 있다. 스미스 예측기는 지연시간 부분과 지연시간을 제외한 부분으로 크게 나눌 수 있다. 본 논문에서는 스미스 예측기의 계수 값을 축소 모델의 계수값으로 사용함으로써 쉽게 구할 수 있다. 식(56)은 스미스 예측기의 계수값을 나타낸 것이다.

$$G(s) \approx \hat{G}(s) = G_m(s) e^{-sL} = \frac{1}{as^2 + bs + c} e^{-sL} \tag{56}$$

여기서, e^{-sL} 값은 지연시간 부분이며, G_m 은 지연시간을 제외한 부분이다.

3.2.3.3 퍼지 환산 계수 동정

하이브리드 스미스 퍼지 제어기의 환산계수 (GE, GD, GH, GC) 값을 구하기 위해서는 HSFC 구조에서 구해야 되므로, 앞 절에서 구한 제어 파라미터 값과 스미스 예측기의 계수값을 적용한 뒤 제어기 환산계수 값들을 구해야 한다. 본 논문에서는 퍼지 제어기의 환산계수 값들을 유전자 알고

리즘을 이용하여 평가함수 ITAE값이 최소가 되도록 자동동조 하였다. 그림 7은 유전자 알고리즘을 사용하여 HSFC의 환산계수를 자동 동조하는 구성도를 나타내었다.

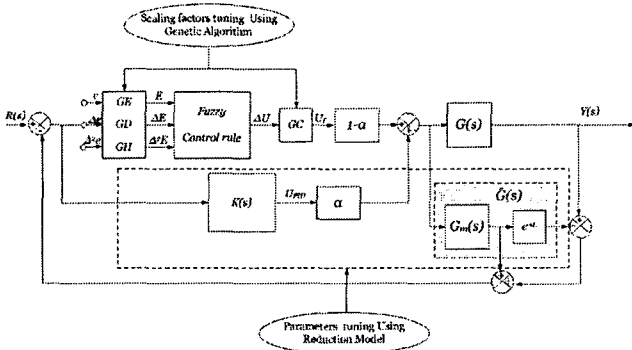


그림 7 환산계수를 자동 동조하는 하이브리드 스미스 퍼지 제어기의 구성도

Fig. 7 The scheme of auto-tuning hybrid smith controller with scaling factors

여기서, 환산계수 ((GE, GD, GH)값은 공정 출력과 설정치와 오차를 퍼지규칙의 전반부 소속함수로 표현하기 위한, [-1, 1]의 규준화된 퍼지값 (E, ΔE, Δ²E)으로 표현하는 수치를 의미한다. 그리고 GC는 퍼지 추론 규칙의 출력을 공정의 차원과 일치시키는 환산 계수이다. 퍼지 규칙에 있어 각각의 전·후반부 환산계수의 표현은 식(57)~(60)과 같다.

$$E(kT) = \text{error}(kT) \times GE \quad (57)$$

$$\Delta E(kT) = [\text{error}(kT) - \text{error}((k-1)T)] \times GD \quad (58)$$

$$\Delta^2 E(kT) = [\text{error}(kT) - 2\text{error}((k-1)T) + \text{error}((k-2)T)] \times GH \quad (59)$$

$$U(kT) = U((k-1)T) + \Delta U(kT) \times GC \quad (60)$$

지금까지 설명한 HSFC는 다음의 단계적 절차를 통하여 설계되어진다.

- [step 1] 축소 모델을 구한다.
- [step 2] 축소 모델의 계수를 이용하여 PID 제어기의 파라미터 값 및 스미스 예측기의 계수값들을 결정한다.
- [step 3] 퍼지 제어기의 전·후반부 멤버십 함수 및 제어 규칙을 결정한다.
- [step 4] 퍼지 제어기의 환산계수 (GE, GD, GH, GC)값들을 유전자 알고리즘을 통하여 동조한다.

4. 시뮬레이션 및 고찰

4.1 축소 모델에 대한 시뮬레이션

본 장에서는 고차 모델 중 지연시간이 포함된 모델 및 포함되어 있지 않는 모델에 대하여 제시된 방법으로 축소 모델을 구하는 것과 축소 모델을 이용하여 이득여유와 위상여유를 만족하는 PID 제어기 설계 및 하이브리드 스미스 퍼지 제어기에 대한 시뮬레이션을 통하여 제안된 방법이 우수함을 증명한다. 논문에 적용된 고차 모델과 개선된 모델 축소 방법에 의해 구해진 축소 모델은 표 3과 같다.

$$\text{공정 1: } \frac{1}{(s^2 + 4s + 3)(s + 4)} e^{-0.5s}$$

$$\text{공정 2: } \frac{1}{(s^2 + 2s + 3)(s + 3)} e^{-0.3s}$$

$$\text{공정 3: } \frac{1}{(s + 1)(s + 5)^2} e^{-0.5s}$$

$$\text{공정 4: } \frac{1}{(s^2 + s + 1)(s + 2)} e^{-0.1s}$$

표 3 시뮬레이션 공정 및 축소 모델의 계수 비교

Table 3 Definition of Process and Coefficient of reduced model

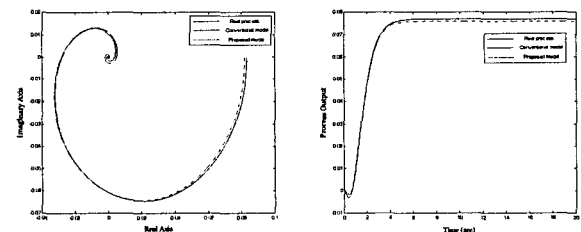
	$\hat{G}(s) = \frac{e^{-sL}}{as^2 + bs + c}$							
	기존의 방법				제안된 방법			
	L	a	b	c	L	a	b	c
공정 1	0.645	5.688	17.234	12.191	0.645	5.667	17.477	12
공정 2	0.517	3.790	6.929	9.490	0.535	3.470	7.017	9
공정 3	0.602	7.664	32.340	25.15	0.608	7.776	32.650	25
공정 4	0.439	2.624	2.239	2.279	0.492	2.526	2.419	2

표 4 축소 모델들의 성능 비교

Table 4 Performance comparison of reduced models

	기존의 방법			제안된 방법		
	W_N	W_T	W_S	P_N	P_T	P_S
공정 1	7.356	4.189	0.0011	2.899	0.232	7.924×10^{-15}
공정 2	31.982	17.801	0.0047	9.310	0.697	1.096×10^{-14}
공정 3	1.893	0.865	0.0003	1.145	0.086	2.373×10^{-15}
공정 4	297.874	51.378	0.0287	90.392	13.972	3.843×10^{-4}

표 4는 실제 모델과 축소 모델간의 기존의 방법[9]과 제안된 방법의 성능을 주파수 영역에서의 절대 오차의 합(N)과 시간 영역에서의 절대 오차의 합(T), 정상상태 오차(S)를 각각 비교한 것이다.



(a) 주파수 응답 (b) 페루프 단위 계단 응답

그림 8 공정 1에 대한 축소 모델들의 응답 비교

Fig. 8 Response comparison of reduced models for process 1

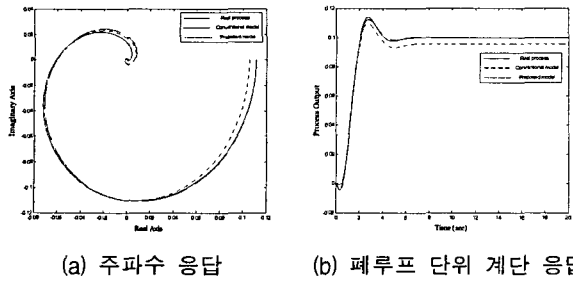


그림 9 공정 2에 대한 축소 모델들의 응답 비교

Fig. 9 Response comparison of reduced models for process 2

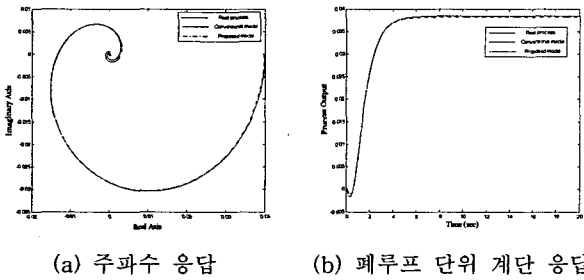


그림 10 공정 3에 대한 축소 모델들의 응답 비교

Fig. 10 Response comparison of reduced models for process 3

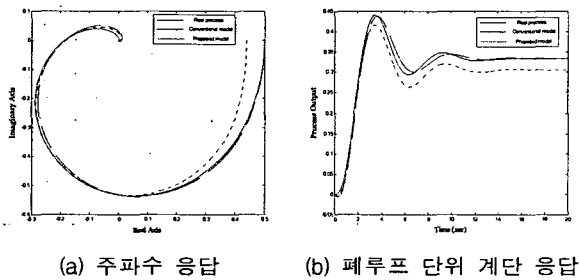


그림 11 공정 4에 대한 축소 모델들의 응답 비교

Fig. 11 Response comparison of reduced models for process 4

4.1.1 모델 축소에 대한 시뮬레이션에 대한 고찰

그림 8~11은 공정 1~공정 4에 대하여 실제 모델과 축소 모델을 주파수 영역 및 시간 영역에서의 응답을 각각 그래프로 나타낸 것이다. 표 4에서 확인할 수 있듯이 제안된 방법이 기존의 방법보다 주파수 영역, 시간영역, 정상상태 응답 모두에서 우수함을 확인할 수 있다. 특히 공정 2와 공정 4를 시뮬레이션 한 결과인 그림 9와 그림 11을 보면 기존의 방법은 실제 모델과 축소 모델 간의 정상상태 응답 부분이 일치하지 않으나, 제안된 방법은 실제 모델에 일치함을 알 수 있다.

4.2 축소 모델을 이용한 제어기 설계 시뮬레이션

본 논문에서는 고차 모델을 2차의 지연시간을 갖는 모델로 축소 한 뒤 이 축소 모델을 이용하여 각종 제어기를 설계할 수 있음을 앞장에서 설명하였다. 본 장에서는 축소 모델을 이용하여 이득여유와 위상여유를 만족하는 제어기와

하이브리드 스미스 퍼지 제어기에 대하여 시뮬레이션 하였다. 위의 제어기 설계 방법을 각각 제안된 방법1, 제안된 방법2로 정의하여 본 논문에서 사용하였다.

4.2.1 이득 여유와 위상여유를 만족하는 PID 제어기 설계와 관련된 시뮬레이션

공정 1,2에 대해서 제안된 방법 1을 적용하여 표 5와 같이 PID 파라미터 값을 구하였고, 또한 표 5의 값과 기존의 방법을 비교하여 그림 12, 13에 나타내었다.

표 5 제안된 방법 1에 대한 PID 제어기 파라미터 동조 및 성능지수 비교

Table 5 PID parameters tuning and Comparison of performance index for Proposed method 1

	제안된 방법 1						기존의 방법		
	A_m	Φ_m	K_P	K_I	K_D	A_m^*	Φ_m^*	A_m^{**}	Φ_m^{**}
공정 1	3	45°	12.67	11.93	3.34	2.96	45.87	2.79	51.16
	5	60°	2.33	4.33	0.11	5.07	60.37	4.76	68.63
공정 2	3	60°	6.87	8.81	3.40	3.25	61.73	Application	
	5	72°	4.12	5.29	2.04	5.41	73.04	Impossible	

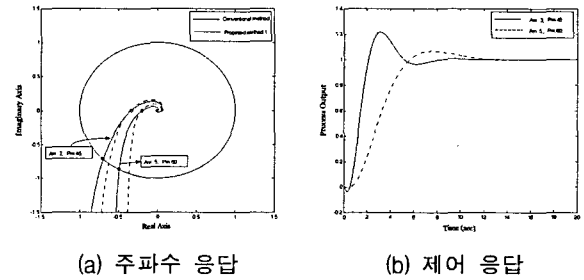


그림 12 공정 1에 대한 제안된 방법 1 적용

Fig. 12 Application of Proposed method 1 for process 1

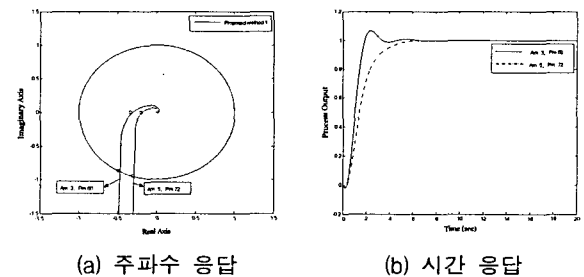


그림 13 공정 2에 대한 제안된 방법 2 적용

Fig. 13 Application of Proposed method 1 for process 2

4.2.1.1 제안된 방법1에 대한 시뮬레이션에 대한 고찰

표 5에서 원하는 이득여유(A_m)와 위상여유(Φ_m)와 실제의 공정에 적용했을 때 이득여유(A_m^*)와 위상여유(Φ_m^*)값을 나타낸 것이며, 이득여유(A_m^{**})와 위상여유(Φ_m^{**})값은 기존의 방법[10]을 적용하여 구한 것이다. 공정 1은 축소 모델 루프

전달 함수의 극점이 서로 다른 실근을 갖는 경우로써 기존의 방법과 제안된 방법 모두 적용 가능한 모델이다. 따라서 공정1에 대해서 기존의 방법과 제안된 방법의 성능을 비교해 보면 표 5 및 그림 12의 주파수 응답에서 확인할 수 있듯이 제안된 방법이 기존의 방법보다 우수함을 알 수 있다. 공정 2는 공액 복소극을 갖는 경우로써 기존의 방법으로는 적용할 수 없는 경우이고, 제안된 방법으로는 구할 수 있었다. 그림 13에서 확인할 수 있듯이 기존의 방법으로는 제어 파라미터 값을 구할 수 없지만, 제안된 방법으로는 구할 수 있음을 확인할 수 있다.

4.2.2 하이브리드 스미스 퍼지 제어기 시뮬레이션

공정 3,4에 대해서 제안된 방법 2를 적용하여 표 6와 같이 PID 파라미터 값 및 퍼지 제어기의 환산계수 (GE, GD, GH, GC) 을 구하였고, 표 7, 8은 기존의 방법[9]과 성능지수를 비교하여 그림 14, 15에 나타내었다.

표 6 제안된 방법 2의 PID 제어기 파라미터 동조
Table 6 PID parameters tuning of Proposed method 2

	제안된 방법 2						
	K_p	K_I	K_D	GE	GD	GH	GC
공정 3	107.474	82.291	6.368	0.012	0.023	0.528	30.021
공정 4	65.872	85.583	49.669	0.018	0.498	0.747	13.584

표 7 공정 1에 대한 성능지수 비교
Table 7 Comparison of performance index for process 1

	기존의 방법	제안된 방법 2
IAE	130.2514	103.5136
ISE	101.2989	91.0036
ITAE	1.3025	1.0351
Over-Shoot	1.0358	1.0319

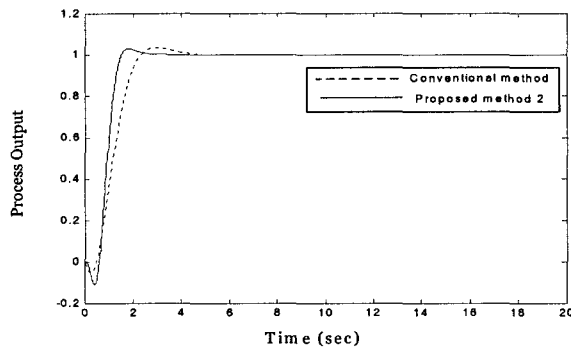


그림 14 공정 3에 대한 제안된 방법 2 적용
Fig. 14 Application of Proposed method 2 for process 3

표 8 공정 4에 대한 성능지수 비교
Table 8 Comparison of performance index for process 4

	기존의 방법	제안된 방법 2
IAE	229.615	161.4827
ISE	122.2483	92.2660
ITAE	2.1675	1.6148
Over-Shoot	1.3047	1.2176

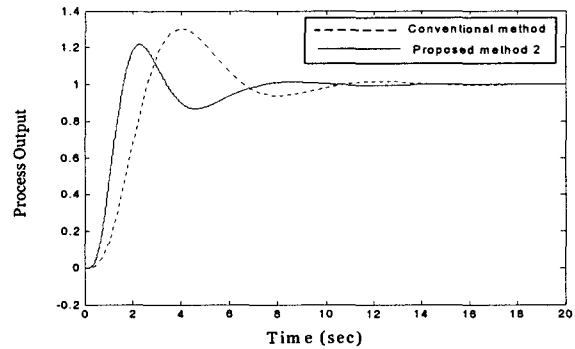


그림 15 공정 4에 대한 제안된 방법 2 적용
Fig. 15 Application of Proposed method 2 for process 4

4.2.2.1 제안된 방법 2에 대한 시뮬레이션에 대한 고찰

표 6은 제안된 방법 2를 적용하여 공정 3,4에 대해서 하이브리드 스미스 퍼지제어기 파라미터 값을 구한 것이다. 표 6의 PID 파라미터 값은 그림 6에서 정리된 최적화 PID 파라미터 값을 사용하였고, 스미스 예측기의 G_m 값과 e^{-sL} 값은 축소 모델을 사용하였으며, 퍼지 제어기의 환산계수 (GE, GD, GH, GC)값들을 유전자 알고리즘을 이용하여 동조 하였다. 그 결과 표 7, 8에서 확인할 수 있듯이 제안된 방법이 기존의 방법보다 성능지수(IAE, ISE, ITAE)에서 우수함을 알 수 있고, 그림 14, 15에서 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문은 2차의 지연시간을 갖는 축소 모델을 이용하여 계층적 제어기 설계에 대해서 제안 하였다. 축소 모델을 구하는 방법으로는 Wang의 방법을 개선하기 위해서 수치적 계산과 유전자 알고리즘을 사용하여 축소 모델을 구하였고, 그 결과 표 4와 같이 주파수 응답, 시간 응답 그리고 시간 응답의 정상상태 모든 부분에서 기존의 방법보다 우수함을 확인할 수 있었다. 또한 다양한 성능을 만족하는 계층적 제어기 설계 방법으로는 첫째, 안정도를 고려한 이득여유와 위상여유를 만족하는 새로운 제어기 설계 방법으로 고차계 시스템의 과제동, 임계제동 및 부족제동의 특성에 따라 분류하여 적용함으로써 표 5와 같이 기존의 방법보다 우수한 결과를 얻을 수 있었고, 특히 실제 모델이 부족 제동인 경우에는 기존의 방법으로는 제어파라미터 값을 구할 수 없었지만 제안된 방법으로는 구할 수 있었다. 둘째, 최적의 성능을 얻기 위한 제어기 방법으로 하이브리드 스미스 퍼지 제어기를

설계 하였으며, 기존의 방법은 PID 파라미터 및 퍼지 환산 계수의 동정을 모두 유전자 알고리즘을 사용하였지만, 제안된 방법은 축소 모델을 이용하여 최적의 PID 제어기의 파라미터 값 및 스미스 예측기의 값을 직접 구할 수 있으며, 퍼지 환산계수 부분은 유전자 알고리즘을 이용하여 구함으로써, 기존의 방법보다 성능뿐만 아니라 시간적으로 많이 단축할 수 있었다. Matlab을 이용한 시뮬레이션 결과 기존의 방법보다 우수한 성능을 확인 할 수 있다.

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", *AAAddison - Wesley Publishing Company, Inc*, 1989

[10] 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.

[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] 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

[13] 최정내, 조준호, 이원혁, 황형수, "축소모델을 이용한 최적화된 Smith predictor 제어기 설계", *대한전기학회 논문지*, 제 52권, 제 11호 pp. 619-625, 2003

[14] Sungkwun Oh, Teachon Ahn, Hyungsoo Hwang, Jongin Park and Kwangbang Woo, " Design of a Hybrid Fuzzy Controller with the Optimal Auto-tuning Method." *Journal of Control, Automation and Systems Engineering*, Vol.1, No. 1, September, 1995

저 자 소 개



조 준 호 (趙 俊 浩)

1974년 10월 24일생. 2000년 원광대 제어계측공학과 졸업(2002년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사)). 2002년 동 대학원 제어계측공학과 박사과정.
 관심분야 : 지능제어, 로보틱스
 E-mail : cho1024@wonkwang.ac.kr