

# 공정 제어를 위한 적응 GP-PID의 구현과 동조

## Implementation and Tuning of Adaptive Generalized Predictive PID for Process Control

이 창 구, 설 남 오, 김 성 중  
(Chang-Goo Lee, Nam-O Seoul, Sung-Jeong Kim)

**Abstract :** In this paper, we present a GP-PID(Generalized Predictive PID) controller which has the same structure as a generalized predictive control with steady-state weighting. The proposed controller can perform better than the conventional PID controller because it includes intrinsic delay-time compensator. The PID tuning parameters and delay-time compensator are calculated by equating the two degrees of freedom PID to a linear form of GPC. The proposed controller is combined with a supervisor for safe start and self-tuning. GP-PID controller has been tested for various numerical models and an experimental stirred tank heater. As a result, it was observed that the proposed controller shows a satisfactory performance for variable delay as well as stochastic disturbance.

**Keywords :** GPC(Generalized predictive control), tuning, delay-time compensator

### I. 서론

PID(Proportional Integral Derivative) 제어기는 현대 제어이론의 눈부신 발전에도 불구하고, 그 구조의 단순성, 견실한 성능과 친숙성 등의 여러 장점 때문에 산업공정에 가장 널리 이용되고 있다. 그러나, PID제어기는 제어에 앞서 경험있는 운전자에 의하여 시행착오나 임의의 규칙을 이용한 동조 과정이 요구된다. 동조 과정은 때때로 시간과 경비가 소모될 뿐만아니라 부분적으로 비선형이거나 큰 지연시간을 갖는 공정, 불규칙한 외란이 작용하는 공정에서는 매우 어렵다. 또한, 동조후에도 공정의 비선형성이나 시간변환 특성 등에 의하여 성능이 감소되기 때문에 재동조가 요구된다. 비록 PID제어기가 산업현장에서 잘 알려져 있고 일반적이지만 대부분 적절한 동조가 되지 않은 상태에서 이용되고 있기 때문에 좋은 성능을 기대할 수 없다[1-3].

이러한 문제를 해결하기 위해 특별한 입력신호에 의한 시스템의 과도 응답이나 주파수 응답 특성분석에 의한 자동동조법들이 연구되고 개발되어 부분적으로 상용화되고 있다[4-5]. 이러한 방법들은 공정에 대한 적은 사전지식을 요구한다는 면에서 장점이 있으나, 과도응답이 노이즈나 외부 외란에 민감하기 때문에 좋은 제어성능을 기대할 수 없다. 최근, 적응제어 이론을 적용하여 단지 플랜트의 입출력 데이터만을 이용하여 온라인으로 최적의 PID동조계수를 제공하도록 하는 자기동조에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[6-8]. 이들 방법은 적응 제어기가 갖는 장단점을 그대로 지니는 한편 PID제어기의 단점인 지연시간이 크거나 변하는 공정에서 성능이 급격히 저하되는 특성을 갖고 있기 때문에 실제 산업현상에는 거의 이용되지 않고 있다.

본 논문에서는 우수한 특성을 갖는 것으로 알려진 GPC(Generalized Predictive Control)를 Harris가 제시한 이론에 근거하여 PID제어기와 지연시간 보상기로 구성된 제어기로 재해석하고 2자유도 PID와 동가화하여 일반예측 PID(GP-PID)제어기를 개발하였다[9][14]. 제시한 GP-PID제어기는 근본적으로 GPC와 같은 개념을 갖고면서도 자기동조 기능

과 지연시간 보상기능을 갖춰 현장에 기설치된 PID제어기에 동조기능을 제공할 수 있을 뿐만아니라 지연시간 변화나 color노이즈를 갖는 공정에서도 우수한 성능을 얻을 수 있다. 또한, 제안한 제어기의 효율적인 구현을 위하여 최대예측구간( $N_2$ )을 무한대로 선정하여 설계한 GP-PID $_{\infty}$ 로 초기구간을 운전하고 시스템이 어느정도 안정국면에 들어선 후에는 일반 GPC로 부터 유도한 GP-PID $_0$ 제어기로 전환할 수 있도록 감독자층을 첨가하였다. 감독자층은 스위칭 기능뿐만 아니라 GP-PID 제어기 설계에 있어서 가장 민감한 변수인 제어가중치( $\lambda$ )를 제공하는 기능도 수행한다. GP-PID 제어기는 단순한 알고리즘으로 현장에 기설치된 제어기의 H/W를 변형하지 않고도 PID 제어기에 동조기능과 지연시간 보상기능을 제공한다는 점에서 큰 장점이 있다.

시간지연과 불특정한 외란을 갖는 공정을 포함한 다양한 공정모델에 시뮬레이션과 실제 실험을 수행한 결과 제시한 제어기의 우수성을 보였다.

### II. 정상상태 가중치를 갖는 GPC

대부분의 예측 제어기법은 기준입력과 예측출력의 오차를 포함한 사상의 목적함수의 최적화에 기초하여 유도한다. 여러 기법들 사이의 차이점은 사용한 모델구조와 예측방법에 따라 발생한다. 공정모델을 (1)과 같은 CARIMA 형태로 표현하고 예측출력을 유도하도록 하자.

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + T(q^{-1})\frac{\xi(t)}{\Delta} \quad (1)$$

여기서  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$ ,  $T(q^{-1})$ 는 각각  $na$ ,  $nb$ ,  $nt$ 의 차수를 갖는 다항식(단,  $a_0 = b_0 = 1$ )이고,  $u(t)$ 는 제어입력,  $y(t)$ 는 출력,  $\xi(t)$ 는 비상관 관계를 갖는 랜덤신호,  $\Delta$ 는  $1-q^{-1}$ 로 표현되는 차분 연산자이다. (1)에 기초하여  $j$ -step 이전의 예측출력을 구하기 위하여 (2)와 같은 Diophantine identity를 도입하자.

$$T = E_j A \Delta + q^{-j} F_j \quad (2)$$

위 식에서 표현을 간략하게 하기 위하여  $q^{-1}$ 를 제거하였으며,  $E_j$ 와  $F_j$ 는 유일하게 정의되는 다항식이다. 또한, 첨자  $j$ 는  $t+j$ 시간의 출력예측과 관련된 다항식을 표현한다. (1)에  $E_j \Delta q^j$ 를 곱하고 (2)에 대입하여 정리하면 (3)과 같은  $j$ -step

이전의 예측모델로 표현할 수 있다.

$$y(t+j) = F_j y'(t) + E_j B \Delta u'(t+j-1) + E_j \xi(t+j) \quad (3)$$

여기서 미래의 예측할 제어신호와 이미 알려진 제어신호를 구분하기 위하여 (4)와 같은 identity를 도입하여 예측출력을 표시하면 (5)와 같다. 단, 첨자 f는 1/T에 의하여 필터된 신호를 의미한다. G<sub>j</sub>, H<sub>j</sub>, F<sub>j</sub>는 각각 j-1, max(nb-1, nt 1), max(na, nt-j)의 차수를 갖는 다항식이며, 본 논문에서는 nt=1인 경우 즉, na>=nt인 경우만을 고려하였다. 이들 계수는 반복적으로 계산할 수 있다.

$$E_j B = G_j T + q^{-1} H_j \quad (4)$$

$$\hat{y}(t+j) = G_j \Delta u(t+j-1) + H_j \Delta u'(t-1) + F_j y'(t) \quad (5)$$

여기에서 j=∞일 경우, 즉, 정상상태의 출력을 예측하는 최적의 방법을 생각하여 보자. 정상상태의 출력을 예측하는데는 두가지 방법을 생각할 수 있는데, 첫째는 (2)와 (4)을 이용하여 예측출력( $\hat{y}(t+j)$ )이 수렴할 때까지 반복적으로 계산하는 방법이다. 그러나, 이방법은 계산량이 너무 많아 바람직하지 못하다. 둘째 방법은 다음과 같이 Shah가 제시한 법칙을 이용하여 1회에 최적의 정상상태 출력을 계산하는 방법이 있다[10].

Lemma : 만약, 모든 극점이 단위원안에 있는 다항식 T, A가 주어지면, j가 매우 큰 값에서 다항식 F<sub>j</sub>와 H<sub>j</sub>는 유한 상수값을 갖는 다항식(F<sub>s</sub>, H<sub>s</sub>)으로 수렴하며, (2)와 (4)의 identities가 결합한 결과는 (6)과 같다.

$$q^j \left( \frac{B}{A\Delta} - G_j \right) = \frac{H_s}{T} + \frac{BF_s}{A\Delta T}, \quad j \rightarrow \infty \quad (6)$$

$$\text{단, } g_s = \frac{B(1)}{A(1)}, \quad e_s = \frac{T(1)}{A(1)}$$

$$F_s = e_s A, \quad H_s \Delta = g_s T - e_s B \quad (7)$$

따라서 정상상태의 예측출력은 위 법칙에 의하여 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{y}(s|t) &= \lim_{j \rightarrow \infty} \hat{y}(t+j) \\ &= g_s \sum_{j=1}^{N_2} \Delta u(t+j-1) + H_s \Delta u'(t-1) + F_s y'(t) \end{aligned} \quad (8)$$

GPC는 (9)와 같이 제어구간(Nu) 이후의 제어신호 변화가 없다는 조건하에 최소, 최대 예측구간(N<sub>1</sub>, N<sub>2</sub>) 사이의 기준 입력과 예측출력의 오차를 최소로 하는 제어신호를 발생하는 제어기이다. 단, λ는 제어 가중치이고 w(t)는 기준 입력이다.

$$J = E \left\{ \sum_{j=N_1}^{N_2} [\hat{y}(t+j) - w(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_2} [\Delta u(t+j-1)]^2 \right\} \quad (9)$$

만약, (9)에서 N<sub>2</sub>가 매우 크다면 예측출력은 정상상태의 출력을 갖을 것이며, 기준 입력이 일정하다는 가정하에 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$J = E \left\{ \sum_{j=N_1}^{N_2} [\hat{y}(t+1) - w(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_2} [\Delta u(t+j-1)]^2 + k \sum_{j=1}^{N_2} [\hat{y}(s|t) - w(s)]^2 \right\} \quad (10)$$

N<sub>s</sub>는 N<sub>2</sub>보다 작은 값으로 일반적으로 플랜트 시정수의 60%로 정한다. 즉, 일반 GPC에서 N<sub>2</sub>를 플랜트의 상승시간과 같이 큰 값으로 선정하는 것은 (10)에서 최대 예측구간

을 N<sub>s</sub>로 한정하고 정상상태 예측오차에 대한 가중치(k)를 증가하는 것과 같은 의미를 갖는다. 따라서 (9)에서 N<sub>2</sub>를 매우 큰 값으로 선정하는 것은 (10)에서 한정된 예측오차항에 비하여 정상상태 예측오차항을 무한대로 하는 것과 같은 의미를 갖는다. 이는 Mothadi가 [12]에서 언급하였듯이 Mean Level 제어기와 같은 구조로써 개루우프 시스템이 안정한 경우에는 비록 모델 불일치가 발생하더라도 폐루우프 응답은 안정하다는 장점을 갖는다[12]. 결국, N<sub>2</sub>를 무한대로 할때에 GPC제어기를 설계할 성능지수는 (11)과 같이 표현할 수 있다.

$$J = E \left\{ \sum_{j=1}^{N_2} [\hat{y}(s|t) - w(s)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_2} [\Delta u(t+j-1)]^2 \right\} \quad (11)$$

### III. 일반 예측 PID (Generalized Predictive-PID)

큰 값의 정상상태 가중치를 갖는 GPC로부터 PID제어기를 유도하기 위하여 먼저, 기준입력 추적능력과 외란 제거능력이 우수한 (12)로 표현된 2자유도 PID제어기를 생각해 보자[13].

$$u(t) = K_c \left[ a w(t) - y(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt - T_d \frac{dy(t)}{dt} \right] \quad (12)$$

a는 추적능력을 향상시키기 위한 임의의 상수, e(t)는 제어오차 (w(t)-y(t))이고, K<sub>c</sub>는 비례이득, T<sub>i</sub>는 reset시간, T<sub>d</sub>는 rate시간이라 칭한다. (12)를 불연속 형태로 표현하면 (13)과 같다. 단, T<sub>s</sub>는 샘플링 주기이다.

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= K_c \left( \frac{T_s}{T_i} + a - a q^{-1} \right) w(k) - K_c \left( 1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s} \right) y(k) \\ &+ K_c \left( 1 + \frac{2T_d}{T_s} \right) y(k-1) - \left( K_c \frac{T_d}{T_s} \right) y(k-2) \end{aligned} \quad (13)$$

한편, (11)을 최소로 하는 GPC 제어기를 먼저 설계하기 위하여 N<sub>0</sub>=1로 선정하고 (8)을 이에 대입하여 정리하면 (14)와 같다.

$$\begin{aligned} [T + q^{-1} H_s a_s] \Delta u(k) &= a_s T w(k) - a_s F_s y(k) \quad (14) \\ \text{단, } a_s &= \frac{g_s}{(\lambda + g_s^2)} \end{aligned}$$

만약, (14)로 표현된 GPC가 (13)과 같은 PID구조를 갖기 위하여서는 T, A, B의 차수가 각각 0, 2, 0이 되어야 하고, 제어상수 a도 0이 된다. 이렇게 유도된 PID제어기는 자기동조기능을 갖지만 기존의 PID제어기와 성능면에서 다를바 없어 지연시간이나 color노이즈를 갖는 공정에는 적용하기 어렵다. 따라서 GPC제어기로부터 PID제어기와의 관계성을 유도하기 위해서는 GPC에 대한 재해석이 필요하며 이에 대한 이론적 기반을 Harris가 [14]에서 제시하였다. 즉, Minimum Variance 형태의 모든 제어기는 PID제어기에 과거 제어신호를 필터링하는 형태의 지연시간 보상기를 첨가한 구조를 갖는다는 이론에 근거하여 (14)를 (15)와 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= \underbrace{a_s T w(k) - a_s F_s y(k)}_{\text{PID controller}} - \underbrace{[T(1)-1 + H_s a_s] \Delta u(k-1)}_{\text{delay-time compensator}} \quad (15) \end{aligned}$$

결과적으로 (15)는 Harris가 주장한 것처럼 일반 PID제어기에 지연보상기가 추가된 형태가 되며 그림1과 같다. 실제 그림 1과 같은 GP PID를 유도하기 위하여 먼저 A를 2차 (1+a<sub>1</sub>q<sup>-1</sup>+a<sub>2</sub>q<sup>-2</sup>)로 선정하고 (15)의 전방항과 (13)을 등가화하여 PID 동조계수를 구한다. 또한, T를 1차 필터

$(1+t_1q^{-1})$ 로 정하고 (15)의 후반항으로 부터 지연시간 보상을 설계하면 (16)과 같다. 이와같이 설계된 제어기는  $j \rightarrow \infty$ 일때의 GPC로부터 유도하였으므로 GP-PID $_{\infty}$ 제어기라 한다.

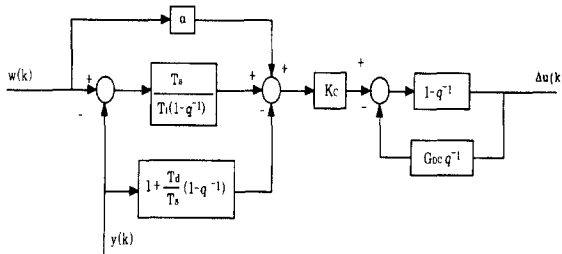


그림 1. 일반 예측 PID제어기의 구조.  
Fig. 1. Block diagram of generalized predictive PID.

$$\begin{aligned}
 K_c &= -\alpha_s(a_1+2a_2)\frac{T(1)}{A(1)} \\
 T_i &= -(a_1+2a_2)\frac{T_s}{A(1)} \\
 T_d &= -a_2\frac{T_s}{(a_1+2a_2)} \\
 \alpha &= t_1\frac{A(1)}{(T(1)(a_1+2a_2))} \\
 G_{DC} &= \frac{(t_1 + \alpha_s H_s)}{\Delta}
 \end{aligned} \tag{16}$$

연속 제어계에서 PID제어계수는 양수의 유한값을 가지므로 항상  $K_c, T_i, T_d$ 는 0보다 크도록 설계되어야 하며 다음과 같은 조건을 갖는다.

$$g_s > 0, (a_1+2a_2) < 0, |t_1| < 1 \tag{17}$$

위와 같은 동일한 과정으로 (9)을 최소화하는 일반 GPC로부터 PID제어기를 유도하기 위하여 먼저  $N_u=1$ 로 하였을 때의 GPC 제어식을 표시하면 (18)과 같다. (18)도 역시 Harris가 주장한 것처럼 PID제어기와 지연시간 보상기로 구성되었다.

$$\begin{aligned}
 \Delta u(k) &= \frac{T}{\rho} \sum_{i=N_1}^{N_2} g_{i-1}w(k) - \frac{1}{\rho} \sum_{i=N_1}^{N_2} F_i g_{i-1}y(k) \\
 &\quad - (t_1 + \frac{1}{\rho} \sum_{i=N_1}^{N_2} H_i g_{i-1})\Delta u(k-1)
 \end{aligned} \tag{18}$$

단,  $\rho = \sum_{i=N_1}^{N_2} g^2_{i-1} + \lambda$

(18)에서  $g_i$ 는 다항식  $G_i$ 의 계수이며,  $F_i$ 는  $A$ 가 2차일 경우에  $f_{0i}+f_{1i}q^{-1}+f_{2i}q^{-2}$ 로 표현하므로 (13)과의 관계식에 의하여 PID동조계수와 지연보상기는 (19)와 같이 유도할 수 있다. 여기에서 동조계수가 양수를 갖기 위해서는  $v < 0$ 인 조건을 만족하여야 한다. 수식을 간략하게 표현하기 위하여 누적 구간( $i = N_1$ 에서  $N_2$ )을 표시하지 않았다. 특별히 (19)는 일반 GPC로부터 유도되었으므로 GP-PID $_n$ 이라 칭하고, 근본적 성능은 GPC와 같다.

$$\begin{aligned}
 K_c &= -\frac{v}{\rho} \\
 T_i &= -\frac{v T_s}{(\sum f_{0i}g_{i-1} + \sum f_{1i}g_{i-1} + \sum f_{2i}g_{i-1})} \\
 T_d &= -\frac{1}{v} \sum f_{2i}g_{i-1} \\
 \alpha &= \frac{t_1}{v} \sum g_{i-1} \\
 G_{DC} &= \frac{(t_1 + \frac{1}{\rho} \sum H_i g_{i-1})}{\Delta}
 \end{aligned} \tag{19}$$

단,  $v = \sum f_{1i}g_{i-1} + 2\sum f_{2i}g_{i-1}$

즉, GP-PID는 GPC를 PID 제어기와 지연시간 보상 기능을 갖는 것으로 재해석하고 PID제어항을 일반 PID제어기와 등가화하여 동조계수(16), (19)를 구현후에 현장에 기설치되어 운영되고 있는 PID제어기에 자기동조 기능과 함께 지연시간보상 기능을 제공하는 제어기를 명칭한다.

**IV. GP-PID 제어기의 구현과 동조**

그림 3과 같이 PID제어 기능은 현장에 기설치되어 있는 제어기를 이용하고 GP-PID를 마이크로프로세서나 상위 층의 제어기에 내장함으로써 기존의 PID제어기에 자기동조 기능과 지연시간보상 기능을 제공하도록 한다.

GP-PID제어기는 GPC로부터 유도된 것이므로 먼저 적절한 GPC가 설계되어야 하며, 일반적으로  $N_u=1, N_1=1, N_2=\tau/T_s$ ( $\tau$ :시정수)로 설계하면 무난하다. 그러나,  $N_2$ 이 커지면 계산량이 증가하게 되며, 공정에 따라 지연시간이 정확히 추정되지 않은 상황에서  $N_u=1$ 로 하였을 경우에는 최적의 제어가중치( $\lambda$ )가 제공되거나 제어구간과 함께 적절한 조절이 필요하다[9]. 따라서 본 연구에서는 최적의 제어가중치 제공과 함께  $N_2$ 의 선정에 어려움이 있으므로 만약  $N_2$ 가 무한대이면 GPC제어기는 정상상태 공정보델의 inverse가 되어, 정상상태에서의 오차가 0인 신호를 발생하는 Mothadi의 이론에 근거하여,  $N_2 \rightarrow \infty$ 로 설계한 GP-PID $_{\infty}$ 로 초기동조 모드를 운전한다[12].

그림 2에서 Supervisor는 GP-PID $_{\infty}$ 와 GP-PID $_n$ 제어기 사이의 스위칭 기능과 함께 PID제어기의 동조계수를 모니터링하여 조건이 만족하지 않을 경우에는 waiting모드로 절환하거나 기설치되어 있는 PID제어기만이 동작하도록 한다.

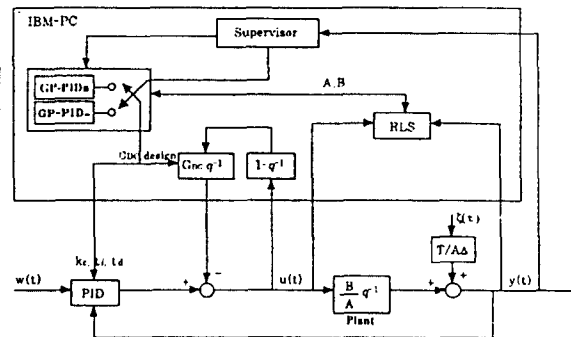


그림 2. GP-PID제어기의 구현.  
Fig. 2. Implementation of GP-PID controller.

또한, 초기동조 구간동안에 GP-PID $_n$  설계에 필요한 변수를 제공한다. GP PID $_n$  설계에는  $N_2, \lambda, T$ 에 대한 적절한 값이 제공되어야 한다. 다항식  $T$ 는 MV(Minimum Variance) 제어기 설계에 널리 이용되고 있고 현장에서도 보편적으로 사용하는  $1/T$ 가 저역통과 필터가 되도록 1차항식으로 선정한다.  $N_2$ 는 초기동조 국면에서 상승시간을 측정하여 결정한다. 그림 2와 같이 PID제어기는 현장에 기설치된 H/W를 이용하고 GP-PID기능을  $\mu P$ 에 구현하여 자기동조 기능과 지연시간 보상기능을 제공하므로써 PID제어기와 GPC제어기의 상호 장점을 보유할 수 있다.

실제 GP-PID 제어기 설계에서 직면하는 어려움은 제어 성능을 크게 좌우하는 제어 가중치의 선정에 있으며, 복잡한 현대 제어이론에 거부감을 갖고 있는 현장 운전자에게는 특히 난해한 문제이다. 이 문제를 해결하기 위하여 GP-PID $_{\infty}$ 제어기 설계에 있어서 필요한 적절한 제어가중치( $\lambda$ )는 (16)과 플랜트 임계값(즉, 임계이득( $K_c$ ), 임계주기( $\tau_c$ ))를 이용한 Ziegler-Nichols의 동조식을 등가화하여 (20)과 같이

유도하였다. 이와 동일한 방법으로 GP-PID<sub>n</sub> 설계에 필요한 제어증치도 (19)와 Ziegler-Nichols의 동조식을 등가화하여 제공한다.

$$\lambda = 0.833g_s T(1) \frac{\tau_c}{(\kappa_c T_s)} - g_s^2 \quad (20)$$

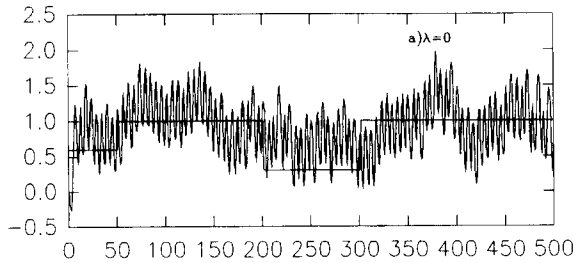
즉, GP-PID설계는 단지 현장 운전자에게 익숙한 임계값과 필터상수만을 요구한다. 플랜트의 계수추정은 GPC 제어기에 적합하도록 예측구간과 E<sub>j</sub>에 따라 설계되는 prefilter (T<sub>c</sub>)를 추정신호 전단에 두어 필터링한 신호를 이용하는 McIntosh에 의하여 변형된 RLS기법을 이용하였다[11]. 단, 시뮬레이션에서는 T<sub>c</sub>를 원 논문에서 처럼 설계하지 않고 단지 T와 같게하거나 1로하여 이용하였다(T<sub>c</sub>=1인 경우는 순수한 RLS와 같다).

**V. 시뮬레이션과 실험**

제안한 GP-PID 제어기를 평가하기 위하여 여러 논문에서 널리 인용되는 (21)과 같은 전달함수를 갖는 비최소위상 시스템을 선정하였다. 모델계수 추정은 다항식 A, B의 차수를 각각 2, 6로 가정하고 망각인자를 갖는 RLS법에 의하여 실행되었다.

$$G_p(s) = \frac{(1-2s)}{(1+3s)(1+5s)} \quad (21)$$

$$\lambda = 0, \quad N_1 = 1, \quad N_u = 1, \quad N_2 = 10$$



$$\lambda = 12.41, \quad N_1 = 1, \quad N_u = 1, \quad N_2 = 10$$

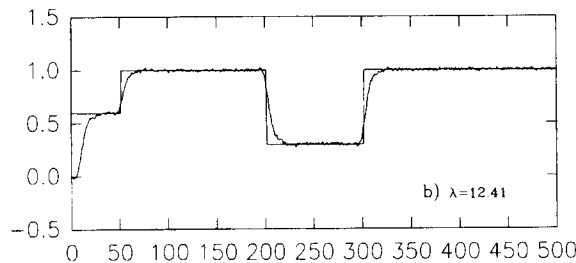
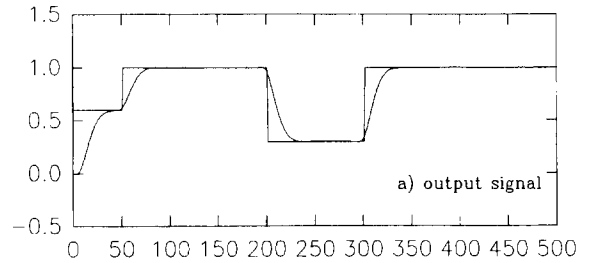


그림 3. 제어증치(λ)에 따른 출력신호.  
Fig. 3. Output signal by selecting of weighting value.

각각의 실험에서 샘플링 주기는 1sec로, 노이즈는 10% 크기의 랜덤신호를 인가하였다. 그림 3은 각각 다른 제어증치로 설계된 일반 GPC 제어기의 응답신호이다. 그림에서 보는 바와같이 최소, 최대 예측구간과 제어구간은 제어성능을 크게 좌우하지 않으나 제어증치는 매우 중요한 설계변수임을 알 수있다. 즉, GPC를 실제 공정제어에 적용할 때에 원 논문에서 제안하였던 것과 같이 최소, 최대예측구간은 각각 1과 10, 제어구간은 1로 설계하면 적절하나 제어증치만은 다르며, 이의 선정은 매우 어려운 문제이다. 그림 3(b)는 본 논문에서 제안한 규칙에 의한 제어증치로 설계한 결과로 매우 만족한 응답을 얻었다.

$$\lambda = 12.41, \quad N_1 = 1, \quad N_u = 1, \quad N_2 = 10$$



$$T(q^{-1}) = 1 - 0.8q^{-1}, \quad T_c(q^{-1}) = 1 - 0.8q^{-1}$$

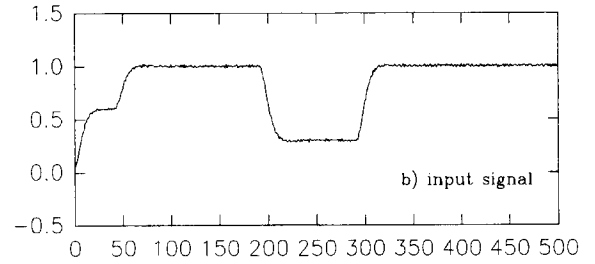
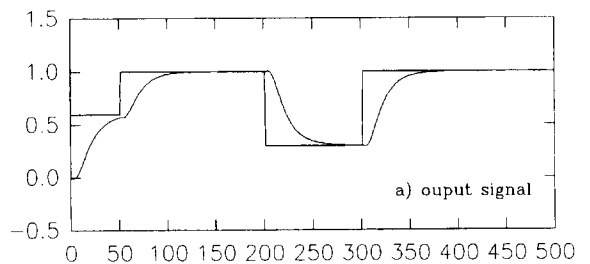


그림 4. 일반 GPC에 의한 입출력 신호.  
Fig. 4. In/output signal by GPC control.

그림 4와 그림 5는 제어증치를 본 논문에서 제안한 값으로 제공하고, 계수 추정시 이용하는 필터(T<sub>c</sub>)와 제어기의 설계필터(T)를 각각 1-0.8q<sup>-1</sup>로 설계하였을 때의 GPC와 GP-PID<sub>∞</sub>제어에 의한 입출력신호로써 GPC의 성능이 약간 우수하나 큰 차이가 없음을 알 수 있다.

앞절에서도 언급하였듯이 일반 GPC와 GP-PID<sub>n</sub>은 성능이 같고 다만 GP-PID<sub>n</sub>으로 해석하였을 때 기존의 PID제어기의 동조기능을 제공함과 동시에 지연시간 보상기능을 갖는다는 장점이 있다. 따라서, 적응공정에 따라 GP-PID<sub>n</sub>와 GP-PID<sub>∞</sub>제어기 사이의 큰 차이가 없다면 설계가 단순한 GP-PID<sub>∞</sub>로 운전하는 것이 바람직하다.

$$K_C = 1.5084, \quad T_i = 7.04, \quad T_d = 1.62, \quad \alpha = 0.567$$



$$T(q^{-1}) = 1 - 0.8q^{-1}, \quad T_c = 1 - 0.8q^{-1}$$

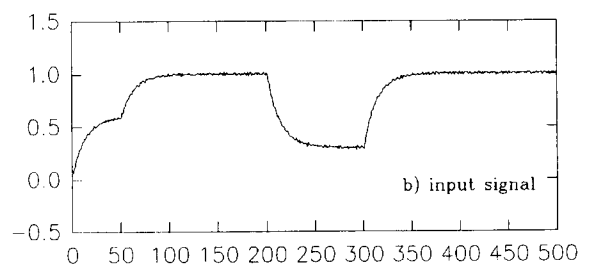


그림 5. GP-PID<sub>∞</sub> 제어에 의한 입출력 신호.  
Fig. 5. In/output signal by GP-PID<sub>∞</sub> control.

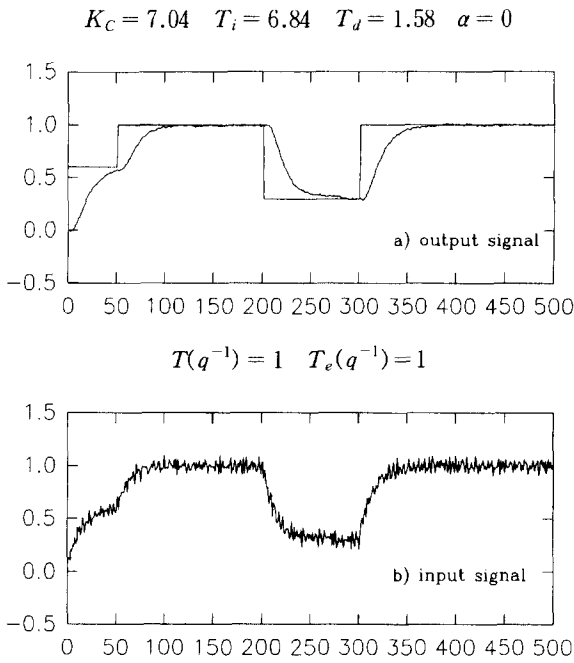


그림 6. GP-PID $\infty$  제어에 의한 입출력 신호( $T=1$ ,  $T_e=1$ ).  
Fig. 6. In/output signal by GP-PID $\infty$  control( $T=1$ ,  $T_e=1$ ).

그림 6은 그림 5에서와 같은 설계조건에  $T_e$ 와  $T$ 를 각각 1로 즉, 필터를 이용하지 않았을 경우의 응답이다. 그림에서 보듯이 필터를 첨가하지 않고 설계하여도 성능에는 크게 차이가 나지 않으나 입력신호가 매우 랜덤하다는 데 문제가 있다. 실제 제어시 이와같은 입력신호는 액츄에이터에 의하여 제한되며 또한 액츄에이터 고장의 원인이 되기도 한다. 따라서, 실제 제어성능은 필터를 이용한 경우에 비하여 떨어진다고 볼 수 있다.

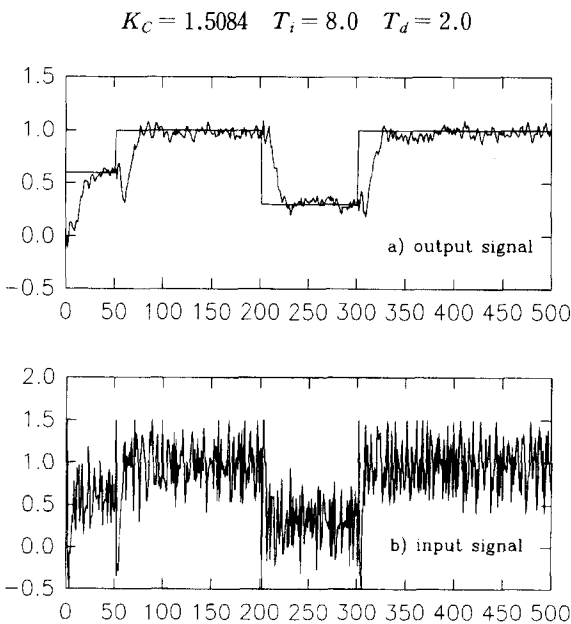


그림 7. 일반 PID 제어에 의한 입출력 신호.  
Fig. 7. In/output signal by conventional PID control.

그림 7은 임계이득과 임계주기를 이용하여 위상마진 개념에 의하여 설계된 Astrom과 Hagglund가 제안한 일반 PID 제어기에 의한 응답곡선이다[4]. 그림에서 보듯이 GP-PID $\infty$

제어기에 비하여 성능이 매우 떨어진다는 것을 알 수 있다. 특히, 입력신호가 매우 랜덤하여 앞서 언급하였듯이 실제 공정제어를 할 경우에 더욱 성능이 떨어지리라는 것을 예상할 수 있다.

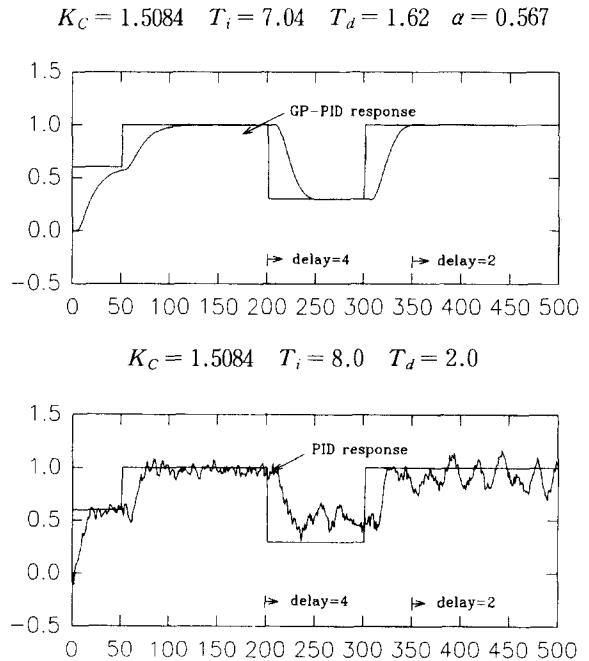


그림 8. 지연시간이 변하는 시스템에서 제어에 의한 출력신호.  
Fig. 8. Output signal by control in the systems with variable delay-time.

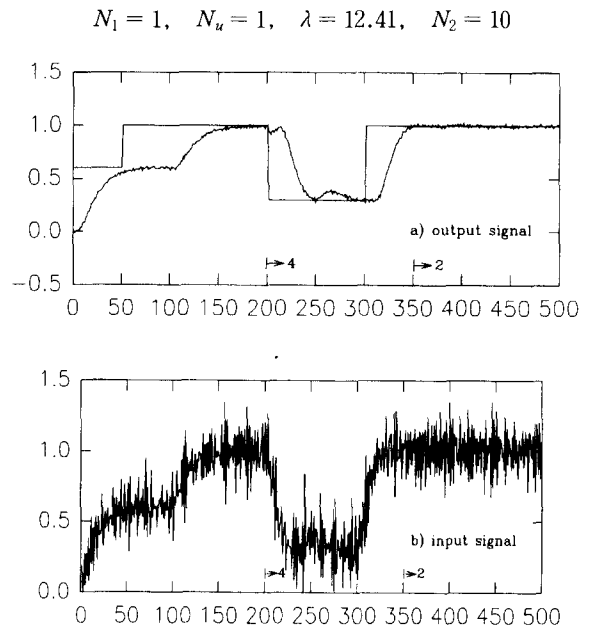


그림 9. 지연시간 보상기를 갖지 않은 GP-PID $\infty$ 에 의한 입출력 신호.  
Fig. 9. In/output signal by GP-PID $\infty$  controller without delay-time compensator.

그림 8은 지연시간이 200sec와 350sec에서 각각 4, 2로 변할때의 GP-PID $\infty$ 제어기와 일반 PID제어기에 의한 응답곡선이다. 여기에서 GP-PID $\infty$ 는  $T_e$ 와  $T$ 를 각각  $1-0.8q^{-1}$ 로 하고 제어구간은 1, 제어가중치는 규칙에 의하여 12.21로 설계하였다. 또한, PID제어기는 그림 7에서 동작했던 것과 같

다. 그림에서 보듯이 GP-PID는 지연시간 변화에도 잘 적응하는 것을 알 수 있으나 PID제어기는 제어가 거의 되지 않음을 보였다. 외란에 대한 성능 평가는 노이즈가 바로 랜덤한 외란이므로 앞서 실험으로 대신한다.

그림 9은  $T_e$ 와  $T$ 를 각각 0으로 하고 제어구간은 1, 제어가중치는 규칙에 의하여 12.21로 설계한 GP-PID제어기에서 지연시간 보상을 첨가하지 않는 순수한 PID항만에 의한 입출력 신호이다. 제어환경은 그림 8에서와 같은 조건에서 수행하였다. 그림에서 보듯이 일반 PID제어기 보다는 성능이 우수하나 불규칙한 외란과 지연시간에 대하여 제어기능을 갖지 못함을 알 수 있다. 즉, 제안한 GP-PID제어기의 지연시간 보상기항이 지연시간에 대한 적응성과 불규칙한 외란에 대한 견실성을 제공함을 알 수 있다.

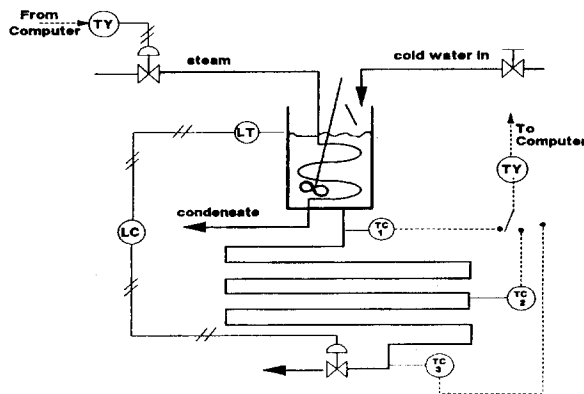
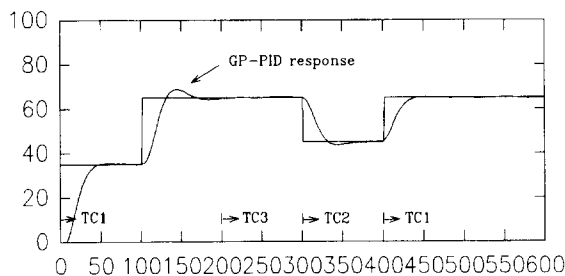


그림 10. Stirred tank heater의 개략도.  
Fig. 10. Schematic diagram of stirred tank heater.

$$K_C = 2.14 \quad T_i = 21.483 \quad T_d = 3.82 \quad \alpha = 0.37$$



$$K_C = 1.1215, \quad T_i = 10, \quad T_d = 2.5$$

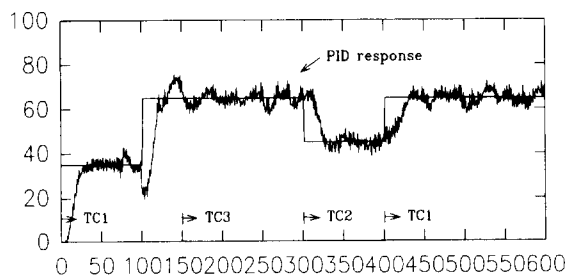


그림 11. Stirred tank heater 제어에 의한 물의 온도곡선.

Fig. 11. Temperature curve of outlet water by control of stirred tank heater.

실험은 그림 10과 같은 stirred tank heater에 대하여 수행되었다. 그림에서 보는 바와같이 찬물은 일정한 양 ( $53\text{cm}^3/\text{s}$ )으로 주입되며, 수위는 25cm로 local제어기에 의하여 제어된다. tank내의 물은 스팀코일에 의하여 가열되고

긴 동선관을 통하여 흘러나간다. thermocouple이 각각 다른 위치의 동관에 박혀 있고 지연시간 변환요소로 작용한다. 탱크 히터의 정상적인 온도는  $40^\circ\text{C}$ 이다. 본 실험의 목적은 찬물의 흐름량과 온도가 외란요소로 작용하는 가운데 스팀 밸브의 조절에 의하여 탱크에서 흘러 나가는 물의 온도를 제어하는 것이다. 지연시간은 thermocouple이 박혀 있는 동선의 길이에 따라 변한다.

GP-PID(GP-PID제어기와 GP-PID<sub>n</sub>) 제어기는 데이터인식 보드가 내장된 IBM-PC에 구현되었고, 초기구면에서는 GP-PID<sub>n</sub>로 동작하고 10분후에 GP-PID로 전환하였다. 본 실험에서 샘플링주기는 6sec로 선정하였으며 제어중에도 감독자에 의하여 제어조건 값을 모니터링하고 제어가중치가 제공된다. 탱크에서 흘러나가는 온도는 초기에는 TC1에서, 200샘플 이후는 TC3에서, 300샘플 이후에는 TC2에서 측정하고, 400샘플 이후에는 다시 TC1에서 측정하여 구동변수로 이용하였다. 그림 11은 실험결과로서 GP-PID제어기에 의한 응답이 기존 PID보다 매우 우수함을 보였다. 기존 PID제어기는 근본적으로 지연시간을 갖는 시스템에서 성능이 좋지 않을 뿐만아니라 불규칙한 외란에 대하여서도 견실성이 떨어진다는 것을 알 수 있다. 그림 11에서 비교된 PID응답은 Honeywell TDC2000제어기에 의한 것으로, 이 시스템은 Smith 지연 보상, 안전장치, filtering 기능 등을 내장하고 pattern 인식법에 의하여 PID제어계수가 동조되었다. 한편, GP-PID응답은 (16)과 (19)에 의한 동조계수를 구하여 TDC2000에 내장된 PID제어기에 download하고 이로부터 발생한 신호에 지연시간 보상항을 첨가한 제어신호에 의한 것이다.

### VI. 결론

본 논문에서 제시한 GP-PID제어기는 근본적으로 GPC와 같은 개념을 갖고면서도 PID제어기의 자기동조 기능과 지연시간 보상기능을 갖춰 현장에 기설치된 PID제어기에 동조기능을 제공할 수 있을 뿐만아니라 지연시간 변화나 color노이즈를 갖는 공정에서도 우수한 성능을 얻을 수 있다. 이러한 제어기는 단순한 알고리즘으로 현장에 기설치되어 있는 제어기의 H/W를 변형하지 않고도 PID제어기에 동조기능과 지연시간 보상기능을 제공한다는 면에서 큰 장점이 있다. 특히, 정상상태 가중치를 크게하여 구한 GP-PID<sub>n</sub> 제어기는 구조가 단순하고 설계변수에 민감하지 않아 견실한 특성을 갖는다.

여러 조건에서 시뮬레이션과 실험을 행한 결과 제안한 GP-PID 제어기는 추적능력과 외란에 대한 견실성을 보유하였을 뿐만아니라 구조적으로 지연보상기를 포함하였기 때문에 기존 PID제어기의 가장 큰 단점인 지연시간이 크거나 변하는 공정에서도 우수한 성능을 확인하였다. 또한, 일반 GPC설계에 있어서 가장 중요한 변수인 제어가중치를 위한 법칙이 적절함을 확인하였으며, 필터(T)을 첨가하여 설계하는 것이 바람직하다는 결론을 얻었다. GP-PID제어기 설계에서는 단지 현장운전자에게 익숙한 2가지 변수만을 요구하는 매우 단순한 구조를 가지고 있어 마이크로프로세서상에 구현하기 쉽다. 그러나, 적응 GP-PID제어기의 구현은 온라인으로 계수추정이 요구되는데 마이크로프로세서상에 구현할 경우에 정확성과 함께 계산능력에 있어서 어려움이 예상되므로 이에 대한 연구가 좀더 요구된다.

### 참고문헌

- [1] T. Hagglund and K. J. Astrom, "An industrial adaptive PID controller," *Proc. adaptive systems in control and signal processing*, Glasgow, 1989.

- [2] K. J. Astrom and T. Haggglund, *Automatic Tuning of PID Controllers*, ISA, NC, 1995.
- [3] P. J. Gawthrop, "Self-tuning PID controllers : algorithms and implementations," *IEEE Trans. AC*, vol. 31, no. 3, pp. 201-209, 1989.
- [4] K. J. Astrom and T. Haggglund, "Automatic tuning of simple regulators with specifications of phase and amplitude margine," *Automatica*, vol. 20, pp. 645-652, 1984.
- [5] T. W. Kraus and T. J. Myron, "Self-tuning controller using pattern recognition approach," *Control Eng.*, 1984.
- [6] F. Cameron and D. E. Seborg, "A self-tuning controller with a PID structure," *Int. J. Control*, vol. 38, no. 2, pp. 401-417, 1983.
- [7] P. Vega, C. Prada and V. Aleixandre, "Self-tuning predictive PID controller," *IEE Proc.-D*, vol. 138, no. 3, pp. 303-311, 1991.
- [8] A. Henningsen and et. al., "A PID autotuner utilizing GPC and constraint optimazation," *Proc. 29th Conf. Decision and Control, Honolulu*, 1990.
- [9] D. W. Clarke, C. Mothadi and P. S. Tuffs, "Generalized Predictive Control - Part I,II", *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp. 137-160, 1987.
- [10] K. Y. Kwok and S. L. Shah, "Long-range predictive control with a terminal matching condition," *Chemical Eng. Science*, vol. 49, no. 9, pp. 1287-1300, 1994.
- [11] A. R. McIntosh, S. L. Shah and D. G. Fisher, "Analysis and tuning of adaptive generalized predictive control," *Canadian Journal of Chemical Eng.*, vol. 69, pp. 97-110, 1991.
- [12] R. M. Miller and et. al., "Development of a stochastic predictive PID controller," *ACC*, pp. 4204-4208, 1995.
- [13] C. Mothadi, and D. W. Clarke, "Generalized predictive control, LQ or Pole placement: A unified approach," *Proc. 25th Control and Decision Conf.*, pp. 1536-1541, 1986.
- [14] Shigemasa, T. Y. Iino and M. Kanda, "Two degrees of freedom PID auto-tuning controller," *Proc. of ISA*, pp. 119-126, 1987.
- [15] T. J. Harris and J. F. MacGREGOR, "An overview of discrete stochastic controllers: generalized PID algorithms with dead-time compensation," *The Canadian J. of Chemical Eng.*, vol. 60, pp. 425-432, 1982.



이 창 구

1958년 12월 25일생. 1981년 전북대 전기공학과 졸업(공학사). 1991년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1983년 ~ 1992년 한국전자통신연구소 선임연구원. 1996년 1월 ~ 12월 Alberta 대학 방문교수. 현재 전북대학교 전기전

자제어공학부 조교수.



김 성 중

1942년 3월7일생. 1965년 전북대 전기공학과 졸업. 1985년 전남대 전기공학과 졸업(공학박사). 1981년 ~ 1982년 Missouri 대학 연수. 현재 전북대 전기전자제어공학부장 및 교수.



설 남 오

1966년 1월17일생. 1989년 전북대 전기공학과 졸업(공학사). 1994년 ~ 현재 동대학원 박사수료.