

지연시간이 변하는 시스템을 고려한 자기동조 PID 제어기

A Self-Tuning PID Controller for a System with Varying Time Delays

李 昌 求*
(Chang - Goo Lee)

요 약

잘 알려진 PID 제어기의 장점중의 한가지는 다양한 공장에서 특히 효율적이라는데 있다. 그러나, 플랜트 계수나 외란이 알려지지 않았거나 시간에 따라 변화하면, 제어 시스템의 성능을 높이기 위하여 PID 제어기 계수를 자동으로 조절하는것이 바람직하다. 본 논문에서는 자기동조 극점및 영점(pole-zero) 배치 제어기를 어떤 제한과 조건에 맞도록 재 구성하였다. 이 제어기는 Vogel과 Edgar에 의하여 제시된 극점및 영점 배치 기법에 기초로하여 이산치 PID 제어기 구조를 갖도록 하였다. 유도된 자기동조 PID 제어기의 여러가지 특성을 기술하고 시뮬레이션에 의하여 설명하였다.

Abstract-One of the advantages of the well-known PID controller is that it is a sufficiently flexible controller for many applications. But, when the plant parameters and disturbances are unknown or change with time, it is desirable to make automatic tuning of PID controller in order to achieve an acceptable level of performance of the control system. This paper presents a reformulation of the self-tuning pole-zero placement controller subject to some conditions and restrictions. It has the structure of a digital PID controller and is based on Vogel and Edgar's pole-zero placement design method. Various properties of this self-tuning PID controller are described and illustrated by simulation examples.

1. 서 론

디지털 제어 방식에는 제어하려는 시스템의 종류에 따라 많은 알고리즘들이 있지만 아직도 널리 사용하는 것은 이산치 PID(proportional-integral-derivative) 제어기로서 이것은 지난 반세기동안 다양한 공장에서 결실하고 특히 효과적인 특징을 보였으며, 그 구조가 간단하고 계산량이 적어 마이크로 프로세서에 대장하여 사용할 수 있는등 여러가지의 장점을 갖고 있다.^{1),2)} 그러나, 공정 조건의 변화와

비선형 시변 동특성을 갖는 시스템에서 최적의 성능을 수행하기 위해서는는 수시로 제어기의 계수를 재 조정하여야 한다.³⁾ 따라서, 이런 공정에서는 계수를 온라인(on-line)으로 자동 조절하는 적응제어 기법이 필연적이며 많은 연구가 진행 중이다.

적응제어 기법은 일반적으로 자기동조 제어기(self-tuning controller)와 기준모델 적응제어기(model reference adaptive controller)로 나뉘어 연구되어 왔다. 본 논문에서의 접근법은 자기동조 기법에 속하며, 자기동조에 대한 흥미는 1973년 Astrom 과 Wittenmark에 의하여 제시된 STR(self-tuning regulator) 기법과⁴⁾ 1975, 1979년 Clarke와 Gawthrop에 의하여 제시된 STC(self-tuning controller) 기법에^{5),6)} 의하여 고무되었다. 그후 Corripio와

* 正 會 員 : 韓國電子通信研究所 前任 研究員
 接受日字 : 1987年 9月 19日
 1次修正 : 1987年 12月 29日
 2次修正 : 1988年 5月 18日

Tompkins(1981),⁷⁾ Seborg(1983),⁹⁾ Astrom(1984),⁸⁾ Chien(1985),⁹⁾ Mcdermott와 Mellichamp(1985)¹⁰⁾ 등에 의하여 연구가 계속되어 왔으며, STC의 실험적인 응용은 Kurz(1980), Belanger(1893),¹¹⁾ Seborg(1983), Astrom(1984), Song(1986)¹²⁾ 등에 의하여 이루어져 왔다. 그러나, Astrom이나 Clarke와 Gawthrop에 의하여 제시된 기법은 고정된 지연시간을 갖는 최소위상 시스템에 관한 것이었으며, Kurz와 Goedecke(1981),¹³⁾ Wellsted(1980)¹⁵⁾ 등에 의하여 설정된 프로세스의 지연시간이 예측 지연시간과 같지 않거나 변하는 시스템에서는 불안정한 특성을 보였다. 계속해서 Kurz와 Goedecke(1981), Wellsted(1980) 등에 의하여 프로세스의 지연시간이 변하거나 알려지지 않은 시스템에 적용할 수 있는 기법이 제시되었고, 1982년에는 Vogel과 Edgar¹⁶⁾에 의하여 프로세스의 지연시간 변화와 비 최소 위상 특성을 갖는 시스템에도 안정한 제어기가 개발되는 등 고도의 비선형이고 불안정한 비최소위상과 지연시간이 변하는 시스템을 고려한 기법도 많은 연구가 진행되어 왔으나 산업체 현장에는 대부분 적용하지 못하고 있다.

적용제어 기법이 산업체 현장에 급속히 보급되지 않는 이유는 여러가지가 있겠으나, 그 중 몇가지 이유는 공정계수 추정에 있어서 사전 조건인 모델의 구조, 계수의 초기치 및 한계치, 공정조건에 따른 지연시간의 변화, 적용제어 기법이 수행되는 불안 공정입력 신호의 커다란 변화등 적용제어 기법 자체의 한계성과 현대 제어이론의 적용 결과에 따른 경제성 효과를 예측하기 힘들고, 현장 엔지니어에 익숙하지 않다는데 있다.^{3), 18)} 산업체 현장에 설치된 대부분의 제어기는 아날로그 PID 이거나 마이크로프로세서에 이산치 PID 알고리즘을 내장하여 사용하고 있는데, 제어계수가 적절히 조정되면 좋은 성능을 나타낸다. 따라서, 제어기가 산업체 현장에 익숙한 PID 구조를 갖으며, 공정조건의 변화에 따라 자동으로 제어기 계수를 조정하도록 자기동조 제어기를 PID 구조로 변형하는 연구가 Cameron과 Seborg(1983),³⁾ Song, Shah와 Fisher(1984),¹³⁾ Tjokro와 Shah(1985)¹⁷⁾ 등에 의하여 발표되었다. 그러나, 이런 방법들은 비 최소위상과 지연시간이 변하는 시스템에서는 불안정한 결과를 보였다.

본 논문에서는 극점과 영점배치에 기초한 Vogel과 Edgar에 의하여 제시된 지연시간 보상 적응제어기를 PID 구조로 변형하여 널리 사용되고 있는 PID 제어기의 동조계수를 제공하거나 단독적인 자기

동조 제어기로 사용하도록 하였다. 지연시간이 변하는 시스템이나 비 최소위상 시스템에 적용한 결과 좋은 특성을 나타냈다.

2. 지연시간 보상기

기준 자기동조 제어기가 프로세스의 지연시간을 보상하는 방법으로 d 스텝 이후의 예측방법을 사용하였다. 그러나 이 방법은 좋은 특성을 얻기 위하여 프로세스의 지연시간 d를 정확히 알아야하며, 지연시간이 변하는 시스템에서는 불안정한 특성을 나타낸다.^{5), 14)}

본 장에서는 이런 문제점을 해결하기 위하여 제시된 Smith 예측기형 보상기를 살펴 보기로 한다. 프로세스의 지연시간 보상을 다루기 위한 Smith 예측기 접근법은 Smith, Vogel과 Edgar, Chien 등에 의하여 연구가 진행되었다.^{9), 16)} 그림 1은 이산치 Smith 예측기의 블록 다이어그램을 나타낸다.

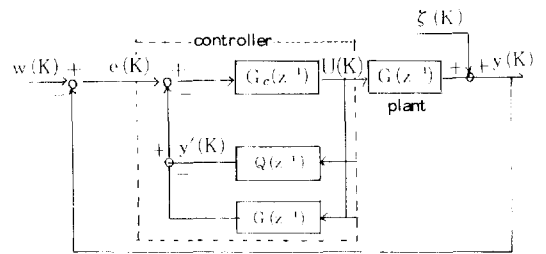


그림 1 이산치 Smith 예측기의 블록 다이어그램.
Fig. 1 Block diagram of the discrete time Smith predictor.

여기에 사용된 프로세스 모델은 식 (1)과 같다.

$$y(k) = G(z^{-1}) u(k) + \xi(k) \quad (1)$$

$$\text{단, } G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}$$

$$B(z^{-1}) = (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_r z^{-r}) Z^{-d}$$

$y(k)$, $u(k)$, $\xi(k)$ 는 각각 프로세스의 출력, 입력, 외란을 나타내며 d 는 프로세스의 지연시간이다. 여기에서 $A(z^{-1})$ 의 극점은 z 평면의 단위원내에 존재하여야 한다.

일반적인 지연시간 보상기는 식 (2)와 같이 표현한다.

$$G_{ve}(z^{-1}) = \frac{u(k)}{(w(k) - y(k))} = \frac{G_c(z^{-1})}{1 + G_c(z^{-1}) Q(z^{-1}) [1 - S(z^{-1})]} \quad (2)$$

- u(k) : 구동 변수
- y(k) : 출력 값
- w(k) : 설정 값
- Gc(Z⁻¹): 제어 전달함수
- Q(Z⁻¹): 지연시간을 포함하지 않은 프로세스 전달함수
- S(Z⁻¹): 설계자에 의하여 제공되는 임의의 전달함수

만약, Q(Z⁻¹)를 지연시간이 없는 프로세스의 모델과 같이 선정하고 S(Z⁻¹)=z⁻ⁿ이라 하면 그 구조는 Smith 보상기와 같다. Smith 예측기를 계수가 변하는 시스템에 적용하려면 프로세스의 계수뿐만 아니라 지연시간도 추정하여야 한다. 그러나, 지연시간을 on-line으로 추정하기는 매우 복잡하고 어려운 문제이다. 다른 해결방법으로 Vogel과 Edger가 지연시간의 최소, 최대예상치를 이용하는 접근법을 제시하였다. 이 방법은 식(1)에서 제시된 프로세스 전달식 대신에 최소 지연시간을 초과하는 지연시간은 프로세스 전달식의 분자항에 포함하도록 분자항을 충분히 설정한다. 즉, 프로세스 전달식을 식(3)과 같이 표시한다.

$$G(z^{-1}) = \frac{(b_0' + b_1'z^{-1} + \dots + b_l'z^{-l})z^{-d_{\min}}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n}} \quad (3)$$

단, l = d_{max} - d_{min} + r
r : 임의의 분자차수

d_{min}, d_{max}는 각각 프로세스의 최대, 최소예상지연시간이다. 또한, Q(Z⁻¹)를 지연시간이 없는 식(4)

$$Q(z^{-1}) = \frac{\sum_{i=0}^{l-d} b_i'z^{-i}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n}} \quad (4)$$

와 같이 표시한다. Q(Z⁻¹)은 프로세스의 지연시간 d를 정확히 추정할 필요가 없으며, 프로세스의 전달식과 같은 분자항을 포함하고 안정상태의 값이 같다.

Q(Z⁻¹)의 선택은 여러가지 장점을 제공하며, Vogel과 Edger에 의하여 제시된 S(Z⁻¹)의 선택은 Q(Z⁻¹)과 S(Z⁻¹)의 곱이 전달함수 G(Z⁻¹)과 같도록 한다. 즉, S(Z⁻¹)는 식(5)와 같다.

$$S(z^{-1}) = \frac{(b_0' + b_1'z^{-1} + \dots + b_l'z^{-l})z^{-d_{\min}}}{\sum_{i=0}^{l-d} b_i'z^{-i}} \quad (5)$$

또한, Gc(Z⁻¹)를 제공하기 위하여 지연시간이 없는 시스템 Q(Z⁻¹)에 대한 페루프 전달함수 F(Z⁻¹)

를 다음 식(6)과 같이 선정한다.

$$F(z^{-1}) = \frac{y'(k)}{w(k)} = \frac{G_c(z^{-1})Q(z^{-1})}{1 + G_c(z^{-1})Q(z^{-1})} \quad (6)$$

y'(k)는 Q(Z⁻¹)의 출력이며 w(k)는 설정값이다. 식(6)은 Dahlin알고리즘의 접근법과¹⁹과 같으며 Gc(Z⁻¹)는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$G_c(z^{-1}) = \frac{F(z^{-1})}{(1 - F(z^{-1}))Q(z^{-1})} \quad (7)$$

식(5)~(7)를 식(2)에 대입하면 Vogel-Edgar 제어기는 다음식과 같이 유도된다.

$$G_{ve}(z^{-1}) = \frac{u(k)}{e(k)} = \frac{F(z^{-1})}{Q(z^{-1}) - F(z^{-1})G(z^{-1})} \quad (8)$$

Gve(Z⁻¹)의 유도는 G(Z⁻¹)의 극점과 영점의 상쇄에 기초하나 Vogel-Edgar는 Gve가 G(Z⁻¹)의 극점만 상쇄함으로써 좀더 견실한 제어를 유도하였다.

식(8)에 의한 Vogel-Edgar 보상기는 프로세스 지연시간에 대한 정확한 측정을 요구하지 않고 지연시간을 보상할 수 있으며, 프로세스의 지연시간이 알려지지 않았거나 변하는 시스템 뿐만아니라 비 최소 위상 시스템에도 적용할 수 있다.

3. 자기동조 PID 제어기의 유도

앞서 제시된 Vogel-Edgar 보상기가 비 최소위상 시스템에 적용될 수 있도록 하기 위하여 프로세스의 전달함수 G(Z⁻¹)를 다음과 같이 변형된 형태를 취한다.

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{(b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{r+d}z^{-r-d})}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n}} \quad (7)$$

또한, Q(Z⁻¹)를 앞서 제시된 것과 같이 식(10)으로 선택할 수 있다.

$$Q(z^{-1}) = \frac{\sum_{i=1}^{r+d} b_i z^{-i}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n}} \quad (10)$$

한편, F(Z⁻¹)은 설정값이 변화에 대한 출력의 정상상태 도달식이 식(11)과 같이 1차 지수응답 형태를 취한다

$$F(z^{-1}) = \frac{(1 - e^{-Ts/\lambda})z^{-1}}{1 - e^{-Ts/\lambda}z^{-1}} = \frac{(1 + f_1)z^{-1}}{1 + f_1z^{-1}} \quad (11)$$

Ts : Sampling Time

λ : Time Constant

식 (9) ~ 식 (11)를 식 (8)의 Vogel-Edgar 제어기에 대입하면 식 (12)와 같은 제어식을 얻을 수 있다.

$$u(k) = \frac{(1+f_1)A(z^{-1})}{\sum_{i=1}^{r+d} b_i(1+f_1z^{-1}) - (1+f_1)B(z^{-1})} [w(k) - y(k)] \quad (12)$$

식 (12)에서 f_1 는 페루트 전달함수의 극점과 같은 의미를 가지며, PID 제어기 구조를 갖기 위하여 프로세스를 2차 지연제로 근사 모델링한다.

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} \\ B(z^{-1}) &= b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{2+d}z^{-2-d} \end{aligned} \quad (13)$$

한편, 정상상태의 근사값은 식 (14)와 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} \lim_{z \rightarrow 1} (1-z^{-1})A(z^{-1})w(k) &= \sum_{i=0}^n a_i w(k) \\ \lim_{z \rightarrow 1} (1-z^{-1})B(z^{-1}) &= \sum_{i=1}^{r+d} b_i \end{aligned} \quad (14)$$

따라서, 식 (12)은 위 두 조건에 의하여 식 (15)와 같이 된다.

$$u(k) = u(k-1) + P \left[\sum_{i=0}^n a_i w(k) - y(k) - a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) \right] \quad (15)$$

$$\text{단, } P = \frac{(1+f_1)}{f_1 \sum_{i=1}^{r+d} b_i}$$

$$\sum_{i=0}^2 a_i = 1 + a_1 + a_2, \quad \sum_{i=1}^{2+d} b_i = b_1 + b_2 + \dots + b_{2+d}$$

f_i : 페루트 극점

a_i : 프로세스의 분모계수.

b_i : 프로세스의 분자계수.

식 (15)를 식 (16)과 같이 표현된 이산치 PID 제어기와 비교하면

$$u(k) = u(k-1) + \frac{K_c T_s}{T_i} w(k) - K_c (1 + T_s/T_i + T_d/T_s) y(k) + K_c (1 + 2T_d/T_s) y(k-1) - (K_c T_d/T_s) y(k-2) \quad (16)$$

PID 제어기의 동조계수인 비례이득 K_c , 미분이득 T_i , 적분이득 T_d 는 다음과 같이 쉽게 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} K_c &= -P(a_1 + 2a_2) \\ T_d &= P \cdot a_2 T_s / K_c T_i = K_c \cdot T_s / (P - K_c(T_d/T_s) - K_c) \end{aligned} \quad (17)$$

식 (15)에서 적분항은 자연적으로 내재되어 있으며 만약 $A(z^{-1})$ 를 1차로 선정하면 PI 제어기가 유도

된 것이다. 프로세스 계수 a_i, b_i 를 추정하기 위하여 RLS기법을 사용한다.

유도된 알고리즘의 구성은 다음과 같다.

- 1) 프로세스의 입력과 출력 $u(k), y(k)$ 를 측정한다.
- 2) 프로세스의 출력 $\hat{y}(k)$ 를 예측한다.

$$\hat{y}(k) = \phi^T(k) \hat{\theta}(k-1)$$

단, $\phi(k) = [-y(k-1), -y(k-2), \dots, -y(k-n), u(k), \dots, u(k-2-d)]$

$$\hat{\theta}(k) = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_n, b_0, b_1, \dots, b_{2+d}]$$

- 3) 예측오차를 구한다.

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{y}(k)$$

- 4) 추정수를 구한다.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + k(k) \cdot \hat{e}(k)$$

- 5) 이득 $K(k)$, 망각인자 $\mu(k)$, Covariance $P(k)$ 를 구한다.

$$k(k) = \frac{P(k) \phi(k-1)}{1 + \phi^T(k-1) P(k-1) \phi(k-1)}$$

$$\mu(k) = 1 - \frac{\hat{e}^2(k)}{[1 + \phi^T(k-1) P(k-1) \phi(k-1)]}$$

$$P(k) = \frac{1}{\mu(k)} [1 - k(k-1) \phi^T(k-1) P(k-1)]$$

6) 추정계수가 수렴될 때까지 Pretuning 기능으로 Astrom과 Hagglund에 의하여 제시된 Relay Control에 의하여 제어신호를 발생하고, 그후 식 (15)에 의하여 제어신호를 전환한다.

- 7) $k=k-1$ 로 대치하고 1)~6)를 반복한다.

4. 시뮬레이션 및 구성

앞 장에서 유도된 자기동조 PID 제어기를 Vogel-Edgar에 의하여 사용되었던 다음과 같은 2차 지연 프로세스에 대하여 시뮬레이션 하고자한다.

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{0.0667e^{-ds}}{(s+0.2)(s+0.34)}$$

여기에서 d 는 프로세스의 지연시간이고 1에서5까지 변화한다. 만약 샘플링 시간을 1초로 하면 이산치 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{y(z^{-1})}{u(z^{-1})} = \frac{(0.02798z^{-1} + 0.023431z^{-2})z^{-d}}{1 - 1.535501z^{-1} + 0.58684z^{-2}}$$

자기동조 PID 제어기의 성능을 평가하기 위하여

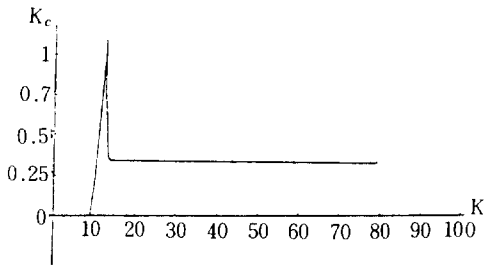


그림 2a 자기동조 PID 제어기에서 비례이득 K_c 의 궤적

Fig. 2a Trajectory for proportional gain(K_c) in the self tuning PID controller.

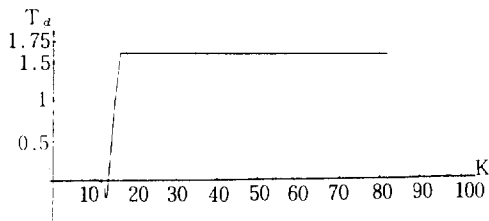


그림 2b 자기동조 PID 제어기에서 적분상수 T_i 의 궤적

Fig. 2b Trajectory for integral time constant (T_i) in the self tuning PID controller.

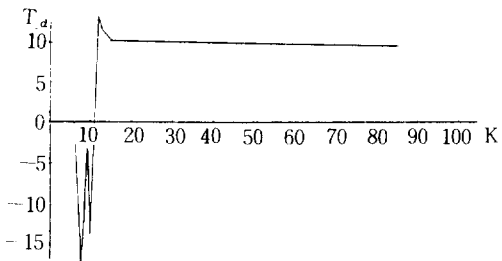


그림 2c 자기동조 PID 제어기에서 미분상수 T_d 의 궤적

Fig. 2c Trajectory for derivative time constant (T_d) in the self tuning PID controller.

다음과 같은 몇가지 경우에 대하여 시뮬레이션한다.

4. 1 지연시간이 알려지고 일정할 경우

지연시간이 3이고 변화하지 않을 경우 PID 제어기의 동조계수 K_c , T_i , T_d 의 변화에 대하여 그림2에 나타낸다. 그림에서 보는바와 같이 설정값이 스텝변화후 빠르게 수렴함을 알 수 있다. 또한, 구형파를 인가하였을 경우 응답은 그림 3 a)에 나타낸다. 그림

에서 보듯이 프로세스의 계수가 수렴할 때까지는 응답특성이 바람직한 결과를 얻지 못하였다. 따라서 Pretuning기능으로 Astrom과 Hanglund에 의하여 제시된 릴레이 제어기법을 채택하여 100스텝까지 운전한 후 본 논문에서 제시된 방법으로 전환하였다. 이때 응답은 그림 3b)와 같다.

4. 2 지연시간이 일정하나 알려지지 않았을 경우

지연시간이 정확히 알려지지 아니하였을 경우 일반적으로 예상 지연시간을 최대로 사용하는 것이 보편적이다. 그러나, 실제 지연시간이 예상 지연시간보다 적을지라도 응답에 과도현상이 나타날 수 있다. 여기에서는 두가지 경우로 나누어 실험한다. 먼저, 실제 지연시간이 예상 지연시간보다 적을 경우. 예를들면, 실제 지연시간이 1이고 예상 지연시간이 3일 경우 응답은 그림 4와 같다. 이 때의 응답은

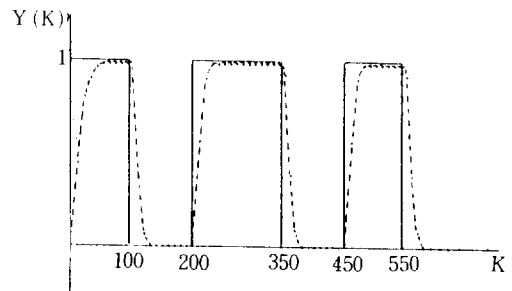


그림 3a 지연시간이 $3T_s$ 일때 자기동조 PID 제어기 적용.

Fig. 3a Self tuning PID controller of system with a $3T_s$ time delay.

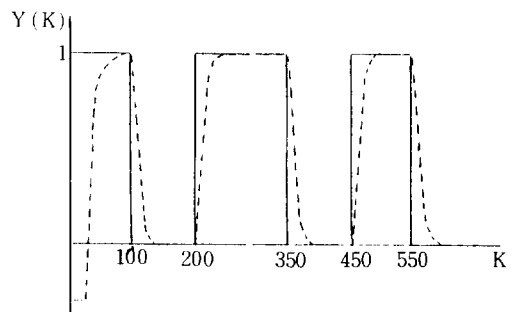


그림 3b 지연시간이 $3T_s$ 일때 선행동조후 자기동조 PID 제어기 적용.

Fig. 3b Self tuning PID controller after pretuning of system with a $3T_s$ time delay.

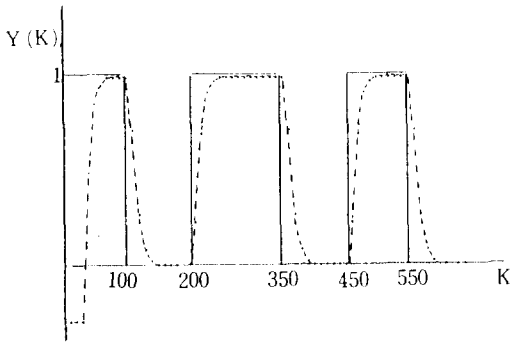


그림 4a 지연시간이 1Ts일때 자기동조 PID 제어기 적용.

Fig. 4a Self tuning PID controller of system with a 1Ts time delay.

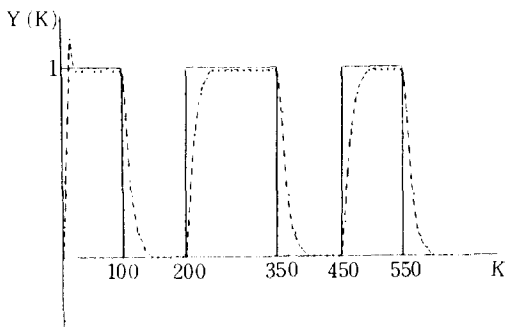


그림 4b 지연시간이 1Ts일때 선행동조후 자기동조 PID 제어기 적용.

Fig. 4b Self tuning PID controller after pretuning of system with a 1Ts time delay.

지연시간을 정확히 알았을 경우와 비슷한 결과를 가져왔다. 둘째, 실제 지연시간이 예상 지연시간보다 클 경우, 예를들면, 실제 지연시간이 5이고 예상 지연시간이 3일 경우 응답은 그림 5와 같다. 이때의 응답은 설정값이 변화할 경우 발진현상이 나타나며 곧 안정화 된다.

4.3 지연시간이 변화되는 경우

화학공장에 많으며 그림 6은 $k=400$ 에서 지연시간이 2에서 4로 변화될 때 응답을 나타낸다. 이때, 예상 지연시간을 3으로 하였으며 그림에서 보듯이 출력이 안정상태에 도달하였을 때 지연시간을 변화하였기 때문에 좋은 특성을 나타낸다. 또한, $k=350$ 일 때 지연시간이 변화하여도 그림 7에서 보듯이 약

간의 발진 후 안정상태에 도달하는 만족스러운 결과를 얻었다. 한편, PID 제어기의 동조계수 K_c , T_i , T_d 는 그림 8에서와 같이 지연시간이 변화된 후 새로운 값으로 빠르게 수렴함을 볼 수 있다. 즉, 고정된 PID 계수를 사용하였을 경우 특성이 나빠질 것을 예상할 수 있다.

4.4 비최소위상 시스템에 적용하였을 경우

유도된 제어기는 비 최소위상 시스템에도 적용할 수 있으며 다음과 같은 비 최소위상 시스템에 적용하였을 경우 응답은 그림 9와 같다.

$$\frac{y(z^{-1})}{u(z^{-1})} = \frac{(-0.0231z^{-1} + 0.0745z^{-2})z^{-2}}{1 - 1.5352z^{-1} + 0.5866z^{-2}}$$

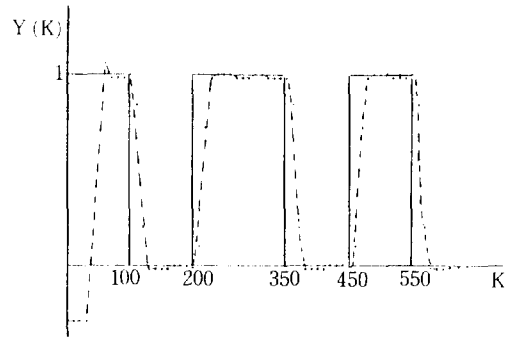


그림 5a 지연시간이 5Ts일때 자기동조 PID 제어기 적용.

Fig. 5a Self tuning PID controller of system with a 5Ts time delay.

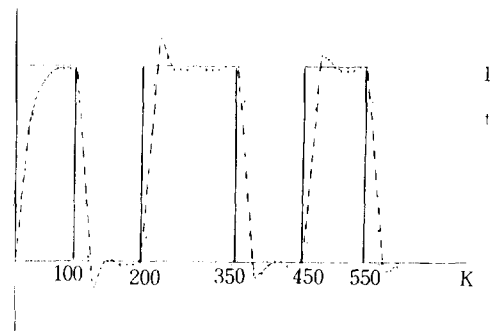


그림 5b 지연시간이 5Ts일때 선행동조후 자기동조 PID 제어기 적용.

Fig. 5b Self tuning PID controller after pretuning of system with a 5Ts time delay.

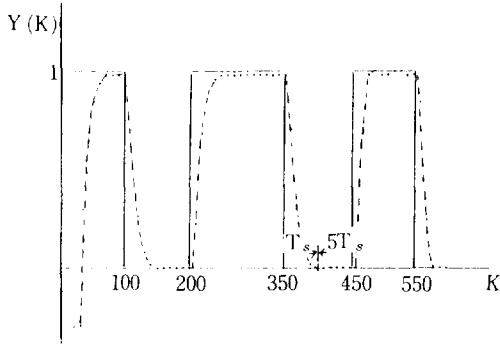


그림 6a 지연시간이 $k=400$ 에서 변화될때 자기동조 PID 제어기 적용.
Fig. 6a Self tuning PID controller of system with varying delay at $k=400$.

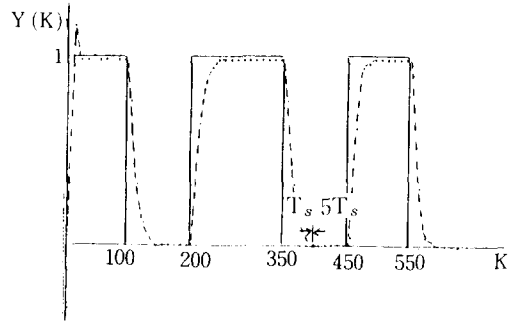


그림 6b 지연시간이 $k=400$ 에 변화될때 선행동조 후 자기동조 PID 제어기 적용.
Fig. 6b Self tuning PID controller after pre-tuning of system with varying delay.

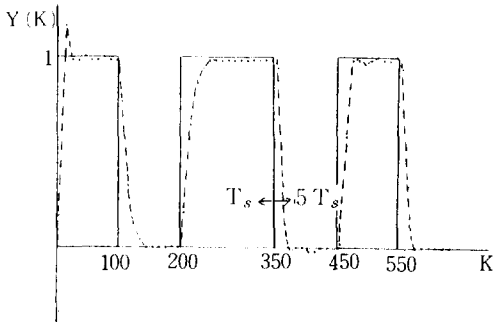


그림 7a 지연시간이 $k=350$ 에서 변화될때 자기동조 PID 제어기 적용.
Fig. 7a Self tuning PID controller of system with varying delay at $k=350$.

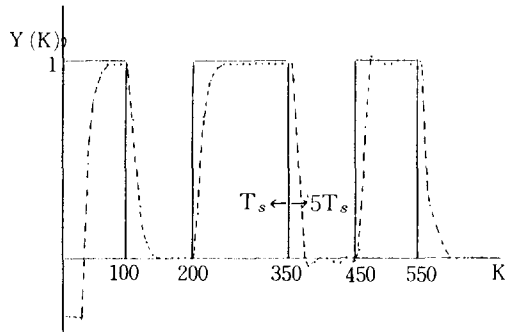


그림 7b 지연시간이 $k=350$ 에서 변화될때 선행동조 후 자기동조 PID 제어기 적용.
Fig. 7b Self tuning PID controller after pre-tuning of system with varying delay at $k=350$.

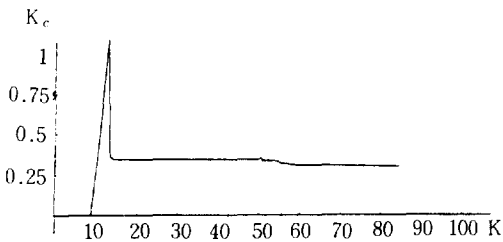


그림 8a $k=50$ 에서 지연시간이 변화하는 시스템에 적용된 자기동조 PID 제어기의 비례이득 K_c 의 궤적
Fig. 8a Trajectory for proportional gain (K_c) in the self tuning PID controller of system with varying delay at $k=50$.

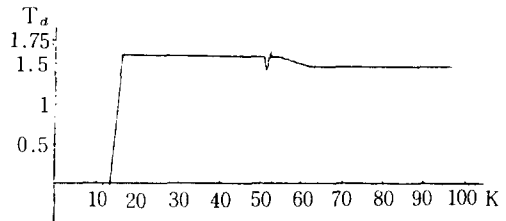


그림 8b $k=50$ 에서 지연시간이 변화하는 시스템에 적용된 자기동조 PID 제어기의 적분상수 T_i 의 궤적.
Fig. 8b Trajectory for integral time constant (T_i) in the self tuning PID controller of system with varying delay at $k=50$.

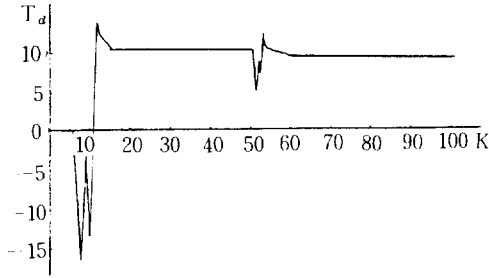


그림 8c $k=50$ 에서 지연시간이 변화하는 시스템이 적용된 자기동조 PID 제어기의 미분상수 T_d 의 궤적.

Fig. 8c Trajectory for derivative time constant (T_d) in the self tuning PID controller of system with varying delay at $k=50$.

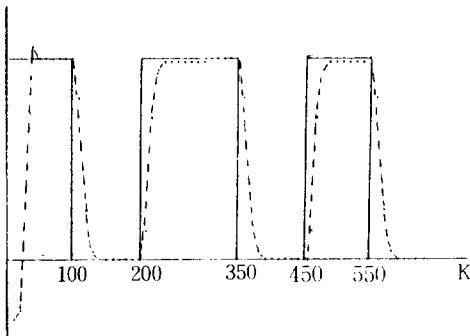


그림 9a 비 최소위상 시스템에서 자기동조 PID 제어기.

Fig. 9a Self tuning PID controller of non-minimum phase system.

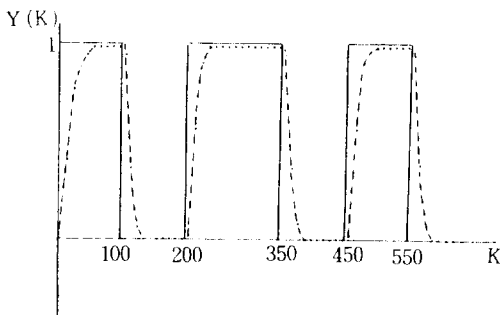


그림 9b 비 최소위상 시스템에서 선행동조후 자기동조 PID 제어기

Fig. 9b Self tuning PID controller after pre-tuning of non-minimum phase system.

5. 결 론

산업현장에 설치된 대부분의 제어기가 아날로그 PID 제어기이거나 마이크로 프로세서에 PID 기능을 내장하여 사용하고 있는데, 이는 조정계수가 적절히 선정되었을 때 이러한 공정에서 좋은 성능을 발휘할 수 있으며 현장 엔지니어에 익숙해 있다. 그러나, 프로세스 개수나 작동조건에 따라 PID계수를 조정하여야 하는데, 이는 많은 경험과 경비가 소요된다.

따라서, 본 논문에서 시간지연 뿐만아니라 비 최소위상 시스템에도 적용할 수 있는 자기동조 제어기를 PID 구조로 변형하였다. 유도된 자기동조 PID 제어기는 단독적으로는 적용제어기로 사용할 수 있으며, 주기적으로는 일반적인 PID 제어기의 계수조정이 필요한 때 동조계수를 제공하는데 이용할 수 있다. 추정기법과 제시된 알고리즘이 비교적 단순하여 단일 칩 마이크로 프로세서에 내장하여 사용하기 용이하며, 시뮬레이션 결과 만족할 만한 결과를 얻었다. pH공정에 대한 현장 실험이 진행 중에 있으며 이 결과는 차후에 발표하고자 한다.

참 고 문 헌

- 1) K.J. Astrom & B. Wittenmark, Computer Controlled Systems Theory and Design, Prentice-Hall Inc. N.J., 1984.
- 2) R.A. Mollenkamp, C.L. Smith & A.B. Corripio, "Designing a digital controller for fast processes", Instrument control system, vol. 46, No. 8, pp. 47-49, Aug., 1973.
- 3) F. Cameron & D.E. Seborg, "A self-tuning controller with a PID structure", Int. J. Cont., vol. 38, No. 2, pp. 401-417, 1983.
- 4) K.J. Astrom & B. Wittenmark, "On self-tuning regulators", Automatica, vol. 9, pp. 185-199, 1973.
- 5) D.W. Clarke & Gawthrop, "Self-tuning controller", Proc. IEE, vol. 122, pp. 929-934, 1979.
- 6) D.W. Clarke & Gawthrop, "Self-tuning controller", Proc. IEE, vol. 126, pp. 663-640, 1979.
- 7) A.B. Corripio & P.M. Tompkins, "Industrial application of a self-tuning feedback control algorithm", ISA Trans., vol. 20, No. 2, pp. 3-9, 1981.

- 8) K.J. Astrom & T. Hagglund, "Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins", *Automatica*, vol. 20, No. 5, pp. 645-651, 1984.
- 9) I.L. Chien, D.E. Seborg & D.A. Mellichamp, "A self-tuning controller for systems with unknown or varying time delays", *Int. J. Cont.*, vol. 42, No. 4, pp. 949-964, 1985.
- 10) P.E. Mcdermott & D.A. Mellichamp, "Pole placement self-tuning control of unstable non-minimum phase systems", *Proc., American Control Conference*, pp. 825-831, 1985.
- 11) P.R. Belanger, "On type 1 systems and the Clarke-Gawthrop regulator", *Automatica*, vol. 19, No. 1, pp. 91-94, 1983.
- 12) H.K. Song, "Derivation and experimental evaluation of a stable adaptive controller", Ph.D, thesis, Department of Chemical Engineering, University of Alberta, Edmonton, Canada, 1983.
- 13) H.K. Song, S.L. Shah & D.G. Fisher, "A self tuning robust controller", *Automatica*, vol. 22, No. 5, pp. 521-531, 1986.
- 14) H. Kurz & W. Goedcke, "Digital parameter adaptive control of processes with unknown deadtime", *Automatica*, vol. 17, pp. 245-252, 1981.
- 15) P.E. Wellsted & S.P. Sanoff, "Extened self-tuning algorithm", *Int., J. Control*, vol. 34, No. 3, pp. 433-455, 1981.
- 16) E.F. Vogel & T.F. Edgar, "Application of an adaptive polp-zero placement controller to chemical processes with variable deadtime", *Proc. American Control Conference*, pp. 536-542, 1982.
- 17) S. Tjokro & S.L. Shah, "Adaptive PID control", *Proc. American Control Conference*, pp. 1528-1534, 1985.
- 18) R. Isermann & K.H. Lachmann, "Parameter adaptive control with configuration aids and supervision functions", *Automatica*, vol. 21, No. 6, pp. 625-638, 1985.
- 19) Dahilin, E.B., "Designing and Tuning Digital Controllers", *Instruments and Control Systems*, vol. 41, pp. 77-83, June 1968.