

The Design of IMC-PID Controller Considering a Phase Scaling Factor

金 滄 炫* · 林 東 均†
(Chang-Hyun Kim · Dong-Kyun Lim)

Abstract - In this paper, a new design method for IMC-PID that adds a phase scaling factor of system identifications to the standard IMC-PID controller as a control parameter is proposed. Based on analytically derived frequency properties such as gain and phase margins, this tuning rule is an optimal control method determining the optimum values of controlling factors to minimize the cost function, integral error criterion of the step response in time domain, in the constraints of design parameters to guarantee qualified frequency design specifications. The proposed controller improves existing single-parameter design methods of IMC-PID in the inflexibility problem to be able to consider various design specifications. Its effectiveness is examined by a simulation example, where a comparison of the performances obtained with the proposed tuning rule and with other common tuning rules is shown.

Key Words : IMC-PID, Phase scaling factor, Optimal tuning, Phase margin, Gain margin, ITAE

1. 서 론

시스템의 제어에 있어 출력의 성능, 안정도, 내부 안정도, 성능-강인성과 안정-강인성 등은 중요하게 고려되어야 한다. 또한 제어기 설계에 있어서의 간편성 역시 실제적으로 다루어 져야만 한다. 이러한 면에서 Morari와 Zafiriou(1989)[1]가 제안한 IMC (Internal Model Controller) 구조의 PID 제어기는 모델링 오차가 없고 가역적인 특정한 구조 하에서 이상적으로 내부 안정성(internal stability)과 강인성을 보장하게 되는 장점 뿐 아니라 설계 변수가 저역 통과 필터의 변수 하나이기 때문에 주파수 및 시간 영역의 설계 사양에 직접적으로 연관 되어 있어 설계상의 용이성을 갖고 있다. 그러나 실제 플랜트의 시스템 식별(system identification) 과정에서 시스템이 갖는 비선형성, 시변요소, 저차 모델 매칭 등으로 인해 모델링 오차가 발생하게 된다. 특히 IMC-PID 제어기에 적용되는 1차 시간 지연 시스템의 식별에 적용하는 단순 1차 파데 근사화법은 지연 시간의 크기와 주파수 대역에 따라 과도하거나 축소되어 추정되는 문제가 있어 이를 보정하기 위한 위상 조절 인자를 Suh-Lim[2],[3]이 제안한 바 있다. 본 논문에서는 허용되는 조절 범위 내에서 이 위상 조절 인자를 IMC-PID 제어기의 추가된 설계 변수로 적용하여 기존 IMC-PID 제어기의 단일 변수 설계가 갖는 다양한 설계 사양을 고려할 수 없는

설계 강직성에 있어서의 문제를 해결할 수 있도록 새로운 동조법을 제안하였다. 이 두 개의 설계 변수를 선정함에 있어 이득 여유와 위상 여유와 같은 주파수영역의 설계 사양과 설계 변수 사이의 관계를 수학적 근거에 의해서 유도하여 원하는 사양을 보장하도록 하는 구속 조건 하에서 시간 영역의 오차 기준인 ITAE(Integral of Time multiplied Absolute Error)를 가격함수로 하여 최적 동조 하는 방법을 통해 하는 주파수영역과 시간영역의 설계사양을 동시에 만족하는 제어기의 동조법을 제안한다. 이후에 구체적인 제어기 구조와 설계 절차를 기술하고 사례 연구를 통해 그 유용성을 검토하겠다.

2. 본 론

2.1 일반적 IMC-PID 제어기의 구조

그림 1은 IMC 구조로 PID 제어기 설계 절차를 유도하기 위해 고려되는 일반적인 IMC 구조를 나타낸다. 이때 각 구성요소로 G 는 제어 대상 플랜트, G^o 는 플랜트의 모델, Q 는 $Q^o F$, F 는 강인성 필터 혹은 저역 통과 필터이며 Q^o 은 G 과 G^o 이 같다는 가정 하에서 설계된 공칭 제어기이다. 공칭모델 $G^o(s)$ 은 $G_m^o G_{nm}^o$ 으로 분리 되는데 여기서 G_m^o 은 최소 위상, G_{nm}^o 은 크기는 1인 비최소 위상을 나타낸다.

* 正 會 員 : 漢陽Cyber大學校 Computer工學科 助教 · 工碩

† 교신저자, 正會員 : 漢陽Cyber大學校 Computer工學科

正教授 · 工博

E-mail : eiger07@hycu.ac.kr

接受日字 : 2008年 5月 9日

最終完了 : 2008年 7月 18日

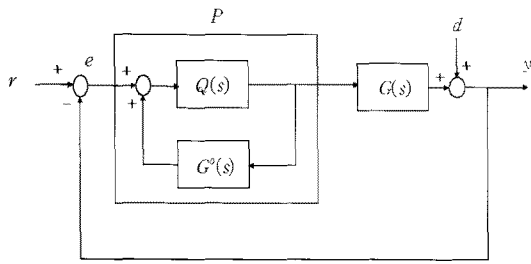


그림 1 일반적인 제어기 구조의 IMC제어기
 Fig. 1 Structure of general IMC-PID controller system

필터 Q 는 공칭 페루프 전달함수를 설계자가 원하는 형태가 되고 공칭모델의 최소 위상 부분을 보상할 수 있도록 식 (1)과 같이 선정하고 제어기 $P(s)$ 는 식 (2)과 같다.

$$Q(s) = \frac{F(s)}{G_m^o(s)}, F(s) = \frac{1}{(T_F s + 1)^n} \quad (1)$$

여기서 n 은 G_m^o 의 차수

$$P(s) = \frac{Q(s)}{1 - G^o(s)Q(s)} = \frac{F(s)}{G_m^o(s) - G^o(s)F(s)} \quad (2)$$

공칭 모델 G^o 가 식 (3)이라면 G_m^o 와 F 는 식 (4)가 된다.

$$G^o(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1} e^{-\theta s} \quad (3)$$

$$G_m^o(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1}, F(s) = \frac{1}{T_F s + 1} \quad (4)$$

식 (3)에서의 시간 지연 항 $e^{-\theta s}$ 를 식 (5)와 같이 1차 파데 근사하고 정리하면 제어기 $P(s)$ 는 식(6)과 같다.

$$e^{-\theta s} \cong \frac{1 - 0.5\theta s}{1 + 0.5\theta s} \quad (5)$$

$$P(s) = \frac{1}{K_m(\theta + T_F)s} \frac{(\tau_m s + 1) \left(\frac{\theta}{2} s + 1\right)}{\frac{T_F \theta}{2(T_F + \theta)} s + 1} \quad (6)$$

이때 제어기 $P(s)$ 는 PID 제어기의 일반적 형태이므로 이를 IMC-PID 라 한다.

위 식으로부터 IMC-PID 제어기의 설계변수는 저역 통과 필터의 계수 T_F 이고 이 값을 선정하면 IMC-PID 제어기가 설계되는 것이다. Morari와 Zafiriou[1]는 동조 방법을 단순히 실험적인 $T_F = 0.25\theta$ 로 제시 하였고, Maffezzoni - Rocco[4]는 T_F 를 선정하기 위해 H_∞ 제어 기법을 이용하였지만 이는 가중치 함수를 따로 설정해야하는 등의 설계 절차의 복잡성을 갖고 있다. 또한 그 밖에 다른 IMC-PID 제어기의 기존 설계 방법들 역시 설계 변수가 T_F 하나라는 설계 유연성을 확보하지 못하는 공통적인 문제점을 갖고 있어

[5],[6],[7] 본 논문에서는 공칭 모델 G^o 의 식별(identification) 과정에서 발생하는 시간 지연의 위상 오차를 보정하기 위해 Suh-Lim[2],[3]이 제안한 위상 조절 인자를 제어기 설계 변수로 적용하여 이러한 문제 해결하고자 하였다.

2.3 제안된 IMC-PID 제어기의 구조와 안정도 특성

제안된 추가 제어 변수인 위상 조절 인자는 식(5)의 시간 지연 항의 1차 파데 근사법에서 발생하는 위상 오차를 보정하기 위해 식 (7)과 같이 적용하여 제어기 $P(s)$ 는 식(8)이 된다.

$$e^{-\theta s} \cong \frac{1 - 0.5\theta \left(\frac{s}{K_F}\right)}{1 + 0.5\theta \left(\frac{s}{K_F}\right)} \quad (7)$$

$$P(s) = \frac{1}{K_m(\theta + K_F T_F)s} \frac{(\tau_m s + 1) \left(\frac{\theta}{2} s + K_F\right)}{\frac{T_F \theta}{2(K_F T_F + \theta)} s + 1} \quad (8)$$

식 (8)의 새로운 IMC-PID 제어기는 일반 PID 제어기인 식 (9)와 동일한 구조로 다음 식 (10)~(13)과 같은 계수 관계가 성립된다.

$$P(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d s}{N}}\right) \quad (9)$$

$$T_i = \tau_m + \frac{\theta}{2K_F} - \frac{T_F \theta}{2(K_F T_F + \theta)} \quad (10)$$

$$T_d = \frac{\tau_m \theta}{2K_F T_i} - \frac{T_F \theta}{2(K_F T_F + \theta)} \quad (11)$$

$$K_p = \frac{K_F T_i}{K_m(\theta + K_F T_F)} \quad (12)$$

$$N = \frac{2 T_d (K_F T_F + \theta)}{T_F \theta} \quad (13)$$

여기서 공칭모델 G^o 은 위상 조절 인자를 포함한 1차 파데 근사하여 식(14)와 같이 선형화할 수 있고 개루프 전달 함수는 식 (15)와 같다.

$$G(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1} e^{-\theta s} \cong \frac{K_m}{\tau_m s + 1} \frac{K_F - 0.5\theta s}{K_F + 0.5\theta s} \quad (14)$$

$$L(s) = P(s)G(s) \cong \frac{(-\frac{\theta}{2} s + K_F)}{\frac{\theta T_F}{2} s^2 + (\theta + K_F T_F) s} \quad (15)$$

여기서 개루프 전달 함수 식 (15)에서 w_p 는 위상각이 180°인 주파수이므로 식 (16)를 만족해야 한다.

$$-\tan^{-1}\left(\frac{\theta}{2K_F}w_p\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\theta T_F w_p}{2(\theta + K_F T_F)}\right) - 90^\circ = -180^\circ \quad (16)$$

이때 식 (16)의 양변에 \tan 를 취해서 정리하면 식 (17)이고 이 식을 만족하는 w_p 는 분모를 0으로 만드는 식 (18)이다. GM은 위상 교차 주파수 일 때의 개루프 전달함수의 크기의 역수이므로 식 (19)가 되고 이로부터 최종 이득 여유는 식 (20)으로 표현할 수 있다.

$$\frac{\left(\frac{\theta}{2}w_p\right) + \left(\frac{\theta K_F T_F w_p}{2(\theta + K_F T_F)}\right)}{K_F - \left(\frac{\theta}{2}w_p\right)\left(\frac{\theta T_F w_p}{2(\theta + K_F T_F)}\right)} = \infty \quad (17)$$

$$w_p = \frac{2\sqrt{K_F\theta + K_F^2 T_F}}{\theta\sqrt{T_F}} = \frac{2\sqrt{K_F\theta T_F + K_F^2 T_F^2}}{\theta T_F} \quad (18)$$

$$GM = \left| \frac{-\theta T_F w_p^2 + j2(\theta + K_F T_F)w_p}{2K_F - j\theta w_p} \right| \quad (19)$$

$$GM = \sqrt{\frac{(-\theta T_F w_p^2)^2 + (2(\theta + K_F T_F)w_p)^2}{4K_F^2 + (\theta w_p)^2}} \quad (20)$$

또한 IMC-PID에서의 이득 교차 주파수 w_c 는 $|P(jw_c)\tilde{G}(jw_c)|=1$ 를 만족하므로 식 (21)을 만족하고 이를 정리하면 식 (22)가 얻어진다.

$$\frac{2K_F - j\theta w_c}{-\theta T_F w_c^2 + j2(\theta + K_F T_F)w_c} = 1 \quad (21)$$

$$\theta^2 T_F^2 w_c^4 + (4(\theta + K_F T_F)^2 - \theta^2)w_c^2 - 4K_F^2 = 0 \quad (22)$$

식 (22)을 풀면 이득 교차 주파수 w_c 는 식 (23)이 되고 위상 여유 정의는 식 (24)이므로 이를 정리하면 식 (25)을 거쳐 식 (26)이 된다.

$$w_c = \sqrt{\frac{-(4(\theta + K_F T_F)^2 - \theta^2) + \sqrt{(4(\theta + K_F T_F)^2 - \theta^2)^2 + 16\theta^2 K_F^2 T_F^2}}{2\theta^2 T_F^2}} \quad (23)$$

$$PM = 180^\circ + \angle L(jw_c) \quad (24)$$

$$= 180^\circ + \angle \left| \frac{2K_F - j\theta w_c}{-\theta T_F w_c^2 + j2(\theta + K_F T_F)w_c} \right| \quad (25)$$

$$= 180^\circ + \left[\tan^{-1}\left(\frac{-\theta w_c}{2K_F}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{2(\theta + K_F T_F)}{-\theta T_F w_c}\right) \right] \times \frac{180^\circ}{\pi} \quad (26)$$

2.1 제안된 IMC-PID 제어기 설계 절차

step 1 위상 조절 인자의 구속 조건 선정

위상 조절 인자를 시스템의 모델링 오차 범위 내에서 제어기의 설계 변수로 적용한다는 것이 본 논문의 제안이며 시간 지연에 대한 오차는 식 (27)로 표현할 수 있다.[1]

$$\tilde{\theta} = \theta + \delta \text{ where } |\delta| \leq \bar{\delta} \quad (27)$$

$\tilde{\theta}$ 과 θ 은 각각 실제 플랜트와 공칭 모델의 시간 지연이며 δ 은 식별된 시간 지연의 오차이다. 이 시간 지연의 오차는 $|\delta| \leq \bar{\delta}$ 의 범위를 갖는 다는 불확실성에 대한 정보를 갖고 있다고 혹은 설계자가 특정 범위 내에서 설계를 하고자 하면 위상 조절 인자는 다음 식 (28)의 구속 조건을 갖는다.

$$\frac{\theta}{\theta + \bar{\delta}} \leq K_F \leq \frac{\theta}{\theta - \bar{\delta}} \quad (28)$$

step 2 저역 통과 필터 계수의 구속 조건 선정

위상 조절 인자의 구속 조건이 결정 되면 이에 따라 식 (20), (26)을 통해 주파수 영역의 설계 사양 즉 위상 여유와 이득 여유의 설계 조건 식 (29), (30)을 항상 만족하도록 하는 저역 통과 필터의 계수 T_F 의 범위를 구속할 수 있다.

$$\alpha_P(K_{F1}, T_{F1}) \leq PM(\text{Phase Margin}) \leq \beta_P(K_{F2}, T_{F2}) \quad (29)$$

$$\alpha_G(K_{F1}, T_{F1}) \leq GM(\text{Gain Margin}) \leq \beta_G(K_{F2}, T_{F2}) \quad (30)$$

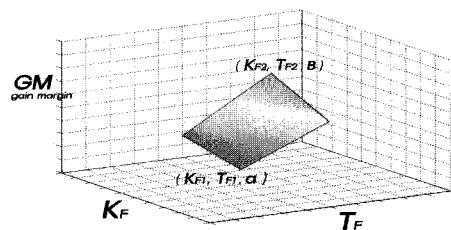
그럼 2는 주파수 영역의 설계 사양인 PM 과 GM 에 따라 설정된 K_F 과 T_F 의 집합 영역으로 이 범위 내에서 목적함수를 최소화하는 제어 변수의 최적 해를 찾는 것이다.

step 3 시간 영역에서의 성능 지수를 목적으로 하는 가격함수 선정

가격함수는 식 (31)과 같고 본 논문에서는 시간 응답의 속도나 오버슈트에서 비교적 좋은 동조 효과를 보여 산업계에서 일반적으로 선호도가 높은 ITAE(Integral of Time multiplied Absolute Error) ($i=1, j=1$)를 가격함수로 설정하였다.

Time moment weighted Integral of Absolute Error criteria

$$J_{ij}(K_F, T_F) = \int_0^\infty t^i |e(t)|^j dt \quad (31)$$



(a)

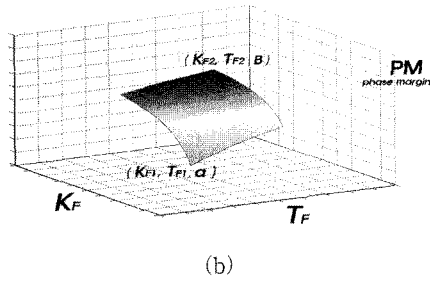


그림 2 주파수 영역 설계 사양 ((a):이득여유, (b):위상여유)을 보장하는 제어 변수 영역

Fig. 2 The region of the control parameters for guaranteed design specifications in frequency domain ((a):Gain margin, (b):Phase margin)

step 4 구속조건 하에서 가격함수를 최소화 하는 설계 변수 선정

step 1~3을 통해 결정된 구속 조건과 가격함수에 따라 이를 최소화하는 설계 변수 K_F, T_F 를 식 (32)에 따라 결정한다.

$$\begin{aligned}
 & \text{minimize } J(K_F, T_F) = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \\
 & \text{subject to } \frac{\theta}{\theta + \delta} \leq K_F \leq \frac{\theta}{\theta - \delta}, \alpha_P \leq PM \leq \beta_P \\
 & \text{bounded to } K_{F1} \leq K_F \leq K_{F2}, T_{F1} \leq T_F \leq T_{F2}
 \end{aligned} \tag{32}$$

본 논문에서는 위 최적화 문제를 수행하기 위한 한 방법으로 유전자 알고리즘을 이용하였고 이는 K_F, T_F 를 유전자로 하여 목적함수를 통해 유전성을 파악한 후 목적함수값을 작게 하는 유전 인자를 다음 세대로 전달하여 최적화의 종료 조건을 만족 시키는 유전자를 찾는 방식이다. 구체적 방법은 참고 문헌 [9]에 언급되어 있다.

본 논문에서 제안 하는 위의 동조법은 기존의 IMC-PID 제어기가 갖는 설계상의 강직성 문제를 해결하기 위해 위상 조절 인자를 설계 변수로 추가함으로써 좀 더 다양한 설계 조건을 만족 하도록 하는 설계가 가능하게 하였다. 이 위상 조절 인자 K_F 의 동조 영역을 선정함에 있어 모델 불확실성에 근거한 시간 지연의 오차 범위를 고려하여 지정하고 이 영역 안에서 주파수 영역의 설계 사양인 이득여유와 위상여유를 설계자가 원하는 구체적 수치를 보장하도록 필터 파라미터 T_F 의 영역을 지정함으로써 설계 변수들의 설계 가능 집합을 구성할 수 있다. 주파수역 설계 사양을 보장하는 설계 변수의 집합을 구속 조건으로 표현하고 시간영역의 설계 사양을 만족하는 가격함수를 설정하여 최소치 문제를 풀도록 하여 주파수 영역과 시간영역의 설계를 동시에 고려하도록 새롭게 제안된 동조법을 통해 설계상의 유연성을 확보하였다. 또한 최적화문제의 해의 집합을 선정할 때 주파수역 특성에 대한 해석적 접근에 근거하므로 다양한 시스템에 적용할 수 있어 실제 산업 및 공정 제어 분야에 있어 광범위

한 적용이 가능하리라 기대할 수 있다.

제안된 동조 방법을 다음의 대표적 비교 시스템에 적용한 사례 연구를 통해 구체적으로 제시하고 타 동조 방법의 결과들과 비교하여 그 우수성을 검토하겠다.

2.4 시뮬레이션 및 결과 비교

사례 연구에서는 비교적 큰 지연 시간을 갖는 시스템으로 Yuwana-Seborg(1982)[10], Chen(1989)[11]등에 의해 시뮬레이션 상에서 서로의 우수성을 입증하기 위하여 비교 대상이 되어 온 대표적인 시스템인 식 (33)을 선정하였다.

$$G_p(s) = \frac{e^{-3s}}{(s+1)^2(2s+1)} \tag{33}$$

플랜트 응답 데이터로부터 Suh-Lim(1997)[2],[3] 방법으로 구한 추정 모델의 변수 값은 표 1과 같다.

표 1 사례 연구에 대한 추정 모델의 변수
Table 1 The variables of identified model for the example

추정모델변수	K_m	τ_m	θ
크 기	1.0	1.54	4.93

step 1 지연 시간의 모델링 최대 오차 범위를 본 논문에서는 식별된 지연 시간의 30%로 설정하였고 식 (27)는 식 (34)와 같다.

$$\tilde{\theta} = \theta + \delta \text{ where } |\delta| \leq \bar{\delta} = 0.3\theta \tag{34}$$

그러므로 위상 조절 인자의 조절 범위는 $0.7692 \leq K_F \leq 1.4286$ 이다.

step 2 이득 여유는 $8db \leq GM \leq 12db$ 을 보장하도록 설정하였고 이에 따른 위상 여유는 $61.5^\circ \leq PM \leq 68.3^\circ$ 이 보장 된다. 이 주파수 영역의 설계 사양을 보장하는 저역통과 필터의 제어 영역은 $1.6 \leq T_F \leq 6.41$ 이 된다.

step 3 시간 영역의 설계 사양을 ITAE 를 최소화 하도록 하는 식 (35)과 같은 목적함수를 선정한다.

$$J(K_F, T_F) = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \tag{35}$$

step 4 최적화 문제를 풀도록 하는 구속 조건과 목적함수는 다음 식 (36)와 같다.

$$\begin{aligned}
 & \text{minimize } J(K_F, T_F) = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \\
 & \text{subject to } \frac{\theta}{\theta + 0.3\theta} \leq K_F \leq \frac{\theta}{\theta - 0.3\theta}, \quad 8db \leq GM \leq 12db, \quad 61.5^\circ \leq PM \leq 68.3^\circ \\
 & \text{bounded to } 0.7692 \leq K_F \leq 1.4286, 1.60 \leq T_F \leq 6.41
 \end{aligned} \tag{36}$$

유전자 알고리즘을 이용하여 구해진 위 목적함수를 최소화 하는 제어 변수의 최적 해는 $K_F=0.8515$, $T_F=1.60$ 이다.

그림 3과 그림 4는 시스템에 스텝 응답과 보드선도들을 비교한 것으로, M-Z : Morari-Zafiriou[1], Z-L : Ziegler-Nichols[13], K-L : Kim-Lim[8], KY : Kaya[14]의 방법을 나타내고 Pro는 본 논문에서 제안한 방법으로 제어한 응답이다. K-L 방법은 주파수역 성능을 고려하여 T_F 를 선정하는 동조법이며, KY 방법은 시간 영역의 오차적분 성능 지수를 최소화 하는 최적동조법이다.

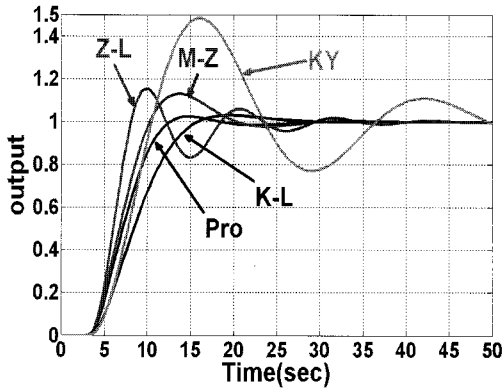


그림 3 예제의 단위 계단 응답 비교
Fig. 3 Comparison of Unit-step responses for the example

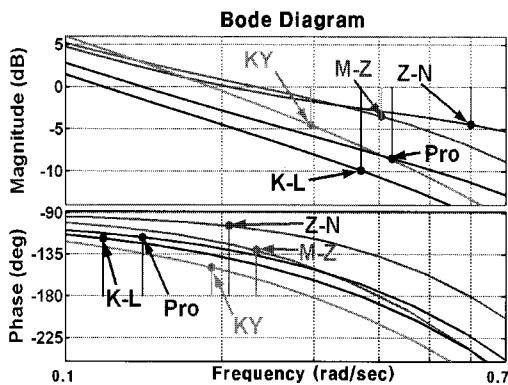


그림 4 예제의 보드 선도 비교
Fig. 4 Comparison of bode diagrams for the example

위 결과들을 표 2와 표 3에 각각 시간 영역과 주파수 영역의 성능을 구체적인 수치를 통해 비교했다. 여기서 Rise Time은 10~90%까지 도달 시간이고 Settling Time은 정상 상태의 2%내에 들어오는 정착시간으로 설정하였다. 표 2, 표 3, 그림 2과 그림 3에서 보는 바와 같이 본 논문에서 제안한 동조 방법은 다소 느린 상승 시간을 보이긴 하지만 가역함수인 ITAE, 오버 슈트, 정착 시간의 시간 영역 성능이 가장 우수함을 알 수 있다. 또한 구속 조건으로 설정했던 주파수 영역의 성능 역시 시스템 식별상의 오차에도 불구하고 초기 구속 조건을 만족하면서 균형적이고 뛰어난 이득 여유와 위상 여유를 보이고 있다.

표 2 시간 영역 성능의 비교

Table 2 Comparison of the performances in time domain.

성능지수 동조방법	ITAE	Overshoot (%)	Settling Time (sec)	Rise Time (sec)
Pro	33.6	2.3	15.8	6.1
K-L	47.6	2.9	22.9	8.0
M-Z	40.1	13.0	25.3	4.9
Z-N	45.6	15.3	28.1	3.6
KY	189.1	48.2	70.7	4.8

표 3 주파수 영역 성능의 비교

Table 3 Comparison of the performances in frequency domain.

성능지수 동조방법	Gain Margin(db)	Phase Margin(°)
Pro	8.47	63.4
K-L	9.93	62.4
M-Z	3.44	49.6
Z-N	4.44	76.1
KY	4.50	31.1

3. 결 론

Morari-Zafiriou(1989)[1]가 처음 제안한 IMC 구조의 PID 제어기는 그 구조 상 설계 절차가 간단하고 강인성 문제를 명확하게 할 수 있는 장점 때문에 많이 응용되고 그 동조 방법 또한 계속 제안되어왔다. 하지만 기존의 제안된 동조 방법들은 단일 설계 변수로 인한 다양한 설계 사양을 만족시키지 못하는 설계상의 강직성 문제가 있었다. 그래서 본 논문에서는 시스템 식별 시 시간 지연으로 인한 위상 오차를 보정하기 위한 위상조절 인자를 제어기의 추가적인 설계 파라미터로 적용시키는 방법을 제안한다. 동조 방법으로 1차 시간 지연 시스템의 주파수 영역 특성들을 해석적으로 유도하여 시간 지연의 모델링 허용 오차 범위 내에서 그 성능을 보장하도록 설계 변수들의 구속 조건을 제한하고 시간 영역의 성능 지수를 목적함수로 하여 이를 최소화하는 최적해를 구하도록 하였다. 이를 통해 두 영역의 성능을 동시에 설계 사양으로 적용할 수 있어 설계상의 유연성을 비교적 간편한 동조법으로 확보할 수 있다. 제안된 방법의 유용성을 사례 연구를 통해 기존의 동조법과의 시간, 주파수 영역의 성능을 비교하여 검토하였다. 추가적으로 다변수 시스템에 적용, 센서 잡음 및 왜란에 대한 강인성 판별, 실제 플랜트에 적용하여 공정 제어에 응용하는 등의 연구가 수행될 수 있다.

참 고 문 헌

[1] M. Morari and E. Zafiriou, "Robust process control", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
[2] B. S. Suh and D. K. Lim, "New PID identification

algorithm based on frequency scaling", Proceedings of the 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Vol. no. 1, pp. 654-658, 1998.

- [3] 임동균, 서병설, "PID 제어기의 최적 동조," 전자공학회 논문지, 제30권 B편, 제11호, 27-36쪽, 1993년 11월
- [4] C. Maffezzoni and P. Rocco, "Robust Tuning of PID Regulators Based on Step-Response Identification," European Journal of Control, Vol 3, no 2, pp. 125-136, Mar 1997.
- [5] 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 Transactions on Control Systems Technology, Vol. 9, no. 3, pp. 535-541, May 2001.
- [6] Ibrahim Kaya, "Two-degree-of-freedom IMC structure and controller design for integrating processes based on gain and phase-margin specifications," IEE Proc, Control Theory Appl., Vol. 151, no. 4, pp. 481-487, July 2004.
- [7] J. Shi and W. S. Lee, "IMC-PID Controllers for First-order Plus Dead-Time Processes: A Simple Design with Guaranteed Phase," Proceedings of IEEE TENCON'02, pp. 1397-1400, 2002.
- [8] 임동균, 김창현, 서병설, "루프 형성 기법을 이용한 IMC-PID 제어기 설계," 전자공학회 논문지, 제42권 SC편, 제3호, 11-16쪽, 2005년 5월
- [9] Christopher R. Houck, Jeff A. Joines, and Mike Kay "A Genetic Algorithm for Function Optimization: A Matlab Implementation," NCSU-IE TR, pp. 95-09, 1995.
- [10] M. Yuwana and D. E. Seborg, "A New Method for On-Line Controller Tuning," AIChE, Vol. 28, no. 3, pp. 434-440, May 1982.
- [11] C. L. Chen, "A Simple Method for On-Line Identification and Controller Tuning," Journal of AIChE, Vol. 35, no. 12, pp. 2037-2039, Dec 1989.
- [12] S. Skogestad and L. Postlethwaite, "Multivariable Feedback Control : Analysis and Design," John Wiley & Sons, pp.30-34, 1996.
- [13] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum Settings for Automatic Controllers," Trans. ASME, Vol 64, pp. 759 - 768, 1942.
- [14] Ibrahim Kaya, "IMC based automatic tuning method for PID controllers in a Smith predictor configuration," Computers & Chemical Engineering 28, pp. 281-290, 2004.

저 자 소 개



김창현 (金滄炫)

2003년 강남대학교 산업·전산·전자공학부 졸업(학사). 2006년 한양대학교 전기공학과 졸업(석사). 현재 한양사이버대학교 조교

Tel : 02-2290-2980

Fax : 02-2290-2828

E-mail : chang1005@hanyang.ac.kr



임동균 (林東均)

1985년 한양대학교 전자통신공학과 졸업(학사). 1987년 동 대학원 전자통신공학과 졸업(석학사). 2001년 동 대학원 전자통신공학과 졸업(공학박사). 2003년~현재 한양사이버대학교 컴퓨터공학과 교수

Tel : 02-2290-2980

Fax : 02-2290-2828

E-mail : eiger07@hycu.ac.kr