

# SOPTD 프로세스의 외란억제용 IMC 기반 2 DOF PIDC 제어기 설계

조흥우<sup>1</sup>, 박근형<sup>1</sup>, 소건백<sup>2</sup>, 이찬하<sup>3</sup>, 소명옥<sup>1\*</sup>  
<sup>1</sup>한국해양대학교, <sup>2</sup>목포해양대학교, <sup>3</sup>베가스

## Design of IMC-Based 2 DOF PIDC Controller for Disturbance Rejection of SOPTD Processes

Hong-Yu ZHAO<sup>1</sup>, Geun-Hyung Park<sup>1</sup>, Gun-Baek So<sup>2</sup>, Chan-Ha Lee<sup>3</sup>, Myung-Ok So<sup>1\*</sup>  
<sup>1</sup>Korea Maritime & Ocean University  
<sup>2</sup>Mokpo National Maritime University  
<sup>3</sup>Begas corporation

**요약** 본 연구에서는 시간지연이 있는 2차 모델을 대상으로 부하 외란을 효과적으로 억제하기 위한 IMC 기반 2 DOF PIDC 제어기 설계법을 제안한다. 제안한 2 DOF PIDC 제어기는 설정점 필터와 PIDC 제어기로 구성된다. PIDC 제어기는 내부모델제어 원리에 기초하여 외란 억제에 중점을 두고 설계하며, 설정점 필터는 추종 성능을 개선하기 위한 것이다. 제안한 제어기를 시간지연이 있는 2차 공칭 프로세스와 불확실성 프로세스에 적용하고 기존의 제어기와 비교하여 그 유효성을 입증한다. 제안한 방법의 특징은 제어 응답 성능과 안정성 간에 적절히 타협할 수 있을 뿐만 아니라 IMC 필터 시정수 하나만을 조정하여 제어기 파라미터를 동조할 수 있다는 것이다.

**Abstract** This paper proposes an IMC-based 2 DOF PIDC controller design method for effective load-disturbance rejection in second-order models with a time delay. The proposed 2 DOF PIDC controller consists of a set-point filter and a PIDC controller. The PIDC controller was designed based on the Internal model control principle, focusing on disturbance rejection, while the set-point filter was introduced to improve tracking performance. The effectiveness of the proposed controller was demonstrated by applying it to second-order models with a time delay, considering nominal and uncertain processes, and comparing it with the existing controllers. One notable feature of the proposed approach was the ability to trade off the control response performance and stability while conveniently tuning the controller parameters by adjusting a single parameter of the IMC filter.

**Keywords** : Second-order Model, Internal Model Control, 2 DOF PIDC Controller, Disturbance Rejection, Stability

### 1. 서론

PID 계열의 제어기는 구조가 간단하고 조정해야 할 파라미터의 수가 많지 않아 산업공정을 비롯한 다양한 응용 분야에서 널리 사용되어오고 있다[1,2]. 그리고 현

재까지 많은 연구자가 프로세스의 모델에 기반한 PID 제어기를 설계하고 그 파라미터를 동조하는 방법을 다양하게 연구해 왔다[3]. 모델은 제어 대상인 프로세스의 동적 특성을 적절히 반영할 수 있어야 하며 그렇지 못할 경우, 모델 기반 제어기 설계에서는 만족스러운 제어성능을 얻을

\*Corresponding Author : Myung-Ok So(Korea Maritime & Ocean Univ.)

email: smo@kmou.ac.kr

Received June 9, 2023

Accepted July 7, 2023

Revised June 29, 2023

Published July 31, 2023

수 없다. 대부분 프로세스는 안정한 과감쇠(over-damped) 특성을 갖고 있어 모델 기반 제어기 설계에서 시간지연이 있는 1차 모델(FOPTD: First Order Plus Time Delay, 이하 FOPTD)이 가장 많이 사용돼왔다[4,5]. 그러나 FOPTD 모델로 프로세스의 동특성을 표현하기 곤란한 경우, 시간지연이 있는 고차 모델이나 시간지연이 있는 적분 프로세스 모델이 더 적합할 수 있다.

PID 제어기 설계 및 동조 방법에는 안정성 분석 방법 [6,7], 직접 합성(DS: Direct Synthesis, 이하 DS) 방법 [8-12], 내부모델제어(IMC: Internal Model Control, 이하 IMC) 방법[13-19] 등이 많이 연구돼왔다.

Luyben[6]은 Ziegler-Nichols의 페루프 동조법인 한계감도법[7]을 개선한 새로운 동조법을 제안하였다. 이 방법은 일정 폭으로 진동할 때의 비례 이득인 한계 이득(ultimate gain), 임계 진동이 일어날 때의 주기인 한계 주기(ultimate period)를 구하여 PID 제어기의 파라미터를 동조한다.

Chen 등[8]은 시간지연이 있는 다양한 프로세스에 대해 DS법을 이용한 PI/PID 제어기 설계 및 동조법을 제안하였다. DS법은 제어기와 프로세스로 구성된 페루프 응답이 목표로 하는 응답과 일치하도록 해석적으로 설계하는 방법이다. 목표 페루프 전달함수를 지정하는 한 가지 방법은 페루프 극을 선택하는 것으로서 극 배치법의 특수한 유형으로 생각할 수 있다. Vilanova 등[11]은 다양한 적분 프로세스 모델에 대한 DS 기반 PID 제어기 설계법을 개선하였다. 제어기를 설계하기 위해 모델과 제어기를 무차원화 하였으며 제어시스템의 안정성을 고려하기 위해 최대감도를 사용하였다. 그러나 지정된 안정성을 갖는 제어기 파라미터를 얻기 위한 조정변수의 선택에 대한 지침이 제공되지 않아 시행착오가 필요하다.

So[12]는 시간지연이 있는 순수적분 모델을 위한 PID 제어기를 DS 기반으로 설계하였다. 여기서 전체 제어시스템은 정규화 형태로 표현되고, PID 제어기의 정규화된 파라미터는 무차원 시정수의 함수로 표현된다. 또한, 조정변수 선택을 위한 지침이 최대감도에 대한 함수로 제공되어 사용자가 편리하게 제어기의 파라미터를 구할 수 있다.

Skogestad는 Rivera 등이 제안한 IMC 방법[13]을 획기적으로 개선한 SIMC[15] 방법을 제안하여 시간지연이 있는 1차 및 2차의 다양한 프로세스에 적용하였으며, 그 후 많은 연구자가 그들이 제안한 방법의 타당성 입증 을 위해 SIMC 방법과 많이 비교하고 있다.

Lee 등[16]은 SIMC 방법[15]보다 적분시간을 더욱 제한하는 K-IMC 방법을 제안하였으며, SIMC 방법에서

는 사용하지 않았던 설정점 필터(set-point filter)를 제안하였다. Shamsuzzoha는 시간지연이 있는 2차 프로세스를 대상으로 개선된 외란 억제용 PID 제어기 설계법을 제안하였다[17]. 또한 시간지연이 있는 1차 및 2차 프로세스에 대해 IMC 방법을 기반으로 설정점 필터를 가지는 2 DOF PID 제어기의 설계법을 제안하였다[18]. Zhao는 IMC 기반 PID 제어기를 제안하고 시간지연이 있는 1차 및 2차 프로세스에 적용하여 그 우수성을 입증 하였다[19]. 일반적으로 IMC 기반의 PID 계열 제어기는 설정값 추종 성능은 우수하나 외란 억제성능에서는 회복 시간이 길다.

본 연구에서는 앞에서 설명한 것과 같이 FOPTD 모델로 프로세스의 동특성을 표현하기 곤란한 경우를 고려하여, 시간지연이 있는 2차 모델(SOPTD: Second-Order Plus Time Delay, 이하 SOPTD)을 대상으로 IMC 기반의 2 DOF PIDC 제어기 설계법을 제안한다.

2 DOF PIDC 제어기는 설정점 필터와 제어기에 진상-지상 보상기가 직렬로 연결된 PIDC(PID with Compensator) 제어기로 구성되어 있다. PIDC 제어기는 부하 외란 억제에 중점을 두어 설계하므로 설정값 변화에 대해 오버슈트(overshoot)가 크게 나타날 수 있다. 이를 완화하기 위해 설정점 필터를 사용하며 이것은 적분시간, 미분시간, 가중값으로 구성된 2차 시스템이다. 그리고 IMC 필터 시정수의 조정만으로 PIDC 제어기의 5개 파라미터를 결정할 수 있다.

제안한 방법은 시간지연이 있는 두 개의 2차 프로세스에 적용하여, 기존의 비교 대상으로 많이 이용되어 오고 있는 제어기와 비교하여 그 유효성을 입증한다. 본 연구의 구성은 다음과 같다. 먼저 1장은 서론이고, 2장에서는 제안한 제어기의 구조와 설계법에 관해 설명하고 3장에서는 제어기의 성능을 정량적으로 평가하기 위한 성능지수에 관해 기술한다. 4장에서는 제안한 제어기의 동조법을 비교 대상의 동조법과 함께 기술하고, 5장에서는 두 개의 프로세스를 대상으로 공칭조건과 파라미터 변화에 대해 설정점 추종과 외란 억제 응답을 시뮬레이션하며 6장에서 결론을 요약한다.

## 2. IMC 기반 2 DOF PIDC 제어기 설계

### 2.1 IMC 기반 2 DOF PIDC 제어기의 구조

Fig. 1은 설정점 필터를 가진 IMC 시스템의 구조를 나타낸다.

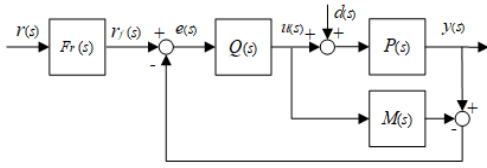


Fig. 1. Structure of an IMC system with set-point filter

본 연구에서는 전달함수와 신호를 쉽게 분간할 수 있도록 전달함수는 대문자로, 신호는 소문자로 표현한다. 여기서  $F_r(s)$ 는 설정점 필터의 전달함수,  $Q(s)$ 는 IMC 제어기 전달함수,  $P(s)$ 는 프로세스 전달함수,  $M(s)$ 는 프로세스 모델의 전달함수를 나타내고,  $r(s)$ 는 설정 입력,  $r_f(s)$ 는 설정점 필터의 출력,  $d(s)$ 는 외란 입력,  $u(s)$  제어기의 출력인 제어 입력,  $y(s)$ 는 프로세스 출력,  $e(s)$ 는 설정점 필터의 출력과 프로세스 출력의 오차를 나타낸다.

만약  $P(s) = M(s)$ 인 공칭상태라면 설정 입력  $r(s)$ , 외란 입력  $d(s)$ , 출력  $y(s)$ 의 관계는 다음과 같이 표현된다.

$$y(s) = P(s)Q(s)F_r(s)r(s) + [1 - M(s)Q(s)]P(s)d(s) \quad (1)$$

따라서 설정 입력  $r(s)$ 에 대한 출력  $y(s)$ 의 전달함수와 외란 입력  $d(s)$ 에 대한 출력  $y(s)$ 의 전달함수는 각각 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{y(s)}{r(s)} = P(s)Q(s)F_r(s) \quad (2)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = [1 - M(s)Q(s)]P(s) \quad (3)$$

Fig. 1의 구조를 변경하면 Fig. 2와 같은 고전적인 피드백 제어시스템의 구조로 표현할 수 있다.

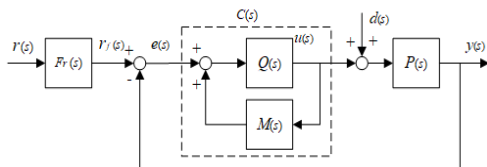


Fig. 2. Structure of a classical feedback control system

여기서  $C(s)$ 는 Eq. (4)처럼  $Q(s)$ 와  $M(s)$ 로 이루어진 제어기이다.

$$C(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{Q(s)}{1 - M(s)Q(s)} \quad (4)$$

## 2.2 IMC 기반 PIDC 제어기 설계

제어 대상으로 Eq. (5)의 SOPTD 프로세스 모델을 고려한다.

$$M(s) = \frac{ke^{-Ls}}{(T_1s+1)(T_2s+1)} \quad (5)$$

Where,  $k$ ,  $L$ ,  $T_1$  and  $T_2$  denote the gain, time delay, time constants of process, respectively.

설계하고자 하는 제어기는 진상-지상 보상기가 직렬 연결된 Eq. (6)의 PIDC 제어기이다.

$$C(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \frac{1+as}{1+bs} \quad (6)$$

Where,  $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ ,  $a$  and  $b$  denote proportional gain, integral time, derivative time of PID controller, time constants for lead-lag compensator respectively.

IMC 원리에 기초한 PIDC 제어기의 설계 방법은 다음과 같다.

프로세스 모델은 가역 부분  $\tilde{M}(s)$ 와 비가역 부분  $\bar{M}(s)$ 로 분리되고, 시간지연과 양의 영점은 비가역 부분에 해당한다.

$$M(s) = \tilde{M}(s)\bar{M}(s) \quad (7)$$

$$\tilde{M}(s) = \frac{k}{(T_1s+1)(T_2s+1)} \quad (8)$$

$$\bar{M}(s) = e^{-Ls} \quad (9)$$

IMC 제어기  $Q(s)$ 는 Eq. (8)의 역에 Eq. (10)의 필터  $F(s)$ 를 곱하여 Eq. (11)과 같이 설계한다. 여기서  $\alpha_i$  ( $i=1,2$ )는 분자의 계수이고  $\lambda$ 는 필터의 시정수로 제어기의 조정변수이다.

$$F(s) = \frac{\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + 1}{(\lambda s + 1)^4} \quad (10)$$

$$Q(s) = \frac{\tilde{M}(s)^{-1} F(s)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} = \frac{\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + 1}{k(\lambda s + 1)^4} \quad (11)$$

따라서 Eq. (4)의 피드백 제어기는 Eq. (12)와 같이 표현된다.

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - M(s)Q(s)} = \frac{\tilde{M}(s)^{-1} F(s)}{1 - \tilde{M}(s) F(s)} \quad (12)$$

Eq. (12)의 제어기에  $\tilde{M}(s)^{-1}$ ,  $F(s)$ ,  $\tilde{M}(s)$ 를 대입하여 정리하면 이상적인 피드백 제어기는 Eq. (13)과 같이 구해진다.

$$C(s) = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + 1)}{k[(\lambda s + 1)^4 - e^{-Ls}(\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + 1)]} \quad (13)$$

Eq. (13)은 PID 형태의 제어기가 아니므로 진상-지상 보상기를 가진 PIDC 제어기가 되도록 설계한다.

이를 위해 시간지연 항  $e^{-Ls}$ 를 Eq. (14)의 Pade 1차 식으로 근사화하고, Eq. (13)을 재정리하면 Eq. (15)와 같다.

$$e^{-Ls} \simeq \frac{1 - 0.5Ls}{1 + 0.5Ls} \quad (14)$$

$$C(s) = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + 1)(0.5Ls + 1)}{k(4\lambda + L - \alpha_1)s(h_4 s^4 + h_3 s^3 + h_2 s^2 + h_1 s + 1)} \quad (15)$$

Eq. (15)의 분모에 있는 계수  $h_i$  ( $i = 1 \sim 4$ )는 Eqs. (16)~(19)와 같다.

$$h_1 = \frac{0.5\alpha_1 L - \alpha_2 + 2\lambda L + 6\lambda^2}{4\lambda + L - \alpha} \quad (16)$$

$$h_2 = \frac{0.5\alpha_2 L^2 + 3\lambda^2 L + 4\lambda^3}{4\lambda + L - \alpha} \quad (17)$$

$$h_3 = \frac{2\lambda^3 L + \lambda^4}{4\lambda + L - \alpha} \quad (18)$$

$$h_4 = \frac{0.5\lambda^4 L^2}{4\lambda + L - \alpha} \quad (19)$$

Eq. (15)의 제어기는 고차 필터가 직렬 연결된 Eq. (6) 형태의 PIDC 제어기로 표현될 수 있다. 이 경우  $K_p$ ,  $T_i$  및  $T_d$ 는 Eq. (20)과 같다.

$$K_p = \frac{\alpha_1}{k(4\lambda + L - \alpha_1)}, T_i = \alpha_1, T_d = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \quad (20)$$

$\alpha_1$ 과  $\alpha_2$ 의 값은  $-1/T_1$ 과  $-1/T_2$ 에서 Eq. (3)의  $[1 - M(s)Q(s)] = 0$ 이 되도록 선정하고 연립방정식을 풀면 Eq. (21) 및 (22)와 같이 구할 수 있다.

$$\alpha_1 = \frac{T_1^2[(1 - \frac{\lambda}{T_1})^4 e^{-L/T_1} - T_2^2[(1 - \frac{\lambda}{T_2})^4 e^{-L/T_2}]}{T_2 - T_1} \quad (21)$$

$$\alpha_2 = \alpha_1 T_2 + T_2^2[(1 - \frac{\lambda}{T_2})^4 e^{-L/T_2} - 1] \quad (22)$$

진상-지상 보상기의 분모의 계수를 구하기 위해 Eq. (15)에 포함된 일부분을 아래와 같이  $cs^2 + bs + 1$ 로 둔다.

$$\frac{1 + h_1 s + h_2 s^2 + h_3 s^3 + h_4 s^4}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} = cs^2 + bs + 1 \quad (23)$$

Eq. (23)으로부터  $b$ 를 구하면 Eq. (24)가 된다.

$$b = \frac{0.5\alpha_1 L - \alpha_2 + 2\lambda L + 6\lambda^2}{4\lambda + L - \alpha} - (T_1 + T_2) \quad (24)$$

2차 항  $cs^2$ 은 제어 관련 주파수 범위에서 제어 성능에 미치는 영향이 아주 적으므로 무시한다.

Eq. (6)에 있는  $a$ 는 Eq. (15)로부터 쉽게 구해진다.

$$a = 0.5L \quad (25)$$

Eqs. (20), (24), (25)로 구성된 Eq. (6)의 1차 진상-지상 보상기를 가진 PIDC 제어기가 완성된다.

### 2.3 설정점 필터 설계

제어기를 설계할 때 부하 외란 억제에 중점을 두고 설계하였으므로 설정값 변화에 대해 오버슈트가 크게 될 수 있다. 오버슈트가 너무 크면 제어시스템이 불안정해질 수 있으므로 오버슈트를 줄이기 위해 설정점 필터를

사용한다. 설정점 필터를 고려한 PID 제어기에서의 비례 동작은 목표값  $r(t)$ 에 0~1 범위의 가중값  $\epsilon$ 을 곱하여 새로운 오차  $[er(t) - y(t)]$ 를 구하고, 미분동작과 적분 동작은 오차  $[r(t) - y(t)]$ 를 사용하며 각각 해당하는 파라미터만큼 증폭한다. 따라서 설정점 필터를 사용하기 위해서는 Eq. (26)의 제어 입력  $u(t)$ 를 사용한다.

$$u(t) = K_p [(er(t) - y(t)) + \frac{1}{T_i} \int_0^t (r(\tau) - y(\tau)) d\tau + T_d (\frac{dr(t)}{dt} - \frac{dy(t)}{dt})] \quad (26)$$

Eq. (26)을 라플라스 변환한 후 재정리하면 Eq. (27)과 같으며, 여기서 설정점 필터의 전달함수  $F_r(s)$ 는 Eq. (28)과 같이 구해진다.

$$u(s) = K_p (1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s) [(F_r(s)r(s) - y(s))] \quad (27)$$

$$F_r(s) = \frac{T_i T_d s^2 + \epsilon T_i s + 1}{T_i T_d s^2 + T_i s + 1} \quad (28)$$

### 3. 성능지수

본 연구에서는 제어기의 정량적인 평가를 위해서 2% 정정시간( $T_s$ ), 백분율 오버슈트(OS), 2%회복시간( $T_{rcy}$ ), 응답 피크값( $M_{peak}$ ), 절대오차의 적분 IAE(Integral of Absolute Error), 제어 입력의 총변화량 TV(Total Variation)를 성능지수로 고려한다. 이때  $M_{peak}$ 는 설정값  $r$ 과 응답 출력값  $y$ 의 최솟값 또는 최댓값의 절대오차를 의미한다. IAE는 Eq. (29)로 정의된다.

$$IAE = \int_0^{t_f} |e(t)| dt \quad (29)$$

Where,  $e(t)$ ,  $t_f$  denote error, sufficient time to be negligible after this time, respectively.

TV는 제어 입력  $u(t)$ 의 변화량을 평가하기 위해  $u(t)$ 의 상승 및 하강 변화에 대한 합으로서 Eq. (30)과 같이 정의된다[15]. 이는 제어 입력의 부드러움(smoothness)을 측정하는 척도로서 값이 작을수록 제어 입력의 급격한 변화가 적다는 것으로 제어기의 성능이

우수하다고 판단할 수 있다.

$$TV = \sum_{k=1}^{n_s} |u_{k+1} - u_k| \quad (30)$$

Where,  $n_s$  denote number of discretized samples

또한, 안정성 평가를 위해 감도 함수의 최댓값으로 정의되는 Eq. (31)의  $M_s$ (maximum sensitivity)를 사용한다.

$$M_s = \max_w \left| \frac{1}{1 + C(jw)P(jw)} \right| \quad (31)$$

$M_s$ 는 개루프 전달함수의 나이퀴스트 선도로부터 안정 한계점  $(-1, 0j)$ 까지의 가장 가까운 거리의 역수로서 값이 작을수록 더 큰 안정 여유를 가진다. 일반적으로 안정한 프로세스의 경우  $M_s$ 값이 1.4에서 2.0의 범위의 값을 가지면 적절한 안정성이 확보된다고 평가한다[10]. 제어기의 성능은 이들 성능지수 값이 작으면 작을수록 좋다고 판단할 수 있다.

### 4. IMC 기반 2 DOF PIDC 제어기 동조

IMC 기반 PIDC 제어기의 파라미터  $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ ,  $a$ ,  $b$ 를 동조하기 위한 조정변수는 Eqs. (20)~(25)를 통해 알 수 있듯이 필터  $F(s)$ 의 시정수  $\lambda$  하나뿐이다. 따라서 본 연구에서는 제어시스템의 안정성과 성능 간에 적절한 타협이 이루어질 수 있도록  $M_s$ 를 지정하여  $\lambda$ 값을 선정하고 설정값 추종 성능에서 오버슈트가 작으면서 Eq. (29)의 IAE를 최소화하는 관점에서 설정점 필터 가중값  $\epsilon$ 을 시행착오로 조정한다. 제어기 파라미터는 두 개의 SOPTD 프로세스에 대해 동조한다.

#### 4.1 프로세스 모델 $M_1(s)$ 에 대한 제어기 동조

프로세스 모델  $M_1(s)$ 은 이득  $k$ 가 2이고 시간지연  $L$ 이 1[s]이며 시정수  $T$ 가 각각 10[s]과 5[s]인 Eq. (32)가 고려된다.

$$M_1(s) = \frac{2e^{-s}}{(10s+1)(5s+1)} \quad (32)$$

제안한 방법에서는  $M_s = 1.742$  가 되도록  $\lambda = 1.85$  로 선정하고 제어기에 관련된 파라미터들을 구하여 Table 1에 정리하였으며, 설정점 필터의 가중값  $\epsilon = 0.6$  으로 조정하였다. 또한 비교 대상의 제어기인 SIMC의 경우에는  $\lambda = L$  로 고정되므로  $M_s = 1.609$ 로 되며 이로부터 Skogestad가 제안한 공식[15]을 이용하여 제어기의 파라미터들을 구할 수 있다.

Luyben의 경우에는 한계 이득  $k_u = 7.876$ , 한계 이득일 때의 주파수  $P_u = 11.666$  을 이용하여 그가 제안한 공식[6]으로부터 제어기의 파라미터들을 구할 수 있으며, 이때의  $M_s$  값은 1.471이 된다. 비교 대상의 제어기 파라미터들도 Table 1에 함께 나타내었다.

Table 1. Controller parameters tuning for  $M_1(s)$

Tuning methods	Controller parameters							$M_s$
	$K_p$	$T_i$	$T_d$	$\lambda$	$a$	$b$	$\epsilon$	
Proposed	5.1809	7.6607	2.1575	1.85	0.5	0.6057	0.6	1.742
SIMC	4.0625	13.0000	3.0769	1	-	-	-	1.609
Luyben	3.5800	25.6652	1.8517	-	-	-	-	1.471

#### 4.2 프로세스 모델 $M_2(s)$ 에 대한 제어기 동조

프로세스 모델  $M_2(s)$ 는 모델  $M_1(s)$ 에서 시간지연  $L$  은 1[s] 그대로 하고, 이득  $k$  는 2배, 시정수  $T$  는 각각 0.5배 한 것인 Eq. (33)이 고려된다.

$$M_2(s) = \frac{4e^{-s}}{(5s+1)(2.5s+1)} \quad (33)$$

제안한 방법에서는  $M_s = 1.591$  이 되도록  $\lambda = 1.565$  로 선정하고 제어기에 관련된 파라미터들을 구하여 Table 2에 정리하였으며, 설정점 필터의 가중값  $\epsilon = 0.6$  으로 조정하였다. 또한 SIMC의 경우에는  $\lambda = L$  로 고정되므로  $M_s = 1.591$ 로 되며, 이로부터 Skogestad가 제안한 공식[15]을 이용하여 제어기의 파라미터들을 구할 수 있다. Luyben의 경우에는 한계 이득  $k_u = 2.0632$ , 한계 이득일 때의 주파수  $P_u = 4.167$  을 이용하여 그가 제안한 공식[6]으로부터 제어기의 파라미터들을 구할 수 있으며, 이때의  $M_s$  값은 1.882로 된다. 비교 대상의 제어기 파라미터들도 Table 2에 함께 나타내었다.

Table 2. Controller parameters tuning for  $M_2(s)$

Tuning methods	Controller parameters							$M_s$
	$K_p$	$T_i$	$T_d$	$\lambda$	$a$	$b$	$\epsilon$	
Proposed	0.9202	5.7090	1.4196	1.565	0.5	0.6080	0.6	1.591
SIMC	0.9375	7.5000	1.6667	1	-	-	-	1.591
Luyben	0.9378	9.1667	0.6614	-	-	-	-	1.882

### 5. 시뮬레이션 및 성능 고찰

시뮬레이션은 두 가지로 구분하여 시행한다. 하나는 프로세스의 파라미터와 모델의 파라미터가 일치하는 공칭조건(nominal condition)의 경우이고, 다른 하나는 모델링 오차 및 운전 환경 변화 등으로 인하여 파라미터가 변동한 경우로 파라미터 불확실성으로 간주한 경우이다.

일반적으로 프로세스의 이득과 시간지연은 커질 때, 반대로 시정수는 작아질 때 제어가 어려워진다. 따라서 이득 및 시간지연은 각각 10% 증가시키고, 두 시정수는 모두 10% 감소시켜 가장 가혹한 환경의 제어조건을 고려하여 시뮬레이션을 수행한다.

#### 5.1 프로세스 $P_1(s)$

Fig. 3은 프로세스의 공칭조건에 대한 제어기의 성능을 알아보기 위해 t=0초 시점에 설정값으로 단위계단 입력이 인가되고, t=70초 시점에 단위계단 외란 입력이 인가된 경우의 응답을 나타낸 것이다.

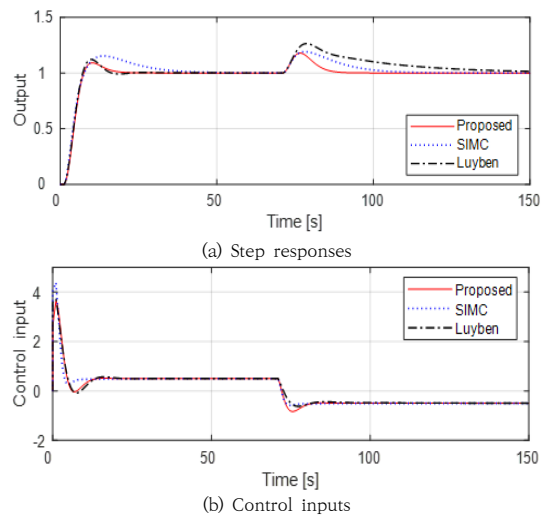


Fig. 3. Step responses for nominal process  $P_1(s)$

Table 3은 제어기의 성능지수를 정리하여 나타낸 것이다.

Table 3. Performance for nominal process  $P_1(s)$

Tuning methods	Set-Point				Disturbance				$M_s$
	$T_s$	$OS$	$IAE_s$	$TV_s$	$T_{rcy}$	$M_{peak}$	$IAE_d$	$TV_d$	
Proposed	16.75	9.08	4.98	7.87	20.72	0.18	1.48	1.69	1.742
SIMC	36.13	15.24	6.77	8.71	45.40	0.19	3.20	1.17	1.609
Luyben	14.87	12.08	5.00	8.26	105.1	0.26	7.15	1.37	1.471

설정값 추종 성능에서 제안한 제어기는  $OS$ ,  $IAE_s$ ,  $TV_s$ 가 가장 작고, Luyben의 경우  $T_s$ 가 가장 작다. SIMC의 경우는 모든 성능지수 값이 가장 크다. 외란에 대한 성능에서 제안한 제어기는  $T_{rcy}$ ,  $M_{peak}$ ,  $IAE_d$ 가 가장 작고, Luyben의 경우  $TV_d$ 가 가장 작다. SIMC의 경우는 전반적으로 큰 성능지수 값을 보인다.  $M_s$  값은 모든 제어기가 안정한 프로세스의 1.4~2 값을 가져 안정성이 확보된 것으로 판단할 수 있다. 결론적으로 제안한 제어기는  $IAE_s$ ,  $IAE_d$ 가 가장 작아 오차 측면에서 가장 우수하다. 다음으로 프로세스의 파라미터 변화에 대한 제어기의 강인성을 알아보기 위해 Eq. (32)에서 공칭 파라미터인 이득  $k$ 와 시간지연  $L$ 은 10% 증가시키고, 시정수  $T$ 는 10% 감소시켜 시물레이션을 시행한다. Fig. 4는 파라미터 불확실성에 대한 각 제어기의 응답을 나타낸 것이다.

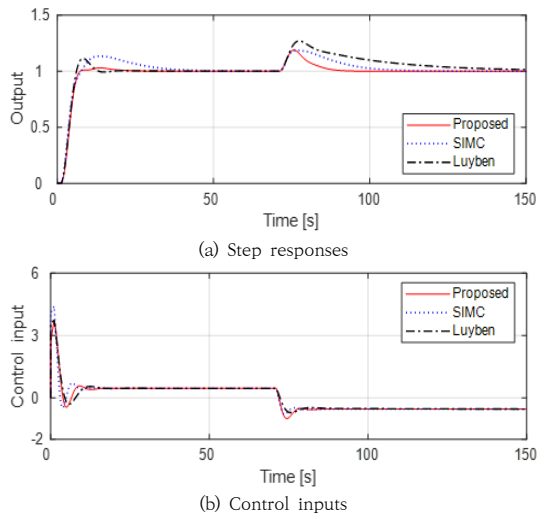


Fig. 4. Step responses for 10% uncertainty process  $P_1(s)$

Table 4는 각 제어기의 성능지수를 정량적으로 나타낸 것이다.

Table 4. Performance for 10% uncertainty process  $P_1(s)$

Tuning methods	Set-Point				Disturbance				$M_s$
	$T_s$	$OS$	$IAE_s$	$TV_s$	$T_{rcy}$	$M_{peak}$	$IAE_d$	$TV_d$	
Proposed	16.77	3.01	4.28	9.16	22.34	0.19	1.48	2.03	1.895
SIMC	35.96	13.44	6.16	10.89	46.09	0.19	3.20	1.66	1.800
Luyben	12.08	11.43	4.40	8.73	104.1	0.27	7.15	1.48	1.518

설정값 추종 성능에서 제안한 제어기는  $OS$ 와  $IAE_s$ 가 가장 작고, Luyben의 경우  $T_s$ 와  $TV_s$ 가 가장 작다. SIMC의 경우는 모든 성능지수 값이 가장 크다. 외란에 대한 성능에서 제안한 제어기는  $T_{rcy}$ ,  $M_{peak}$ ,  $IAE_d$ 가 가장 작고, Luyben의 경우  $TV_d$ 가 가장 작다. SIMC의 경우는 중간 수준의 성능지수 값을 보인다.  $M_s$  값은 모든 제어기가 공칭조건에 비해 증가하지만, 여전히 1.4~2 값의 범위 내에 있어 안정성이 잘 확보되고 있다. 결론적으로 파라미터 불확실성에 대해서도 제안한 제어기는  $IAE_s$ ,  $IAE_d$ 가 가장 작아 오차 측면에서 다른 제어기보다 우수한 성능을 나타내었다.

## 5.2 프로세스 $P_2(s)$

Fig. 5는 프로세스의 공칭조건에 대한 제어기의 성능을 알아보기 위해  $t=0$ 초 시점에 설정값으로 단위계단 입력이 인가되고,  $t=70$ 초 시점에 단위계단 외란 입력이 인가된 경우의 응답을 나타낸 것이다.

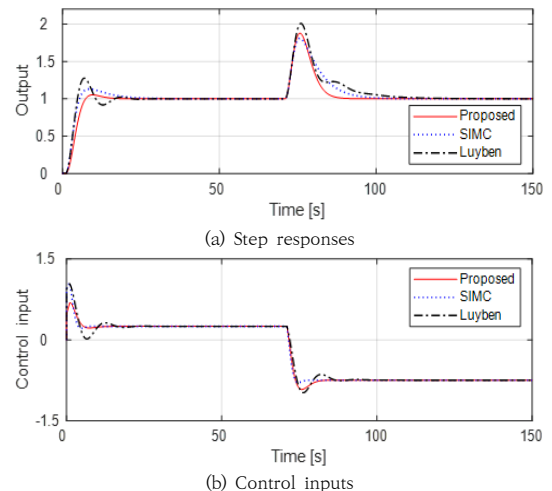


Fig. 5. Step responses for nominal process  $P_2(s)$

Table 5은 제어기의 성능지수를 정리하여 나타낸 것이다.

Table 5. Performance for nominal process  $P_2(s)$

Tuning methods	Set-Point				Disturbance				$Ms$
	$T_s$	$OS$	$IAE_s$	$TV_s$	$T_{rcy}$	$M_{peak}$	$IAE_d$	$TV_d$	
Proposed	13.62	5.24	4.39	1.18	17.53	0.88	6.20	1.34	1.591
SIMC	21.35	13.00	4.57	1.95	28.39	0.81	8.00	1.09	1.591
Luyben	19.48	27.55	4.57	2.48	38.58	1.01	9.78	1.73	1.882

설정값 추종 성능에서 제안한 제어기는 모든 성능지수 값이 가장 작고, SIMC의 경우는  $T_s$ 를 제외하고 Luyben의 경우보다 성능지수 값이 모두 작다. 외란에 대한 성능에서 제안한 제어기는  $T_{rcy}$ ,  $IAE_d$ 가 가장 작고, SIMC의 경우  $M_{peak}$ ,  $TV_d$ 가 가장 작다. Luyben의 경우는 모든 성능지수 값이 가장 크다.  $Ms$ 값은 제안한 제어기와 SIMC 제어기가 가장 작고, 1.4~2 값의 범위에 있다. 결론적으로 제안한 제어기는  $IAE_s$ ,  $IAE_d$ 가 가장 작아 오차 측면에서 가장 우수하다. 다음으로 프로세스의 파라미터 변화에 대한 제어기의 강인성을 알아보기 위해 Eq. (33)에서 공칭 파라미터인 이득  $k$ 와 시간지연  $L$ 은 10% 증가하고, 시정수  $T$ 는 10% 감소시켜 시뮬레이션을 시행한다. Fig. 6는 파라미터 불확실성에 대한 각 제어기의 응답을 나타낸 것이다.

Table 6는 각 제어기의 성능지수를 정량적으로 나타낸 것이다.

Table 6. Performance for 10% uncertainty process  $P_2(s)$

Tuning methods	Set-Point				Disturbance				$Ms$
	$T_s$	$OS$	$IAE_s$	$TV_s$	$T_{rcy}$	$M_{peak}$	$IAE_d$	$TV_d$	
Proposed	6.51	0.87	3.81	1.35	18.81	0.96	6.20	1.53	1.916
SIMC	19.16	15.55	4.35	1.95	25.18	0.96	8.00	1.29	1.784
Luyben	17.77	34.77	4.61	2.88	37.76	1.11	9.78	2.10	2.234

설정값 추종 성능에서 제안한 제어기는 모든 성능지수 값이 가장 작고, SIMC의 경우는  $T_s$ 를 제외하고 Luyben의 경우보다 성능지수 값이 모두 작다. 외란에 대한 성능에서 제안한 제어기는  $T_{rcy}$ ,  $M_{peak}$ ,  $IAE_d$ 가 가장 작고, SIMC의 경우  $TV_d$ 가 가장 작다. Luyben의 경우는 모든 성능지수 값이 가장 크게 나타나고 있다. 제안한 제어기와 SIMC 제어기의  $Ms$ 값은 공칭조건에 비해 다소 증가하였으나 1.4~2 값의 범위에 있어 안정성이 확보되고 있다. 그러나 Luyben의 경우는  $Ms = 2.234$ 로 안정성이 취약한 것을 알 수 있다. 결론적으로 파라미터 불확실성에 대해서도 제안한 제어기는  $IAE_s$ ,  $IAE_d$ 가 가장 작아 오차 측면에서 다른 제어기보다 우수한 성능을 나타내었다.

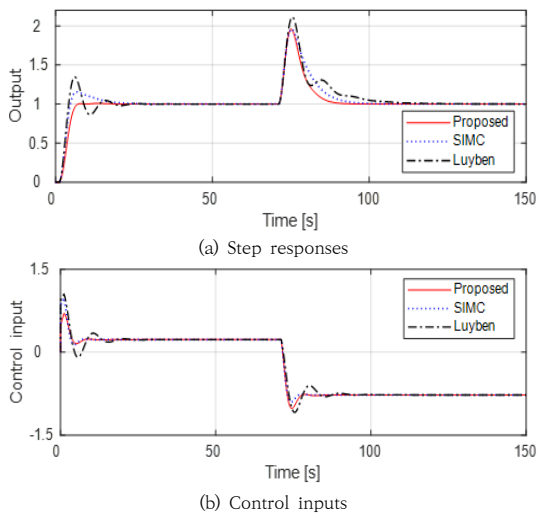


Fig. 6. Step responses for 10% uncertainty process  $P_2(s)$

## 6. 결론

본 연구에서는 시간지연이 있는 2차 프로세스를 제어 대상으로 하여 효과적인 부하 외란 억제에 위한 IMC 기반 2 DOF PIDC 제어기 설계법을 제안하였다.

제안한 제어기는 PIDC 제어기와 설정점 필터로 구성된다. PIDC 제어기는 PID 제어기에 1차 보상기가 직렬로 연결된 구조이고 IMC 원리에 기초하여 외란 억제에 중점을 두어 설계되었다. 설정점 필터는 설정값 추종 성능을 개선하기 위한 것으로 비례동작을 계산할 때 목표값에 가중값을 곱하여 오차를 생성한다. 제안한 제어기는 필터 시정수  $\lambda$  값의 조정만으로 PIDC 제어기의 5개 파라미터를 동조할 수 있어 이용하기가 편리하다. 이때 필터 시정수는 제어시스템의 성능과 안정성 간에 적절한 타협이 이루어질 수 있도록 시행착오로 조정한다.

제안한 방법의 타당성을 확인하기 위하여 두 개의 시



간지연 2차 프로세스에 적용하여 추종 성능 및 외란 억제 성능을 기존의 방법과 비교하였다. 또한, 파라미터 변화에 대한 제어기의 강인성을 검토하기 위해 공칭 프로세스에서 파라미터가 10% 변동한 불확실성 프로세스도 함께 고려하였다. 시뮬레이션 결과, 프로세스  $P_1$ 에 대해서는 8개의 성능지수 중  $T_s$ 와  $TV_d$ 를 제외한 모든 성능지수에서, 프로세스  $P_2$ 에 대해서는  $TV_d$ 를 제외한 모든 성능지수에서 비교 대상의 제어기보다 우수함을 확인하였다. 특히 두 프로세스 모두에서  $OS$ ,  $T_{rcy}$  및  $IAE_d$ 가 월등히 우수함을 확인하였다. 제안한 방법의 주목할 만한 특징은 제어 응답 성능과 안정성 간에 적절히 타협할 수 있고 또한 IMC 필터 시정수 하나만을 조정하여 제어기 파라미터를 동조할 수 있다는 것이다.

따라서 시간지연이 있는 2차 모델로 모델링되는 대부분의 프로세스 제어에 효과적으로 응용될 수 있으리라 생각된다. 그러나 실제 프로세스에 대한 실험이 수반되지 못한 점이 본 연구에서 한계로 남아 있다. 향후 시간지연이 있는 적분 프로세스 모델을 대상으로 한 제어기 설계법에 관한 연구도 더 진행될 필요가 있다고 생각된다.

## References

- [1] K. J. Åström, T. Hägglund, The future of PID control, Control Engineering Practice, 2001, pp.1163-1175. DOI: [http://dx.doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)38216-2](http://dx.doi.org/10.1016/S1474-6670(17)38216-2)
- [2] A. O'Dwyer, Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules, Imperial College Press, London, UK, 2009. DOI: <http://dx.doi.org/10.1142/p575>
- [3] A. R. Pathiran, J. Prakash, "Design and implementation of a model-based PI-like control scheme in a reset configuration for stable single-loop systems", *Canadian Journal of Chemical Engineering*, Vol.92, No.9, pp.1651-1660, 2014. DOI: <https://doi.org/10.1002/cjce.22014>
- [4] S. Tavakoli, M. Tavakoli, "Optimal tuning of PID controller for first order plus time delay models using dimensional analysis", *Proc. Int. Conf. Control and Automation 2003*, Canada, pp.942-946, 2003. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ICCA.2003.1595161>
- [5] J. Cvejn, "Sub-optimal PID controller settings for FOPDT systems with long dead time", *Journal of Process Control*, Vol.19, No.9, pp.1486-1495, 2009. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.jprocont.2009.07.002>
- [6] W. L. Luyben, "Tuning proportional-integral-derivative controllers for integrator/deadtime processes", *Industrial & Engineering Chemistry Research*, Vol.35, No.10 pp.3480-3483, 1996. DOI: <https://doi.org/10.1021/ie9600699>
- [7] J. G. Ziegler, N. B. Nichols, "Optimum setting for automatic controllers", *Transaction of the American Society Mechanical Engineers (ASME)*, Vol.64, pp.759-768, 1942. DOI: <https://doi.org/10.1115/1.4019264>
- [8] D. Chen, D. E. Seborg, "PI/PID controller design based on direct synthesis and disturbance rejection", *Industrial & Engineering Chemistry Research*, Vol.41, pp.4807-4822, 2002. DOI: <https://doi.org/10.1021/ie010756m>
- [9] D. E. Seborg, T. F. Edgar, D. A. Mellichamp, *Process Dynamics and Control*, 2th edition, New York, Wiley, 2004.
- [10] Ch. Anil, RP. Sree, "Tuning of PID controllers for integrating systems using direct synthesis method", *ISA Transactions*, No.57, pp.211-219, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2015.03.002>
- [11] R. Vilanova, O. Arrieta, P. Ponsa, "Robust PI/PID controllers for load disturbance based on direct synthesis", *ISA Transactions*, No.81, pp.177-196, 2018. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2018.07.040>
- [12] G. B. So, "Design of linear PID controller for pure integrating systems with time delay using direct synthesis method", *Processes*, Vol.10, No.831, pp.1-17, 2022. DOI: <https://doi.org/10.3390/pr10050831>
- [13] D.E. Rivera, M. Morari, S. Skogestad, "Internal model control. 4. PID controller design", *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.* Vol.25, pp.252-265, 1986. DOI: <https://doi.org/10.1021/i200032a041>
- [14] M. Morari, E. Zafiriou, *Robust Process Control*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
- [15] S. Skogestad, "Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning", *Journal of Process Control*, Vol.13, pp.291-309, 2003. DOI: [http://dx.doi.org/10.1016/S0959-1524\(02\)00062-8](http://dx.doi.org/10.1016/S0959-1524(02)00062-8)
- [16] J. T. Lee, W. H. Cho, T. F. Edgar, "Simple analytic PID controller tuning rules revisited", *Industrial & Engineering Chemistry Research*, Vol.53, pp.5038-5047, 2014. DOI: <https://doi.org/10.1021/ie4009919>
- [17] M. Shamsuzzoha, M. Lee, "Design of advanced PID controller for enhanced disturbance rejection of second-order processes with time delay", *American Institute of Chemical Engineers*, Vol.54, No.6, pp.1526-1536, 2008. DOI: <https://doi.org/10.1002/aic.11483>
- [18] M. Shamsuzzoha, "A unified approach for proportional-integral-derivative controller design for time delay processes", *Korean Journal of Chemistry Engineering*, Vol.32, No.4, pp.583-596, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1007/S11814-014-0237-6>
- [19] H. Y. Zhao, *Design of IMC-based PID controller for FOPTD and SOPTD models*, Master's thesis, Graduate School Korea Maritime and Ocean University, pp.13-17, 2023.

조 홍 우(Hong-Yu ZHAO)

[준회원]



- 2015년 3월 ~ 2021년 1월 : 한국해양대학교 해사대학 기관공학과 (공학박사)
- 2021년 3월 ~ 2023년 2월 : 한국해양대학교 대학원 기관공학과 (공학석사)

- 2023년 3월 ~ 현재 : 한국해양대학교 대학원 기관공학과 (공학박사과정)

<관심분야>

내부모형제어 이론 및 응용, 선박 기관 제어

이 찬 하(Chan-Ha Lee)

[정회원]



- 2022년 8월 : 한국해양대학교 대학원 해양군사학과 (공학박사)
- 2022년 11월 : 대한민국 해군대령 전역
- 2022년 12월 ~ 현재 : ㈜베가스 국방전문컨설팅/데이터분석가

<관심분야>

퍼지 및 선형제어, 시스템식별, 함정 추진 및 전력 제어

박 근 형(Geun-Hyung Park)

[정회원]



- 2020년 4월 ~ 2022년 5월 : KTE(주) 전장설계팀 사원
- 2022년 3월 ~ 현재 : 한국해양대학교 대학원 기관공학과 (공학석사과정)
- 2022년 7월 ~ 현재 : 명성티엔티 설계팀 대리

<관심분야>

퍼지제어 및 내부모형제어, 선형 및 비선형 시스템

소 명 옥(Myung-Ok So)

[정회원]



- 1997년 2월 : 한국해양대학교 대학원 기관공학과 (공학박사)
- 2002년 2월 ~ 2004년 2월 : 한국해양대학교 선박전자기계공학부장
- 2005년 1월 ~ 2006년 1월 : Cardiff 대학 교환교수
- 2022년 1월 ~ 현재 : 한국해양대학교 해양군사대학 학장

<관심분야>

퍼지제어, 최적제어 및 적응제어, 유전알고리즘, 선형 및 비선형 시스템, 항만하역장비, 선박 디젤기관 및 가스터빈 제어, 셀-튜브 열교환기 제어, 자율 무인잠수정 제어

소 건 백(Gun-Baek So)

[정회원]



- 2018년 8월 : 한국해양대학교 해양과학기술전문대학원 해양과학기술융합학과 (공학박사)
- 2021년 9월 : 목포해양대학교 해사대학 해군사관학부 조교수
- 2023년 1월 ~ 현재 : 목포해양대학교 해양산업융합학과 학과장

<관심분야>

퍼지제어, 선형 및 비선형 시스템, 선박 디젤기관 및 가스터빈 제어, 유전알고리즘