

목표함수를 이용한 IMC-PID 제어기 설계

(Design of IMC-PID Controller via Target Function)

최인혁*, 서병설**

(In Hyuk Choi and Byung Shul Suh)

요 약

본 논문에서는 폐 루프 전달함수로부터 제어기를 얻는 방법에 기초한 IMC-PID 제어기 동조방법을 제안하였다. 플랜트는 시간 지연항을 갖는 2차 모델을 고려하고 목표함수로서 시간 지연항을 갖는 3차의 전달함수를 선택하였다. 필터 함수는 설계 사양을 만족시키도록 하는 적절한 목표함수로부터 유도된다. 또한 강인-안정성을 입증하기 위한 강인성을 조사하였다.

Abstract

In this paper, a method for IMC-PID controller tuning is proposed based on obtaining a controller from closed-loop transfer function. It is considered a plant with the second-order plus dead time(SOPDT) model and selected the third-order plus dead time transfer function model as a target function. The filter function is derived from the suitable target function to satisfy the design specifications. A robustness test was done to verify the robust-stability.

Keywords : IMC-PID, Target Function, SOPDT, Filter Function

1. 서 론

IMC-PID 제어기는 IMC 제어기를 뒤처짐 보상기(lag-compensator)가 덧붙여진 등가의 PID 제어기 형태로 변환시켜 필터상수 하나의 조절로 설계가 가능하여 간편한데다가 또한 안정성도 보장하므로 산업현장에서 많이 쓰이고 있다. IMC-PID 제어기에서는 플랜트가 안정할 경우 IMC 제어기는 불안정하게 되므로 설계 사양을 만족하고 또한 안정한 제어기를 구현하기 위해 필터함수를 사용하게 된다. 따라서 이를 설계하는 문제는 아주 중요하며 지금까지 연구된 설계 방법에는 크게 나누어 주파수 영역 및 시간영역에서의 접근 방법이 있다. 먼저 주파수 영역에서의 필터함수의 설계는 설계자

가 원하는 설계 규격을 주파수 영역에서 나타내고 폐 루프 전달함수가 이러한 특성을 갖도록 필터함수를 선정하는 방법이다. 이에 대한 연구로서 M. Morari, E. Zafiriou^[1]는 모델링 오차가 없다면 완전제어가 가능하다는 가정 하에 IMC 제어기를 플랜트의 최소 위상부분의 역으로 구성하고 필터함수의 설계에는 강인-안정성(robust-stability), 강인성-성능(robust-performance)을 보장할 수 있도록 선정하였다. 또 C. Maffezzoni, P. Rocco^[2]는 플랜트 모델 식의 유형을 분류하고 스텝 입력 응답(step input response)을 이용하여 분류된 모델 식의 형태로 플랜트를 식별하고 이에 대해 구해진 모델링 오차의 한계와 설계 변수가 되는 적절한 가중치 함수를 구하여 H_{∞} 성능조건을 만족하도록 하는 H_{∞} 기법을 적용하였다. 보통 주파수 영역에서의 설계는 시간 영역에서의 응답이 만족스럽지 못한 경우가 많아 주파수 영역과 시간 영역에서의 설계방법을 절충하는 방법도 생각해 볼 수 있는데 예를 들어 K. Liu, T. Shimizu, M. Inagaki^[3]는 주파수 영역에서의 강인성 지표로서 폐 루프 응답함수의 최대값을 택하고 시간 영역에서의 성

* 정회원, 삼성전자(주) 반도체 총괄
(Department of Device Solution, Samsung Electronics)

** 정회원, 한양대학교 전기제어생체공학부
(Division of Electricity & Control Biomedical Engineering, Hanyang University)

접수일자 : 2005년11월8일, 수정완료일 : 2006년5월8일

능 지표로서 기준 입력과 폐 루프 응답과의 ISE (integral of squared error)를 택하여 두 값의 합을 최소화하는 방법을 사용하였다. 또한 C. Kim, D. Lim, B. Suh^[4]는 모델의 불확실성을 설계 변수로 활용하여 2개의 자유도(2 degree of freedom)를 가지고 설계하는 변형된 IMC-PID 설계방법을 제시하였다. 여기서는 시간 지연의 1차 근사 근사의 불확실성을 조절하는 주파수 스케일링 조절인자^[5]와 필터상수를 설계 변수로 두어 시간 영역과 주파수 영역에서 설계사항을 모두 만족하게 하여 설계의 유연성을 향상하였다.

시간 영역에서의 접근 방법으로 I. Kaya^[6]는 Smith-Predictor 제어기를 IMC 등가 형태로 두고 필터 상수 λ 는 기준입력과 제어기가 달린 폐 루프 응답함수와와의 ISE를 최소화하여 결정하였다. 이 방법은 매우 간편하나 모델링 오차가 있을 경우에 강인 안정성에 대한 조사가 필요해지는데 I. Kaya는 저 주파수 영역에서 어느 정도까지의 모델링 오차를 허용하는지 조사하는 방법을 택하였다. 그러나 시간 영역 설계의 경우 ISE 최소화 방법은 전체적인 오차만을 최소화하는 것이므로 오버슈트나 응답시간을 별도로 조절할 수는 없는 단점이 있다. 본 연구에서는 이를 해결하기 위한 대안으로서 목표함수 방법을 도입하였다.

B. Suh, J. Yang^[7]에 의해 제안된 목표함수 방법은 LQR 최적화 방법을 활용하여 PID 제어기를 설계하는 LQ-PID 방법에 설계자가 원하는 시간 영역 응답 특성을 갖는 폐 루프 전달 함수를 목표함수로 설계하고 LQR 가중치 행렬 선정에 설계된 목표함수를 반영하였다. 여기서는 목표함수로 3차의 시간 지연된 전달함수를 사용하였는데 오버슈트와 응답시간을 따로 분리해서 조절 가능한 장점이 있어 시간 영역 설계에서 활용하기에 적합하다. 본 연구에서는 ISE 최소화 방법 대신 이러한 목표함수 방법을 도입하고 강인성 테스트는 I. Kaya^[6]의 방법을 사용하는 새로운 IMC-PID 제어기 설계방법을 제안한다.

II. IMC-PID 제어기 설계

1. 일반적인 IMC-PID 제어기 구조

일반적인 IMC 구조와 폐 루프 제어 시스템의 구조를 그림 1에 나타내었다. $P(s)$ 는 플랜트, $P_n(s)$ 는 모델, $C(s)$ 는 IMC 제어기이며 (a)를 고전적인 폐 루프 제어 시스템으로 변환한 그림 (b)에서 IMC-PID 제어기를 $R(s)$ 라고 하면 그림 (b)에서 $R(s)$ 는 식 (1)과 같이

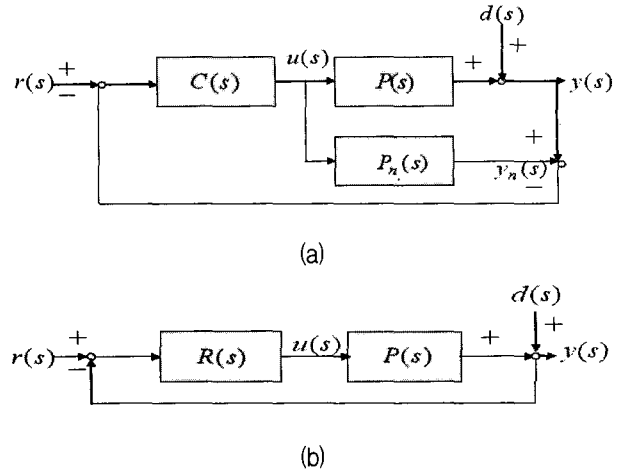


그림 1. IMC-PID 제어기와 등가형태의 고전적인 제어기

Fig. 1. IMC-PID Controller and Equivalent Classical Controller.

된다.

$$R(s) = \frac{C(s)F(s)}{1 - C(s)F(s)P_n(s)} \tag{1}$$

IMC 제어기에서 $C(s)$ 는 플랜트의 최소 위상부분의 역이고 $F(s)$ 는 IMC 필터함수이다. 모델링 오차가 없고($P(s) = P_n(s)$), 플랜트를 최소위상을 나타내는 부분 $P_+(s)$ 과 비 최소위상 부분인 $P_-(s)$ 와의 곱으로 표현하면 ($P(s) = P_+(s)P_-(s)$) 그림 (b)에서 식 (1)에 의해

$$T(s) = \frac{R(s)P(s)}{1 + R(s)P(s)} = C(s)F(s)P(s) = F(s)P_-(s) \tag{2}$$

이 된다. 즉 폐 루프 응답은 모델링 오차가 없을 때 필터함수와 플랜트의 비 최소위상($P_-(s)$)을 나타내는 부분의 곱이 된다. 본 논문에서 고려하는 플랜트는 안정한 2차의 시간 지연된 플랜트이므로 비 최소 위상에 해당하는 $P_-(s)$ 는 시간 지연 항으로 둘 수 있다. 따라서 만약 설계자가 원하는 폐 루프 전달함수 $T(s)$ 를 3차의 목표함수로 둔다면 식 (2)에서 필터함수를 설계할 수 있다.

2. 3차 목표함수의 특성

Suh^[7]에 의해 제안된 3차의 목표 함수는 식 (3)과 같이 나타내어 진다. 이 목표함수의 장점은 일정한 오버슈트를 유지하면서 응답시간만 따로 조절할 수 있다는

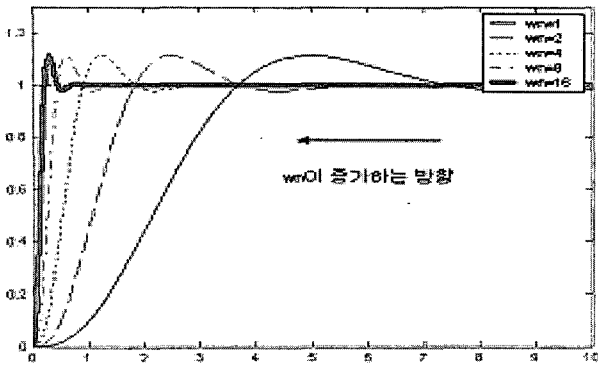


그림 2. w_n 의 변화에 따른 목표함수의 변화
Fig. 2. Plot of Target Function to Change of w_n .

것이다.

$$T(s) = \frac{w_n^3}{s^3 + (pw_n + \frac{w_n}{r})s^2 + (rw_n^2 + \frac{p}{r}w_n^2)s + w_n^3} \quad (3)$$

식 (3)에서 w_n 은 응답시간을 조절하며 p, r 은 오버슈트 및 응답시간을 변화시킨다. 이것은 p, r 값이 고정되면 w_n 이 변해도 감쇠비가 일정하여 오버슈트는 변하지 않기 때문이다. w_n 이 증가하면 감쇠비는 변하지 않으면서 극점은 원점으로부터 멀어져 응답시간만이 빨라진다. 따라서 본 논문에서는 목표함수를 선정할 때 p, r 값은 오버슈트가 어떤 최대치를 넘지않게 하는 범위로 한정하고 이후에 w_n 만을 변화시킴으로써 오버슈트는 일정한 상태에서 응답시간을 가장 빠르게 하는 알고리즘을 사용할 것이다.

3차의 목표함수가 동일한 오버슈트를 가지면서 파라미터 하나의 조절로 응답시간만 조절할 수 있음을 그림 2에 나타내었다.

그림 2에서는 $p = 0.9, r = 0.85$ 로 고정시킨 상태에서 단지 w_n 만을 1에서 16까지 2배씩 늘려나갈 때 목표함수가 어떻게 변화하는지를 보여준다. 그림 2에서 w_n 이 늘어나도 오버슈트는 10%를 유지하며 단지 응답시간만 빨라짐을 알 수 있다. 이제 이 목표함수의 특성을 알아보기 위해 식 (3)을 역 라플라스 변환하여 시간 영역에서 해석해보면

$$T(t) = 1 + \left(\frac{r^3}{-r^3 + pr - 1} \right) e^{-\frac{w_n}{r}t} + e^{-\frac{p}{2}t} \sqrt{C^2 + \left(-p \cdot \frac{w_n}{2} \cdot C + D\right)^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{w_n^2} \cdot \frac{1}{r - \frac{p^2}{4}}} \cdot \sin\left(\sqrt{r - \frac{p^2}{4}} \cdot w_n t + \delta\right) \quad (4)$$

여기서 $C = \frac{p - \frac{1}{r}}{r^2 - p + \frac{1}{r}}, D = w_n \frac{p^2 r - r^2 - p}{r^3 - pr + 1}$

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{C}{\left(-\frac{pw_n}{2} C + D\right) \frac{1}{w_n} \frac{1}{\sqrt{r - \frac{p^2}{4}}}} \right) \text{이다.}$$

식 (4)의 응답 곡선이 오버슈트를 갖기 위해서는 식 (3)의 분모가 1개의 실근과 2개의 허근을 가져야 한다. 따라서 식 (4)에서 사인함수의 위상은 실수여야 하므로 $p^2 - 4r < 0$ 을 만족해야 한다. 또 식 (4)의 응답곡선이 첫 번째 오버슈트를 갖는 시간은 다음과 같다.

$$t = \frac{3\pi - 2\delta}{w_n \sqrt{r - \frac{p^2}{4}}} \quad (5)$$

이 시간에서의 오버슈트가 가장 크기 위해서는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.^[7]

$$p + r \leq 2.5, r < p + 1.5, r < 1.8 \quad (6)$$

또 전달함수가 내부 안정화하기 위해서는 식 (7)의 구속조건도 만족해야 한다.

$$p > 0, r > 0 \quad (7)$$

3. IMC-PID 제어기의 설계

이제 위에서 설명한 목표함수를 가지고 설계자가 원하는 응답특성을 가진 IMC-PID 제어기 동조방법을 설명한다. 플랜트에 d 만큼의 지연시간이 있다면 폐 루프 전달함수에도 최소한 d 이상의 지연시간이 있다고 생각할 수 있으므로 $T(s)$ 에 다음과 같이 시간지연 항을 덧붙일 수 있다.

$$T(s) = \frac{w_n^3 e^{-ds}}{s^3 + (pw_n + \frac{w_n}{r})s^2 + (rw_n^2 + \frac{p}{r}w_n^2)s + w_n^3} \quad (8)$$

이제 목표함수를 (8)과 같이 두고 2차의 시간지연 모델의 플랜트를 생각하면

$$P(s) = \frac{Ke^{-ds}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (9)$$

식 (2)에서 $R(s) = \frac{1}{P(s)} \frac{F(s)P_-(s)}{1 - F(s)P_-(s)}$ 이므로

$$R(s) = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{K e^{-ds}} \cdot \frac{w_n^3 e^{-ds}}{s^3 + (pw_n + \frac{w_n}{r})s^2 + (rw_n^2 + \frac{p}{r}w_n^2)s + w_n^3} \cdot \frac{1 - \frac{w_n^3 e^{-ds}}{s^3 + (pw_n + \frac{w_n}{r})s^2 + (rw_n^2 + \frac{p}{r}w_n^2)s + w_n^3}}{1 - \frac{w_n^3 e^{-ds}}{s^3 + (pw_n + \frac{w_n}{r})s^2 + (rw_n^2 + \frac{p}{r}w_n^2)s + w_n^3}} \quad (10)$$

위의 식을 간단히 정리하면

$$R(s) = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{K} \cdot \left(\frac{w_n^3}{s^3 + pw_n + \frac{w_n}{r}s^2 + rw_n^2 + \frac{p}{r}w_n^2 s + w_n^3 - w_n^3 e^{-ds}} \right) \quad (11)$$

식 (11)의 시간 지연항 e^{-ds} 를 테일러 급수 전개한다. 분모에 3차항이 존재하므로 급수전개의 정확성을 높이기 위해 3차 테일러 급수 전개를 해도 무방하나 여기서는 2차의 테일러 급수전개를 사용하였다. 이 때

$$R(s) = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)w_n^3}{Ks} \cdot \left(\frac{1}{s^2 + pw_n + \frac{w_n}{r} - \frac{d^2}{2}w_n^3 s + rw_n^2 + \frac{p}{r}w_n^2 + w_n^3 d} \right) \quad (12)$$

만약 $\left(p + \frac{1}{r} - \frac{d^2}{2}w_n^3\right) = 4\left(r + \frac{p}{r} + w_n d\right)$ 을 만족하도록 식 (12)의 계수들을 정한다면 식 (12)는 2차의 뒤처짐 보상기를 가진 IMC-PID 제어기의 형태를 가지게 된다. 그러면 최종 제어기의 구조는 식 (13)과 같이 된다.

$$R(s) = \frac{4w_n^3(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{Ks \left(pw_n + \frac{w_n}{r} - \frac{d^2}{2}w_n^3\right)^2} \cdot \frac{1}{\left(pw_n + \frac{w_n}{r} - \frac{d^2}{2}w_n^3\right) (s + 1)^2} \quad (13)$$

2차의 뒤처짐 보상기(lag-compensator)를 가진 IMC-PID 제어기의 형태가

$$R(s) = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} \cdot \frac{1}{(T_F s + 1)^2} \quad (14)$$

와 같이 나타내어질 때 식 (14)를 바탕으로 IMC-PID 제어기의 동조 파라미터를 구해보면

$$K_p = \frac{4(\tau_1 + \tau_2)w_n^3}{K \left(pw_n + \frac{w_n}{r} - \frac{d^2}{2}w_n^3\right)^2} \quad (15)$$

$$K_i = \frac{4w_n^3}{K \left(pw_n + \frac{w_n}{r} - \frac{d^2}{2}w_n^3\right)^2} \quad (16)$$

$$K_d = \frac{4\tau_1 \tau_2 w_n^3}{K \left(pw_n + \frac{w_n}{r} - \frac{d^2}{2}w_n^3\right)^2} \quad (17)$$

$$T_F = \frac{2}{pw_n + \frac{w_n}{r} - \frac{d^2}{2}w_n^3} \quad (18)$$

결국 본 논문에서 제안하는 IMC-PID 제어기의 동조 파라미터는 식 (15)~(18)과 같이 구해진다.

단 p, r, w_n 은 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

첫째 T_F 는 시스템의 내부안정성(Internal-Stability)을 보장하기 위해서 그 값이 양이어야 한다.

둘째 식 (14)에 보인 것처럼 2차의 뒤처짐 보상기(lag-compensator)가 구성되려면 식 (13)의 형태처럼 완전 제곱형태를 포함해야 한다.

이 두 가지 조건을 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$0 < w_n < \frac{\sqrt{2\left(p + \frac{1}{r}\right)}}{d} \quad (19)$$

$$w_n^4 \left(\frac{d^4}{4}\right) - w_n^2 d^2 \left(p + \frac{1}{r}\right) - 4dw_n + \left(p - \frac{1}{r}\right)^2 - 4r = 0 \quad (20)$$

또한 목표함수가 의미를 가지기 위해서는 식 (6), (7)에서 보인 구속조건도 만족해야 한다. 결국 적절한 목표함수를 선택한다는 것은 원하는 설계사양에 부합하면서 동시에 식 (6), (7), (19), (20)을 만족하는 p, r, w_n 을 선택하는 것을 의미한다.

따라서 본 논문에서 제안하는 IMC-PID 동조절차를 정리하면 먼저 식 (6), (7)을 만족하면서 어떤 최대치를 넘지 않는 오버슈트를 갖는 p, r 값들의 집합 중에서 식 (19), (20)을 만족하고 응답시간이 가장 빠른 w_n 을 갖는 것을 선정한 후 식 (15)~(18)에 의해 동조 파라미터를 찾게 된다.

식 (20)을 풀면 4개의 근이 나오는데 이 중 양의 실수만이 물리적으로 의미 있는 해가 된다. 따라서 식

(20)의 해 중 허근이나 음의 실근은 의미가 없으며 또한 양의 실근이라 하더라도 (6), (7), (19)의 조건을 만족해야만 한다. 본 연구에서는 MATLAB을 사용하여 $p = 10^{-3}, r = 10^{-4}$ 의 한계오차로 제어기를 설계하였다.

4. 강인 안정성 테스트

구현된 IMC-PID 제어기의 강인 안정성을 조사해보면 다음과 같다. M. Morari와 E. Zafiriou^[1]에 의하면 IMC-PID 제어기가 강인 안정성을 가지기 위해서는

$$\| C(s)F(s)P_n(s)l_m(s) \|_{\infty} < 1 \quad (21)$$

이 만족되어야 한다. 여기서 $l_m(s) = \frac{P(s) - P_n(s)}{P_n(s)}$ 로

플랜트 모델링의 주파수 영역 상대 오차량이다. 본 논문에서 식 (21)은 다음과 같이 정리된다.

$$\| P(s) - P_n(s) \|_{\infty} < \left\| \frac{K \sqrt{(w_n^3 - (pw_n + \frac{w_n}{r})w^2)^2 + ((rw_n^2 + \frac{p}{r}w_n^2)w - w^3)^2}}{w_n^3 \sqrt{(1 - \tau_1\tau_2w^2)^2 + w^2(\tau_1 + \tau_2)^2}} \right\|_{\infty} \quad (22)$$

저 주파수 영역($\omega \rightarrow 0$)에서 모델링 오차는 이득 K 로 주어진다. 즉 위상이 일정할 때 플랜트 이득에 있어서 100%정도의 오차 내에서 강인 안정성을 보장할 수 있다.

III. 실험

본 논문에서 제안된 방법을 실제로 적용해보기 위해 몇 가지 예를 들어 다른 방법과의 비교 결과를 제시한다. 비교 대상으로 IMC 원리를 사용한 Skogestad 방법^[8](2003)과 Kaya 방법^[6](2004)을 선정하였다.

예제 1

첫 번째로 실제 공정상에서 볼 수 있는 예로서 선정된 모델은 Wang and Rawlings(2004)에서의 Fired Heater이다. 이 공정은 연료가스의 주입율을 입력으로 히터의 온도를 출력으로 갖는 단일입력 단일출력 시스템이다. 이 공정에서 높은 연료가스 주입율을 입력으로 갖는 것을 모델링하면 식(23)과 같다.

$$P = \frac{e^{-5s}}{(5s + 1)^2} \quad (23)$$

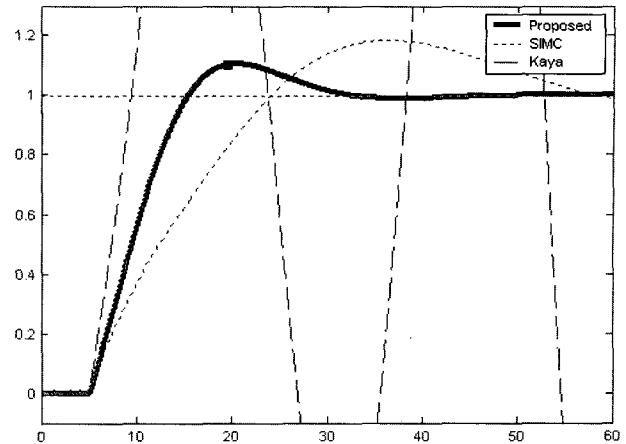


그림 3. 예제 1에 대한 응답곡선 비교
Fig. 3. Comparison of response curve for Example 1.

표 1. 예제 1에 대한 각 방법의 비교
Table 1. Comparison of each method for Example 1.

	Proposed	SIMC	Kaya($\gamma=1$)
K_p	1.139	0.5	2
K_i	0.114	0.1	0.5
K_d	2.8473	2.5	5
T_F	0.0765	-	-
Gain Margin	2.6776	5.4384	0.6894
Phase Margin	56.33	48.89	-10.12
M_t/M_s	1.06/1.74	1.21/1.54	6.46/6.04

(M_t =complementary sensitivity peak M_s =sensitivity peak)

설계조건은 허용할 수 있는 오버슈트를 최대 15% 이내로 제한하면서 응답시간이 가장 빠른 목표함수를 찾는 것이다. 이에 의해 선정된 설계변수는 $p=0.102, r=0.01, \omega_n=2.689$ 이다.

그림 3 에 여러 가지 방법에 의한 응답곡선 및 목표함수를 나타내었다. 제안된 방법은 다른 방법들에 비해 오버슈트나 응답시간측면에서 좋은 결과를 보이며 $t=20.6(s)$ 에 약 10.6%의 오버슈트를 가진다. 식 (22)의 강인 안정성 테스트에 의하면 저 주파수 대역에서 최대 K 의 모델링 오차 내에서 안정하다. 이 예제에서 $K=1$ 이므로 최대 1까지의 모델링 오차 내에서 식 (21)의 강인 안정성 조건이 만족된다.

예제 2

두 번째로 작은 지연 시간을 갖는 다음과 같은 모델을 선정하였다.

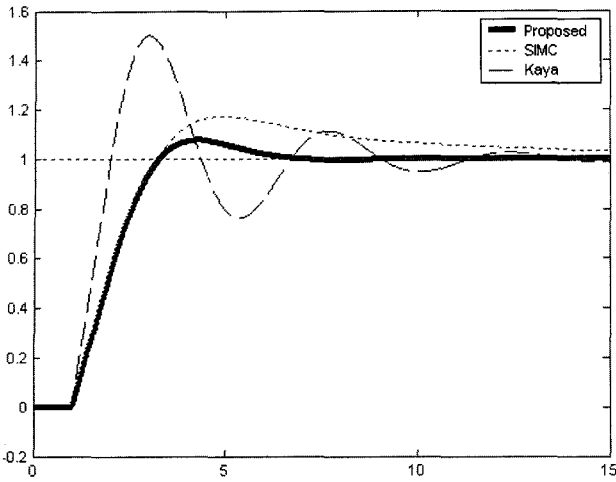


그림 4. 예제 2에 대한 응답곡선의 비교

Fig. 4. Comparison of response curve for Example 2.

표 2. 예제 2에 대한 각 방법의 비교

Table 2. Comparison of each method for Example 2.

	Proposed	SIMC	Kaya($\tau=1$)
K_p	12	12.5	22
K_i	0.5456	1.25	1
K_d	21.82	20	40
T_F	0.0034	-	-
Gain Margin	2.86	3.03	1.57
Phase Margin	58.54	52.51	32.7
M_t/M_s	1.02/1.67	1.15/1.646	2.326/3.13

(M_t =complementary sensitivity peak M_s =sensitivity peak)

$$P = \frac{e^{-s}}{(20s+1)(2s+1)} \quad (24)$$

오버슈트를 최대 10%이내로 제한하고 (6), (7), (19), (20)의 구속조건을 만족하면서 응답시간이 가장 빠른 목표함수를 선정하면 $p=0.045$, $r=0.0015$, $\omega_n=36.068$ 을 얻는다. 그림 4의 시뮬레이션 결과는 본 논문의 방법이 $t=4.28(s)$ 에 약 9%의 오버슈트를 가지며 다른 방법에 비하여 상승시간과 오버슈트에서 좋은 결과를 보임을 알 수 있다. 또한 표 2에 각 방법의 동조 결과를 나타내었다. 또한 예제 1과 마찬가지로 식 (22)의 강인 안정성 테스트에 의해 최대 $K=1$ 까지의 모델링 오차 내에서 식 (21)의 강인 안정성 조건이 만족된다.

IV. 결 론

IMC-PID 제어기 설계에서 필터함수 설계의 접근 방법에는 시간 영역, 주파수 영역, 그리고 이 두 가지의 혼합형이 있다. 시간 영역에서 기준입력과 폐 루프 응답과의 ISE를 최소화하는 방법은 평균적인 오차만을 최소화하는 단점이 있어 본 논문에서는 이의 대안으로 목표함수 방법을 사용하여 단순히 평균오차를 최소화하지 않고 설계자가 오버슈트와 응답시간을 조절 가능하도록 하였다는데 의의가 있다. 특히 3차의 목표함수를 사용함으로써 설계자가 오버슈트의 최대치만 정하면 그 상태를 유지하면서 응답시간만을 독립적으로 최적화할 수 있게 한 것이 큰 장점이다.

참 고 문 헌

- [1] M. Morari, E. Zafiriou, "Robust Process Control", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J.07632, 1989.
- [2] C. Maffezzoni, P. Rocco, "Robust Tuning of PID Regulators Based on Step Response Identification", European Journal of Control 3:125-13, 1997.
- [3] K. Liu, T. Shimizu, M. Inagaki, "New Tuning Method for IMC Controller", Journal of Chemical Engineering of Japan Vol.31, No.3, pp.320-324, 1998.
- [4] C. Kim, D. Lim, B. Suh, "A Modified IMC-PID Controller Design Considering Model Uncertainty", 정보 및 제어 심포지엄(ICS '05)
- [5] B. Suh, D. Lim, "New PID Identification Algorithm based on Frequency Scaling", Proc. 40th IEEE Sym. On circuits and systems, Vol.1, 1997.8
- [6] I. Kaya, "IMC based Automatic Tuning Method for PID Controllers in a Smith Predictor Configuration", Computers and Chemical Engineering 28, 281-290, 2004.
- [7] B. Suh, J. Yang, "A Tuning of PID Regulators via LQR Approach", Journal of Chemical Engineering of Japan, Vol. 38, No.5, pp.344-356, 2005.
- [8] S. Skogestad, "Simple Analytic Rules for Model Reduction and PID Controller Tuning", Journal of Process Control 13, 291-309, 2003.

저 자 소 개



최 인 혁(정회원)
 2002년 한양대학교 물리학과,
 전기전자공학부 학사졸업.
 2006년 한양대학교
 전기공학과 석사 졸업.
 2006년~현재 삼성전자 반도체
 총괄 메모리 사업부 연구원

<주관심분야 : 최적화 기법, 강인제어, 반도체 소자>



서 병 설(정회원)-교신저자
 제42권 SC편 제 6호 참조
 2005년 현재 한양대학교 전기제어
 생체공학부 교수
 <주관심분야 : 강인제어, 최적제어>