

논문 2005-42SC-3-2

# 루프 형성 기법을 이용한 IMC-PID 제어기 설계

## (IMC-PID Controller Design using Loop Shaping Method)

임 동 균\*, 김 창 현\*\*, 서 병 설\*\*\*

(Dong-Kyun Lim, Chang-Hyun Kim, and Byung-Suhl Suh)

### 요 약

본 논문에서는 루프 형성 기법을 이용한 새로운 IMC-PID 제어기 설계 방법을 제안하였다. 내부 안정성이 보장되고 동조 파라미터가 1개 뿐 인 IMC-PID 제어기의 동조 규칙에 루프 형성 기법을 적용함으로써 이득 여유, 위상 여유, 감도함수 등의 설계 사양을 고려할 뿐 아니라 이러한 설계 사양과 설계 파라미터 사이의 관계를 유도하여 루프 이득을 얻을 수 있게 되었다. 원하는 설계 사양을 만족 시키도록 IMC-PID 제어기의 설계 파라미터 값을 선정하는 조직적 방법을 제시하고 그 유용성을 사례 연구와 분석을 통해 검토했다.

### Abstract

This paper proposed a new IMC-PID controller design method using the loop shaping method. By the application of the loop shaping method for IMC-PID controller which has only one design parameter and guarantees internal stability, we can not only consider such design specifications as gain margin, phases margin, and sensitivity functions but also obtain the loop gain by setting up the relationships between design specifications and design parameters. A systematic method to select design parameters of IMC-PID controller in order to meet the design specifications is suggested and its effectiveness is examined by the case study and analysis.

**Keywords :** IMC-PID, loop shaping method, internal stability, stability robustness, performance-robustness

### I. 서 론

시스템의 제어에는 출력의 성능, 안정도, 내부 안정도, 성능-강인성과 안정-강인성 등이 고려 되어야 한다. 또한 제어기 설계에 있어서의 간편성 역시 중요하게 다루어 져야만 한다. 이러한 면에서 Morari와 Zafiriou (1989)<sup>[1]</sup>가 제안한 IMC(internal model controller) 구조의 PID 제어기가 내부 안정성(internal stability)이 보장되며 출력이 입력을 완전하게 추종하는 완전 제어(perfect control)를 보장할 수 있는 장점과 설계 변수가 한 개라는 편리성을 갖고 있다. 구조상으로는 모델링 오차에도 불구하고 완전 제어를 하지만 실제로 모델링

오차가 커지면 내부 안정성(internal stability)이 보장되지 않아 결국 전체 시스템이 불안정하게 되기 때문에 명령추종은 모델링 오차가 전체 페루프 시스템을 불안정하게 하지 않는 범위 내에서만 유지된다. 그러므로 실제 플랜트와 최소한의 오차만을 가지는 모델의 선정과 추종 성능과 모델링 오차에 대한 강인성 사이의 성능-강인성을 갖게 하는 제어기의 설계 변수 값 선정이 IMC-PID 제어기의 설계 절차라 하겠다. 본 논문에서는 시스템 식별은 Suh-Lim (1997)<sup>[2],[3]</sup>방법을 사용하였고 IMC -PID 제어기의 동조에 있어서는 루프 형성 기법을 적용함으로써 이득 여유, 위상 여유, 감도함수 등의 설계 사양과 설계 파라미터 사이의 관계를 수학적 근거에 의해서 유도하여 해석적으로 루프 이득을 형성하는 방법을 제안하였다.

### II. IMC-PID 제어기 설계

1. IMC-PID제어기의 구조와 설계  
IMC 제어 구조로 PID 제어기 설계 절차를 유도하기

\* 정회원, 한양사이버대학교 컴퓨터학과  
(Dep. of Computer, Hanyang Cyber University)  
\*\* 학생회원, 한양대학교 전기공학과  
(Dep. of Electrical Eng., Graduate School, Hanyang University)  
\*\*\* 정회원, 한양대학교 전기제어생체공학부(교신책임자)  
(Div. of Electricity, Control and Biomedical Eng., Hanyang University)  
접수일자: 2004년11월30일, 수정완료일: 2005년5월4일

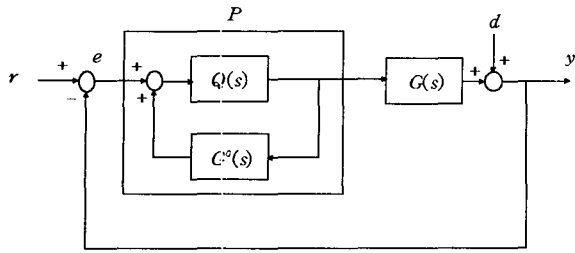


그림 1. 일반적인 IMC-PID 제어기 구조

Fig. 1. Structure of general IMC-PID controller system.

위해 고려한 일반적인 IMC 구조는 그림 1과 같고 각각의 블록은 다음과 같다.

$G$  : 제어 대상 플랜트     $G^o$  : 플랜트의 모델

$Q = Q^o F$                        $F$  : 강인성 필터

$Q^o$  :  $G = G^o$ 라는 가정 하에서 설계된 공칭제어기

일반적인 동특성 모델은 시간지연 항을 포함한 1차 혹은 2차 모델을 이용하는 것이 보통인데 IMC-PID 제어기는 시간지연 항을 포함한 1차 모델을 공칭 모델로 사용한 구조이다.

공칭모델은  $G^o(s) = G_m^o G_{nm}^o$ 으로 분리 되는데 여기서  $G_m^o$ 은 최소 위상,  $G_{nm}^o$ 은 크기는 1인 비최소 위상이라고 가정한다. 필터  $Q$ 는 공칭페루프 전달함수를 설계자가 원하는 형태가 되고 공칭모델의 최소 위상 부분을 보상할 수 있도록 식 (1)과 같이 선정하고 제어기  $P$ 는 식 (2)와 같다.

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

여기서  $n$ 은  $G_m^o$ 의 차수이다.

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

공칭 모델  $G^o$ 가 식 (3)이라 가정하자.

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

이 때,  $G_m^o$ ,  $G_{nm}^o$ 과  $F$ 는 다음과 같다.

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

$$G_{nm}^o(s) = e^{-d_m s} \quad (5)$$

$$F(s) = \frac{1}{T_F s + 1} \quad (6)$$

한편  $e^{-d_m s}$ 는 1차 파데 근사하면 다음 식 (7)과 같다.

$$e^{-d_m s} \approx \frac{1 - 0.5 d_m s}{1 + 0.5 d_m s} \quad (7)$$

식 (4), (5), (6)을 식 (2)에 대입하고 이때  $e^{-d_m s}$ 는 식 (7)과 같이 1차 파데 근사하여 정리하면 식 (8)이 성립한다.

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

PID 제어기의 전달함수는 식 (9)와 같고 PID 제어기 설계변수는 식 (8)로부터 식 (10),(11),(12) 그리고 (13)과 같이 유도할 수 있다.<sup>[1],[4]</sup>

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

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

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

$$K_P = \frac{T_i}{K_m(d_m + T_F)} \quad (12)$$

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

위 식으로부터 IMC-PID 제어기의 설계변수는  $T_F$ 이고 이 값을 선정하면 IMC-PID 제어기가 설계되는 것이다.

Morari와 Zafiriou는 설계변수  $T_F$ 를 선정하는 조직적인 방법을 제시하지 못하였고 단지  $T_F = 0.25 d_m$ 를 제시 하였다. Maffezzoni-Rocco<sup>[4]</sup>는  $T_F$ 를 선정하기 위해  $H_\infty$  제어 기법을 이용하여 성능-강인성(performance-robustness)을 보장하고자 했으나 응답 시간이 길어지는 것과 가중치 함수를 구해야하는 단점이 있어 이를 개선하기 위한 연구로 루프 형성 기법(loop shaping method)을 이용한 강인한 IMC-PID 제어기 동조 방법을 제안한다.

## 2. 루프 형성 기법을 이용한 제어기 설계 방법

제어 시스템의 주파수 영역에서 성능을 나타내는 여러 설계 사양의 성능 조건과 안정도-강인성 조건을 만족하는 루프 전달 함수를 만들기 위해 설계변수  $T_F$ 를 선정하는 것이 루프 형성 기법을 이용한 파라미터 동조 방법이다. 바람직한 루프 형상을 만들기 위하여 우선적으로 고려해야 하는 이득 여유와 위상 여유뿐만 아니라 시스템의 수행 성능의 지표인  $S|_\infty$ ,  $T|_\infty$ (감도함수, 페

루프 전달함수의 최대치 이득)등을 모델링 오차가 없다는 가정 하에 모델의 시간 지연 부분을 1차 파데 근사 하여 수학적으로 유도함으로 수행 성능과 안정도-성능을 절충 할 수 있는  $T_F$  값을 선정한다. 모델링 오차가 없다는 가정에 의해 식 (14)가 성립하고 시간 지연의 1차파데근사는 식 (7)과 같다. 이 식 (14)와 (7)에 의해 실제 플랜트  $G(s)$ 를 식 (15)와 같이 근사 하여 [정리 1~4]를 유도 하는데 적용하고 이를 통해 원하는 루프 형상을 만드는 설계 변수  $T_F$ 를 선정한다.

$$G(s) = G^o(s) = G_m^o(s)G_{nm}^o(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1} e^{-d_m s} \quad (14)$$

$$G(s) \approx \tilde{G}(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1} \frac{(1 - 0.5d_m s)}{(1 + 0.5d_m s)} \quad (15)$$

[정리1] IMC-PID에서 위상 교차 주파수  $w_p$ 와 이득 여유 GM은 식 (16), (17)과 같다.

$$w_p = \frac{2\sqrt{d_m T_F + T_F^2}}{d_m T_F} \quad (16)$$

$$GM = \sqrt{\frac{(-d_m T_F w_p^2)^2 + (2(d_m + T_F)w_p)^2}{4 + (d_m w_p)^2}} \quad (17)$$

[증명1] 개루프 전달 함수 식 (18)에서  $w_p$ 는 위상각이  $180^\circ$ 인 주파수이므로 식 (19)를 만족해야 한다.

$$L(s) \approx P(s)\tilde{G}(s) = \frac{(-\frac{d_m}{2}s + 1)}{\frac{d_m T_F}{2}s^2 + (d_m + T_F)s} \quad (18)$$

$$-\tan^{-1}(\frac{d_m}{2}w_p) - \tan^{-1}(\frac{d_m T_F w_p}{2(d_m + T_F)}) - 90^\circ = -180^\circ \quad (19)$$

식 (19)의 양변에  $\tan$ 를 취해서 정리하면 식 (20)이고 이 식을 만족하는  $w_p$ 는 분모를 0으로 만드는 식 (21)이다. GM은 위상 교차 주파수 일 때의 개루프 전달함수의 크기의 역수이므로 식 (22)가 된다.

$$\frac{(\frac{d_m}{2}w_p) + (\frac{d_m T_F w_p}{2(d_m + T_F)})}{1 - (\frac{d_m}{2}w_p)(\frac{d_m T_F w_p}{2(d_m + T_F)})} = \infty \quad (20)$$

$$w_p = \frac{2\sqrt{d_m + T_F}}{d_m \sqrt{T_F}} = \frac{2\sqrt{d_m T_F + T_F^2}}{d_m T_F} \quad (21)$$

$$GM = \left| \frac{-d_m T_F w_p^2 + j2(d_m + T_F)w_p}{2 - jd_m w_p} \right| \quad (22)$$

Q.E.D

[정리2] IMC-PID에서 이득 교차 주파수  $w_c$ 와 위상 여유 PM은 식 (23), (24)와 같다.

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

$$PM = 180^\circ + [\tan^{-1}(\frac{-d_m w_c}{2}) - \tan^{-1}(\frac{2(d_m + T_F)}{-d_m T_F w_c})] \times \frac{180^\circ}{\pi} \quad (24)$$

[증명2]  $|P(jw_c)\tilde{G}(jw_c)| = 1$ 인 이득 교차 주파수  $w_c$ 는 식 (25)를 만족하고 이를 정리하면 식 (26)이 얻어진다.

$$\left| \frac{2 - jd_m w_c}{-d_m T_F w_c^2 + j2(d_m + T_F)w_c} \right| = 1 \quad (25)$$

$$d_m^2 T_F^2 w_c^4 + (4(d_m + T_F)^2 - d_m^2)w_c^2 - 4 = 0 \quad (26)$$

식 (26)을 풀면 이득 교차 주파수  $w_c$ 는 식 (23)이 되고 위상 여유는 식 (27)이므로 이를 정리하면 식 (28)을 거쳐 식 (29)가 된다.

$$PM = 180^\circ + \angle L(jw_c) \quad (27)$$

$$= 180^\circ + \angle \left| \frac{2 - jd_m w_c}{-d_m T_F w_c^2 + j2(d_m + T_F)w_c} \right| \quad (28)$$

$$= 180^\circ + [\tan^{-1}(\frac{-d_m w_c}{2}) - \tan^{-1}(\frac{2(d_m + T_F)}{-d_m T_F w_c})] \times \frac{180^\circ}{\pi} \quad (29)$$

Q.E.D

[정리3] 감도 함수의 최대값  $|S|_\infty$ 와 공진 주파수  $w_{rs}$ , 대역폭  $w_{BS}$ 은 다음과 같다.

$$w_{rs} = \sqrt{\frac{-b^2 - \sqrt{b^4 - (a^2 - 2b - c^2)c^2 b^2}}{a^2 - 2b - c^2}} \quad (30)$$

$$|S|_\infty = \frac{\sqrt{w_{rs}^4 + c^2 w_{rs}^2}}{\sqrt{(b - w_{rs}^2)^2 + a^2 w_{rs}^2}} \quad (31)$$

$$w_{BS} = \sqrt{\frac{(a^2 - 2b^2 - 2c^2) + \sqrt{(a^2 - 2b^2 - 2c^2)^2 + 4b^2}}{2}} \quad (32)$$

$$a = \frac{d_m + 2T_F}{d_m T_F} \quad (33)$$

$$b = \frac{2}{d_m T_F} \quad (34)$$

$$c = \frac{2(d_m + T_F)}{d_m T_F} \quad (35)$$

[증명3] 감도 함수  $s(s)$ 는 식 (36)이다.

$$s(s) = \frac{1}{1 + P(s)G(s)} \approx \frac{1}{1 + P(s)\tilde{G}(s)} = \frac{s^2 + cs}{s^2 + as + b} \quad (36)$$

여기에  $s = jw$ 을 대입하면 그 크기는 다음 식 (37)과 같고 감도함수를 최대로 하는 주파수가 최대 공진 주파수  $w_{rs}$ 이다.

$$|s(jw)| = \frac{\sqrt{w^4 + c^2 w^2}}{\sqrt{(b - w^2)^2 + a^2 w^2}} \quad (37)$$

감도 함수를 최대화 만드는  $w_{rs}$ 는 식 (38)을 만족하므로 정리하면 식 (39)가 얻어지고 이를 풀면  $w_{rs}$ 는 식 (30)으로 유도된다. 여기서 유도된  $w_{rs}$ 를 식 (37)에 대입하면 식 (31)이다.

$$\frac{d |S(jw_{rs})|}{dw} = 0 \tag{38}$$

$$\frac{(2w_{rs}^3 + c^2w_{rs})\sqrt{(w_{rs}^2 - b)^2 + a^2w_{rs}^2}}{\sqrt{w_{rs}^4 + c^2w_{rs}^2}} + \frac{(2w_{rs}(b - w_{rs}^2) - a^2w_{rs})\sqrt{w_{rs}^4 + c^2w_{rs}^2}}{\sqrt{(b - w_{rs}^2)^2 + a^2w_{rs}^2}} = 0 \tag{39}$$

감도 함수의 대역폭  $w_{BS}$ 는 이득이  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  이 되는 주파수이므로 식 (40)이 되고 이를 만족하는  $w_{BS}$ 는 식 (32)로 구해진다.

$$|S(jw_{BS})| = \frac{\sqrt{w_{BS}^4 + c^2w_{BS}^2}}{\sqrt{(b - w_{BS}^2)^2 + a^2w_{BS}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{40}$$

Q.E.D

[정리4] 페루프 전달 함수의 대역폭  $w_{BT}$ 은 다음과 같다. a, b 와 c는 식 (33),(34) 그리고 (35)와 동일하다.

$$w_{BT} = \sqrt{\frac{-(a^2 - 2b^2 - 2d^2) + \sqrt{(a^2 - 2b^2 - d^2)^2 + 4b^2}}{2}} \tag{41}$$

$$d = -\frac{1}{T_F} \tag{42}$$

[증명4] 페루프 전달 함수  $T(s)$ 는 식 (43)으로 근사화 할 수 있다.

$$T(s) = \frac{P(s)G(s)}{1 + P(s)G(s)} \approx \frac{P(s)\tilde{G}(s)}{1 + P(s)\tilde{G}(s)} = \frac{ds + b}{s^2 + as + b} \tag{43}$$

여기에  $s = jw$ 을 대입하면 그 크기는 다음 식 (44)와 같고 페루프 전달 함수의 대역폭  $w_{BT}$ 는 이득이  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  이 되는 주파수이므로 식 (45)가 되어 이를 만족하는  $w_{BT}$ 는 식 (41)로 구해진다.

$$|T(jw)| = \frac{\sqrt{b^2 + d^2w^2}}{\sqrt{(b - w^2)^2 + a^2w^2}} \tag{44}$$

$$|T(jw_{BT})| = \frac{\sqrt{b^2 + d^2w_{BT}^2}}{\sqrt{(b - w_{BT}^2)^2 + a^2w_{BT}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{45}$$

Q.E.D

수학적으로 증명된 위의 [정리 1~4]는 주파수 영역에서의 설계 사양들로 이득 여유, 위상 여유, 교차 주파수, 공진 주파수, 대역폭, 감도함수의 최대 이득 등이다. 이 가운데 설계자가 원하는 루프 형상을 만들기 위해

적절한 설계 사양을 고려해 설계변수  $T_F$ 를 선정하면 IMC-PID 제어기가 설계되는 것이다. 본 논문에서는  $S_{\infty} = 1.5$ 를 만족하는  $T_F$  값을 선정했다. 그 이유는 참고문헌<sup>[5]</sup>에 증명된 대로  $S_{\infty} = 1.5$ 일 때 이득 여유와 위상 여유가 각각  $GM \geq 3$ 과  $PM \geq 39^\circ$ 를 보장하므로 통상적인 안정도와 성능 사이의 적절한 루프를 형성시킬 수가 있기 때문이다. 설계자가 다른 루프 형상을 원한다면 [정리 1~4]에 증명된 대로 각각의 설계 사양과 설계 변수 사이의 관계에 근거하여 설계 변수  $T_F$ 를 조정할 수 있다.

### III. 실험

사례 연구에서는 비교적 큰 지연 시간을 갖는 시스템으로 Yuwana-Seborg (1982)<sup>[6]</sup>, Chen (1989)<sup>[7]</sup>, Lee (1990)<sup>[8]</sup>등에 의해 시뮬레이션 상 서로의 우수성을 입증하기 위하여 비교 대상이 되어 온 대표적인 시스템을 선정하였다.

$$G_p(s) = \frac{e^{-3s}}{(s + 1)^2(2s + 1)} \tag{46}$$

플랜트의 응답 데이터로부터 Suh-Lim(1997) 방법으로 구한 추정 모델의 변수 값은 표 1과 같다.

IMC-PID 설계 변수,  $T_F$ 는 [정리 3]에 따라  $|S|_{\infty} = 1.5$ 를 만족하는 값으로  $T_F = 3.6$ 을 선정하였다. 이 때 선정된  $T_F$ 값은 [정리 1]과 [정리 2]에 따라 이득 여유 (GM)와 위상 여유 (PM)가 각각  $GM = 3.461$  (dimensionless),  $PM = 66.145^\circ$  로 좋은 동조 효과를 나타내고 있다.

플랜트  $G(s)$ 를  $\tilde{G}(s)$ 로 근사화 했기 때문에 설계

표 1. 시스템의 모델 변수

Table 1. Model variables of the system.

추정모델변수	$K_m$	$\tau_m$	$d_m$
크기	1.0	1.54	4.93

표 2. 설계된 모델 루프와 실제 시스템의 루프와의 설계 사양 비교

Table 2. Comparison of design parameters between designed model loop and real system loop.

설계 사양 시스템	Wp (rad/s)	GM (dml.)	Wc (rad/s)	PM ( $^\circ$ )	Wrs (rad/s)	S  $_{\infty}$ (dml.)
Design	0.625	3.461	0.121	66.145	0.392	1.500
Real System	0.371	3.079	0.118	62.424	0.277	1.596

표 3. 시간 영역 성능의 비교

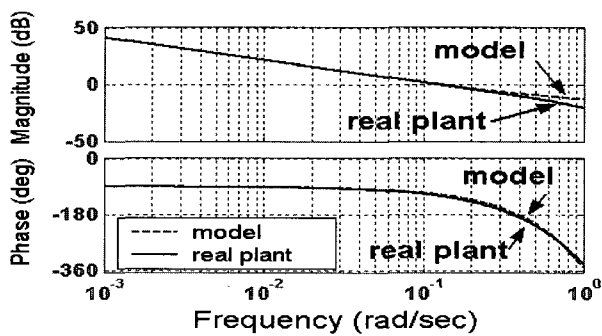
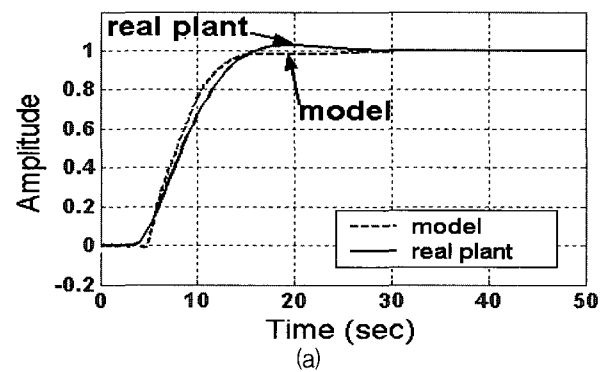
Table 3. Comparison of the time domain performance.

동조방법 \ 성능지수	Overshoot(%)	Rising Time(sec)	Settling Time(sec)
Proposed	2.96	7.99	22.9
M-Z	13.00	4.91	25.3
Z-N	9.41	2.76	27.1

표 4. 주파수 영역 성능의 비교

Table 4. Comparison of the frequency domain performance.

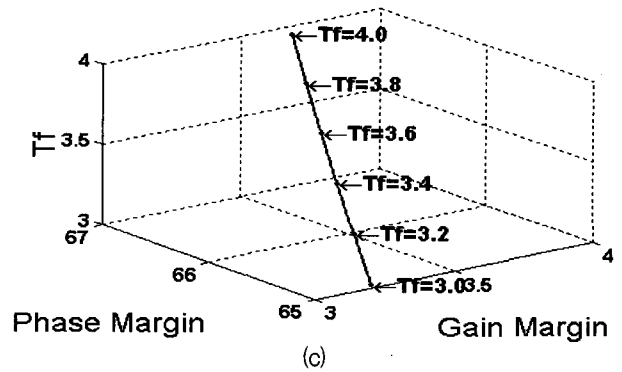
동조방법 \ 성능지수	Gain Margin (dimensionless)	Phase Margin(°)
Proposed	3.079	62.424
M-Z	2.354	56.002
Z-N	1.668	76.052



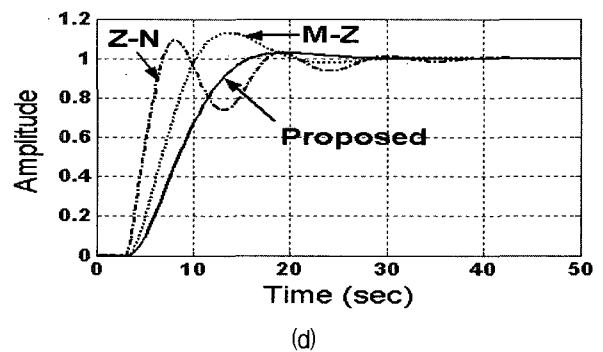
(b)

된 모델 루프와 실제 시스템의 루프와는 주파수 영역의 설계 사양에서 차이가 있고 이를 표 2 에서 비교하였다.

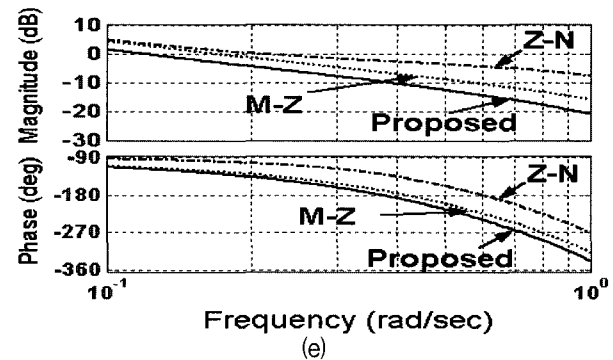
각각의 방법의 시간영역에서의 성능을 비교한 것을 표 3에 나타내었고, 표 4에서는 주파수 영역에서의 성능을 비교하였다. 여기서 M-Z, Z-N은 각각 참고문헌 [1], [9]에서 제시된 설계 방법으로 M-Z의 설계 변수는  $T_F = 0.25dm = 1.232$ 이고, Z-N동조방법에서 각각의 PID 제어기 설계 변수는  $T_i = 6.45$ ,  $T_d = 1.61$ ,  $K_p = 1.04$ 이다.



(c)



(d)



(e)

그림 2. (a) 모델 루프와 실제 루프의 스텝응답 (b) 모델 루프와 실제루프의 보드도 (c)  $T_F$ 값에 따른 PM과 GM (d) 다른 설계 방법과의 스텝응답 비교 (e) 다른 설계 방법과의 주파수응답 비교

Fig. 2. (a) Unit-step responses of model loop and real loop (b) Bode plots of model loop and real loop (c) The graph of phase margin and gain margin against  $T_F$  (d) Comparison of step response of this control method with the others (e) Comparison of frequency response of this control method with the others.

3차의 시간지연 시스템을 1차의 시간지연 시스템으로 시스템 식별을 했기 때문에 실제 플랜트와 모델과의 모델링 오차가 있게 된다. 그림 2의 (a)에서 이 둘의 스텝 응답을 비교 하였고, (b)에서는 주파수 응답을 비교 하였다. 그림 2의 (c)는  $T_F$ 값에 따른 Phase Margin과 Gain Margin의 변화를 나타내었다. 그림 2의 (d)와 (e)

는 본 논문에서 제안된 방법과 다른 제어기 설계 방법의 스텝 응답과 주파수 응답을 비교한 그림이다.

표 3과 그림 2의 (d)를 보면 제안된 방법이 다른 동조 방법보다 상승시간은 다소 느리지만 가장 작은 overshoot와 가장 빠른 정착 시간을 보임을 알 수 있다. 또한 표 4와 그림 2의 (e)를 통해 기존의 방법에 비해 제안된 방법이 뛰어난 안정도를 보이고 있고, Ziegler-Nichols<sup>[9]</sup>동조 방법과 비교해서도 위상 여유와 이득 여유가 균형적인 안정도를 보임을 알 수 있다. 위의 사례를 통해 제안된 설계 방법의 우수성을 기존의 설계 방법과 비교하여 입증하였다.

#### IV. 결 론

Morari-Zafiriou(1989)가 제안한 IMC 구조의 PID 제어기 동조 방법은 페루프의 내부에 공칭 모델이 들어있어 이의 출력과 플랜트의 출력의 차를 피드백하는 구조로 이루어져 있기 때문에 제어기 설계 절차가 간단하고 강인성 문제를 명확하게 할 수 있다. 이러한 IMC-PID 제어기의 설계는 공칭 모델의 선정과 설계 인자의 동조가 중요 과제인데 본 논문은 시스템 식별과정에서는 Suh-Lim(1997) 방법을 사용하고 IMC-PID 제어기 동조 방법에는 루프 형성 기법을 도입하여 수학적 근거에 의해 유도함으로써 이득 여유, 위상 여유, 감도 함수 등의 설계 사양을 만족하는 루프 형상을 해석적으로 선정할 수 있는 조직적인 방법을 제시하였는데 그 의의가 있다. 앞으로의 과제로는 모델링 오차로 인해 발생하는 실제 플랜트의 주파수응답과의 차이를 줄이는 방법과 시간영역에서의 설계 사양을 고려 할 수 있는 제어 인자의 선정, 설계 파라미터가 1개이기 때문에 발생하는 설계상의 유연성 문제를 해결 할 수 있도록 하는 연구가 추가로 수행되어야 할 것이다.

#### 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," 전자

공학회 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] S. Skogestad and L. Postlethwaite, "Multivariable Feedback Control : Analysis and Design," John Wiley & Sons, pp.30-34, 1996.
- [6] M. Yuwana and D. E. Seborg, "A New Method for On-Line Controller Tuning," AIChE, Vol. 28, no. 3, pp. 434-440, May 1982.
- [7] 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.
- [8] J. T. Lee, W. H. Cho and T. F. Edgar, "An Improved Technique for PID Controller Tuning from Closed-Loop Tests," Journal of AIChE, Vol. 36, no. 12, pp. 1891-1895, Dec 1990.
- [9] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum Settings for Automatic Controllers," Trans. ASME, Vol 64, pp. 759-768, 1942.

#### 저 자 소 개



임 동 균(정회원)  
제30권 B편 제11호 참조  
2001년 한양대학교 전자통신  
공학과 (공학박사)  
2005년 현재 한양사이버대학교  
컴퓨터학과 부교수  
<주관심분야: 자동제어, 신경회로망>



김 창 현(정회원)  
2003년 강남대학교 산업전산전자  
공학부 졸업 (공학사)  
2004년~현재 한양대학교 대학원  
전기공학과 석사과정  
<주관심분야: 강인제어, 최적제어,  
모터제어>



서 병 설(정회원)  
제41권 SC편 제 5호 참조  
2005년 현재 한양대학교  
전기제어생체공학부 교수  
<주관심분야: 제어이론, 강인제어,  
최적화 기법>