

# 파데 2차 근사방법을 사용한 제어기기의 동조 (A Controller Tuning Method by Padé Second Order Approximation)

徐 丙 高\*  
(Byung Suhl Suh)

### 要 約

Yuwana-seborg와 SUH에 의해 제어기기 동조방법을 제시한 바 있으나 이들은 페루우프 전달함수의 지연항에 파데 1차 근사방법을 사용하였다. 본 논문에서는 파데 2차 근사방법이 시도되었다. 시뮬레이션 결과는 기존의 방법보다 우수함을 보이고 있다.

### Abstract

The controller tuning methods proposed by Yuwana-Seborg and Suh utilizes Padé first-order approximation for the delay terms in the closed loop transfer function. In this paper, the use of a Padé second-order approximation method is investigated. The simulation results show that the new method is superior to previous approaches such as Ziegler-Nichols and Cohen-Coon methods.

### I. 序 論

PID(Proportional Integral Derivative) 제어기기 동조에 대한 연구로는 산업계에 널리 쓰이는 Ziegler-Nichols(1941)<sup>1)</sup>의 루우프 동조(loop tuning) 방법이 있으나 이는 많은 시행착오(trial and error)를 거쳐야 하는 단점이 있다. 이에 대한 개선연구로서 Cohen-Coon(1953)<sup>2)</sup>에 의한 프로세스 반응곡선(process reaction curve) 방법이 제시되었다. 이는 추정모델(estimated model) 함수를 결정하기 위해 접선의 정확한 기울기(tangent)를 구해야 하는 단점이 있다. 근래에 이러한 문제점을 해결하기 위해 Yuwana-Seborg(1982)<sup>3)</sup>와 SUH(1984)<sup>4)</sup>에 의해 해석적인(analytic)인 방법이 제시되었으나 이들은 지연항에다 파데 1차 근사방법을 사용하였다. 본 논문에서는 지연항에다 파데 2차

근사방법을 사용하여 좀더 오차를 줄일 수 있는 해석적인 동조방법을 제시하고자 한다.

### II. 本 論

#### 1. 관계식 유도

고려된 페루우프의 시스템 모델은 아래와 같다. 그림 1에서 프로세스 전달함수  $G_P(s)$ 와 부하 전달함수  $G_L(s)$ 는 모르는 상태라 가정하며, 프로세스의 추정모델 함수로서 아래의 식(1)과 같은 전달함수를 선정하였다.

$$G_P(s) = \frac{k_m e^{-d_m s}}{\tau_m s + 1} \tag{1}$$

$k_m$  : 안정상태 이득,  $\tau_m$  : 시간상수  
 $d_m$  : 지연시간

그림 1에서 제어기기 전달함수  $G_C(s) = K_C$ 라 하면 페루우프 전달함수는 아래와 같이 된다.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{A K e^{-d_m s}}{\tau_m s + 1 + K e^{-d_m s}} \tag{2}$$

\*正會員, 漢陽大學校 電子通信工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Hanyang Univ.)  
接受日字: 1986年 1月 6日

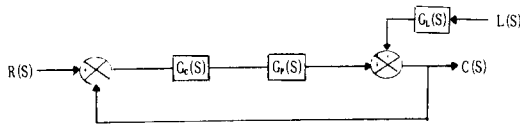


그림 1. 고려된 폐환 제어계의 블럭도  
 Fig. 1. Block diagram of considered feedback control system.

여기서 A는 계단함수의 크기를 나타내며,  $K=K_c \cdot K_m$ 는 안정상태에서의 개루우프 이득 (gain)을 의미한다. 시스템에 계단입력 (step input)의 변화를 가해 얻어지는 프로세스의 응답곡선의 형태는 다음과 같다.

관계식 유도는 그림 2의 응답곡선으로부터 얻어지는 실험 데이터들을 사용하여 추정모델 변수들인  $k_m$ ,  $\tau_m$ ,  $d_m$ 들의 값을 결정해야 할 것이다.  $e^{-ams}$ 의 계산을 위해 아래와 같은 파데 2차 근사 (padé second order approximation)를 사용하였다.

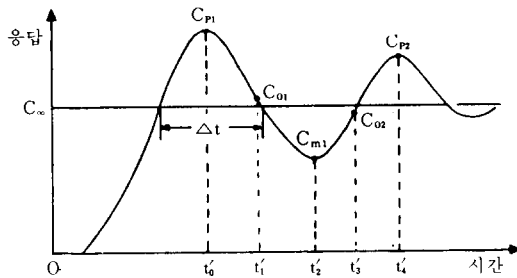


그림 2. 계단입력 변화에 대한 프로세스의 응답곡선  
 Fig. 2. Response curve of process to a step input charge.

$$e^{-ams} = \frac{1 - \frac{d_m}{2}s + \frac{d_m^2}{12}s^2}{1 + \frac{d_m}{2}s + \frac{d_m^2}{12}s^2} \quad (3)$$

식 (3)을 식 (2)의 본문에 대입하여 정리하면 아래와 같다.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{AK(d_m^2 s^2 + 6d_m s + 12)e^{-ams}}{as^3 + (2a\zeta\omega_n + 1)s^2 + (2\zeta\omega_n + a\omega_n^2)s + \omega_n^2} \quad (4)$$

여기서

$$\tau_m d_m^2 = a \quad (5)$$

$$6\tau_m d_m + d_m^2(1+K) = 2a\zeta\omega_n + 1 \quad (6)$$

$$12\tau_m + 6d_m(1-K) = 2\zeta\omega_n + a\omega_n^2 \quad (7)$$

$$12(1+K) = \omega_n^2 \quad (7')$$

식 (4)에서 감쇄율 (damping coefficient)  $\zeta$ 가  $0 < \zeta < 1$ 이고 입력신호  $R(s)$ 가 크기 A인 계단함수 (step function)라고 할때, 식 (4)를 라플라스 역변환하여 시간에 대한 순시응답 (transient response)을 구하면 다음과 같다.

$$c(t') = \frac{A12K}{\omega_n^2} [1 + c_1 \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t' + \phi) e^{-\zeta \omega_n t'} + c_2 e^{-t'/a}] \quad (8)$$

여기서  $c_1$ 은 수식이 복잡하므로 편의상 다음과 같이 놓았다.

$$c_1 = \frac{\omega_n^2}{12} \sqrt{M^2 + N^2} \quad (9)$$

$$M = \frac{6ad_m^2(2\zeta^2 - 1) + ad_m^2(2\zeta\omega_n - 2\zeta^3\omega_n + 2\zeta^2 - 1)}{(a^2\omega_n^2 - 2a\zeta\omega_n + 1)} + \frac{d_m^2(1 - a\zeta\omega_n) + 24d_m^2(2a\zeta\omega_n - 1)}{(a^2\omega_n^2 - 2a\zeta\omega_n + 1)}$$

$$N = \frac{6d_m\omega_n(1 - a\zeta\omega_n)(\sqrt{1-\zeta^2}) \left[ \frac{(2\zeta^2 - 1)^2}{1-\zeta^2} + \frac{1}{\omega_n^2} \right]}{(a^2\omega_n^2 - 2a\zeta\omega_n + 1)} - \frac{144d_m(\sqrt{1-\zeta^2})(a\omega_n - 2a\zeta^2\omega_n + \zeta)}{\omega_n^2(1-\zeta^2)(a^2\omega_n^2 - 2a\zeta\omega_n + 1)}$$

$$c_2 = \frac{-\omega_n^2}{12} \left( \frac{12a^3 - 6a^2d_m + ad_m^2}{a^2\omega_n^2 - 2a\zeta\omega_n + 1} \right) \quad (10)$$

$$t' = t - d_m, \quad \phi = \tan^{-1} \frac{M}{N} \text{이다.}$$

응답의 임계점들 (critical points)이 일어나는 시간  $t'_m$  ( $m=0, 1, 2, \dots$ )을 결정하기 위해서  $c(t')=0$ 으로 놓으면 다음식이 얻어진다.

$$e^{(\zeta\omega_n - \frac{1}{a})t'} = -\frac{c_1}{c_2} a\zeta\omega_n \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t' + \phi) + \frac{c_1}{c_2} a\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \cos(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t' + \phi) \quad (11)$$

식 (11)은 근사계산을 하지 않고서는  $t'$ 에 대한 식으로 나타낼 수 없다. 따라서 본 논문에서는 다음과 같은 방법을 사용하여 최대오버슈트 (maximum overshoot)에서의 시간  $t'_0$ 의 값을 결정하였다. 3차 전달 함수

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{(s+a)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (12)$$

를 고려할 때 표준화된 (normalization) 계단입력에 대한 응답곡선은 그림 3과 같다. 그림 3에서 곡선A의 최

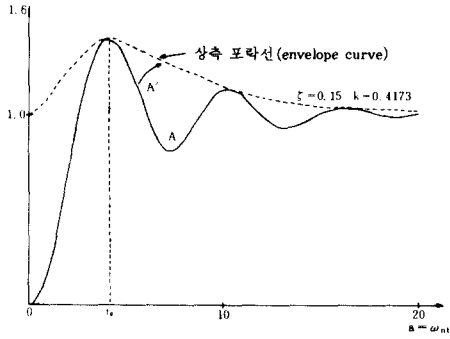


그림 3.  $\zeta=0.15$ 일때 계단입력에 대한 응답곡선  
 Fig. 3. Response curve of a step input when  $\zeta=0.15$ .

대오우버슈우트 일때의 시간의 근사치로서 곡선A의 상측포락선 (upper envelope curve)의 최대가 되는 시간을 구할 수 있다. 식 (12)로부터  $R(s) = 1/S$ 일 경우 상측 포락선은 아래와 같이 구해진다.

$$f(t) = K \left[ 1 + \frac{\frac{a}{w_n} e^{-\zeta w_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2} \cdot \sqrt{\left(\frac{a}{w_n}\right)^2 - 2\zeta\left(\frac{a}{w_n}\right) + 1}} \right] \left[ \frac{e^{-at}}{\left(\frac{a}{w_n}\right)^2 - 2\zeta\left(\frac{a}{w_n}\right) + 1} \right] \quad (13)$$

$f(t)=0$ 으로 놓으면 시간 $t_0$ 가 결정된다. 순시응답 (8)의 상측 포락선을 구하면 아래와 같다.

$$f(t) = \frac{12KA}{w_n^2} (1 + c_1 e^{-\zeta w_n t} + c_2 e^{-t/a}) \quad (14)$$

식 (14)에서  $f(t)=0$ 으로 놓으면 상측 포락선의 최대가 되는 시간

$$t_0 = \frac{1}{\frac{1}{a} - \zeta w_n} \ln \left( \frac{-c_2}{c_1 a \zeta w_n} \right)$$

이 구해지며, 응답곡선은 주기함수이므로 응답의 임계점들의 시간  $t_m$ 을 구할 수 있다.

$$t_m = \left[ \frac{1}{\frac{1}{a} - \zeta w_n} \ln \left( \frac{-c_2}{c_1 a \zeta w_n} \right) \right] + \frac{\frac{1}{2} m \pi}{w_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (m=0, 1, 2, \dots) \quad (15)$$

그림 2의 응답곡선에서 첫번째 정점(peak)은  $t_0$ , 첫번째 최소점은  $t_2$ ,  $t_0$ 와  $t_2$  사이의 중앙점은  $t_1$ , 두번째 정점은  $t_4$ ,  $t_2$ 와  $t_4$  사이의 중앙점은  $t_3$ 이다. 이 점

$t_0, t_1, t_2, t_3, t_4$ 들은 식 (15)에 의해서 다음과 같이 결정된다.

$$t_0 = \left[ \frac{1}{\frac{1}{a} - \zeta w_n} \ln \left( \frac{-c_2}{c_1 a \zeta w_n} \right) \right] \quad (16)$$

$$t_1 = t_0 + \frac{\frac{1}{2} \pi}{w_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (17)$$

$$t_2 = t_0 + \frac{\pi}{w_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (18)$$

$$t_3 = t_0 + \frac{\frac{3}{2} \pi}{w_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (19)$$

$$t_4 = t_0 + \frac{2\pi}{w_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (20)$$

그림 2의 응답곡선에서의 최소대 정점비(minimum to peak ratio)를  $\sigma_p$ 라하면  $\sigma_p$ 는 다음식으로 표현된다.

$$\sigma_p = \frac{c_\infty - c_{m1}}{c_{p1} - c_\infty} \quad (21)$$

식 (21)에서 안정상태값  $c_\infty$ 는 식 (8)에서  $2KA/w_n^2$ 가 되며  $c_{p1}$ 과  $c_{m1}$  값들은 식 (8)에 식 (16), 식 (18)을 각각 대입하여 구할 수 있다. 이 값들을 식 (21)에 대입하면  $\sigma_p$ 는 다음과 같은 식이 된다.

$$\sigma_p = \frac{c_1 e^{-\zeta w_n t_2} \sin(w_n \sqrt{1-\zeta^2} t_2 + \phi) - c_2 e^{-t_2/a}}{c_1 e^{-\zeta w_n t_0} \sin(w_n \sqrt{1-\zeta^2} t_0 + \phi) + c_2 e^{-t_0/a}} \quad (22)$$

식 (22)에는  $e^{-t_2/a}$  항이 포함되어 있어  $\zeta$ 값을 설정하기 어렵다. 그러나  $\sigma_p < 1$ 이므로 식 (22)의 우변 < 1이 만족되어야 한다. 여기서 식 (9)은  $c_1 > 0$ 이고 식 (10)은  $c_2 < 0$ 이므로 식 (22)의 우변 < 1이 만족되려면  $c_1 > c_2$ 이 성립되어야 한다. (sin항의 값은  $t_0$ 에서 1이므로 sin의 변화는 무시할 수 있다) 따라서 식 (22)는 다음과 같은 근사식으로 표현이 가능하다.

$$\sigma_p = e^{-\zeta w_n (t_2 - t_0)} = e^{-\zeta \pi / \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (23)$$

그림 2의 응답곡선에 나타난 응답의 반주기(half period)를  $\Delta t$ 라 하면

$$\Delta t = t_2 - t_0 = \pi / w_n \sqrt{1-\zeta^2} \quad (24)$$

이 된다. 감쇄비(decay ratio)  $\sigma_r$ 은  $\sigma_p$ 를 구하는 방법과 비슷하게 구할 수 있다.

$$\sigma_r = \frac{c_{p2} - c_\infty}{c_{p1} - c_\infty} = e^{-2\pi \zeta / \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (25)$$

여기서,  $c_{p1}$ 은 그림 2에서의 첫번째 정점이고  $c_{p2}$ 는 2번째 정점을 의미한다. 식 (21)과 식 (23), 식 (25)

를 각각 감쇄율  $\zeta$ 에 대해 정리하여 감쇄비에 대한 감쇄율  $\zeta_p$ , 최소대 정점비에 대한 감쇄율  $\zeta_r$ 이라하면 다음의 관계식으로 표현된다.

$$\zeta_p = \frac{-\ell_n \left( \frac{C_{\infty} - C_{m1}}{C_{p1} - C_{\infty}} \right)}{\left[ \pi^2 + \left\{ \ell_n \left( \frac{C_{\infty} - C_{m1}}{C_{p1} - C_{\infty}} \right) \right\}^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (26)$$

$$\zeta_r = \frac{-\ell_n \left( \frac{C_{p2} - C_{\infty}}{C_{p1} - C_{\infty}} \right)}{\left[ 4\pi^2 + \left\{ \ell_n \left( \frac{C_{p2} - C_{\infty}}{C_{p1} - C_{\infty}} \right) \right\}^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (27)$$

추정모델 변수인 안정상태 이득  $K_m$ 은 아래와 같다.

$$K_m = \frac{C_{\infty} W_n^2}{2AK_c} \quad (28)$$

$C_{\infty}$ 을 응답 데이터로부터 추정하기 위해 식 (21)과 식 (23), 식 (25)에서  $\zeta$ 을 소거하여 정리하면 다음식으로 표현된다.

$$C_{\infty} = \frac{C_{p1}C_{p2} - C_{m1}^2}{C_{p1} + C_{p2} - 2C_{m1}} \quad (29)$$

추정모델 변수인  $\tau_m$ 을 구하기 위해 식 (5), 식 (6), 식 (7), 식 (7')을  $d_m$ 에 대해 정리하면 다음식이 얻어진다.

$$d_m^4 - \frac{12(1-K)\zeta}{w_n(1+K)} d_m^3 + \frac{36(1+K) + 4\zeta^2 w_n^2 - w_n^2(1+K)}{w_n^2(1+K)} d_m^2 - \frac{12\zeta}{w_n(1+K)} d_m + \frac{12}{w_n^2(1+K)} = 0 \quad (30)$$

여기서  $K, \zeta, w_n$ 의 값들은 식 (24), 식 (26), 식 (27), 식 (28)들을 사용하여 응답 데이터로부터 결정될 수 있다. 식 (5)에 식 (30)을 대입하면  $\tau_m$  값을 구할 수 있으나  $a$ 의 값은 결정되지 않는다. 그러므로 응답 데이터로부터  $a$ 의 값을 결정할 수 있는 관계식의 유도가 필요하다. 응답함수 식 (8)은 식 (17)인 시간  $t_1$ 과 식 (19)인 시간  $t_2$ 에서  $\sin(w_n\sqrt{1-\zeta^2}t + \phi)$  항이 0의 값을 갖게되므로 그 시간에서의 함수의 값을  $c(t_1) = c_{o1}, c(t_2) = c_{o2}$ 라고 놓으면 아래의 식이 유도된다.

$$a = (t_1 - t_2) / \ell_n \left| \frac{C_{o1} - C_{\infty}}{C_{o2} - C_{\infty}} \right| \quad (31)$$

식 (31)의 우변은 응답 데이터만을 포함하므로 식 (30)의 모든 계수들은 응답 데이터로부터 결정될 수 있다. 따라서 식 (30)에서 구한  $d_m$ 과 식 (31)을 식 (5)에 대입하면 아래와 같이 추정모델 변수  $\tau_m$ 이 결정된다.

$$\tau_m = \frac{a}{d_m^2}$$

## 2. 시뮬레이션

본 논문에서 사용된 프로그램은 Huddleston (1972)<sup>(5)</sup>이 개발한 DYNAM 프로그램을 토대로 수정 보완된 것이다. 본 논문에서 시도한 방법의 유용성을 입증하기 위해서 다음과 같은 예제들을 고려하였다.

### [예제 1]

작은 지연시간을 갖는 시스템으로 고려된 전달함수는 아래와 같다.

$$G_p(s) = \frac{2e^{-0.3s}}{(s^2+3s+2)(s^2+s+1)}$$

그림 4에는 이 시스템의 응답곡선을 나타냈으며, 계산된 추정모델의 변수값들을 표 1에 나타내었고 이 값들을 사용하여 PID 제어기 변수들인 비례이득  $K_c$ , 적분시간  $T_i$ , 미분시간  $T_d$  값들의 초기값들을 계산하여 표 2에 각각 나타내었다. 그리고 Ziegler-Nichols 방법과 Cohen-Coon 방법 및 파데 2차 근사방법에 의해 계산된 PID 제어기 변수들의 초기값들을 표 2의 Z-N과 C-C, S-A에 각각 나타내었다. 여기서  $K_u, P_u$ 는 각각 최종이득과 최종주기를 나타낸다. 결정된 제어기 변수들의 초기값들을 사용하여 시뮬레이션한 결과들을 그림 4에 나타내었다. 본 논문에서 시도한 2차 근사방법에 의해 결정된 제어기기의 동조효과는 Ziegler-Nichols 방법과 Cohen-Coon 방법보다 우수하며 Yuwana-Seborg 방법에 의한 동조효과는 발산하여 그림 4에는 도시하지 않았다.

### [예제 2]

큰 지연시간을 갖는 시스템으로 고려된 전달함수는 아래와 같다.

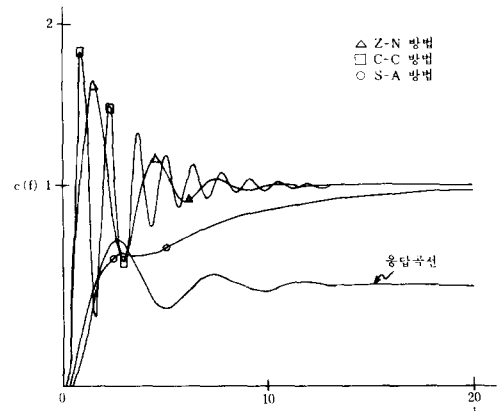


그림 4. 예제 1에 대한 동조효과의 비교

Fig. 4. Comparison of tuning effects for example 1.

표 1. 예제 1에 대한 추정모델의 변수 값  
**Table 1.** Estimated model parameters for example 1.

R	K <sub>c</sub>	K <sub>m</sub>	τ <sub>m</sub>	d <sub>m</sub>
1.0	1.0	1.0	0.28	2.63

표 2. 예제 1에 대한 PID 제어기기의 변수값  
**Table 2.** PID Controller settings for example 1.

	K <sub>u</sub>	P <sub>u</sub>	K <sub>c</sub>	T <sub>i</sub>	T <sub>d</sub>
S-A	1.05	5.27	0.63	2.64	0.66
Z-N	5.45	3.2	3.27	1.6	0.4
C-C			3.41	1.48	1.15

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

그림 5에는 이 시스템의 응답곡선과 시뮬레이션 결과들을 나타냈으며, 계산된 추정모델의 변수값들을 표 3에 나타내었다. 그리고 표 4에는 PID 제어기기 변수들의 초기값인 K<sub>c</sub>, T<sub>i</sub>, T<sub>d</sub>값들을 각각 나타내었다. 여기서 S-A, Z-N, C-C들은 각각 파데 2 차 근사방법, Ziegler-Nichols 방법, Cohen-Coon 방법들로 표시하였다. 그림 5에서 알 수 있듯이 큰 지연시간을 갖는 시스템에서도 S-A 방법이 우수함을 보여주고 있으며 Yuwana-Seborg 방법은 발산하여 그림 5에는 도시하지 않았다.

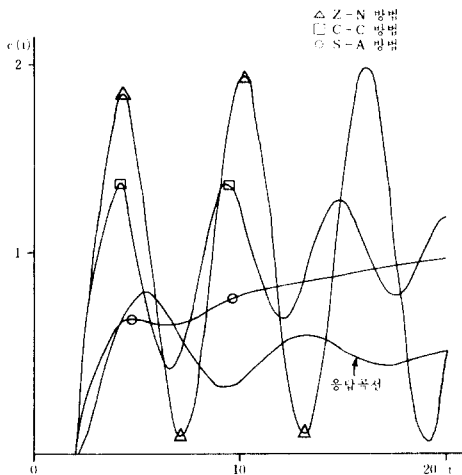


그림 5. 예제 2에 대한 동조효과 비교  
**Fig. 5.** Comparison of tuning effects for example 2.

표 3. 예제 2에 대한 추정모델의 변수 값  
**Table 3.** Estimated model parameters for example 2.

R	K <sub>c</sub>	K <sub>m</sub>	τ <sub>m</sub>	d <sub>m</sub>
1.0	1.0	1.0	0.37	4.15

표 4. 예제 2에 대한 PID 제어기기의 변수값  
**Table 4.** PID Controller settings for example 2.

	K <sub>u</sub>	P <sub>u</sub>	K <sub>c</sub>	T <sub>i</sub>	T <sub>d</sub>
S-A	1.04	8.31	0.62	4.15	1.04
Z-N	2.87	7.2	1.72	3.6	0.9
C-C			1.16	3.48	1.39

[예제 3]

좀더 큰 지연시간을 갖는 시스템으로 고려된 전달함수는 아래와 같다.

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

그림 6에는 이 시스템의 응답곡선과 시뮬레이션 결과들을 나타냈으며, 계산된 추정모델의 변수값들을 표 5에 나타내었다. 그리고 표 6에는 PID 제어기기 변수들의 초기값인 K<sub>c</sub>, T<sub>i</sub>, T<sub>d</sub>값들을 각각 나타내었다. 여기서 S-A, Z-N, C-C들은 각각 파데 2 차 근사방법, Ziegler-Nichols 방법, Cohen-Coon 방법들로 표시하였다. 이 예제에 대해서도 S-A 방법이 우수함을 보여주며 Z-N 방법과 Yuwana-Seborg 방법은 발산하여 그림 6에는 도시하지 않았다.

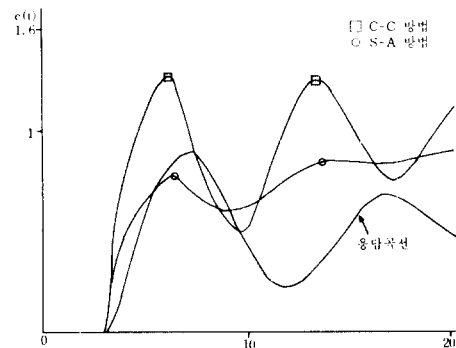


그림 6. 예제 3에 대한 동조효과 비교  
**Fig. 6.** Comparison of tuning effects for example 3.

표 5. 예제 3에 대한 추정모델의 변수값  
 Table 5. Estimated model parameters for example 3.

R	$K_c$	$K_m$	$\tau_m$	$d_m$
1.0	1.0	1.0	0.49	5.27

표 6. 예제 3에 대한 PID 제어기기의 변수값  
 Table 6. PID Controller settings for example 3.

	$K_u$	$P_u$	$K_c$	$T_i$	$T_d$
S-A	1.04	10.5	0.62	5.28	1.32
C-C			0.98	4.33	1.44

### Ⅲ. 結 論

본 논문에서는 과대 2차 근사방법을 사용한 해석적인 제어기 동조방법이 연구되었다. 시뮬레이션 결과는 Ziegler-Nichols 방법과 Cohen-Coon 방법보다 우수함을 보여주고 있으며 Yuwana-Seborg에 의한 방법은 발산을 초래하므로 적합한 동조방법으로 사료되지 않는다. 그리고 본 논문에서 좀 더 연구가 있어야 할

부분은 근사식 (23)의 유도이다. 그 근사식은 화공 프로세스의 저주파 전계 아래에 성립되고 있으며 그 유효성은 시뮬레이션 결과가 입증하고 있으나 좀 더 해석적인 유도관계의 필요성이 요구되고 있다.

### 參 考 文 獻

- [1] Ziegler, J.G. and N.B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *Trans. ASME*, vol. 64, no. 11, pp. 759, 1942.
- [2] Cohen, G.H., and G.A. Coon, "Theoretical considerations of retard control", *Trans. ASME*, 1953, vol. 75, pp. 827, 1953.
- [3] Minta Yuwana, and DALE E. Seborg, "A new method for on-line controller tuning," *AICHE Journal*, vol. 28, no. 3, pp. 434, 1982.
- [4] SUH, B.S., *A Study on the Controller Tuning*. The Korean Institute of Electronic Engineers, pp. 45, 1984.
- [5] H. Ted, Huddleston, *DYNAM Program*. University of Mississippi Press, pp. 134, 1972.