

연속시간 자기동조 제어기의 강인성

김종문 허육열
 인하대학교 전기공학과

Robustness of Continuous-time Self-Tuning Control

Jong-Moon Kim* Uk-Youl Huh
 Dept. of Electrical Eng., Inha Univ.

Abstract

In this paper, the robustness of self tuning controller for continuous time system is investigated. The continuous time least square algorithm is used in estimating parameters. The main control algorithm is the pole-zero placement control. The effects of unmodeled dynamics on continuous time approach and discrete-time approach are compared.

1. 서론

자기동조 제어기 [Gawthrop,1,2]는 주로 이산시간 내에서 발전하였는데 이것은 적응제어 구현에 필요한 디지털 기술 때문이지만 기술이 구현을 가리킨다고 할지라도 그것이 설계를 의미하는 것은 아니고 컴퓨터밖의 세계는 연속시간이므로 구현이 디지털이라 하더라도 연속시간에서 자기동조제어를 설계하는 것이 적당하다. 두가지 방법은 연속시간에서 시작하여 디지털에서 끝난다. 이산시간 자기동조 제어기와 함께 연속시간 내에서의 접근이 연구되었다[Egardt,3] [Gawthrop,4,5] 최근에 극-영점 배치, 극배치, 예측자를 포함하는 많은 알고리즘이 단일화된 연속시간 이내에서 고려되었다.[Gawthrop,6]

본 논문은 연속시간 자기동조 제어기의 강인성에 관한 것으로 자기동조 적응제어 시스템의 안정성에 대한 비모델화 성분의 영향을 살펴 보고 임의의 같은 모델을 가지고 연속시간과 이산시간 접근을 시도한다. 연속시간 단일 입출력 시스템을 표시하면

$$A(s) y(s) = e^{-sT} B(s) u(s) + C(s) v(s) \quad (1.1)$$

여기서 y, u, v 는 각각 시스템출력, 제어입력, 외란입력이고 A, B, C 는 Laplace 연산자 s 의 다항식이고, $\rho = \deg(A) - \deg(B)$ 을 상대차수(relative order)라 하고 C 의 차수는 $\deg(A)$ 이나 $\deg(A)-1$ 을 가지고 e^{-sT} 는 T 만큼의 시간지연을 의미한다.

2. 에뮬레이터

2.1 Smith 예측자

시간지연이 있는 시스템의 제어는 예측자를 사용하여 간단하게 할 수 있다. Smith 예측자는 실현할 수 없는 전달함수 e^{-sT} 를 실현시키는 방법으로 간주될 수 있다. 특히 그림 2.1에서

$$y^*(s) = y(s) + [1 - e^{-sT}] \frac{B(s)}{A(s)} u(s) \quad (2.1)$$

이다. 외란이 없는 경우 시스템 식(1.1)을 대치하면

$$y^*(s) = \frac{B(s)}{A(s)} u(s) = e^{sT} y(s) = y_T(s) \quad (2.2)$$

여기서 $y_T(s)$ 는 $y_T(t) = y(t+T)$ 의 Laplace 변환이다.

즉 외란이 없는 경우 Smith 예측자의 효과는 시스템 출력에 직접로 역시간지연(e^{sT})을 포함시킨 것과 같고 시간지연(e^{-sT})는 역시간지연에 의해 시스템 루프이득에서 제거될 수 있다. 즉 페루프 특성방정식은 시간지연 요소를 갖지 않는다

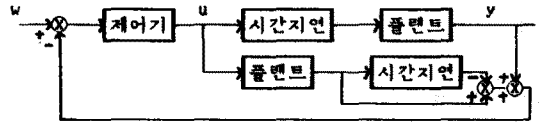


그림 2.1 Smith Predictor

2.2 에뮬레이터에 의한 제어

전달함수에서 우리가 원하지 않는 성분은 다음과 같다.

- (1) 시간지연
- (2) 큰 상대차수 ($\rho = \text{극점의 수} - \text{영점의 수}$)
- (3) 양의 실수 부분을 갖는 영점 (불안정한 분자 $B(s)$)
 위에 해당하는 실현할 수 없는 전달함수 $\phi(s)$ 는 그림 2.2에서 구해진다.

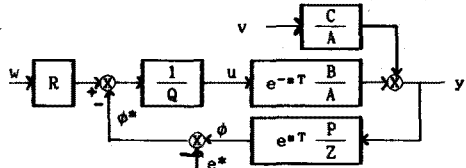


그림 2.2 에뮬레이터에 의한 피드백 시스템
 Fig. 2.2 The notional feedback system

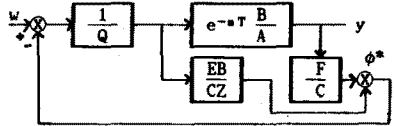


그림 2.3 피드백 루프에 있는 에뮬레이터
 Fig. 2.3 The Emulator in the Feedback loop

$$\phi(s) = e^{sT} \frac{P(s)}{Z(s)} y(s) \quad (2.2.1)$$

여기서

- (1) e^{-sT} 는 e^{-sT} 를 없앤다; 전체 시간지연은 0 이 된다.
- (2) $\deg(P) - \deg(Z) = \rho$; 전체 상대차수는 0으로 줄어든다.
- (3) Z 가 B 의 불안정한 요소를 모두 포함하면 그 같은 요소는 제거된다; 불안정한 영점의 전체 수는 0으로 줄어든다.

2.3 에뮬레이터 다항식의 설계 규칙

- (1) $B(s) = B^+(s)B^-(s)$
 $Z(s) = Z^+(s)Z^-(s)$
 $Z^-(s) = B^-(s)$

여기서 B^-, Z^- 는 각각 B, Z 의 불안정한 영점을 모두 포함하는 다항식이고, B^+, Z^+ 는 안정한 영점을 갖는 다항식이다. 다항식 설계 규칙은 다음과 같다.

$$P(s) : P(0) = 1$$

$$Z(s) : Z^+(0) = Z^-(0) = 1$$

- $R(s) : R(s) = 1$
 $Q(s) : Q(s) = 0$
- (2) 제어 알고리즘에서의 설계 규칙
- ① 극-영점 배치 제어 (Pole-zero Placement Control)
 $B^-(s) = Z^-(s) = 1$
 - ② 극 배치 제어 (Pole Placement Control)
 $B^-(s) = Z^-(s) = B(s), Z^+(s) = 1$
 - ③ 예측 제어 (Predictive Control)
 $P(s) = 1, Z(s) = 1, T \neq 0$
 이면 에블레이터는 Smith 예측자가 된다.

2.4 에블레이터 설계

(2.2.1) 식과 시스템 식을 합하면

$$\phi(s) = e^{sT} \frac{P(s)}{Z(s)} y(s)$$

$$= \frac{P(s)B(s)}{A(s)Z(s)} u(s) + \frac{P(s)C(s)}{A(s)Z(s)} e^{sT} v(s) \quad (2.4.1)$$

u가 곱해진 전달함수는 e^{sT} 가 없고 0보다 크거나 같은 상대차수와 Z의 불안정한 영점이 B의 해당하는 영점을 제거하여 실현가능하다. 하지만 v가 곱해진 전달함수는 실현 불가능하다. 에블레이터 설계 방법은 마지막 전달함수

$$e^{sT} \frac{P(s)C(s)}{A(s)Z(s)} v(s) \quad (2.4.2)$$

를 실현 가능, 불가능한 것으로 분해하는 것이다.

$$e^{sT} \frac{P(s)C(s)}{A(s)Z(s)} = e^{sT} \frac{E(s)}{Z(s)} + \frac{F(s)}{A(s)} \quad (2.4.3)$$

[실현불가능] [실현가능]

여기서 $\deg(F) < \deg(A)$ 이고 $\phi(s)$ 는 다음과 같다.

$$\phi(s) = \phi^*(s) + e^*(s) \quad (2.4.4)$$

여기서

$$\phi^*(s) = \frac{P(s)B(s)}{Z(s)A(s)} u(s) + \frac{F(s)}{A(s)} v(s) \quad (2.4.5)$$

$$e^*(s) = e^{sT} \frac{E(s)}{Z(s)} v(s) \quad (2.4.6)$$

이다. 식(1.1)에서 v를 구해 (2.4.5)식에 대입하면

$$\phi^*(s) = \frac{E(s)B(s)}{Z(s)C(s)} u(s) + \frac{F(s)}{C(s)} y(s) \quad (2.4.7)$$

이 된다.

2.5 되먹임 루프의 에블레이터

Smith 방법같이 에블레이터는 되먹임 루프에 포함된다. 특히 제어기를 전달함수 $1/Q(s)$ 로 쓰면 되먹임 제어입력은 그림 2.2에서

$$u(s) = \frac{1}{Q} [w - \phi^*] \quad (2.5.1)$$

이 되고 각 전달함수는 다음과 같다.

루프 이득 $L(s) = \frac{1}{Q} \frac{PB}{ZA} \quad (2.5.2)$

폐루프 특성방정식 $PB + QA Z = 0 \quad (2.5.3)$

폐루프 시스템 출력 $y(s) = \frac{s}{1+L} [e^{-sT} \frac{Z}{P} (w + e^*)] + \frac{1}{1+L} \frac{C}{A} v \quad (2.5.4)$

폐루프 시스템 입력 $u(s) = \frac{L}{1+L} \frac{ZA}{PB} z \quad (2.5.5)$

여기서 등가 기준 입력 $z(s)$ 는 다음과 같다.

$$z(s) = w + e^* - \frac{C}{B} v \quad (2.5.6)$$

3. 적응 에블레이터

지금까지는 시스템을 정확하게 알고 있다고 가정 하였지만 만약 모르면 에블레이터는 실현할 수 없는 전달함수를 직접 에블레이터할 수 없다. 이것은 폐루프 시스템 전달함수가 부정확해 질 수가 있고 에블레이터는 성능이 떨어지고 불안정한 폐루프 특성을 나타낸다. 이러한 상황 아래서 에블레이터와 파라미터 추정 알고리즘을 결합하여 자기동조 에블레이터를 만든다.

3.1 시스템에 대한 에블레이터

에블레이터가 시스템 자체를 에블레이션하도록 설계된 경우를 생각해보자.

$$T = 0, P(s) = 1, Z(s) = 1 \text{ 이면}$$

$$\phi(s) = y(s) \quad (3.1.1)$$

이다. 그러면 식(2.4.3)는 다음과 같이 된다.

$$\frac{C(s)}{A(s)} = E(s) + \frac{F(s)}{A(s)} \quad (3.1.2)$$

만약 $\deg(C) = \deg(A)$ 이고 A와 C의 최고차항의 계수가 1이면 방정식은 다음과 같다.

$$E(s) = 1; \quad F(s) = C(s) - A(s) \quad (3.1.3)$$

그리고

$$\phi^*(s) = \frac{B(s)}{C(s)} u(s) + \frac{C(s) - A(s)}{C(s)} y(s) \quad (3.1.4)$$

이같이 시스템은 그 자신의 에블레이터로서 쓸 수 있고 ϕ^* 는 시스템 출력 y에서 외란항 v를 뺀 것과 같다.

$$y(s) = \phi(s) = \phi^*(s) + e^*(s) \quad (3.1.5)$$

이 된다. 이제 선형 파라미터 모델로 쓰면

$$y(t) = X_0^T(t) \theta_0 + e_0(t) \quad (3.1.6)$$

여기서 data 벡터 $X_0(t)$ 와 파라미터 벡터 θ_0 는

$$X_0(s) = \begin{bmatrix} X_u(s) \\ X_y(s) \end{bmatrix}, \quad \theta_0 = \begin{bmatrix} \theta_u \\ \theta_y \end{bmatrix} \quad (3.1.7)$$

여기서

$$X_u(s) = \frac{1}{C_0(s)} \begin{bmatrix} s^{n-1} \\ 1 \end{bmatrix} e^{-sT} u(s), \quad X_y(s) = \frac{1}{C_0(s)} \begin{bmatrix} s^{n-1} \\ 1 \end{bmatrix} y(s)$$

$$\theta_u = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}, \quad \theta_y = \begin{bmatrix} c_1 - a_1 \\ c_2 - a_2 \\ \vdots \\ c_n - a_n \end{bmatrix}$$

이 방법은 연속시간 자기동조 제어기의 Explicit 알고리즘의 시스템 파라미터 추정에 사용된다.

3.2 연속시간 시스템의 연속 시간 추정

선형 파라미터 모델을 다음과 같이 정하면

$$\dot{\Psi}(t) = X^T(t) \theta + e(t) \quad (3.2.1)$$

$$\hat{\Psi}(t) = X^T(t) \hat{\theta}(t) \quad (3.2.2)$$

$$\text{추정 오차 } \hat{e}(t, \tau) = \Psi(t) - \hat{\Psi}(t) \quad (3.2.3)$$

여기서 $\Psi(t)$ 는 출력, $\hat{\Psi}(t)$ 는 추정된 출력

$X(t)$ 는 data 벡터, $\hat{\theta}(t)$ 는 추정된 파라미터

이다.

행렬 $S(t)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$S(t) = e^{-\beta t} S_0 + \int_0^t [e^{-\beta(t-\tau)} X^T(\tau) X(\tau)] d\tau \quad (3.2.4)$$

여기서 β 는 연속시간 망각계수(forgetting factor)이다. β 와 이산시간 망각계수(β_d) 사이의 관계는 근사적으로

$$\beta_d \approx 1 - \Delta \beta \quad (3.2.5)$$

이 된다. 여기서 Δ 는 샘플링 주기이다.

초기 분산 행렬 S_0 는 정의에 의해 positive definite 하다.

$S(t)$ 가 $\beta > 0$ 인 경우 uniformly positive definite 한 것은

$$S(t) > \Sigma$$

이다. 여기서 Σ 는 상수 positive definite 행렬이고 data에 의존하는 persistent excitation 조건을 만족하려면

$$S(t) > \Sigma > 0$$

이 만족되어야 한다.

이 때, 연속시간 최소 자승 추정을 쓰면

$$\frac{d}{dt} \hat{\theta}(t) = S^{-1}(t) X(t) \hat{e}(t) \quad (3.2.6)$$

$$\frac{d}{dt} S^{-1}(t) - \beta S^{-1}(t) = S^{-1}(t) X(t) X^T(t) S^{-1}(t) \quad (3.2.7)$$

여기서 $\hat{e}(t) = \Psi(t) - \hat{\Psi}(t)$ 이다.

3.3 연속시간 시스템의 이산시간 추정

연속시간 시스템을 선형 파라미터 형태로 쓰면

$$y(s) = X(s)\theta + v(s) \quad (3.3.1)$$

이고 샘플링 시간 t_i 일 때의 이산시간 시스템은

$$y(t_i) = X^T(t_i)\theta + v(t_i) \quad (3.3.2)$$

이고 이산시간 순환형 최소 자승 추정자는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}(i) = \theta(i-1) + K(i)[y(t_i) - X^T(t_i)\hat{\theta}(i-1)] \quad (3.3.3)$$

$$K(i) = P^{-1}(i)K(t_i) \quad (3.3.4)$$

$$P(i) = \beta P(i-1) + X(t_i)X^T(t_i), \quad P(0) = P_0 > 0 \quad (3.3.5)$$

여기서 $K(i)$ 는 추정자 이득,

β 는 지수(exponential) 망각계수

3.4 Explicit 자기동조 제어

- (1) 최소자승 추정자를 사용해 시스템 파라미터를 추정한다.
- (2) 식 (2.4.3)를 사용, 에몰레이터 파라미터를 계산한다.
- (3) 식 (2.5.1)에서 제어입력 $u(t)$ 를 구한다.

3.5 Implicit 자기 동조 제어

이 알고리즘은 에몰레이터 파라미터를 직접 추정하는 것으로 Explicit 알고리즘의 두번째 단계를 피할 수 있다. 에몰레이터를 선형 파라미터 모델로 나타내면

$$\phi(t) = X_0^T(s) \theta_0 + e^*(t) \quad (3.5.1)$$

이다. 하지만 $\phi(t)$ 는 실현할 수 없는 양이므로 실현 가능하게 하는 필터(realizability filter) $\Lambda(s)$ 를 곱하면 실현할 수 있는 신호

$$\phi_\Lambda(s) = \Lambda(s) \phi(s) \quad (3.5.2)$$

가 된다. 보통 $\Lambda(s)$ 를

$$\Lambda(s) = e^{-sT} \frac{Z(s)}{P(s)} \quad (3.5.3)$$

라 하면 $\phi_\Lambda(t) = y(t)$ 가 되고 이에 해당하는 선형 파라미터 모델은

$$\phi_\Lambda(t) = y(t) = X^T(t) \Lambda \theta + e_\Lambda(t) \quad (3.5.4)$$

$$X_\Lambda(s) = \Lambda(s) X(s), \quad e_\Lambda(s) = \Lambda(s) e(s)$$

가 된다.

4. 적응제어 알고리즘

4.1 구영점 배치 제어

$$Z = 1, R = 1, T = 0 \quad (4.1.1)$$

이고 식(2.4.7)과 식(2.5.1)을 합하면

$$u(s) = \frac{C}{QC + EB} w(s) - \frac{F}{QC + EB} y(s) \quad (4.1.2)$$

되고 Q가 0일 때 u 를 등가 기준 입력 z 으로 나타내면

$$u(s) = \frac{A}{PB} z(s) \quad (4.1.3)$$

가 되어 시스템 분자 B가 안정하지 못하면 제어입력은 불안정하다. 이 때 페루프 시스템 출력은 다음과 같다.

$$y(s) = \frac{1}{P} w(s) \quad (4.1.4)$$

페루프 출력은 기준 모델 1/P에 해당되고 일반적인 구영점 배치 제어가 된다. 만약 Q가 0이 아니면 제어입력에 가중을 준 결과가 된다. 보통 Q가 낮은 주파수에서 작고 고주파에서 크면 저주파에서는 모델 Z/P와 같게 되고 고주파에서는 모델과 일치될 필요가 없게 된다.

4.2 이산시간 자기동조 제어

이산시간 시스템을 다음과 같이 표시한다.

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})v(t) \quad (4.2.1)$$

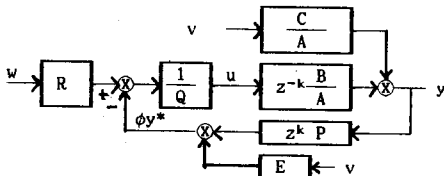


그림 4.1 이산 피드백 시스템
Fig. 4.1 Discrete feedback system

자기동조 제어기는 다음 보조 출력 ϕ 의 분산을 최소화 한다.

$$\phi(t) = P(z^{-1})y(t) + Q(z^{-1})u(t-k) - R(z^{-1})w(t-k) \quad (4.2.2)$$

여기서 $P(z^{-1}) = \frac{P_N(z^{-1})}{P_D(z^{-1})}$ 이고, Diophantine 식은

$$\frac{C P_N}{A P_D} = E(z^{-1}) + z^{-k} \frac{F(z^{-1})}{A P_D} \quad (4.2.3)$$

이 되고 제어 입력 u 는

$$u(t) = \frac{C R w(t) - F y(t)}{E B + C Q} \quad (4.2.4)$$

이고 Q가 0이 되면 페루프 시스템 출력은 다음과 같다.

$$y(t) = \frac{E}{P} v(t) + z^{-k} \frac{R}{P} w(t) \quad (4.2.5)$$

지연된 기준입력 $w(t-k)$ 에 대해 모델 R/P이 된다.

5. 강인성 시뮬레이션과 결과

제어 대상 시스템에 대한 일반적인 플랜트 모델은 유한차수로 하지만 실제는 무한 차수이다. 즉 유한 차수로 모델하는 과정에서 비모델화 성분(unmodeled dynamics)이 생기는데 이것은 시정수가 큰 성분(slow mode)에 비해서 상대적으로 시정수가 매우 작아 빨리 감쇠하는 성분 (fast mode)을 가리킨다. 이 성분은 전체 적응제어 시스템의 안정도에 적지 않은 영향을 미친다.

먼저, Nyquist 그림과 근계제도를 그리고 시뮬레이션하여 성능지수를 구해 비모델화 성분 N(s)의 영향을 살핀다. 성능지수 J는 다음과 같이 ITAE로 정한다.

$$J = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (5.1)$$

여기서 $e(t)$ 는 기준 입력과 시스템 출력과의 차이이다. J_0 는 0초 이후, J_{10} 는 10 초 이후 적분한 것을 의미한다. 기준 입력은 주기 20 초, 크기 1 인 구형파이다.

$$C = s^2 + s + 1, T = 0, P = 0.25s^2 + s + 1, Z = P(\lambda s), \lambda = 0.1$$

$$(1) Q(s) = \frac{qs}{(0.1s+1)} \text{ 에서 계수 } q \text{ 에 따른 시스템 응답}$$

$$A(s) = s(s+1), \quad B(s) = 1$$

	q	N(s)	J ₀	J ₁₀
그림 5.1	0.01	1	241.1	120.8
그림 5.2	0.2	1	187.4	173.3
그림 5.3	0.01	(0.05s+1) ⁻¹	277.1	126.9
그림 5.4	0.2	(0.05s+1) ⁻¹	201.4	185.1

① Nyquist 그림 A에서 q가 크면 이득여유가 크고 q가 작으면 이득여유가 작아 시스템이 상대적으로 불안정하다. 비모델화 성분N(s)가 있으면 없을 때 보다 -180° 선에 더 가까이 간다. 즉 시스템이 더 불안정해졌다.

② q가 작으면 작을수록 시스템 출력의 오버슈우트는 증가되는 데 그림 5.1과 그림 5.3에서 J₀이 크게 나타난다. J₁₀에서는 그림 5.2와 그림 5.4에서 더 큰데 이는 q가 작은 경우 과도상태에서 오버슈우트가 더 크나 시간이 지남에 따라 기준입력을 더 잘 따라간다.

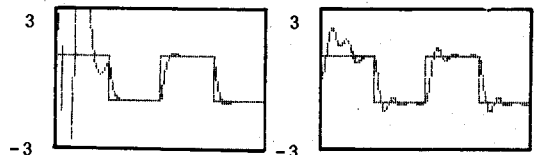


Fig. 5.1

Fig. 5.2

비모델화 성분 N(s) = 1

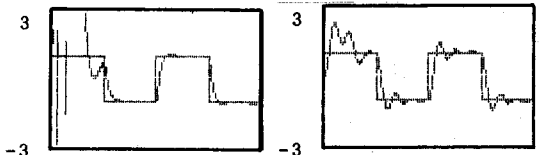


Fig. 5.3

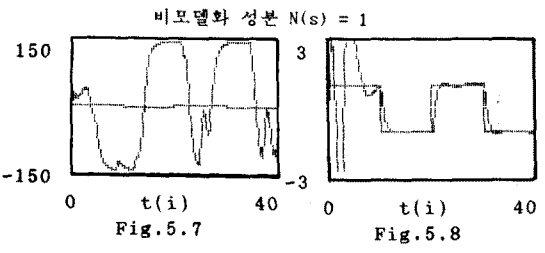
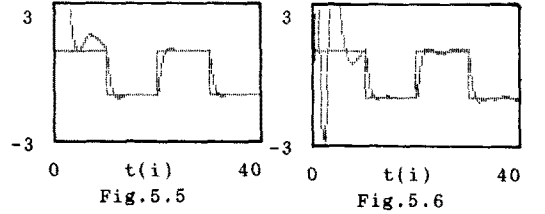
Fig. 5.4

비모델화 성분 N(s) = (0.05s+1)⁻¹

(2) 플랜트 N(s) $\frac{B(s)}{A(s)} = N(s) \frac{k}{(\tau s+1)^2}$ 에서 k, τ 와 비모델화 성분N(s)의 관계, 여기서 Q = 0.01s/(0.1s+1) 이다.

	τ	k	N(s)	J ₀	J ₁₀
그림 5.5	0.5	2	1	197.1	121.6
그림 5.6	2.0	1	1	195.3	141.8
그림 5.7	0.5	2	(0.05s+1) ⁻¹	80443	75347
그림 5.8	2.0	1	(0.05s+1) ⁻¹	194.6	139.6

- ① Nyquist 그림 B에서도 $N(s)$ 가 있으면 -180° 선과 가깝게 되고 직류이득 k 가 크고 시정수 τ 가 작은 경우 즉 $k=2, \tau=0.5, N=(0.05s+1)^{-1}$ 에서는 $(-1,0)$ 점을 감싸 매우 불안정하고 $k=2$ 일 경우 페루프 극이 근래적으로서 s 평면의 우반면에 위치함을 알 수 있다.
- ② 그림 5.5같이 τ 가 작고 k 가 크면 출력 y 의 오버슈트트가 커지지만 시간이 지남에 따라 그림 5.6, 5.8에 비해 기준 입력을 더 잘 따라감을 알 수 있다.



비모델화 성분 $N(s) = (0.05s+1)^{-1}$

- (3) 연속시간 자기동조 제어기와 이산시간 자기동조 제어기의 강인성 비교.

$$Q = \frac{0.01s}{2s+1}, \quad Z = \frac{1}{0.25s^2+s+1}, \quad B = \frac{1}{s(s+1)}, \quad C = s^2+s+1$$

각각의 연속시간 전달함수를 샘플링 주기 0.5 초로 이산시간 전달함수로 변환하면 다음과 같다.

$$Q = \frac{0.005(z-1)}{(z-0.7788)}, \quad Z = \frac{0.2642(z+0.5122)}{(z-0.36788)^2}, \quad B = \frac{0.1065(z+0.8467)}{(z-1)(z-0.6065)}$$

$R(z)=P(1)/Z(1)$: offset을 제거해준다.
 기준입력은 $\sin(t)+\sin(0.5t)$ 이고 40 초까지 실행한다.
 구-영점 배치 제어에서의 기준모델은 $\frac{ZR}{P}$ 이다.
 성능지수 $J = \int_0^{40} |e(t)|^2 dt$, $e(t)$ =시스템 출력-모델 출력
 <연속시간> <이산시간>

그림	$N(s)$	J	그림	$N(s)$	J
5.9	1	18.8	5.12	1	259
5.10	$(0.05s+1)^{-1}$	17.1	5.13	$(0.05s+1)^{-1}$	524
5.11	$(0.1s+1)^{-1}$	8.9	5.14	$(0.1s+1)^{-1}$	767

- ① 연속시간에서 비모델화 성분 $N(s)$ 가 있을지라도 모델의 출력을 매우 잘 따라 간다. 성능지수도 매우 작다.
- ② 이산시간에서 $N(s)$ 가 없는 경우 모델 출력을 지연시간을 갖고 따라가고 $N(s)$ 가 $(0.05s+1)^{-1}$ 인 경우 시스템 출력이 모델 출력을 따라가다가 약 30초에서 진동하고 $(0.1s+1)^{-1}$ 인 경우는 약 10초에서 진동이 일어나고 크기도 커져 비모델화 성분 영향을 많이 받음을 알 수 있다.

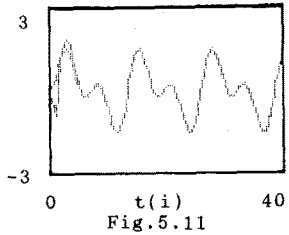
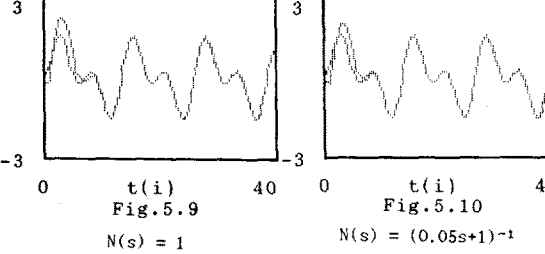


Fig. 5.11
 $N(s) = (0.1s+1)^{-1}$

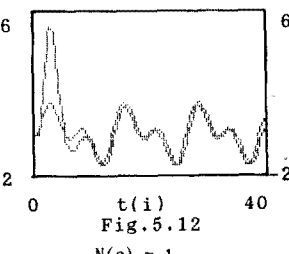


Fig. 5.12
 $N(s) = 1$

연속시간에서의 플랜트와 모델의 출력

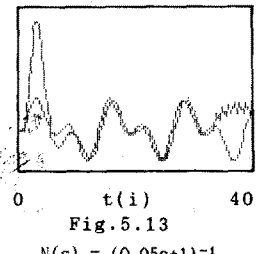


Fig. 5.13
 $N(s) = (0.05s+1)^{-1}$

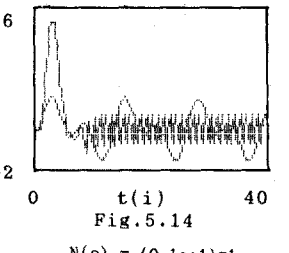


Fig. 5.14
 $N(s) = (0.1s+1)^{-1}$

이산시간에서의 플랜트와 모델의 출력

6. 결론

지금까지 연속시간 자기동조 제어기에 대한 비모델화 성분의 영향을 살펴 보았다. 결론을 3가지로 요약한다.
 (1) 제어기 Q의 계수 q가 크면 비모델화 성분에 대해 적응제어 시스템이 안정하게 한다. 이것은 적응제어 시스템을 설계시 비모델화 성분을 충분히 고려하여 제어기 계수를 정하여야만 강인하게 되는 것을 알 수 있다.
 (2) 플랜트의 직류이득이 크고 시정수가 작으면 비모델화 성분의 영향으로 불안정하게 될 수도 있다.
 (3) 임의의 같은 모델에 대해 연속시간에서는 비모델화 성분의 영향을 매우 적게 받으나 이산시간에서는 비모델화 성분의 시정수 크기에 따라 매우 크게 영향을 받는다.
 두 방법의 직접적인 비교는 힘들지만 비모델화 성분이 있는 경우 연속시간 자기동조 제어기가 이산시간 자기동조 제어기보다 더 강인하다는 것을 알 수 있다.

7. 참고문헌

[1] Clarke, D.W. Gawthrop, P.J. "Self-tuning controller", Proc. IEE, vol. 122, no. 9, pp.929-934, 1975
 [2] Clarke, D.W. Gawthrop, P.J. "Self-tuning control", Proc. IEE, vol. 126, no. 6, pp.633-640, 1979
 [3] Egardt, B. "Unification of some continuous-time adaptive control schemes", IEEE Trans. Auto. Control AC-24, p.540,1980
 [4] Gawthrop, P.J. "Some interpretation of the self-tuning controller", Proc. IEE 124(10) pp.889-894, 1977
 [5] Gawthrop, P.J. "Hybrid self-tuning control", Proc. IEE 127(5) pp.229-236, 1980
 [6] Gawthrop, P.J. "A continuous-time self-tuning control", vol 1-design, Research studies press, 1987
 [7] Gawthrop, P.J. "Self-tuning PID controllers: Algori

- thm and Implementation", IEEE Trans. Auto. Control, vol AC-31, no. 3, 1986
- [8] Astrom, K.J. and Wittenmark, B. "Adaptive control", Addison Wesley, 1989
- [9] Goodwin, G.C. and Sin, K.S. "Adaptive filtering prediction and control", Prentice Hall, 1984
- [10] Rohrs, C.E. etc. "Robustness of continuous-time adaptive control in the presence of unmodeled dynamics", Trans. IEEE, vol AC-30, pp.881-889, 1985

