

연속시간 유한정정제어기의 최적설계

Optimal Design of a Continuous Time Deadbeat Controller

김성열, 이금원

Seung Youal Kim and Keum Won Lee

요약

유한정정 특성은 시간영역에서 디지털 제어시스템 설계를 위해 잘 정립이 되어 있다. 그러나 연속시간 제어시스템에서는 유한정정 특성은 불가능한데, 그 이유는 디지털 제어시스템에서 사용하는 이론으로 유한정정 특성을 나타내게 설계하여도 샘플링점에서는 유한정정이 되나, 샘플링점간에 리플이 존재하기 때문이다. 그러나 몇몇 학자들이 자연요소를 제안하여 이러한 문제를 해결하였다. 자연요소는 연속계에서 유한라플라스변환의 성질로부터 얻은 개념이다. 유한정정제어기 설계를 위해서는 유한정정외에 내부모델안정성, 실현가능성 등의 조건들을 추가로 설정하고, 이런 조건들이 만족되게 오차 전달함수의 미지계수, 극점 등을 구할 수 있다. 자연소자로 된 미지 다항식을 계산할 수 있다. 실시스템에 대한 적용을 위해서는 이러한 조건외에 견실성에 관한 조건이 첨가될 수 있다.

본 논문에서는 1개 자연요소를 사용하여 오차전달함수를 표시하고, 유한정정에 관련된 조건들 외에 견실성을 고려한다. 견실성의 지표로는 가중감도함수를 선택하고, 이의 H_∞ 놈이 최소가 되도록 유한정정제어기를 설계한다. 즉 오차전달함수의 극점을 초기값을 계속 사용하지 않고 견실성 지표의 H_∞ 놈이 최소화되도록 극점을 최적화하여 최적설계를 한다.

ABSTRACT

Deadbeat property is well established in digital control system design in time domain. But in continuous time system, deadbeat is impossible because of it's ripples between sampling points inspite of designs using the related digital control system design theory. But several researchers suggested delay elements. A delay element is made from the concept of finite Laplace Transform. From some specifications such as internal model stability, physical realizations as well as finite time settling, unknown coefficents and poles in error transfer functions with delay elements can be calculted so as to satisfy these specifications. For the application to the real system, robustness property can be added.

In this paper, error transfer function is specified with 1 delay element and robustness condition is considered additionally. As the criterion of the robustness, a weighted sensitive function's H_∞ norm is used. For the minimum value of the criterion, error transfer function's poles are calculated optimally. In this sense, optimal design of the continuous time deadbeat controller is obtained.

I. 서 론

deadbeat 제어는 유한시간에 신호를 0으로 만드는 제어로 이산 시스템에 기초하여 그 학문적인 기초가 잘 확립이 되어 있다^[1]. 그러나 이를 연속계에 응용하면 샘플링점에서는 유한정정이 되나 샘플링점간에는 ripple이 발생하기 때문에 유한정정의 적용이 어렵다. 이러한 불필요한 리플을 제거하여야 실시스템에 적용이 가능하다. 최초 시도는 1957년 Smith가 Posicast 제어^[2]를 제안하면서 연속계 시스템에 대해서도 적용가능성이 연구되기 시작했고, 뒤이어 일본의 학자들이 주로 이 부분에 대해서 많은 연구를 하였다^[3-8]. 특히 서보시스템설계자인 엔지니어 Kurosawa는 Posicast제어가 시스템의 역이 필요하여 실시스템 적용에 어려운 점을 개선하기 위해 지연요소(delay element)를 도입하였다. 일반적으로 유한한 신호는 라플라스변환을 하게되면 e^{-sT} 형태의 지연항이 나타나게 되는데, 바로 이 항이 지연요소가 된다. 이런 지연요소를 사용하여 출력이 유한정정이 되는 제어기를 Kurosawa는 연속계 정정제어기(CdbC, Continuous time deadbeat Controller)라고 하였다^[3]. CdbC는 지연요소가 포함된 제어기 전달함수 식에서 미지계수를 내부안정, 제어기 실현가능성 등의 적당한 조건을 통하여 구한다. Nobuyama는 Youla의 파라미터화법(parameterization method)을 이용하여 CdbC를 설계하였는데, 지연요소의 선형조합으로 파라미터 다항식을 설정하고, 미지계수들을 내부안정 등과 같은 적당한 조건에 따라 구했다^[4]. 이때 유한정정은 최대크기의 지연시간으로 정의가 된다.

또 CdbC를 실시스템에 적용하기 위해서는 견실성(robustness)의 확보가 필요하고, 이에 대해서 Tsumura는 중심해에 대한 자유도 개념을 도입하였고^[5-6], Nobuyama 및 Furuta는 다항식 접근법을 사용한 CdbC를 설계하였다^[7-8]. 견실성을 나타내는 지표는 H_∞ 값과 관련이 있다. 이 지표는 불확실성의 구조에 따라 틀리는데, 견실 안정 등 조건에 따라 제어기, 감도함수 및 상보감도함수의 조합의 곱으로 정의된다^[9]. 사용자는 정한 레벨에 맞는 견실성 지표값을 얻기 위해서는 오차함수의 관련 다항식들의 차수를 늘리는 작업, 즉 자유도를 부여하여 적당한 최적화 기법에 따라 다항식의 미지계수를 구한다. 참고문헌 [7]에

서는 주파수 영역에서 오차신호의 전달함수를 대상으로 하고, 폐루프의 극점 즉 이 오차신호의 전달함수의 극점을 사전에 정하고, 제어기 실현 가능성 등의 조건을 사용하여 견실성 레벨이 달성될 때까지 다항식의 여분의 차수 즉 자유도를 증가시켰다. 참고문헌 [8]에서는 시간영역에서 오차함수를 대상으로 하고, 역시 제어기 실현 가능성 등의 조건을 사용하여 오차함수의 미지파라미터들을 계산하였다. 여기서 견실성은 고려하지 않았다. 이들 두 연구자들은 오차 전달함수의 극점 또는 지수함수의 면부분을 음의 실수값으로 미리 정하여 사용하였다. 이 두 값들은 폐루프의 극점을 의미하는 같은 값이다.

본 논문에서는 연속계 유한정정을 위해서 Nobuyama^[7]와 같이 오차신호에 대한 유한라플라스변환식에서 내부안정, 제어기 실현가능성 및 유한정정의 조건에서 다항식에 대한 보간 조건 및 차수조건을 설정하고, 이로부터 제어기를 얻는다. 특히 참고문헌 [7][8]과는 달리 설계자가 정하는 극점에 대한 견실성과 관계되는 가중감도함수의 H_∞ 값을 최소로 할 수 있게 정하여 최적설계를 하며, 제어입력이 미분가능한 부드러운 곡선이 되게 한다.

II. 문제 설정

그림1은 일반적인 연속계 귀환 제어시스템의 블록도이며, r 는 기준입력, e 는 오차출력, K 는 설계할 제어기, u 는 제어입력, G 는 제어대상이고 y 는 시스템 출력이다.

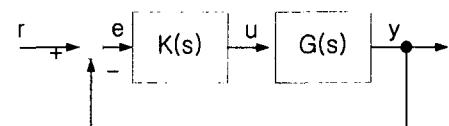


그림 1. 제어시스템 블록도.

Fig. 1. Control system block diagram.

일반적으로 연속계는 출력이 점근정정특성을 나타내고 있는데 비해 유한정정 제어는 유한시간에 정정됨으로서 빠른 응답을 기대할 수가 있다.

그림 1의 시스템이 시간 T에서 유한정정할 경

우 오차신호는

$$\begin{aligned} e(t) &= f(t), t < T \\ e(t) &= 0, t \geq T \end{aligned} \quad (1)$$

이고, 이의 라플라스 변환은

$$\begin{aligned} E(s) &\equiv F_0(s) + F_T(s)e^{-sT} \\ &\equiv \frac{N_1(s) + N_2(s)e^{-sT}}{D(s)} \\ \text{단, } F_0(s) &= \mathcal{L}\{f(t)\} = \frac{N_1(s)}{D(s)} \quad (2) \\ F_T(s) &= \mathcal{L}\{f(t+T)\} = \frac{N_2(s)}{D(s)} \end{aligned}$$

와 같다. (2)식에서 $D(s)$ 는 폐루프 특성과 관련이 있고, 설계자가 정정시간 T 와 함께 미리 정해야 하나, $N_1(s)$ 와 $N_2(s)$ 는 적당한 조건에 따라 미리 정해야 한다^[7]. 또 (2)식이 이 유한 라플라스 변환이 되기 위해서는 유한한 값을 가져야 한다. 즉 $D(s)$ 의 p 개의 ν_i 중근 α_i 에 대해서

$$\frac{d^j}{ds^j} N_1(s)|_{s=\alpha_i} = 0, \frac{d^j}{ds^j} N_2(s)|_{s=\alpha_i} = 0 \quad (3)$$

단, $i = 1, \dots, p, j = 0, \dots, \nu_i - 1$

가 만족되어야 한다^[7]. 미분값이 0인 것은 시간영역으로 역변환할 때 t^n 형태로 곱해지는 항을 0으로 만들어야 유한정정이 가능하기 때문이다.

한편 오차신호인 (2)식을 사용하여 구한 제어기는

$$K(s) = \frac{\frac{R(s) - F_0(s)}{F_0(s)G(s)} - \frac{F_T(s)}{F_0(s)G(s)}e^{-sT}}{1 + \frac{F_T(s)}{F_0(s)}e^{-sT}} \quad (4)$$

이다. (4)식으로 주어지는 제어기는 proper해서 실현 가능해야 한다. 다만 분자의 지연항은 strictly proper하여서(실제로는 상대차수가 2이상) 정정시간에서 불연속이 생기지 않게 한다.

제어 목적

유한정정이 추가된 제어목적은

- 1) 시스템은 내부안정
- 2) 제어기는 실현가능 및 시간 T 에서 미분가능
- 3) 오차출력은 유한정정

로 한다. 제어 목적 1)이 만족되기 위해서는 플랜트의 모든 입출력간의 전달함수가 안정해야 하며, 또한 플랜트의 불안정한 극·영점을 제어기가 상쇄하지 않도록^[10] 제어기 설계시 제어기 내부에서 미리 플랜트의 불안정한 극·영점이 상쇄되도록 조건을 만든다. 제어 목적 2)가 만족되려면 우선 (4)식으로 표현되는 제어기를 블록도로 나타낼 때, 분모 및 분자 중에 자연요소를 제외한 나머지 유리함수들은 전부 proper해야 한다. 또한 시간 T 에서 미분가능한 부드러운 곡선형태가 되게 하려면 더 엄격한 차수제약 조건이 들어가게 된다. 또 2)가 만족되면 정정시간에서 연속이 당연히 보장되며 서보시스템등의 설계시 바람직하다고 생각된다. 참고문헌 [7]과 [8]에서는 연속조건만 사용하고 있다.

(4)식으로 표현되는 제어기는 자연소자를 1개 사용하고 있어 시간 T 에서 정정이 될 수 있으나 Nobuyama^[4]나 Tsumura^[5-6]와 같이 Youla의 파라미터화법을 제어기에 적용하는 경우는 최대지연시간값에 정정이 되게 할 수 있다. 자연소자의 선형조합으로 다향식 Q 를 정의하고 이 Q 에 있는 미지 파라미터들을 계산하기 위해서 참고문헌 [4]에서는 보간법을 이용하고 참고문헌 [5] 및 [6]에서는 견실성 조건을 추가하는 바람에 H_∞ 노드 조건으로 Q 에 관한 식을 변환하고 이를 상태방정식으로 표현한 뒤 선형행렬부등식(linear matrix inequality) 문제를 푸는 복잡한 과정을 거치고 있다.

III. 연속시간 유한정정제어기(CdbC)의 설계

연속계 유한정정제어기(CdbC)를 설계하기 위해서는 우선 제어 목적을 실현하기 위한 구체적인 조건들을 세운다. 제어 목적 조건 1)을 만족시키기 위해서는 SISO 시스템에서 입력과 오차출력간의 전달함수

$$\frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1}{1+K(s)G(s)} \quad (5)$$

가 안정이고 $K(s)$ 와 $G(s)$ 간 불안정한 극영점 상쇄가 없으면 된다^[10]. 이를 보장하기 위해서는 (4)식에서 제어기는 플랜트의 불안정 극·영점을 미리 내부적으로 상쇄하면 가능한데, 플랜트의 불안정한 영점을 상쇄할 조건은

$$\begin{aligned} \frac{d^j}{ds^j}(R(s) - F_0(s))|_{s=s_i} &= 0 \\ \frac{d^j}{ds^j}F_T(s)|_{s=s_i} &= 0 \\ \text{단, } i &= 1, \dots, l, j = 1, \dots, v_i - 1 \end{aligned} \quad (6)$$

이고, 불안정한 극점을 상쇄할 조건은

$$\begin{aligned} \frac{d^j}{ds^j}F_0(s)|_{s=s_i} &= 0 \\ \frac{d^j}{ds^j}F_T(s)|_{s=s_i} &= 0 \\ \text{단, } i &= 1, \dots, l, j = 1, \dots, v_i - 1 \end{aligned} \quad (7)$$

이다. (5)식은 또 $E(s)/R(s)$ 과 같아서 $R(s)$ 의 불안정한 영점도 $E(s)$ 가 상쇄하여서 (5)식이 안정하게 해야 내부안정이 역시 보장된다^[10]. (6)식 및 (7)식을 보면 이 제어기는 불안정 비최소위상계에도 적용될 수 있음을 알 수 있다. 또 제어 목적의 조건 2)를 보면 차수조건은 [8]과는 달리

$$\begin{aligned} \deg_s F_T(s) &\geq \deg_s F_0(s) \\ \deg_s F_T(s) &\geq \deg_s F_0(s) + g + 2 \\ \deg_s(R(s) - F_0(s)) &\geq g + \deg_s F_0(s) \end{aligned} \quad (8)$$

로 한다. 여기서 \deg_s 는 s 에 관한 상대차수를 의미하고 $\deg_s G(s) \equiv g$ 로 하였다. 이 (8)식의 둘째 식은 참고문헌 [8]에서는 우변이 ' $\deg_s F_0(s) + g$ '로 하였다. 이런 차이의 의미는 정정시간 T 에서 신호(오차신호 또는 제어입력신호 등)가 참고문헌 [8]에서는 불연속이고 본 논문에서는 미분 가능이 되는 것이다. 이 것의 의미는 (4)식을 불록도로 그려 놓으면 결국 지연항 e^{-sT} 과 분모 및 분자의 각 유리함수들로 이루어지는데, 이 유리함수들의 분모, 분자의 각 항들이

proper 또는 strictly proper하여야 전체적인 제어기가 실현가능하다는 것이다. 한편 $\deg_s R(s) \equiv d$ 로 두면 (8)식의 세 번째 식은 $\deg_s F_0(s) = d$ 가 되어야 하는데, 그 이유는 만일 그렇지 않을 경우는 이 식의 좌변의 상대차수값이 $\min(\deg_s R(s), \deg_s F_0(s))$ 여서 절대로 성립할 수 없는 부등식이며, 따라서 s^{-i} 형태로 전개하였을 때 최고차항의 일부분이 상쇄가 일어나야 상대차수값이 커질 수 있다. 또 첫 번째 식은 두 번째 식과 비교해 보면 불필요함을 알 수 있다. 또 (8)식은 오차함수가 무한미분가능할 때 시간영역에서

$$\begin{aligned} f^{(i)}(0) &= r^{(i)}(0), 0 \leq i \leq g + d - 2 \\ f^{(i)}(T) &= 0, 0 \leq i \leq g + d \end{aligned} \quad (9)$$

로 바꿀 수 있다. 전달함수를 s^{-i} 형태로 전개했을 때, 최고차 항이 상대차수가 되는 점을 고려하면 쉽게 짐작할 수 있다. 한편 (9)식과 같은 보간조건을 세우는 방법은 참고문헌 [7]과 [8]이 틀리는데, 전자는 (2)식에 나오는 $N_1(s)$ 와 $N_2(s)$ 를 사용하여 제어기 식을 설정한 후 (8)식과 같은 형태로 차수조건을 설정한 후, (3)식의 유한라플라스변환 조건 및 내부안정등의 조건으로부터 $N_1(s)$ 와 $N_2(s)$ 를 구했다. 참고문헌 [8]에서는 (9)식과 같이 시간영역의 보간조건을 사용했으나 (9)식의 2개 식의 i 범위가 ' $0 \leq i \leq g + d - 2$ '로 동일하게 설정했다. 이와 관련된 설명은 (8)식의 하단에 있다.

설계절차

1. 정정시간 T , 가중함수 $W(s)$, 가중감도함수의 H_∞ 놈의 레벨 및 오차함수 $f(t)$ 극점의 초기값 선택 :

T 는 설계자가 원하는 값으로 선택하고, $f(t)$ 는 $f(t) = a_1 e^{\alpha_1 t} + a_2 e^{\alpha_2 t} + \dots + a_n e^{\alpha_n t}$ 와 같은 지수함수 형태로 하고, 극점 α_i 는 음의 실수값으로 선택한다.

2. 보간조건 (6)과 (7), 차수조건 (9)로부터 $f(t)$ 의 미지계수 a_i 를 구함.

3. 가중감도함수의 H_∞ 값 $\|W(s)S(s)\|_\infty$ 계산
4. 단계 3에서 구한 값이 단계 1에서 설정한 래벨을 만족하지 않으면 극점을 재설정한 후 단계 2로 감.
(만족할 때까지 단계 2와 4 사이를 반복)
5. (4)식으로부터 연속시간 유한정정제어기(CdbC)를 구함.

참고문헌 [7], [8] 및 본 논문의 보간조건 설정 법 차이

참고문헌[7], [8] 및 본 논문의 보간조건을 설정하는 방법의 차이에 대해서 검토를 해 본다. 우선 참고문헌 [7]에서는 (2)식을 사용할 경우는 $E(s)$ 가 (5)식인 것을 고려하여, 제어기 $K(s)$ 를 구하여

$$K(s) = \frac{D(s)R(s) - N_1(s) - e^{-sT}N_2(s)}{P(s)(N_1(s) + e^{-sT}N_2(s))} \quad (10)$$

로 하였는데, 여기서 $R(s)$ 는 기준입력의 라플라스변환형인데, (2)식에서 우변에 이 항을

$$E(s) = \frac{N_1(s) + N_2(s)e^{-sT}}{D(s)} R(s) \quad (11)$$

로 변형하여 기준입력항이 외부적으로 나타나게 조정해서 얻은 것이다. 이 방법으로는 보간조건 (6)과 (7)은

$$D(s_i) - s_i N_1(s_i) = 0, N_2(s_i) = 0 \quad (12)$$

단, s_i = 불안정한 플랜트의 영점

로 되고, (8)은

$$N_1(s_i) = 0, N_2(s_i) = 0 \quad (13)$$

단, s_i = 불안정한 플랜트의 극점

가 되며, 차수조건도

$$\begin{aligned} \deg_s(D(s) - sN_1(s)) \\ \leq \deg_s N_1(s) - \deg_s P(s) + 1 \\ \deg_s N_2(s) < \deg_s N_1(s) - \deg_s P(s) \end{aligned} \quad (14)$$

로 하였다. 다만 참고문헌[7]은 다항식 $D(s)$ 의 영점을 (2)식의 문자도 가지게 하는 보간조건을 더 사용하고 있다. 보간식의 개수는 [7]과 [8]이 동일한데, 다만 전자는 주파수 영역에서 후자는 시간영역에서 보간조건을 사용하고 있을 뿐이다. 라플라스변환은 역변환한 시간영역 함수와 일대일 대응이 되기 때문에, 외관상으로는 달라 보이지만 여러번의 시뮬레이션에 의하면 동일한 결과를 얻을 수 있다. 다만 본 논문에서는 미분가능조건을 추가하고 해석적인 방법으로 구한 것은 아니지만 수치해석 중에 나타나는 특이성을 피할 수 있는 범위안에서 최소의 가중감도함수 값을 갖는 극점의 해를 설계절차 3에서 구한다.

초기조건이 0이 아닌 경우

그림1을 참고로 하면 상태 x , 시스템 행렬이 A, B, C, D 인 경우 초기조건 $x(0) = x_0$ 때문에 생겨난 항은 귀환되어서

$$R(s) \Rightarrow R(s) - C(sI - A)^{-1}x_0 \quad (15)$$

의 효과를 나타내므로 기준입력이 (14)가 들어간다고 생각하면 초기조건이 0인 경우의 알고리즘을 그대로 사용할 수 있다. 앞서 언급은 하지 않았으나 $R(s)$ 영점에 관한 보간조건도 세워야 하는데, (14)로 기준입력이 바뀌면 $R(s)$ 의 불안정한 영점뿐만 아니라 $(sI - A)^{-1}$ 의 불안정한 영점에 대한 보간조건도 세워야 한다는 점만 틀릴 뿐이다.

IV. 시뮬레이션

비교를 위해 참고문헌[7]에서 사용한 것과 동일하게 단위입력($d=1$)에 대한 상대차수가 1인 제어 대상은

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{s+1}{(s-0.7)(s+1.3)} \\ \alpha(\text{초기치}) &= \{-0.5 \quad -1.0 \quad -1.5 \quad -2.0 \quad -2.5 \quad -3.0\} \\ W(s) &= \frac{1}{(s+0.001)^2} \end{aligned}$$

(16)

로 하고 $T=1$ 인 경우 제어기의 조건은 참고문헌 [7] 및 [8]과는 달리 같은 상대차수의 제어대상에 대해

$$\begin{aligned} f(0) &= r(0), f(1) = f^{(1)}(1) = f^{(2)}(1) = 0 \\ F(0.7) &= 0, F_T(0.7) = 0 \end{aligned} \quad (17)$$

로서 6개의 조건이 만들어 진다. 오차함수로는 [8]에 비해 항수가 더 늘어난

$$\begin{aligned} f(t) = & a_1 e^{\alpha_1 t} + a_2 e^{\alpha_2 t} + a_3 e^{\alpha_3 t} + a_4 e^{\alpha_4 t} \\ & + a_5 e^{\alpha_5 t} + a_6 e^{\alpha_6 t}, \alpha_i < 0, i=1, \dots, 6 \end{aligned} \quad (18)$$

를 사용하거나 [7]에서처럼 (2)를 사용할 경우 보간조건은

$$\begin{aligned} N_1(0.7) &= 0, N_2(0.7) = 0 \\ N_1(\alpha_i) + e^{-\alpha_i T} N_2(\alpha_i) &= 0, D(\alpha_i) = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

와 같다. 덧셈형 불확실성이 있는 경우 견실안정조건은 감도함수와 관련이 있다[9]. 따라서 본 논문에서는 대표적으로 감도함수만을 예로 들어서 최소화에 관심을 가지는데, 불확실성 구조 또는 사양이 틀릴 경우에 상보감도함수 또는 제어기 값이 식에 들어가는데, 이 경우는 이 식으로 대체만 하면 된다. 감도함수의 최소화는 Matlab Optimization toolbox를 사용하여 해를 구하는데, [7]에서처럼 가중함수 $W(s) = 1/(s+0.001)^2$ 를 사용한 감도함수의 H_∞ 놈값을 3.7386으로 하여 최적해를 구했을 때 α 는

$$\{-2.6110 -2.0544 -4.1018 -4.8668 -6.4415 -7.2435\} \quad (20)$$

이다. 그림2는 각 방법에 대한 오차출력이다. Our Method1은 (19)식을 사용한 결과이고, Our Method2는 최적화를 하지 않고 본 논문에서 제한한 미분가능조건만을 사용한 경우에 대한 해이다. Nobuyama 및 Furuta의 방법은 외관상 모양은 틀리나 달성되는 견실성의 척도로 본 가중감도함수값은 같은 레벨이고 그림 2에서 이 두 방법의 결과는 거의 구분이 되지 않게 나온다. 어느

방법이나 모두 $T=1$ 초에 정정함을 알 수 있다. 제안한 방법은 $T=1$ 에서 2계 미분가능하며, 아울러 제어입력도 1계미분가능하다. 그러나 참고문헌 [7]과 [8]의 방법으로는 앞서 설명한 것처럼 차수조건에서도 그렇게 만들어졌지만 시뮬레이션에서도 $T=1$ 에서 연속만 된다. 다만 본 논문에서 제안한 결과를 보면 차수가 1차 더 늘어나는 단점은 있으나, 참고문헌 [7]과 [8]에서와 같이 여유자유도로 견실성 레벨을 달성하기 위할 때는 최적해를 사용하면 차수의 추가증가 없이도 그 레벨을 달성할 가능성이 있다. 본 논문의 보간법 적용방법은 Nobuyama의 N_1 및 N_2 를 구하는 방법을 사용했다. 한편 각 방법들의 가중감도함수의 주파수 특성은 그림 3와 같다.

표 1. 방법들의 결과.

Table 1. Results of methods.

방법	$\ S_w\ _\infty$	파라미터		
		α	N_1	N_2
Our Method ₁	3.7386	{ -2.6110 -2.0544 -4.1018 -4.8668 -6.4415 -7.2435 }	[1.0000 -1.8660 12.4541 -30.7291 43.7464 -19.5570]	[-0.2176 -2.0349 1.5311]
Our Method ₂	7.2240	{ -0.5 -1.0 1.5 -2.0 -2.5 -3.0 }	[1.0000 8.7147 34.5812 45.1334 3.7926 -38.8920]	[-0.2176 -2.0349 1.5311]
Nobuyama ^[7]	10.8360	{ -0.5 -1.0 1.5 -2.0 -2.5 }	[1.0000 -2.3245 7.6433 -11.7588 5.0431]	[1.3112 6.4027 -5.1244]
Furuta ^[8]	10.8360	{ -0.5 -1.0 1.5 -2.0 -2.5 }	{ 8.7910 -74.0528 211.1461 -249.9467 105.0624 }	

단, $\|S_w\|_\infty = \|W(s)S(s)\|_\infty$ =(가중감도함수),

$$N_1, N_2 = [1 \ 2 \ 3] \Rightarrow N_1(s), N_2(s) = s^2 + 2s + 3$$

IV 결 론

1개 자연요소를 갖는 CdbC를 설계한 결과

얻은 결론은 다음과 같다.

- 시스템의 초기치에 관계없이 연속계 시스템의 유한정정을 달성할 수가 있고, 자유도를 도입하면

설계자가 견실성 등과 같은 유한정정외의 조건들도 만족하는 CdbC의 설계가 가능하다.

- 제어입력이 정정시간에서 미분 가능한 형태가 되도록 차수를 조정하여 부드러운 곡선형태가 되게 하였다.
- 설계자가 선정하는 오차전달함수의 극 또는 폐루프의 극점과 정정 시간에 따라 달성되는 견실성의 척도로 본 감도함수등의 H_{∞} 값이 틀려지기 때문에 최적해를 구할 필요가 있다.
- 최적해 폐루프 전달함수의 극점 α 를 구하는 과정중에 행렬이 singular하게 되기 전까지의 값으로 대략 최적화란 말을 하였는데, 특히 (18)의 조건은 계수행렬이 지수함수 및 다항식함수의 누계승의 곱으로 인하여 크기가 매우 커져서 역행렬시 특이성을 띠게 되어 해에 대한 신뢰성을 잃을 수가 있다. 따라서 이에 대한 대책이 필요하고 실제 적용을 할 경우는 가중상보감도함수도 최소화 해야 할 경우가 생길 때의 대책 등에 대한 연구가 필요하다고 본다.

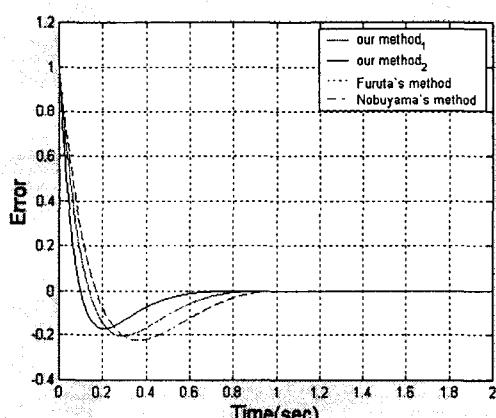


그림 2. 오차 출력.

Fig. 2. Error output.

접수일자 : 2000. 9. 3. 수정완료 : 2000. 10. 16

참고문헌

- [1] R. Iserman, Digital Control System, Vol.I, Springer-Verlag, 1989.

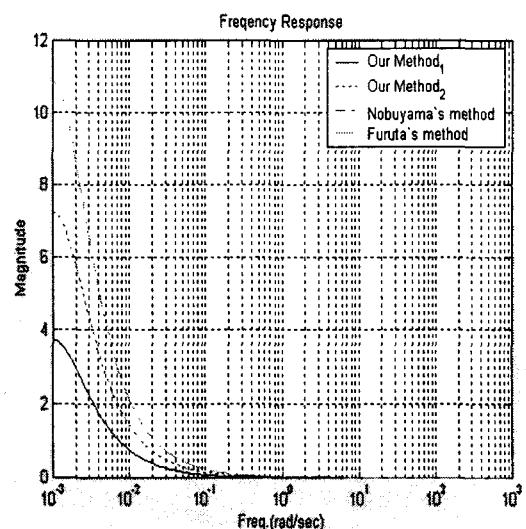


그림 3. 가중감도함수의 주파수 특성.
Fig. 3. Frequency responses of the weighted sen. fun.

- [2] O. J. M. Smith, "Posicast Control of Damped Oscillatory Systems," Proc. of IRE, Vol. 45, pp1249-1255, 1957.
- [3] Ryoichi Kurosawa, "Design of Continuous Deadbeat Control," Tr-SICE, Vol.28, No.6, pp680 - 689, 1992.
- [4] E. Nobuyama et. al. " Design of continuous Deadbeat Tracking Systems," Tr-SICE, Vol.28, No.10, pp1201-1208, 1992.
- [5] Koji Tsumura et. al. "Multiobjective Continuous Time Deadbeat Control," proc. of ACC, pp3190-3194, 1997.
- [6] K. Tsumura, H. Morita and Y. Sato, "Deadbeat Control of Continuous Time H_{∞} Control System," Tr-SICE, Vol.34, No.1, pp13-19, 1998.
- [7] E. Nobuyama, " Robust Deadbeat Control of Continuous-Time Systems," Journal-SICE, Vol.38, No.9, pp547-552, 1999.
- [8] Satoru Tanaka and Katsuhisa Furuta, " A Design of Continuous Deadbeat Controller," Tr-SICE, Vol. 35, No.8, pp1078-1084, 1999.
- [9] Doyle C. D. et al, Feedback Control

Theory, Macmillan Publishing Company,
1992.

[10] 美多 勉, H_∞ 制御, 昭晃堂, 1994.



김성열(Seung Youal Kim)

準會員

1999년 관동대학교 전자공
학과 공학사

1999년-현재 관동대학교
전자공학과 석사과정

관심분야 H_∞ 이론, 견실제
어 및 유한정정제어.



이금원(Keum Won Lee)

正會員

1982년 한양대학교 전자공학
과 공학사

1984년 한양대학교 전자공학
과 공학석사

1992년 한양대학교 전자공학
과 박사

1992년-현재 관동대학교 전자공학과
조교수/부교수

관심분야 H_∞ 이론, 견실제어, 유한정정제어,
필터설계 및 의용전자
