

2차 평활요소를 이용한 CDBC의 설계

Design of a CDBC Using Second-order Smoothing Element

김진용, 김성열, 이금원

Jin Yong Kim, Seung Youal Kim, Keum Won Lee

관동대학교 정보기술공학부(E-mail : kwlee@mail.kwandong.ac.kr)

Devison of Information Technologies Eng., Kwandong University

요 약

본 논문은 2차 평활요소를 사용한 최적 연속계 유한정정 서보시스템의 새로운 설계법을 제시한다. 직렬 적분 보상기와 지역 귀환보상기를 상태기환 루프에 도입하여 연속유한정정제어기를 만든다. 평활요소의 감쇄비와 고유 각주파수의 결정법을 서술한다. 입출력 특성이 어떻게 개선되는지를 수치예제를 통하여 보인다. 특히 입력의 시간에 인가되는 외란 및 가변 입력에 대한 CDBC를 설계하는 방법을 제시한다.

Abstract

This paper presents a new design method of optimal continuous deadbeat controller by using second-order smoothing elements. The continuous deadbeat controller is made of a serial integral compensator and a local feedback compensator introduced into the state feedback loop. The decision method of the damping factor and the natural angular frequency of the smoothing element is described. A numerical example is given to show how well input-output characteristics are improved. Especially according to the variable input and disturbance, corresponding CDBC design method is suggested.

By computer simulations, control inputs and system outputs are shown to have desirable property such as smoothness.

Key words : Second-order smoothing elements, Continuous deadbeat controller, Damping factor, Natural angular frequency.

I. 서론

CDBC(Continuous-time Deadbeat Controller)는 유한정정제어기를 의미한다. 즉 디지털시스템에 일반적으로 잘 알려져 있는 Dead제어기는 연속계에서는 접근성 때문에 적용하기가 어렵고 따라서 지연요소 등 특별한 개념을 사용하여 해결방법을 찾아야 한다. 이를 위해서 제어대상에 연속시간 조작량을 가하고, 유한정정응답을 얻는 방법이 Kurosawa, Nobuyama 및 Murata에 의해서 제시되었지만^{[1]-[3]}, 지연시간요소로 아날로그 동적요소가 병용되어 제어장치가 대규모로 되는 것과 조작량에 불연속인 도약이 생겨나는 등 실제의 응용에서 문제가 있다고 생각된다. 따라서 설계가 용이한 디지털 형태의 제어기를 만들고 제어기 출력단에 저차의 평활요소를 두면 아날로그 유한정정제어 효과를 나타낼 수 있다. 이 평활요소는 제

어기의 출력단도 되지만 플랜트의 입력단도 되기 때문에 플랜트의 입력단으로 볼 경우 확대계라고 할 수 있으며 이 확대계에 대한 최적유한정정디지털 제어장치를 설계하고, S/W적인 계산에 따라 얻은 이산치 조작량을 평활하여 만든 연속조작량을 제어대상에 부가한다면, 샘플링계와 융합으로 연속시간 유한정정서보계가 용이하게 실현된다^{[4]-[7]}.

본 논문에는 상태기환 루프에 디지털 형태로 보상기를 구성한 디지털 최적유한정정 서보계의 설계법을 제안한다. 특히, 디지털 형태의 조작량에 ZOH를 인가하고 이의 출력이 2차 평활요소에 입력된다. 평활요소로 사용할 수 있는 1차평활요소나 표준형의 2차 평활요소는 잘 알려져 있는 기본요소이고, 양자가 샘플주기의 시간에서 전부 같은 과도응답치를 표시하여 감쇄정수와 고유주파수를 결정한다면, 상당히 평활된 조작량이 얻어지며 이 제어계는

MATLAB언어로 시뮬레이션 한다. 특히 최단시간 유한정 제어로부터 디지털 조작량의 차수를 더 늘려가면 즉 자유도를 부여하여 조작량의 샘플치를 많이 저장하여 이용할수록 더 매끄럽고 크기가 크지 않는 조작량을 얻을 수 있음을 확인한다.

II. 본론

2차 평활요소란 평활작용을 하는 2차식으로, 즉 각이져 있는 디지털 신호를 부드러운 파형으로 변환하여 아날로그 신호 형태로 만드는 역할을 할 수 있다.

1. 2차 평활요소의 파라미터

Kurosawa는 연속인 CDBC 제어량을 얻기 위해 사용되는 관련다항식의 차수를 증가시켜서 자유도를 주었다^[1]. 여기서 그가 사용한 자유도는 지연요소가 포함된 지수항의 개수를 최단시간의 경우에 비해서 늘려서 즉 자유도를 주어서 설계자의 사양에 맞는 형태의 조작량을 얻었다. 본 연구에서는 가능한한 매끄러운 연속조작량을 얻기 위해, 제어분야에서 잘 알려져 있는 표준형의 2차 평활요소

$$G(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (1)$$

를 사용했다^{[3][5][6][8]}.

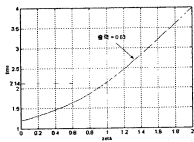


그림 1. 정규화된 2차 평활요소의 스텝응답 특성.

그림 1은 $w_n=1$ 일 때 감쇄정수와 감쇄정수가 정해졌을 때 식 (1)의 단위스텝응답이 0.63이 될 때까지 소요되는 시간과의 관계를 나타낸 그림이다. 출력이 $c(t)=0.63$ 에 도달하는 모양은 감쇄정수 ξ 에 의존하는데, 너무 진동적인 평활요소를 사용하는 것은 안정성의 면에서 좋지 않아서 대략 $\xi=0.8\sim 1.2$ 정도에서 사용한다.

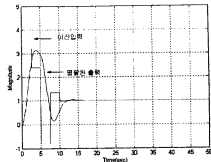


그림 2. 2차평활요소의 평활효과.

2차 평활요소가 시작 θ 에서 동일한 평활특성을 나타내는 w_n 을 정하는 방법은, 예를 들면 $c(t)=0.63$ 의 특성으로부터 특정 ξ 에 대한 이 특성곡선에서의 값이 t 가 되므로, $w_n=t/\theta$ 와 같이 정의하여 w_n 을 결정한다. 즉, $\xi=1.0$ 에 대해서는 그림 1로부터 $t=2.14$ 이기 때문에, $w_n=2.14/\theta$ 로 정한다. 일반적으로 이산신호에 2차 평활요소를 적용하면 평활효과가 나는데 그림 2는 그 예를 보여 주고 있다. 이런 평활된 신호는 아날로그회로의 입력으로 사용될 수 있다.

2. 문제의 설정

그림 3의 제어시스템 블럭도에서 최적유한정제어기를 설계하기 위해 상태 귀환 루프중에 $D_F(z)$ 을 도입하고, $D_F(z)$ 는 직렬 보상기로 확대계 $G(s)=G_c(s)G(s)$ 에 대한 스텝상 목표치 r 로 한 1형의 디지털 최적유한정정서보계 형태를 만든다. f_n 는 귀환요소에 대한 이득에 해당된다. 여기서 편의상 $G(s)$ 의 스텝응답을 $h(t)$, 임펄스응답을 $g(t)$, 샘플주기를 θ 로 한다. SAH는 샘플엔홀드를 의미한다.

그림 3에서 디지털 제어입력 \bar{u}_i 는 최적의 의미를 갖고 있는데, Q, R 을 정정대칭인 $(N+1) \times (N+1)$ 하중행렬로 한 경우, 편차 e 와 조작량 u_k 에 관한 최소화할 2차 평가함수는

$$P = \frac{1}{2} (e^T Q e + u_k^T R u_k) \quad (2)$$

로 둘 수 있고, 이식을 최소화하는 조작량에 해당된다. 여기서 e 및 u_k 는 각각 $(N+1)$ 시간 동안 저장된 편차 및 조작량 벡터이며, 식 (2)를 바로 풀지는 않고 최적 u_k 는 Lagrange 미정계수법을 이용하여 구한다^[4].

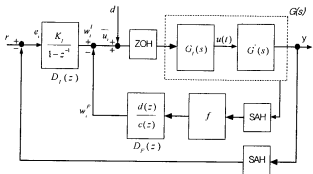


그림 3. 최적 CDDBC 시스템 블록도.

이에 따라 구한 \bar{u}_i 에 대해 $y = \overline{G}u_i$ 가 출력이 되며 따라서 이를 폐루프의 요구응답으로 하고, 이 최적 \bar{u}_i 값이 나오도록 귀환루프상에 있는 귀환 보상기 $D_r(z)$ 와 전향경로상에 있는 있는 적분 보상기 $D_i(z)$ 를 구한다.

III. 연속유한정정제어기(CDBC)의 설계

1. 최적유한정정조각량의 도출

디지털 유한정정제어기의 유한정정되기 직전까지의 제어단수 즉 정정시간을 N , 플랜트의 차수를 n , 평활요소들 2차로 하고, 추가자유도를 k 로 한다. 일반적으로 작은 N 의 경우는 큰 값의 제어량이 계산되어 나오는 경향이 있기 때문에 설계자가 취사선택을 해야 한다. 따라서 $N = n + 2 + k(k \geq 0)$, $u_i(i = 0 \sim N - 1)$ 의 조각량으로 출력응답 $y_i(i \geq 1)$ 이, N 단 이후 단위선택 목표치에 유한정정된다고 하는 것은 $y_i = 1.0(i \geq N)$, $u_{N+a} = u_N(a \geq 1)$ 가 된다는 의미이다. 이 조건을 사용하여 $y_i(i = N \sim N + n + 2)$ 에 관해 콘볼루션 식을 세우면 다음과 같다.

$$i = J_k u_k = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T \tag{3}$$

단, $u_k = [u_0 \ u_1 \ \dots \ u_N]^T$

$$J_k = \begin{bmatrix} g_{N+1} & g_N & g_{N-1} & \dots & g_{n+3} & g_{n+2} & \dots & g_1 & 0 \\ g_{N+2} & g_{N+1} & g_N & \dots & g_{n+4} & g_{n+3} & \dots & g_2 & g_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ g_{N+n+2} & g_{N+n+1} & g_{N+n} & \dots & g_{n+5} & g_{n+4} & \dots & g_{n+3} & g_{n+2} \end{bmatrix}$$

$\leftarrow \quad \quad \quad k \quad \rightarrow (n+3) \rightarrow$

여기서 g_i 는 임펄스열이고, 그림 4에서처럼 얻는다. 또 h_i 는

$$h_i = \sum_{j=0}^i g_j \tag{4}$$

로 정의한다. 식 (4)와 같이 정의하는 이유는 유한정정 이후는 제어량 값도 유한정정되기 때문에 임펄스열의 단순합만 계산하면 되기 때문이다. 한편, 최단시간 유한정정제어($k=0$)의 경우라면 식 (3)의 $(n+3) \times (n+3)$ 행렬 J_0 로

$$u_0 = J_0^{-1} i = [u_0 \ u_1 \ \dots \ u_{n+2}]^T \tag{5}$$

여기서 $k \geq 1$ 의 경우는 식 (3)로부터 $rank \ J_k \neq n+3$ 이어서 u_k 는 유일하게 결정되지 않기 때문에, 식 (3)으로부터 $i - J_k u_k = 0$ 의 구속조건을 사용하여 Lagrange 미정계수법을 이용하여 해를 구한다. 물론 식 (2)식의 평가함수를 최소화하도록 구해야 하고, 구한 값은

$$u_k = M^{-1} [G^T Q_i - J_k^T (J_k M^{-1} J_k^T)^{-1} J_k M^{-1} G^T Q_i - i] = [u_0 \ u_1 \ \dots \ u_N]^T \tag{6}$$

단, $M = [R + G^T Q G]$, $i_r = [1 \ \dots \ 1]^T$

이다. 여기서 G 는 확대계의 전달함수 $G(s)$ 이다.

식 (1)의 확대계에 대한 필스전달함수는

$$\overline{G}(z) = \frac{b(z)}{1+a(z)} \tag{7}$$

식 (7)의 분자, 분모에 미정계수 $\lambda(z)$ 를 곱하여 정리하면

$$b(z)\lambda(z) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{n+2} z^{-(n+2)} \tag{8}$$

$$(1+a(z))\lambda(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n+2} z^{-(n+2)} \tag{9}$$

단, $a_i = (u_i - u_{i-1})/u_0$, $b_i = (y_i - y_{i-1})/u_0$

라고 둘 수 있다. a_i , b_i 값들은 설계가 끝난 후 얻어진다.

식 (7)~(9)를 비교하면 $\lambda(z)$ 를 구할 수 있다. 또 식 (7)~(9)를 사용하면 제어량 및 출력량 열은 a_i , b_i 값들을 참고로 하여 구하면

$$\frac{\overline{u}(z)}{\overline{y}(z)} = \frac{[1 + \overline{a}(z)] \overline{u}_0 / (1 - z^{-1})}{u_0 b(z) / (1 - z^{-1})} \tag{10}$$

와 같다.

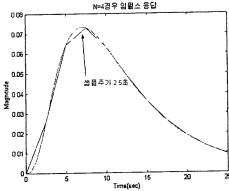


그림 4. 임펄스 응답(N=4,n=2)

2. CDDBC의 설계

제어기를 실현하기 위해서는 위해서는 참고문헌 [3],[5] 및 [6] 등에 나와 있는 것처럼 잘 확립이 되어 있는 설계 기법이 간편한 디지털요소를 융합해서 사용하는 것은 바람직하다. Murata가 사용하고 있는 CDDBC설계법을 간략히 소개하는데, 그림 3의 블록도에서 스텝상 목표치로 r 을 선택하고, 전체적으로는 1형의 디지털 최적유한정정서 보제를 설계한다^[7].

보상기 $D_F(z)$ 와 귀환이득 $f_i (i = 1 \sim (n+2))$ 는

$$D_F(z) = \frac{d(z)}{c(z)}$$

$$d(z) = d_0 + d_1 z^{-1} + \dots + d_{N-1} z^{-(N-1)}$$

$$c(z) = 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{N-1} z^{-(N-1)}$$

$$f(z) = f_1 z^{-1} + \dots + f_{n+2} z^{-(n+2)}$$

와 같이 둘 수 있으며, 그림 3에서 $i=0$ 이면, (11)식의 $f(z)$ 를 참고로 하여 $w_0^F = 0 \Rightarrow w_0^F = \bar{u}_0$ 가 되므로, 적분기 $D_f(z)$ 의 이득은 $K_f = \bar{u}_0$ 가 된다. 따라서, 스텝입력에 대한 폐루프계의 응답은 그림 3을 고려하면

$$T(z) = \frac{K_f b(z) c(z)}{R(z)}$$

단, $R(z) = (1-z^{-1})[c(z)(1+a(z)) + d(z)f(z)] + \bar{u}_0 b(z)c(z)$ (12)

가 된다. 한편 유한정정의 조건은 식 (12)에서 분모에서 $R(z) = 1$ 로 두면 된다. 즉 폐루프전달함수의 극점을 전부 영점에 포함되게 한 경우라고 볼 수 있다. 이 경우에 단위계단입력이 인가되면 식 (12)를 사용한 출력은

$$\bar{y}(z) = \bar{u}_0 b(z) c(z) / (1-z^{-1})$$
 (13)

가 된다. 식 (10)과 식 (13)을 비교하면 $\bar{b}(z) = b(z)\lambda(z)$,

$c(z) = \lambda(z)$ 가 되어 식 (12)의 $R(z)$ 는

$$R(z) = (1-z^{-1})(1 + \bar{a}(z) + d(z)f(z)) + \bar{u}_0 b(z) = 1$$
 (14)

가 된다.

예를 들면 플랜트의 차수가 2 즉 $n=2$, 2차평활요소여서 차수는 2, 그리고 추가자유도가 1인 경우는 $N=5$ 여서 식 (14)의 z^{-1} 의 역승의 계수에 대한 방정식을 세우면

$$\begin{aligned} &(\bar{a}_1 - 1) + d_1 f_1 + \bar{u}_0 \bar{b}_1 = 0 \\ &(\bar{a}_2 - \bar{a}_1) + (d_0 f_2 + d_1 f_1 - d_1 f_1) + \bar{u}_0 \bar{b}_2 = 0 \\ &(\bar{a}_3 - \bar{a}_2) + (d_0 f_3 + d_1 f_2 + d_2 f_1 - d_0 f_3 - d_1 f_2 - d_2 f_1) \\ &+ \bar{u}_0 \bar{b}_3 = 0 \\ &(\bar{a}_4 - \bar{a}_3) + (d_0 f_4 + d_1 f_3 + d_2 f_2 + d_3 f_1 - d_0 f_4 - d_1 f_3 - d_2 f_2) \\ &+ \bar{u}_0 \bar{b}_4 = 0 \\ &(\bar{a}_5 - \bar{a}_4) + (d_1 f_4 + d_2 f_3 + d_3 f_2 + d_4 f_1 - d_1 f_4 - d_2 f_3 - d_3 f_2) \\ &+ \bar{u}_0 \bar{b}_5 = 0 \\ &-\bar{a}_5 + (d_1 f_4 + d_2 f_3 + d_3 f_2 - d_1 f_4 - d_2 f_3 - d_3 f_2) = 0 \\ &\frac{d_1 f_4 - d_2 f_3 - d_3 f_2 - d_1 f_4}{d_1 f_4} = 0 \\ &-d_1 f_4 = 0 \end{aligned}$$
 (15)

가 된다. $f_2, f_3, f_4 = 0, d_i \neq 0$ 이기 때문 $D_F(z)$ 의 이출렬 열을 이용하면

$$D_F(z) = \frac{(w_1^F z^{-1} + \dots + w_{N-1}^F z^{-(N-1)} + w_N^F z^{-N}) / (1-z^{-1})}{(v_1 z^{-1} + \dots + v_{N-1} z^{-(N-1)} + v_N z^{-N}) / (1-z^{-1})}$$
 (16)

와 같이 표시할수 있다. 이 식 (16)을 정리하면 분자는

$$z^{-1} \frac{1}{v_1} \{ w_1^F + (w_2^F - w_1^F) z^{-1} + \dots + (w_N^F - w_{N-1}^F) z^{-(N-1)} \}$$
 (17)

와 같이 변형할 수 있고 z^{-1} 의 역승의 항들의 계수들 식 (11)의 분자와 비교하면

$$d_i = w_{i+1}^F - w_i^F (i = 0 \sim N-1)$$
 (18)

가 된다. 또 적분기 $D_f(z)$ 의 이득 $K_f = \bar{u}_0$ 는 그림 3에서 직접보상기식을 사용하여 구하면

$$w_i^F = \bar{u}_0 \left\{ (i+1) - \sum_{j=0}^i \bar{y}_j \right\}$$
 (19)
$$\bar{y}_0 = 0, w_i^F = w_{N-1}^F (i \geq N)$$

가 된다. 식 (19)를 이용하고 그림 3을 참고로 하면

$$u_i^F = \bar{u}_0 \left\{ (i+1) - \sum_{j=0}^i \bar{y}_j \right\} - \bar{u}_i \quad (20)$$

단, $i=0 \sim N, \bar{y}_0=0$

가 되어서, 식 (19)와 식 (20)을 구하면 식 (11)의 보상기를 구할 수 있다.

3. 외란이 인가될 때의 CDBC 설계

기존의 연구자료들을 보면 입력되는 외란에 대해 구체적으로 제어기를 실현하는 방법에 대한 설명이 없고^{[3],[4]}, 외란이 없는 경우에 대한 시뮬레이션을 하고 있다^[8]. 논문에서는 참고문헌 [3],[4] 등과 비교하기 위해서 10샘플 후에 단위 크기의 외란이 인가될 때에 대해 제어기를 설계하는 방법을 고려한다.

우선 외란이 유한정정이 된 상태에서 입력되어서 출력에 변동이 생기면 새로운 제어량이 만들어져서 확대계에 인가되고, 이때 두 번째로 만들어진 제어량을 편의상 u_{1i} 라고 하면 처음 제어량 열에 중첩이 된다고 생각된다. 따라서 두 번째 제어량 열에 관한 식을 세우면

$$\begin{bmatrix} g_4 & g_3 & g_2 & g_1 & 0 \\ g_5 & g_4 & g_3 & g_2 & h_1 \\ g_6 & g_5 & g_4 & g_3 & h_2 \\ g_7 & g_6 & g_5 & g_4 & h_3 \\ g_8 & g_7 & g_6 & g_5 & h_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{0i} \\ u_{1i} \\ u_{2i} \\ u_{3i} \\ u_{4i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \\ h_5 \end{bmatrix} \quad (21)$$

이때 10샘플에서 외란이 인가되면 이후 1샘플이 더 지나야 출력의 변화를 알 수 있고 따라서 식 (21)처럼 계산한 제어량을 이 시점에서 인가한다. 최종적인 제어량은

$$u = u_{0i} + u_{1i} \quad (22)$$

가 된다.

4. 구형과 입력에 대한 CDBC 설계

이전 CDBC설계관련자료에는 단위계단 입력을 사용하고 있다^{[3],[4],[8]}. 변하는 입력에 대한 추종성을 보여 주기 위해서는 식들에 대한 변형이 수반된다. 우선 간단한 예로 단위크기의 구형과 입력을 생각해 보면 역시 바뀐 입력에 대한 제어량의 변화가 각각에 대한 제어량이 중첩된다고 보면, 결국에는 외란이 없이 처음 입력의 변화에서 제어량은 u_{1i} 에 의한 출력은 다음과 식을 만족하도록 구해야 한다. 따라서 총 제어량 열은 이와 같은 제어량 열의 중첩이라고 보여진다. 따라서 식은

$$\begin{bmatrix} g_4 & g_3 & g_2 & g_1 & 0 \\ g_5 & g_4 & g_3 & g_2 & h_1 \\ g_6 & g_5 & g_4 & g_3 & h_2 \\ g_7 & g_6 & g_5 & g_4 & h_3 \\ g_8 & g_7 & g_6 & g_5 & h_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{10} \\ u_{11} \\ u_{12} \\ u_{13} \\ u_{14} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 2 \\ 2 \\ 2 \\ 2 \\ 2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

가 된다. 이후는 식 (23)의 제일 우변을 계속 변형해 가면 된다. 위식의 우변의 값들은 그 시간에서 요구되는 y 값들의 차이값이다. 즉 차이성분에 대한 제어량 열만 계속 중첩해서 공급한다. 따라서 입력의 변화하는 주기는 기준 정정시간보다 좀더 커야한다. 또 외란도 앞서와 같이 10샘플에서 같이 하면 다음과 같이 변환해서 사용한다.

$$\begin{bmatrix} g_4 & g_3 & g_2 & g_1 & 0 & | & u_{20} \\ g_5 & g_4 & g_3 & g_2 & h_1 & | & u_{21} \\ g_6 & g_5 & g_4 & g_3 & h_2 & | & u_{22} \\ g_7 & g_6 & g_5 & g_4 & h_3 & | & u_{23} \\ g_8 & g_7 & g_6 & g_5 & h_4 & | & u_{24} \end{bmatrix} \sim \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \\ h_5 \end{bmatrix} \quad (24)$$

이때 앞서에 따라서 10샘플에서의 외란과 20샘플에서의 구형과의 값변화에 대한 최종적인 제어량은

$$u = u_{0i} + u_{1i} + u_{2i} \quad (25)$$

이다.

IV. 시뮬레이션 및 고찰

제어대상 전달함수는

$$G(s) = \frac{1 + 0.125s}{(1 + 3s)(1 + 7s)} \quad (26)$$

이고, 입력단에 전치한 2차 평활요소 $G(s)$ 의 감쇠계수 $\zeta = 1.2$ 로, 샘플주기는 참고문헌 [3],[4]와 비교하기 위해서 $\theta = 2.5$ sec로 선택한다. 2차 평활요소를 이용한 경우 확대계는

$$G(s) = \frac{u_0^2(1 + 0.125s)}{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(1 + 3s)(1 + 7s)} \quad (27)$$

가 된다. 그림 1로부터 고유주파수는

$$\omega_n = 1/\theta = 1.000 \quad (28)$$

가 된다. 식 (2)의 하중행렬 Q, R 을 단위행렬로 하고,

$N=5(k=1)$ 로 하면 최적유한정정조작량은 식 (6)에 따라

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= [\bar{u}_0 \quad \bar{u}_1 \quad \bar{u}_2 \quad \bar{u}_3 \quad \bar{u}_4 \quad \bar{u}_5]^T \\ &= [4.024 \quad 2.394 \quad -0.790 \quad 1.336 \quad 0.996 \quad 0.999]^T \end{aligned} \quad (29)$$

이다. 이 경우의 입출력을 그림 5와 같다. 식 (29)를 이용하여 구한 보상기 $D_F(z)$ 는

$$\begin{aligned} D_F(z) &= \frac{5.241 + 5.088z^{-1} - 1.818z^{-2} + 0.343z^{-3} - 0.003z^{-4}}{1 + z^{-1}} \\ &= \frac{f_1(z)}{\lambda(z)} \end{aligned} \quad (30)$$

가 되며, 귀환이득은 $\bar{u}_0=4.024$ 여서 $f_1=0.248$ 이다.

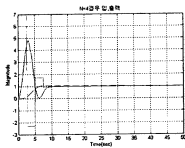


그림 6. 입력 및 출력(N=4, n=2)

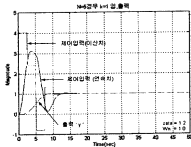


그림 5. 입력 및 출력(N=5, n=2)

여기서 그림 6은 1차 평활요소와 자유도를 주지 않았을 경우의 제어입력 및 출력을 나타낸다. 2차 평활요소에 비해서 평활된 모양이 매끄럽지가 않고, N 값이 1 작아지면 시산 및 연속 조작량의 크기가 증가하고 있는 것을 볼 수 있다. 또한 그림 7은 10θ 에서 외란이 인가되었을 경우 제어입력(이산치)과 출력을 나타내고 있으며, 이때 \mathbf{u}_{1i} 는

$$\mathbf{u}_{1i} = [-2.3327 \quad -0.4199 \quad -1.1182 \quad -0.9845 \quad -1.0000] \quad (31)$$

이고 11θ 에서부터 반영되고 있다.

그림 8에서는 구형파를 입력으로하고 역시 10θ 에서 외

란이 인가되었을 때에 입출력을 보여주고 있다. 이때 $\mathbf{u}_{0i}, \mathbf{u}_{1i}, \mathbf{u}_{2i}$ 는 각각

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{0i} &= [6.9072 \quad -2.2978 \quad 1.7091 \quad 0.8929 \quad 1.0000] \\ \mathbf{u}_{1i} &= [-2.3327 \quad -0.4199 \quad -1.1182 \quad -0.9845 \quad -1.0000] \\ \mathbf{u}_{2i} &= [-13.8145 \quad 4.5957 \quad -3.4183 \quad -1.7858 \quad -2.0000] \end{aligned} \quad (32)$$

와 같다. 따라서 최종적인 \mathbf{u} 는

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= [6.9072 \quad -2.2978 \quad 1.7091 \quad 0.8929 \quad 1.0000 \quad \dots \dots \dots] \\ &= [-2.3327 \quad -0.4199 \quad -1.1182 \quad -0.9845 \quad -1.0000 \quad \dots \dots \dots] \\ &= [-13.8145 \quad 4.5957 \quad -3.4183 \quad -1.7858 \quad -2.0000 \quad \dots \dots \dots] \end{aligned} \quad (33)$$

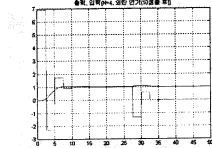


그림 7. 입력 및 출력(N=4, n=2).

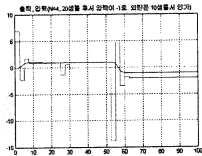


그림 8. 입력 및 출력(N=4, n=2).

가 된다. 물론 식 (33)과 같이 정정된 값을 계속 유지하다가 새로운 제어량으로 바뀌는 시점은 출력에 오차가 생긴 다음 샘플서부터 새로 계산되어 각각 인가된다.

V. 결론

제어대상의 입력단에 전치한 평활요소로 2차 평활요소로 하는 연속계 최적유한정정보제의 설계법에 관해 연구를 하였다. 제어기로는 상태귀환루프 및 전향경로상에 보상기를 도입했다. 이때 2차 평활요소의 감쇄계수와 고

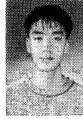
유주파수의 결정법, 확대계를 최적유한정정되게 조작량을 간단하게 얻는 방법 및 보상기의 파라메터 결정법을 기술하였다. 컴퓨터시뮬레이션을 통하여 디지털 유한정정제어 또는 1차 평활요소를 사용한 경우에 비해 2차 평활요소의 결과가 급격한 곡선의 변화가 없는 양호한 연속조작량을 얻는 것을 보였다. 특히 가변 기준입력 및 외란이 존재하는 경우에 대해 CDBC 설계법을 제시하였는데, 입력으로 구형파를 사용했을 때 CDBC를 설계하여 입력추종이 가능함을 보였다.

따라서 종래의 디지털 제어장치의 설계법을 이용도 하고 아날로그 평활요소만을 사용하여 생기는 회로의 복잡성도 피할 수 있으며 기준 입력추종의 CDBC 설계가 가능함을 알았다. 서보시스템에 대한 CDBC설계법을 진행중에 있는데, 실시스템에서는 샘플주기를 msec단위로 하여야 할 것이다.

접수일자 : 2001. 12. 6 수정완료 : 2002. 1. 20

참고 문헌

- [1] 黒澤, "엔티뉴우스데ッドビートル", "電氣學會論文誌D", 111卷 4号, pp289-295, 1991.
- [2] 連山・新・北森, "連続時間における有限整定サーボ系の設計," 計測自動制御學會論文集, Vol.28-10, 1208, 1992.
- [3] 村田・原田, "엔티뉴우스最適有限整定制御系の設計法," "電氣學會論文誌C", 117卷8号, pp1107-1112, 1997.
- [4] 曾根・村田, "最適有限整定サーボ系・レギュレークの設計法," "電氣學會論文誌C", 117卷2号, pp117-127, 1997.
- [5] 村田・相良・和田, "直列・フィードバック補償による有限整定応答制御装置の設計," 計測自動制御學會論文集, Vol.20 No.10, pp873-879, 1984.
- [6] 村田・相良, "状態フィードバックによる最適有限整定制御系の設計," "電氣學會論文誌C", 109卷6号, pp432-438, 1996.
- [7] 大林・若宮・村田, "2次れ平滑要素を用いたコンティニューウス最適有限整定制御系の計," "電氣學會論文誌C", 118卷 5号, pp765-772, 1998.
- [8] 김진용, 김성은, 김성열, 이준모, 이금원, "연속시간 유한정정제어기를 이용한 서보시스템 제어," 한국 신호처리·시스템 학회 하계 학술회 논문집, pp117-120, 2001.



김진용(Jin Yong Kim)

準會員

2001년 관동대학교 전자공학과

2001년 - 현재 관동대학교

전자공학과 석사과정

관심분야 : H_{∞} 이론, 유한정정제어,

마이크로프로세서응용.



김성열(Seung Youal Kim)

準會員

1999년 관동대학교 전자공학과

2001년 관동대학교 전자공학과

(공학석사)

2001년 3월 - 현재 관동대학교

전자공학과 박사과정

관심분야 : H_{∞} 이론, 견실제어 및 유한정정제어.



이금원(Keum Won Lee)

正會員

1982년 한양대학교 전자공학과

1984년 한양대학교 전자공학과

(공학석사)

1992년 한양대학교 전자공학과

(공학박사)

1992년 3월 - 현재 관동대학교 전자공학과 교수

관심분야 : H_{∞} 이론, 견실제어, 유한정정제어, 필터설계

및 응용전자