

Mean Horizon 制御方式을 사용한 一般化 豫測 自己同調 制御

(A Generalized Predictive Self-Tuning Control Using Mean Horizon Control Method)

朴 楨 日*, 鄭 鍾 大*, 崔 桂 根*

(Juong Il Park, Jong Dae Chung and Keh Kun Choi)

要 約

원래의 増分型 一般化 豫測 制御는 receding horizon 豫測 制御 方式을 채택하고 있다. 그러나 本 論文에서는 全 増分型 制御值를 사용하는 一般化 豫測 自己 同調 制御를 提案한다. 本 論文에서는 mean horizon 制御 方式을 채택한다. 時間 遲延이 변하거나 負荷外亂이 있는 환경에서의 本 알고리즘의 우수성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 보인다. 制御대상 工程은 非最小 位相 工程이다.

Abstract

In the original incremental generalized predictive control, the receding horizon predictive control is introduced as a control law. But in this paper, we propose a generalized predictive self-tuning control using full-valued incremental controls. The control law is a mean horizon predictive control. The effectiveness of this algorithm in a variable time delay or load disturbances environment is demonstrated by computer simulation. The controlled plant is a nonminimum phase system.

I. 序 論

70年代 初부터 適應制御의 한 지류로서 발전되어 온 自己同調 制御器를 실제 産業工程에 適用하기 위해서는 定常的(stationary) 불규칙 잡음보다는 스텝과 같은 負荷外亂을 제거 할 수 있는 능력이 있어야 하며,^[1] 과도 상태에서 파라미터가 방황하지 않고 정상동작 중에는 외부 변화 條件의 변화에 대해서 빠

른 適應性을 가져야 한다.^[2~4] 뿐만 아니라 非最小 位相 工程(nonminimum-phase plant)을 制御 할 수 있어야 하며, 次數를 모르는 시스템에 대해서도 건설한 制御를 할 수 있어야 한다.^[5] 또한 未知이거나 時間에 따라 변하는 時間遲延을 갖는 시스템을 安定하게 制御 할 수 있어야 한다.^[6]

하지만 거의 20년 동안 理論的인 면이나 실제 應用面에 있어서 많은 진보가 있었지만 부분적으로 위의 상황에 대처 할 수 있었을 뿐이었고 실제로 프로세서를 安定하게 制御하기 위한 범용 알고리즘으로는 인정을 받지 못했다. 하나의 알고리즘으로써 위의 상황들을 극복하고 건설하게 制御 할 수 있는 一般化 豫測 制御(generalized predictive control 혹은

*正會員, 서울大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Seoul Nat'l Univ.)
接受日字: 1988年 4月 25日
(※ 이 論文은 1987年度 文教部 學術研究 助成費에 의한 自由公募課題로 選定되어 研究되었음)

long-range predictive control이라고도함)가 發表되었다.¹⁶⁻¹⁰⁾ 이 방식은 미리 設定한 豫測區間內에서 여러개의 豫測器 갖는 방식이다. 각각의 未來出力을 관찰하고 未來 制御法則에 관한 가정에 따라 制御入力を 계산한다. 대체로 未來 制御入力에 대한 가정은 설계자가 設定한 어느 制御區間 이후에는 制御入力 増分량을 0으로 한다. 이렇게 함으로써 制御入력을 계산할 때 계산량을 줄일 수 있는데 이것이 一般化 豫測 制御의 장점이다. 또한 각 豫測區間에 대해서 여러개의 豫測器를 사용함으로써 프로세서의 時間遲延이 시간에 따라 변하더라도 좋은 특성을 나타낸다.

본 研究에서는 一般化 豫測制御¹⁸⁻¹⁰⁾를 변형한 알고리즘을 提案한다. 원래의 増分型 一般化 豫測 制御에서는 最小로 하고자하는 평가함수내에 1스텝 増分型 入力신호를 사용하기 때문에 豫測 區間內에서 여러개의 入力이 反復적으로 계산된다. 그러나 실제로는 맨 처음 入力만 인가하고 나머지의 入力들은 무시하고 바로 다음 스텝으로 가서 出力을 측정하고 위의 과정을 反復한다. 이런 의미에서 receding horizon 制御라고 한다. 그러나 맨처음의 入力만 인가하고 나머지의 入力を 무시한다는 것은 플랜트의 계수의 값에 따라서는 바람직하지 못한 制御値가 될 수도 있다.

그래서 本 論文에서는 豫測區間內의 모든 制御 入力値들의 平均을 취하여 인가한 후, 다음 스텝으로 넘어가는 mean horizon 制御 방식을 도입한다. 이 방식을 용이하게 이끌어 내기 위해서 평가함수내에 全増分型 制御値(full-valued incremental controls)를 사용하면 豫測區間內에서 制御入力들을 反復적으로 계산할 필요가 없어서 制御入力들의 平均을 구하기가 쉬워진다. 이 mean horizon 制御 방식을 이용하면 원래의 一般化 豫測制御의 장점을 그대로 살리면서 더 강인(robust)한 결과를 얻을 수 있다. 또한 원래의 一般化 豫測制御는 制御器의 파라미터를 직접 推定하지 않고 플랜트의 파라미터를 推定해서 制御器의 파라미터를 Diophantine 式을 이용하여 각 豫測區間에 대해서 反復적으로 계산해내는 explicit 방식이다. 이에 비해서 本 論文은 制御器의 파라미터를 바로 推定하는 implicit 방식을 이용한다.

본 알고리즘은 (4)의 論文을 一般化한 알고리즘으로서 setpoint에 대하여 수렴속도를 개선할 수 있는 알고리즘이다. (4)의 論文은 수렴속도가 가장 느린 경우이다.

II. Mean horizon 制御方式을 사용한 一般化 豫測 自己同調 制御

1. 制御대상의 모델화

未知의 制御할 플랜트를 다음과 같은 CARIMA 線形모델로 假定한다.

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + \frac{\zeta(t)}{\Delta} \tag{1}$$

$$\text{단, } A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_nq^{-n} \tag{1a}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_mq^{-m} \quad (b_0 \neq 0) \tag{1b}$$

$$\Delta = 1 - q^{-1}; \text{ differencing operator} \tag{1c}$$

여기에서 q^{-1} 은 backward shift operator 이고 $u(t)$, $y(t)$ 는 각각 플랜트의 入出力이다. 外亂모델 $\zeta(t)/\Delta$ 는 $\zeta(t)$ 가 백색잡음이면 Brownian motion을 나타내고 $\zeta(t) = k$ 이면 임의의 샘플링 시간 i 에서 k 크기의 負荷를 갖는 step series가 되므로 負荷外亂을 나타내기엔 적합한 모델이 된다.

2. 出力 豫測 및 制御器의 設計

最小 分散型 自己同調 制御器는 制御入力 $u(t)$ 를 $E\{y(t+d) | Y(t)\} = w(t+d)$ 가 되도록 하여 얻는다. 여기에서 $w(t+d)$ 는 $t+d$ 시간에서의 원하는 出力이고 $Y(t)$ 는 t 시각에서 얻을 수 있는 모든 정보를 나타낸다. 이 制御法則은 시스템의 時間遲延을 정확히 알아야 하는 불편한 점이 있다. Weighting sequence 모델(임펄스 應答 혹은 단위계단 應答)을 기초로한 Long-range 豫測 制御^{16,7)}가 提案되었다. Weighting sequence를 사용하기 위해서는 많은 파라미터 數가 必要하므로 파라미터 數를 줄이기 위해서 制御할 플랜트를 CARMA나 CARIMA 모델로 假定하여 適用한 것이 一般化 豫測 制御이다. 이 制御法則은 豫測區間을 時間遲延 d 에 무관하게 1에서부터 設計者가 設定한 豫測區間 N 까지의 각 豫測 모델에 대하여 未來 出力을 觀察하고 未來 制御法則의 假定에 따라 未來 制御 入力を 계산하는 방식이다.

(1)식을 기초로하여 i step ahead 豫測器를 유도하기 위하여 다음의 등가식을 도입한다.

$$1 = A(q^{-1})E_i(q^{-1}) + q^{-1}F_i(q^{-1}) \tag{2}$$

$$\text{단, } i=1, 2, \dots, N$$

여기에서

$$E_i(q^{-1}) = 1 + e_1q^{-1} + \dots + e_{i-1}q^{-i+1} \tag{2a}$$

$$F_i(q^{-1}) = f_0 + f_1q^{-1} + \dots + f_{n-1}q^{-n+1} \tag{2b}$$

E_i, F_i 多項式들은 $A(q^{-1})$ 과 豫測區間 i 에 대해서 $\delta E = i - 1$ (δ 는 多項式의 최고차수), $\delta F = \delta A - 1 = n - 1$ 이면 (2)식은 유일하게 E 와 F 가 결정된다. (1)식과 (2)식을 이용하여 임의의 i step ahead 出力을

구하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t+i) = E_i B u(t+i-d) + F_i y(t) + \frac{E_i \dot{\zeta}(t+i)}{\Delta} \quad (3)$$

$G_i(q^{-1}) = E_i(q^{-1})B(q^{-1})$ 로 정의하고 (3)式에 Δ 를 곱하면 다음式과 같이 쓸 수 있다.

$$\Delta y(t+i) = G_i \Delta u(t+i-d) + F_i \Delta y(t) + E_i \zeta(t+i) \quad (4)$$

만약 時間遲延 d 의 최소값을 안다면 on-line 으로 推定해야 할 파라미터수가 적도록 알고 있는 d 의 값으로 설정할 수 있지만 時間遲延의 최소값을 모른다고 가정하고 $d=1$ 로 하여 (4)式을 豫測모델로 표시하면 (5)式과 같다.

$$\Delta \hat{y}(t+i) = \phi^T i(t) \theta \quad (5)$$

단,

$$\phi^T i(t) = [\Delta u(t+i-1), \Delta u(t+i-2), \dots, \Delta u(t-N+i), \Delta u(t-N+i-1), \dots, \Delta u(t-N+i-m), \Delta y(t-N+i), \dots, \Delta y(t-N+i-n+1)] \quad (5a)$$

$$\theta^T = [g_0, g_1, \dots, g_{N-1}, g_N, \dots, g_{N+m-1}, f_0, \dots, f_{n-1}] \quad (5b)$$

(5a) 式의 신호벡터 性分을 두 性分으로 분리하는 것이 편리하다. 즉, 未來制御 入力이 이전의 制御 入力 $u(t-1)$ 과 같다는 假定하에서의 豫測應答 $\hat{y}1(t+i)$ 와 未來制御 入力에 관계하는 여분의 應答 $\hat{y}2(t+i)$ 로 나누어 쓸 수 있다. (5)式을 편리하게 다음式으로 풀어쓴다.

$$\begin{aligned} \hat{y}(t+i) &= \hat{y}1(t+i) + \hat{y}2(t+i) \\ &= \hat{y}1(t+i-1) + \phi_1^T(t) \theta + \phi_2^T(t) \theta \end{aligned} \quad (6)$$

여기에서 $\hat{y}1(t+i)$ 는

$$\hat{y}1(t+i) = \hat{y}1(t+i-1) + \phi_1^T(t) \theta \quad (7)$$

단, $\phi_1^T(t) = [0, \dots, 0, \Delta u(t-1), \dots, \Delta u(t-N+i-m), \dots, \Delta y(t-N+i), \dots, \Delta y(t-N+i-n+1)]$
\dots 개
(7a)

과거 入出力에 관계하는 豫測出力을 (7)式처럼 반복계산되지 않고 임의의 순간에서 구할 수 있는 式으로 나타내면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{y}1(t+i) &= y(t) + \sum_{j=1}^{i-1} g_j [u(t-1) - u(t-j-1)] + \\ &\quad \sum_{j=1}^{N+m-1} g_j [u(t+i-j-1) - u(t-j-1)] \\ &\quad + \sum_{j=0}^{n-1} f_j [y(t-N-j+i) - y(t-N-j)] \end{aligned} \quad (7b)$$

또한 未來入出力에만 관계하는 豫測出力은 다음式과 같다.

$$\hat{y}2(t+i) = \phi_2^T(t) \theta \quad (8)$$

단, $\phi_2^T(t) = [u(t+i-1) - u(t-1), u(t+i-2) - u(t-1), \dots, u(t) - u(t-1), 0, \dots, 0]$
(8a)

이와 같이 豫測 性分을 (7a)式과 (8a)式으로 분리하면 되는데 (8a)式이 원래의 増分型 一般化 豫測 制御⁸⁾의 신호 벡터와는 다른 형태이다. 이렇게 함으로써 豫測 區間內에서 임의의 순간에서의 制御 入出力을 구할 때 그 앞의 入出力을 구한 다음에야 지금 시각에서의 入出力을 구해야하는 反復的인 계산을 피할 수가 있다. 이제 mean horizon 制御入出力을 쉽게 구할 수 있도록 全 増分型 制御值를 사용하는 다음의 평가함수를 고려하자.

$$J = E \left[\sum_{i=N_1}^N (y(t+i) - w(t+i))^2 + \beta \sum_{i=1}^{NU} (u(t+i-1) - u(t-1))^2 \right] \quad (9)$$

여기에서 N 는 최대 豫測區間, N_1 은 최소 豫測區間, NU 는 制御區間이며 β 는 制御入出力 増分 加重인자이다. 出力에 영향을 끼치는 모든 未來 制御入出力들이 最小化됨을 알 수 있다.

(6)式을 (7)式과 (8)式을 이용하여 벡터 형태로 나타내면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{Y} = G \bar{U} + \hat{Y}1 \quad (10)$$

여기에서 모든 벡터들은 모두 $N \times 1$ 이다.

$$\hat{Y}^T = [\hat{y}(t+1), \hat{y}(t+2), \dots, \hat{y}(t+N)] \quad (10a)$$

$$\bar{U}^T = [u(t) - u(t-1), u(t+1) - u(t-1), \dots, u(t+N-1) - u(t-1)] \quad (10b)$$

$$\hat{Y}1^T = [\hat{y}1(t+1), \hat{y}1(t+2), \dots, \hat{y}1(t+N)] \quad (10c)$$

行列 G 는 $N \times N$ 次元의 Lower triangular 行列이 된다.

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_1 & g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ \vdots & & & g_0 & 0 \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \cdots & g_1 & g_0 \end{bmatrix} \quad (10d)$$

위의 벡터와 마찬가지로 W 벡터를 아래와 같이 정의하면 (9)식의 평가함수는 N1이 1 NU가 N 이면 즉, 未來 制御入力에 대한 아무런 제약조건이 없다면 (11)式으로 쓸 수 있다.

$$W^T = \{w(t+1), w(t+2), \dots, w(t+N)\} \quad (10e)$$

$$J = E[(\hat{Y} - W)^T (\hat{Y} - W) + \beta \bar{U}^T \bar{U}] \\ = E[(G\bar{U} + \hat{Y}1 - W)^T (G\bar{U} + \hat{Y}1 - W) + \beta \bar{U}^T \bar{U}] \quad (11)$$

이때의 J를 最小로하는 最適制御 入力 벡터는 다음과 같다.

$$\bar{U} = [G^T G + \beta I]^{-1} G^T (W - \hat{Y}1) \quad (12)$$

그러므로 U의 i번째 요소는 u(t+i-1) - u(t-1) 이고 그때의 未來制御入力は 다음과 같다.

$$u(t+i-1) = u(t-1) + \bar{g}_i^T (W - \hat{Y}1) \quad (13)$$

여기에서 \bar{g}_i^T 는 $[G^T G + \beta I]^{-1} G^T$ 의 i번째 行(row)이다. 그러므로 制御入力は i stage 増分の 적분특성을 포함하게 된다. 일정한 set-point 에 대해서는 오프셋을 제거할 수 있는 능력을 갖추게 된다.

3. 一般化 豫測 制御器의 考察

制御加重 인자 β 를 0으로 설정하면 J를 最小로하는 制御 法則은 制御器에 逆(inverse) 플랜트 모델을 사용하게 됨으로써 불안정한 영점을 상쇄시킬 수 있는 경우가 생기므로 이렇게 되면 非最小 位相工程은 制御할 수 없게 된다. 그러나 制御區間을 N 까지 하지 않고 더 적게 설정함으로써 非最小 位相工程을 制御할 수가 있다. 즉, 制御區間 이후에는 制御入力 増分量을 0으로 함으로써 β 가 0일지라도 폐회로 루프는 非最小 位相 영점에 기인하는 入力이 점점 커지는 不安定한 요소를 억제함으로써 안정하게 制御 할 수 있다.

(12)式에서 $[G^T G + \beta I]^{-1}$ 의 次元은 $N \times N$ 이다. 適應制御의 경우 각 샘플링 시각 마다 逆行列을 계산해야 하는데 그 계산부담은 크다. 그래서 원래 一般化 豫測 制御에서는 DMC(dynamic matrix control)^(6,8)의 개념을 도입하여 설계자가 설정한 制御區間 이후에는 制御入力の 増分量을 0으로 가정함으로써 逆行列 계산시의 次元을 줄일 수 있는 것이 특

징이다. 같은 이치로 本研究에서도 逆行列을 계산할 때 次元을 줄여 계산부담을 덜고 非最小 位相工程을 制御할 수가 있다. 임의의 制御區間 i번째 이후의 制御入力 増分量을 0으로 하면서 (10)式의 豫測出力 형태를 (14)式의 형태로 나타낼 수 있다. 이때 G 行列을 구성하는 方法은 i번째 이후의 각 列(column)의 대응요소를 더해서 한개의 列로 만들면 되고 그러면 逆行列을 계산할 때 次元이 그만큼 줄어들게 된다.

$$\hat{Y} = G_i \bar{U}_i + \hat{Y}1 \quad (14)$$

단,

$$G_i = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_1 & g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ & & \cdot & & \cdot \\ & & & 0 & \cdot \\ & & & & g_0 & 0 \\ & & & & g_1 & g_0 \\ \cdot & & & & g_2 & g_0 + g_1 \\ \cdot & & & & & \cdot \\ \cdot & & & & & \cdot \\ g_{N-2} & \cdots & & g_{N-1} & \sum_{j=0}^{N-1-i} g_j \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \cdots & g_{N-1-i} & \sum_{j=0}^{N-1} g_j \end{bmatrix} \quad (14a)$$

$$\bar{U}_i^T = \{u(t) - u(t-1), u(t+1) - u(t-1), \dots, u(t+i-1) - u(t-1)\} \quad (14b)$$

이에 대응하는 制御入力は 다음과 같이 된다.

$$\bar{U}_i = [G_i^T G_i + \beta I]^{-1} G_i^T (W - \hat{Y}1) \quad (15)$$

결국 逆行列에 필요한 次元은 制御區間 i가 NU 라면 $NU \times NU$ 로 줄어든다. 특히 $NU=1$ 이면 scalar 량으로 계산된다.

序論에서도 언급한 바와 같이 receding horizon 制御에서는 플랜트의 계수 값에 따라서는 맨처음에 인가되는 制御値가 바람직한 값으로 보기가 곤란한 경우도 존재한다. 그래서 本 論文에서는 制御區間까지의 入力들을 계산하여 平均을 취한값을 인가하도록 하는 mean horizon 制御方式을 도입하기로 한다. (15)式에서 알 수 있는 바와 같이 계산되는 모든 未來의 制御入力들이 全 増分型 制御値(full-valued incremental controls)이므로 平均을 취하기가 아주 쉽다.

4. 파라미터 推定 및 適應 制御의 適用

앞절의 모든 이론들은 파라미터를 알고 있다고 假

定한 경우의 이론이다. 하지만 (5)式의 豫測 모델의 파라미터들은 未知이므로 파라미터를 推定해야 한다. Variable forgetting factor $\lambda(t)$ 를 도입한 最小自乘法 (RLS: recursive least squares) 을 이용하기로 한다.¹²⁻¹⁴ 위의 알고리즘을 종합하여 나타내면 다음과 같다.

[알고리즘]

초기 데이터 $\{P(0) > 0, N \geq \text{最大 豫測 區間}, \theta(0), \Sigma_0 > 0\}$ $t=1$ 로 設定, $y(t)$ 측정

1. $\epsilon(t) = \Delta y(t) - \phi_N^T(t-N) \hat{\theta}(t-1)$
2. $\omega(t) = \phi_N^T(t-N) P(t-1) \phi_N(t-N)$
 $n(t) = 1 - \omega(t) - \epsilon^2(t) / \Sigma_0$
3. $\lambda(t) = [n(t) + (n^2(t) + 4\omega(t))^{1/2}] / 2$
4. $K(t) = P(t-1) \phi_N(t-N) / [\lambda(t) + \omega(t)]$
5. $\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t) \epsilon(t)$
6. $P(t) = [P(t-1) - K(t) K^T(t) (\lambda(t) + \omega(t))] / \lambda(t)$
7. Mean horizon 制御入力 인가: (15)式
8. $t=t+1$ 로 設定 (신호 벡터 시프트), 계산단계 1로

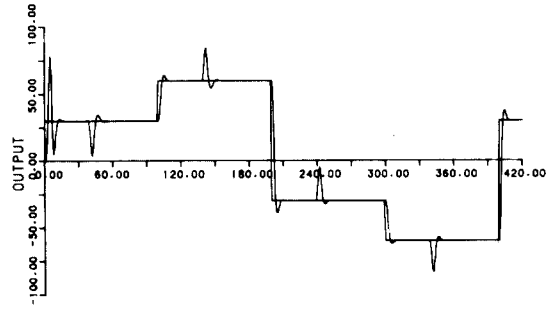
III. 시뮬레이션 및 검토

시스템 時間遲延이 변하는 경우를 제외하고는 시스템 時間遲延 d 를 1로 하고 豫測區間 N 을 3으로 하고 $N1$ 을 1로 하여 시뮬레이션을 하였다. 制御區間 NU 가 1인 경우는 receding horizon (이하 RH 라 표기함) 制御方式으로 NU 가 2인 경우는 RH 制御方式과 mean horizon (이하 MH 라 표기함) 制御方式으로 수행하였다. 制御할 플랜트는 다음과 같은 最小位相工程이다.

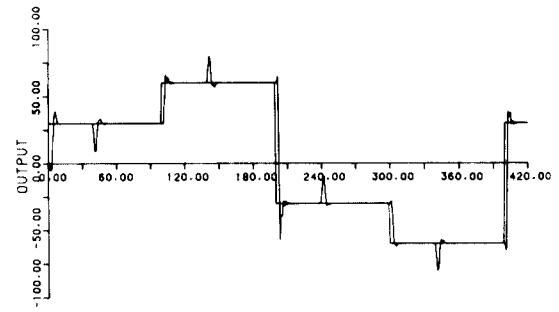
$$A(q^{-1}) = 1 - 1.5q^{-1} + 0.7q^{-2}, B(q^{-1}) = 1 + 1.5q^{-1}$$

모든 경우의 시뮬레이션은 기준入力이 +60과 -60 사이에서 100스텝마다 변하는 계단파로 420스텝까지 수행하였다. 파라미터 초기치는 $\theta^T(0) = [1, 1, 1, 0, 0, 0]$ 로 즉, 制御入力を 계산할 때 分母에 들어가는 파라미터들만 1로 하고 나머지 파라미터 값들은 0으로 하여 가장 일반적인 경우에 대해서 수행을 하였다. 또 $P(0) = 10^6 I$ 로, $\Sigma_0 = 500$ 으로 하였다.

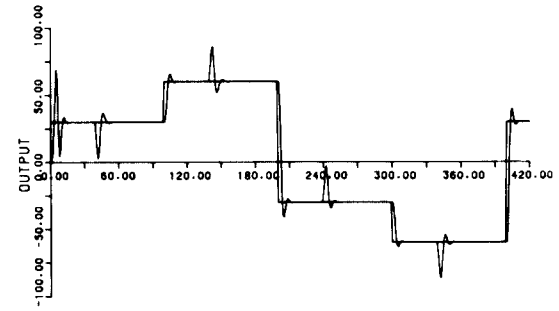
그림 1은 외부 負荷外亂이 작용한 경우의 수행 결과이다. 40스텝부터 140스텝까지는 負荷外亂의 크기가 -10, 240스텝부터 340스텝까지는 +10의 負荷外亂이 걸린 상태에서 수행을 하였다. 세 방식 모두 적분기를 포함하고 있기 때문에 오프셋을 잘 제거함을 알 수 있다. 지면의 제약 때문에 각각의 경우에 대해서 制御入력을 나타내지는 않았지만 (b)의 경우



(a)



(b)

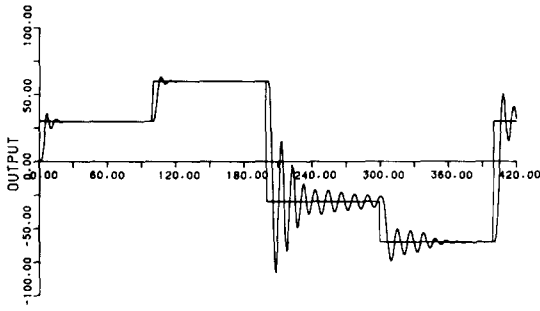


(c)

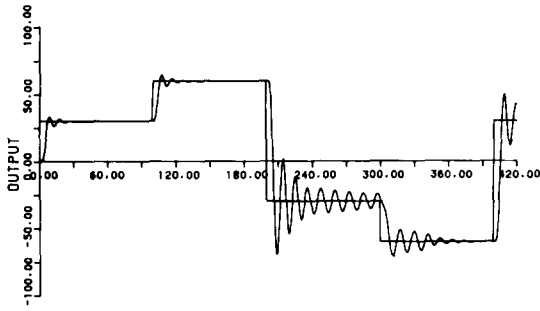
그림 1. 負荷外亂에 대한 GPSTC의 出力
 Fig. 1. Output of GPSTC for load disturbances.
 (a) $NU=1, \beta=0, RH$. (b) $NU=2, \beta=0, RH$.
 (c) $NU=2, \beta=0, MH$.

가 수렴속도가 가장 빠르는데 비해서 入力の 진동이 심하고 과도한 크기의 入력을 필요로 하였다. 이와 같은 경우는 실제로 産業 工程에 적용하려면 무리가 따르게 된다. (c)의 MH 방식이 制御入력이 가장 완만하였다.

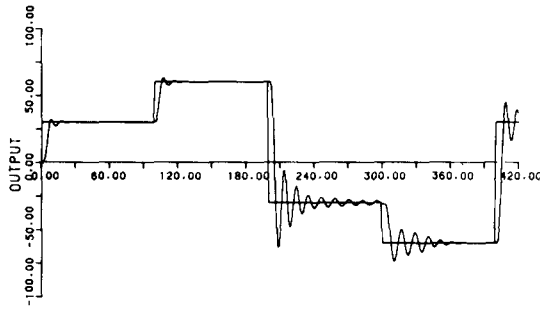
그림 2는 플랜트의 時間遲延이 변하는 경우의 수행 결과이다. 처음부터 140스텝까지는 d 가 1, 240스텝까지는 d 가 2, 340스텝까지는 d 가 3, 그 이후에는



(a)



(b)



(c)

그림 2. 時間遲延 變化에 대한 GPSTC의 出力

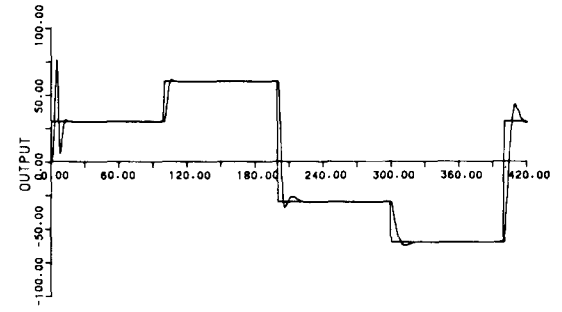
Fig. 2. Output of GPSTC for variable time delays.

- (a) $NU=1, \beta=100, RH$. (b) $NU=2, \beta=100, RH$.
- (c) $NU=2, \beta=100, MH$.

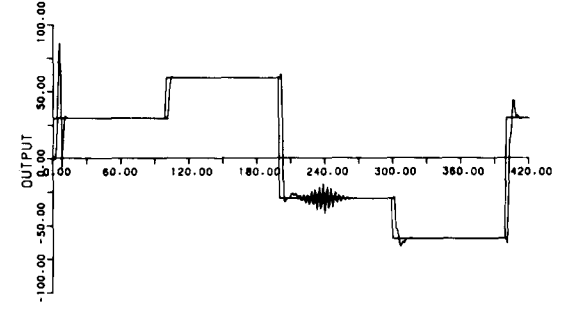
d를 2로 하였다. d가 2 이상인 경우에는 NU가 2 이상인 경우에는 制御器의 分母項이 singular가 되기 때문에 이를 방지하기 위하여 β 를 100으로 하여 수행하였다. 세 방식 모두 β 가 적은 경우는 수행이 곤란하였다. 140스텝에서 d가 변했지만 측정되는 出力의 값이 정상상태에 도달한 이후이므로 파라미터 推定器는 時間遲延이 변한것은 감지하지 못하고 있

다가 기준 입력이 변하는 순간에 이를 알고 이에 대처한다. NU가 2일때의 MH 방식이 가장 우수함을 알 수 있다. 또한 NU가 1일 때보다 NU가 2일 때 가 더 우수함을 알 수 있다.

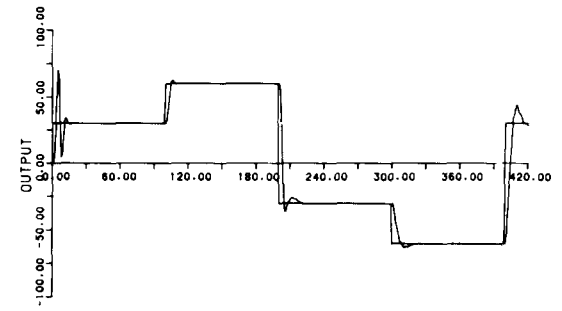
그림 3은 210스텝에서 모델이 2차에서 1차로 바뀐 경우의 수행 결과이다. 바뀐 모델은 $A(q^{-1})=1-0.7q^{-1}$; $B(q^{-1})=1+1.5q^{-1}$ 인 非最小 位相工程이다. 이 방식에서도 NU가 2일때의 MH 방식이 초기의 과도상태가 가장 우수 할 뿐만 아니라 견실하다. NU



(a)



(b)



(c)

그림 3. 모델변화에 대한 GPSTC의 出力

Fig. 3. Output of GPSTC for model changes.

- (a) $NU=1, \beta=1, RH$. (b) $NU=2, \beta=1, RH$.
- (c) $NU=2, \beta=1, MH$.

가 2일때의 RH方式에서는 플랜트가 바뀌는 순간 진동이 있다. 이것은 制御 區間 NU가 길어져서 制御 入力을 일정하게 유지하는 즉, 진동을 억제할 수 있는 區間길이 짧아졌기 때문이다.

NU가 2인 모든 경우를 살펴보면 MH方式이 RH方式보다 우수함을 알 수 있다. 모든 그림의 (a) 경우는 NU가 1인 경우이므로 MH方式 이 따로 없고 RH方式이 곧 MH方式이며, 기준 入力에 대한 速應性이 가장 느린 경우이며, 바로 (7)의 論文의 알고리즘과 일치하게 된다.

IV. 結 論

本 論文은 一般化 豫測 自己同調 制御(GPSTC)에서의 receding horizon 制御 方式의 단점을 보완하는 mean horizon 制御 方式을 提案하였다. 이 制御 方式을 도출해 내기 위하여 평가함수내에 全 增分型 制御值를 사용하였다. 이렇게 함으로써 豫測區間內의 制御入力들을 원래의 GPSTC처럼 反復的으로 계산하지 않기 때문에 mean horizon 制御 入力을 구하기가 쉽다. 시뮬레이션을 통하여 制御區間 NU가 2인 경우에 receding horizon 方式보다 mean horizon 方式이 우수함을 알 수 있었다. 非最小位相工程임에도 불구하고 負荷外亂이나 플랜트의 時間遲延이 변하거나 모델次數가 바뀌는 경우에도 잘 수행함을 알 수 있었다.

參 考 文 獻

[1] P.S. Tuffs and D.W Clarke, "Self-tuning control of offset: a approach," *Proc. IEE. Pt. D*, vol. 132, no. 3, pp. 100-109, 1985.

[2] T.R. Fortescue, L.S. Kershenbaum and

B.E. Ydstie, "Implementation of Self-tuning Regulators with Variable Forgetting Factors," *Automatica*, vol. 17, no. 6, pp. 831-835, 1981.

[3] B.E. Ydstie, L.S. Kershenbaum and R.W.H. Sargent, "Theory and application of an Extended Horizon Self-tuning Controller," *AICHE. JI*, vol. 31, no. 11, 1985.

[4] J.I. Park and K.K. Choi, "A Novel Extended Horizon Self-tuning Control Using Incremental Estimator," *J. KITE.*, vol. 25, no. 6, 1988.

[5] A.Y. Allidina, F.M. Hughes and Tahmassebi, "An implicit self-tuning techniques for processes with variable time-delay," *Int. J. Control*, vol. 44, no. 5, 1986.

[6] D.W. Clarke and L. Zhang, "Long-range predictive control using weithing-sequence models," *Proc. IEE, Pt.D*, vol. 134, no. 3, 1987.

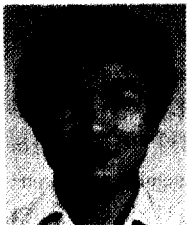
[7] G.D. Martin, "Long-range Predictive Control," *AICHE. JI*, vol. 27, no. 5, pp. 748-753, 1981.

[8] D.W. Clarke, C. Mohtadi and P.S. Tuffs, "Generalized Predictive Control-Part I. Part II," *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp.137-160, 1987.

[9] D.W. Clarke and C. Mohtadi, "Properties of Generalized Predictive Control," *IFAC. 10th. World Congress on Automatic Control*, vol. 10, pp. 63-74, 1987.

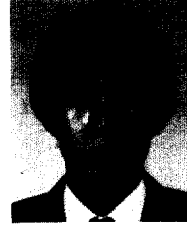
[10] G. Favier, "Self-tuning Long-range Predictive Control," *IFAC. 10th. World Congress on Automatic Control*, vol. 10, pp. 80-87, 1987. *

著 者 紹 介



鄭 鍾 大(正會員)

1956年 9月 19日生. 1979年 2月 서울대학교 전기공학과 졸업. 1982年 2月 서울대학교 대학원 전자공학과 석사학위 취득. 1983年 3月 서울대학교 대학원 전자공학과 박사과정 입학. 1985年 2月 서울대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료. 1983年 3月~1985年 2月 국민대학교 전자공학과 강사. 1984年 3月~1985年 2月 성균관대학교 전자공학과 강사. 1985年 3月~현재 수원대학 전자계산학과 전임 강사. 주관심분야는 Self tuning Controller, Robust Pole Placement Controller등임.



朴 楨 日(正會員)

1958年 4月 8日生. 1981年 경북대학교 전자공학과 졸업. 1983年 서울대학교 대학원 전자공학과 석사학위 취득. 1983年~1984年 삼성전자 종합연구소 연구원으로 근무. 1985年~현재 서울대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중. 주관심분야는 적응제어, 컴퓨터를 이용한 제어기의 구현등임.

崔 桂 根 (正會員) 第25卷 第8號 參照

현재 서울대학교 전자공학과 교수