論文 88－25－6－4

增分型 推定器를 사용한 새로운 長區間 豫測 自己同調 制御

(A Novel Extended Horizon Self-tuning Control Using Incremental Estimator)

朴 楨 日*, 崔 桂 根*

(Juong Il Park and Keh Kun Choi)

要 約

원래의 增分型 長區間 豫測 制御는 制御入力이 豫測區間內에서는 매 스텝마다 反復的으로 계산된다. 그러나 本 論文에서는 制御入力이 임의의 시각에서 바로 계산될 수 있는 다른 형태의 增分型 長區間 豫測 自己同調 制御를 提案한다. 時間遲延이 변하거나 負荷外亂이 있는 환경에서의 이 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 Extended Horizon Control, the control inputs are computed recursively each step in the prediction horizon. But in this paper, we propose another incremental Extended Horizon Self-tuning Control version in which control inputs can be computed directly in any time interval. 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

自己同調 制御器를 실제 産業工程에 適用하기 위해서는 다음과 같은 條件을 갖추어야 한다. 定常的(stationary) 불규칙 잡음보다는 스텝과 같은 負荷外亂을 제거할 수 있는 능력이 있어야 하며,[1~3] 과도 상태에서 파라미터가 방황하지 않고 정상동작 중에는 외부 변화 條件의 변화에 대해서 빠른 適應性을 가져야 한다.[4~6] 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 견실한 制御를 할 수 있어야 한다.[7] 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.[8~10]

可變 時間 遲延을 갖는 시스템에 대하여 많은 自己 同調 制御器가 개발되었다. Smith 豫測器를 사용하여 시스템의 時間 遲延을 보상하거나[8] 時間遲延을 직접 推定한 후 制御 法則을 適用하거나[9] 시스템 時間遲延을 推定 多項式內에 포함시켜 制御하는 등[10] 여러방법이 있다.

지난 10여년 동안 이론적인 면이나 실제 응용면에 있어서 많은 진보가 있었지만 부분적으로는 위의 상

*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 2月 16日

황에 대처할 수 있으나 실제로 프로세서를 安定하게 制御하기 위한 범용 알고리즘으로는 인정을 받지 못했다. 未知 可變 時間遲延을 갖는 시스템 뿐만 아니라 하나의 알고리즘으로써 위의 상황들을 극복하고 견실하게 制御할 수 있는 一般化 豫測制御(generalized predictive control 혹은 long-range predictive control이라고도 함)가 도입되었다.[11~13] 이 方式은 플랜트의 時間遲延 보다도 더긴 時間의 未來 出力을 관찰하고 未來 制御法則에 관한 가정에 따라 未來 制御 入力을 계산한다. 물리적 의미로 보면 시스템 時間 遲延內에 프로세서를 원하는 값으로 구동하는 것이 아니라 더 긴 時間을 프로세서에 허용하므로 과도한 入力을 줄일 수 있고 약간은 느리지만 아주 견실한 制御를 수행할 수 있다.

本 硏究에서는 一般化 豫測 制御의 특수한 경우인 長區間 豫測 制御[5,6]를 변형한 알고리즘을 제안한다. 원래 增分型 長區間 豫測 制御 알고리즘의 특징은 豫測區間內에서는 여러개의 入力을 반복적으로 계산을 해야하는데 비해서 본 알고리즘은 反復的으로 계산하는 것을 피할 수 있고 임의 시각에서의 入力은 바로 구할 수 있다. 그러므로 평균 豫測 制御 入力을 계산하는데 있어서 계산량이 줄어든다. 여러가지 경우의 制御法則을 이용하여 制御入力을 계산하고 그 制御 法則들의 타당성을 시뮬레이션을 통하여 보인다.

또한 본 硏究에서는 負荷外亂을 제거하기 위해서 자연적인 적분특성을 갖도록 CARIMA(controlled autoregressive integrated moving average) 모델을 사용한다.[1~3] 또한 과도상태에서 파라미터의 適應性을 높이기 위해서 상황에 따라서 과거의 정보를 무시하는 variable forgetting factor를 사용한다.[4~6]

Ⅱ. 새로운 增分型 長區間 豫測 自己同調 制御

1. 問題 設定

未知의 制御할 플랜트 單入力 單出力 線形시스템을 다음과 같은 CARIMA 모델로 假定한다.

$$A(q^{-1})y(t)=q^{-d}B(q^{-1})u(t)+\frac{\xi(t)}{\triangle} \qquad (1)$$

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

$B(q^{-1})=b_0+b_1q^{-1}+\cdots+b_mq^{-m}, (b_0\neq 0)$

$\triangle=1-q^{-1}$; differencing operator

여기에서 q^{-1}은 backward shift operator이고 $u(t)$, $y(t)$는 각각 플랜트의 入出力이다. 時間遲延 d는 最大값만 알고 있다고 假定한다. 外亂모델 $\xi(t)/\triangle$는 $\xi(t)$가 백색잡음이면 Brownian motion을 나타내고 $\xi(t)=k$이면 임의의 샘플링 시각 i에서부터 k크기의 負荷를 갖는 step series가 되므로 負荷外亂을 나타내기에 적합한 모델이 된다.

2. 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 $E\{y(t+d)\mid Y(t)\}=w(t+d)$가 되도록 하여 얻는다. 여기에서 $w(t+d)$는 $t+d$ 시각에서의 원하는 出力이고 $Y(t)$는 t시각에서 얻을 수 있는 모든 정보를 나타낸다. 이 制御法則은 시스템의 時間遲延을 정확히 알아야 하는 불편한 점이 있으므로 長區間 豫測 制御 法則을 도입하여 시스템 制御에 유연성을 제공한다. 長區間 豫測 制御는 $E\{y(t+T)\mid Y(t)\}=w(t+T)$가 되도록 制御 入力을 선정한다. 이 豫測區間 T는 실제 프로세서의 時間遲延 d보다도 길게 잡는다. 즉, 다시 말해서 프로세서를 時間遲延 內에 出力을 구동하는 것이 아니라 더 긴 時間을 프로세서에 제공하므로써 견실한 制御가 되도록 한다. 制御器를 設計하기 위해서 (1)式이 豫測모델 형태로 나타나도록 다음과 같은 Diophantine eq.을 도입한다.

$$1=A(q^{-1})E(q^{-1})+q^{-T}F(q^{-1}) \qquad (2)$$

여기에서

$$E(q^{-1})=e_0+e_1q^{-1}+\cdots+e_{T-1}q^{-T+1}$$
$$F(q^{-1})=f_0+f_1q^{-1}+\cdots+f_{n-1}q^{-n+1}$$

$\delta E=T-1$(δ는 多項式의 최고차수), $\delta F=\delta A-1=n-1$이면 (2)式은 유일하게 E와 F가 결정된다. (1)式과 (2)式을 이용하여 T step ahead 出力을 구하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t+T)=EBu(t+T-d)+Fy(t)+\frac{E\xi(t+T)}{\triangle} \qquad (3)$$

$G(q^{-1})=E(q^{-1})B(q^{-1})$로 정의하고 (3)式에 $\triangle$를 곱하여 增分型 豫測 모델로 나타내면 다음 式과 같이 쓸 수 있다.

$$\triangle y(t+T)=G\triangle u(t+T-d)+F\triangle y(t)+E\xi(t+T) \qquad (4)$$

만약 時間遲延 d가 크고 최저한계가 존재한다면 on-line으로 推定해야 할 파라미터 수가 적도록 d를 선정할 수 있지만 본 硏究에서는 時間遲延의 최소값을 $d=1$로 하여 모델을 (5)式과 같이 표현한다. $T=d$인 경우는 (4)式은 정상적인 豫測器로 되고 $T>d$인 경우에는 出力 $y(t+T)$는 현재 入力 $u(t)$뿐만 아

니라 t시각에서 결정되지 않는 未來 入力項에 관계한다는 것을 알 수 있다.

$$\triangle \hat{y}(t+T)=\phi'(t)\,\theta 1 \tag{5}$$

단, $\phi'(t)=[\triangle u(t+T-1),\ \triangle u(t+T-2),\cdots,\ \triangle u(t),\ \triangle u(t-1),\cdots,\ \triangle u(t-m),\ \triangle y(t),\cdots,\ \triangle y(t-n+1)]$

$\theta 1'=[g_0,\ g_1,\cdots,\ g_{T-1},\ g_T,\cdots,\ g_{T+m-1},\ f_0,\ \cdots,\ f_{n-1}]$

여기에서 (5)式의 豫測 性分을 두 性分으로 분리하는 것이 편리하다. 플랜트의 파라미터가 豫測 區間 T內에서는 변하지 않는다고 하면 (5)式은 다음과 같이 분리할 수 있다. 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 $\hat{y}1(t+T)$와 未來制御 入力에 관계하는 여분의 응답 $\hat{y}2(t+T)$로 나누어 쓸 수 있다. (5)式을 편리하게 다음 式으로 풀어 쓴다.

$$\begin{aligned}\hat{y}(t+T)&=\hat{y}1(t+T)+\hat{y}2(t+T)\\&=\hat{y}1(t+T-1)+\phi 1_T'(t)\,\theta 1+\phi 2'(t)\,\theta 2\end{aligned} \tag{6}$$

여기에서

$$\hat{y}1(t+T)=\hat{y}1(t+T-1)+\phi 1_T'(t)\,\theta 1 \tag{7}$$

단, $\phi 1_i'(t)=[\underbrace{0,\cdots,\ 0}_{i\text{개}},\ \triangle u(t-1),\cdots,\ \triangle u(t-T+i-m),\ \triangle y(t-T+i),\cdots,\ \triangle y(t-T+i-n+1)]$ (7a)

$$\left.\begin{aligned}\hat{y}1(t)&=y(t)\\ \hat{y}1(t+1)&=\hat{y}1(t)+\phi 1_1'(t)\,\theta 1\\ \hat{y}1(t+2)&=\hat{y}1(t+1)+\phi 1_2'(t)\,\theta 1\\ &\ \vdots\\ \hat{y}1(t+T)&=\hat{y}1(t+T-1)+\phi 1_T'(t)\,\theta 1\end{aligned}\right| \tag{7b}$$

결국 (7)式은 (7b)式을 이용하여 反復的으로 계산할 수 있는데 한 豫測區間內에서 反復的으로 계산되는 것을 피하기 위하여 다음의 最終 결과식을 이용하여 $\hat{y}1(t+T)$를 구한다.

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

또한

$$\hat{y}2(t+T)=\phi 2'(t)\,\theta 2 \tag{8}$$

단, $\phi 2'(t)=[u(t+T-1)-u(t-1),\ u(t+T-2)-u(t-1),\cdots,u(t)-u(t-1)]$ (8a)

$$\theta 2'=[g_0,\cdots,g_{T-1}] \tag{8b}$$

위와 같이 신호벡터 性分을 (7a)式과 (8a)式으로 분리하면 되는데 (8a)式이 원래의 增分型 長區間 豫測 制御[6]의 신호 벡터와는 다른 형태이다. 이렇게 함으로써 한 豫測區間 內에서 임의의 순간에서의 增分型 制御 入力을 구할 때 그 앞의 入力을 구한 다음에야 지금 시각에서의 入力을 구해야하는 즉, 반복적인 계산을 피할 수가 있다. 결국 원래의 增分型 長區間 豫測 制御는 1 stage 적분 특성으로써 오프세트를 제거하지만 본 알고리즘에서는 多重(multiple) stage 적분 특성으로써 오프세트를 제거하게된다. 다음제약條件을 만족하는 새로운 增分型 長區間 豫測 制御 入力을 구하기로 하자.

$$\begin{aligned}w(t+T)&=\hat{y}(t+T-1)+\phi'(t)\,\theta 1\\&=\hat{y}1(t+T-1)+\phi 1_T'(t)\,\theta 1+\phi 2'(t)\,\theta 2\end{aligned} \tag{9}$$

여기에서 $w(t)$는 원하는 set point이다. (9) 式의 제약條件을 만족하는 制御法則에는 여러가지 方法이 있다.

(경우 1)

아래의 (10)式을 最小로하는 長區間 豫測 制御入力을 구하기로 하자.

$$J=\sum_{i=0}^{T-1}[u(t+i)-u(t-1)]^2 \tag{10}$$

그러면 增分型 制御入力은 각 $i=0,1,\cdots,T-1$ 에 대해서 다음과 式과 같다.

$$u(t+i)-u(t-1)=g_{T-i-1}[w(t+T)-\hat{y}1(t+T)]\Big/\left[\sum_{j=0}^{T-1}g_j^2\right] \tag{11}$$

[증 명]

Lagrangian이 다음과 같이 주어진다.

$$L=\sum_{i=0}^{T-1}[u(t+i)-u(t-1)]^2+\gamma[w(t+T)-\hat{y}1(t+T)-\phi 2'(t)\,\theta 2] \tag{12}$$

여기에서 γ은 Lagrangian 승수이다.

$\partial L/\partial\phi 2$를 0으로 함으로써 (11)式을 구할 수 있다. 증명끝

(경우 2)

(9)式을 만족하면서 $u(t)=u(t+1)=\cdots=u(t+T-1)$인 경우의 制御入力을 구하면 다음式과 같다.

$$u(t)-u(t-1)=[w(t+T)-\hat{y}1(t+T)]/\sum_{j=0}^{T-1} g_j \tag{13}$$

(경우 3)

(경우 1)에서 각 $i=0,1,\cdots,T-1$에 대한 制御入力의 평균을 구하여 $u(t)=u(t+1)=\cdots=u(t+T-1)$로 하면 아래 式과 같다.

$$u(t)-u(t-1)=\frac{1}{T}\cdot\left[\sum_{j=0}^{T-1} g_j\right]\cdot[w(t+T)-\hat{y}1(t+T)] \Big/ \left[\sum_{j=0}^{T-1} g_j^2\right] \tag{14}$$

이상의 (11), (13), (14)式을 살펴보면 (7c) 式을 이용하여 한 샘플링 시각을 기준으로 임의의 시각에서의 制御入力 增分을 바로 구할 수 있음을 알 수 있다. 원래의 增分型 長區間 豫測 制御에서는 한 豫測區間 內에서 임의의 시각에서의 入力을 구하기 위해서는 反復的으로 계산을 해야 하는데 비해서 바로 구할 수 있는 잇점이 있다. 그래서 특히 (경우3)의 경우는 계산량이 휠씬 줄어든다. 아울러 위의 모든 경우는 分母의 項이 0로 되는 경우가 거의 없으므로 非最小 位相 工程에 適用할 수 있는 알고리즘이다. 즉, 불안정한 영점이 制御器의 分母에 나타나는 것이 아니라 그 합으로 나타나기 때문에 非最小 位相 영점으로 인한 불안정한 요소는 사라지기 때문이다. (경우 2)의 경우는 원래의 增分型長區間豫測制御에서는 分母의 項이 파라미터들의 합으로 나타나지 않기 때문에 非最小 位相 工程이나 時間遲延이 변하는 工程을 制御할 때는 문제점이 발생하게 된다.

3. 파라미터 推定 및 適應制御의 適用

앞절의 모든 이론들은 파라미터를 알고 있다고 假定한 경우의 이론이다. 하지만 (4)式의 豫測 모델의 파라미터들은 未知이므로 우리들은 프로세서의 動特性이 변함에 대해서 견실한 推定 알고리즘을 必要로 한다. 이 推定 알고리즘은 適應性이 빨라야 하며 넓은 범위의 동작점에 걸쳐서 강건한 알고리즘이 되어야 한다. 本 硏究에서는 [4]의 論文에서 이용한 현재의 상황에 따라서 과거정보를 무시하는 정도를 時間에 따라서 변화 시키는 Variable Forgetting Factor $\lambda(t)$를 도입하고 $\Delta y(t)=\phi'(t-T)\,\theta 1$으로 유도되는 축차最小 自乘法(RLS : recursive least squares)을 이용하기로 한다. 이 $\lambda(t)$가 결정되는 방법은 알고리즘의 시작시각부터 누적된 오차의 정보를 일정하게 유지되도록 設定된다. 그 범위는 0과 1사이이고 현재의 변화가 심하면 과거 정보를 많이 무시하게 되므로 0에 가까이 가게되고 정상동작 상태하에서는 1로 되어 最小 自乘法과 같게된다. 위의 모든 理論을 종합하여 增分型 長區間 豫測 自己 同調制御 알고리즘을 나타내면 다음과 같다.

알고리즘 : 새로운 增分型 長區間 豫測 自己同調 制御

초기 데이터 {$P(0)>0, T\geq$最大時間 遲延値, $\hat{\theta}1(0)$, $\Sigma_o>0$} $t=1$로 設定, $y(t)$ 측정

[계산단계]

1. $\varepsilon(t) \;=\Delta y(t)-\phi'(t-T)\,\hat{\theta}1(t-1)$
2. $\omega(t) \;=\phi'(t-T)\,P(t-1)\,\phi(t-T)$
   $n(t) \;=1-\omega(t)-\varepsilon^2(t)/\Sigma_o$
3. $\lambda(t) \;=[n(t)+\sqrt{n^2(t)+4\omega(t)}]/2$
4. $K(t) \;=P(t-1)\,\phi(t-T)/[\lambda(t)+\omega(t)]$
5. $\hat{\theta}1(t)=\hat{\theta}1(t-1)+K(t)\,\varepsilon(t)$
6. $P(t) \;=[P(t-1)-K(t)K'(t)[\lambda(t)+\omega(t)]]/\lambda(t)$
7. 制御入力 계산, (11), (13), (14)式
8. $t=t+1$로 設定, 계산단계 1로

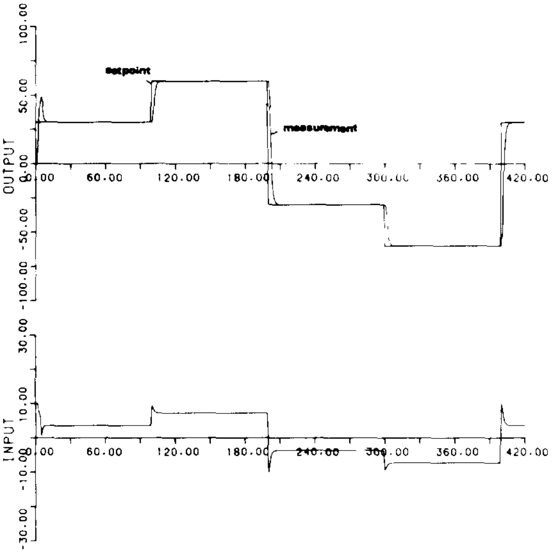
Ⅲ. 시뮬레이션 및 검토

시스템 時間遲延이 변하는 경우를 제외하고는 시스템 時間遲延 d를 1로하고 豫測區間 T를 3으로 하여 시뮬레이션을 하였다. 制御할 플랜트는 다음과 같은 1차의 非最小 位相工程이다.

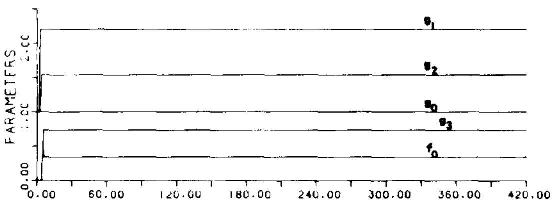
$$A(q^{-1})=1-0.7q^{-1},\quad B(q^{-1})=1+1.5q^{-1}$$

모든 경우의 시뮬레이션은 기준入力이 +60과 −60 사이에서 100스텝마다 변하는 계단파로 420스텝까지 수행하였다. 파라미터 초기치는 $\hat{\theta}1'(0)=[1,1,1,0,0,]$로 즉, 制御入力을 계산할 때 分母에 들어가는 파라미터만 1로하고 나머지 파라미터 값들은 0으로 하여 가장 一般的인 경우에 대해서 수행을 하였다. 또 $P(0)=10^6 I$로, $\Sigma_o=500$으로 하였다. 위의 플랜트에 대해서는 (경우 1)에서 (경우 3)의 각각에 대한 수행결과는 별로 차이가 없었으나 플랜트의 계수가 변할때 여러 경우에 대해서 시뮬레이션을 해본 결과(경우3)의 경우가 가장 견실하여 이 制御法則으로 모든 경우를 시뮬레이션을 하였다. 制御入力 인가방법은 매 샘플링 순간마다 파라미터를 推定한 다음 T스텝 豫測器를 통하여 制御入力을 계산한 다음 인가한다.

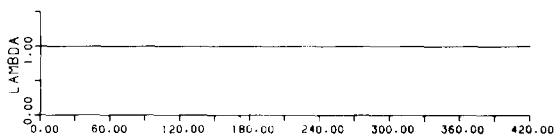
그림 1은 시스템의 외부에서 인가되는 外亂이나 자체내부의 時間遲延이 변하지 않는 경우의 수행결



(a)



(b)



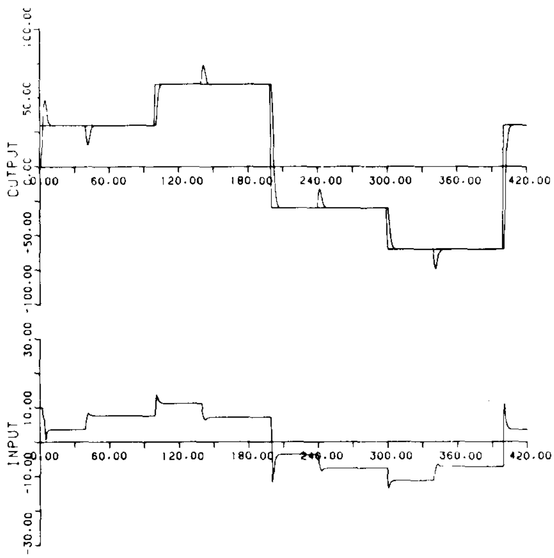
(c)

그림 1. 시스템의 변화가 없을 때의 長區間 豫測 自己同調 制御
(a) 시스템 入出力 (b) 파라미터
(c) forgetting factor

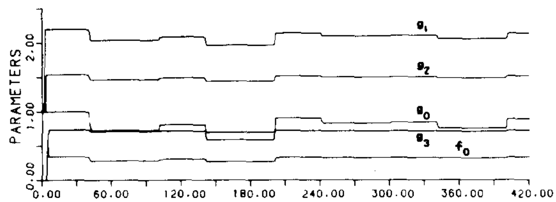
Fig. 1. Extended horizon self-tuning control in the absence of internal or external variations.
(a) system input and output.
(b) parameters.
(c) forgetting factor.

과이다. 다른 어떠한 自己同調 制御보다도 좋은 결과를 얻을 수 있었다. Σ_o의 값은 500으로 하여 수행했지만 외부변화가 없을 時는 10^{-8} 정도까지 하여도 아무런 문제점이 없었다. Σ_o의 값은 variable forgetting factor에 직접 관계하는 인자이다. Σ_o의 값을 너무 작게하면 외부負荷등으로 인하여 不安定해짐으로 적절히 선정할 필요가 있다. 파라미터의 값들도 진치로 수렴하였으며 forgetting factor λ의 값은 외부 변화가 없었기 때문에 항상 1이었다.

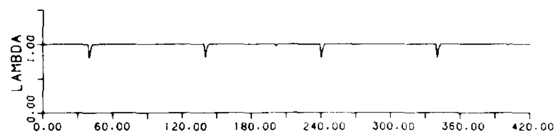
그림 2는 負荷外亂이 작용한 경우의 수행결과이다. 40스텝부터 140스텝까지는 負荷外亂의 크기가 -10, 240스텝부터 340스텝까지는 $+10$의 負荷外亂



(a)



(b)



(c)

그림 2. 負荷外亂에 대한 長區間 豫測 自己同調 制御
(a) 시스템 入出力 (b) 파라미터
(c) forgetting factor

Fig. 2. Extended horizon self-tuning control for load disturbances.
(a) system input and output.
(b) parameters.
(c) forgetting factor.

이 걸린 상태에서 수행을 하였다. CARIMA 모델을 사용하였기 때문에 制御器에 적분기를 포함하고 있으므로 負荷外亂으로 인한 오프세트가 잘 제거 됨을 알 수 있다. 파라미터 값들은 負荷外亂이 작용하고 해제 되는 순간에 변하고 있으며 負荷外亂이 걸린 도중에 파라미터 값이 변하는 것은 기준入力의 변화에 기인한 여기(excitation) 때문이다. 또한 負荷外亂이 작용하고 해제되는 순간에 forgetting factor가 감소하여 과거의 정보를 무시함을 알 수 있다. Σ_0의 값을 10 이하로 했을 경우에는 외부 변화에 민감하여 發散하였다.

그림 3은 플랜트의 時間遲延이 변하는 경우의 수행 결과이다. 처음부터 140스텝까지는 工程의 時間遲延 d가 1, 240스텝까지는 d가 2, 340스텝 까지는 d가 3, 그 이후에는 d를 2로하였다. 140 스텝에서 時間遲延이 변했지만 측정되는 出力의 값이 정상상태에서 일정하므로 파라미터 推定器는 시스템이 변한 것을 모르고 있으므로 파라미터 값이 변하지 않고 있다가, 기준入力이 변할때 시스템이 변한 것을 알게되므로 그 순간에 각 파라미터 값들이 변함을 알 수 있으며, 또한 forgetting factor의 값들도 변함을 알 수 있다. 工程이 非最小 位相工程이고 時間遲延이 변하는 경우에 다른 自己同調 制御器로써는 制御가 불가능 하지만 이와 같이 수행이 된다는 것은 상당히 의미있는 결과이다. 長區間 豫測 制御가 아닌 positional 自己同調 制御와 增分型 自己同調와의 비교는 〔3〕의 論文을 參考하기 바라며, 本 論文의 결과는 〔3〕의 어느 수행 결과 보다도 우수한 것으로 나타났다.

위의 모든 경우의 결과들을 살펴보면 시스템의 入出力들이 급격히 진동하지 않고 완만함으로 실제 産業工程에 쉽게 適用할 수 있는 잇점이 있다.

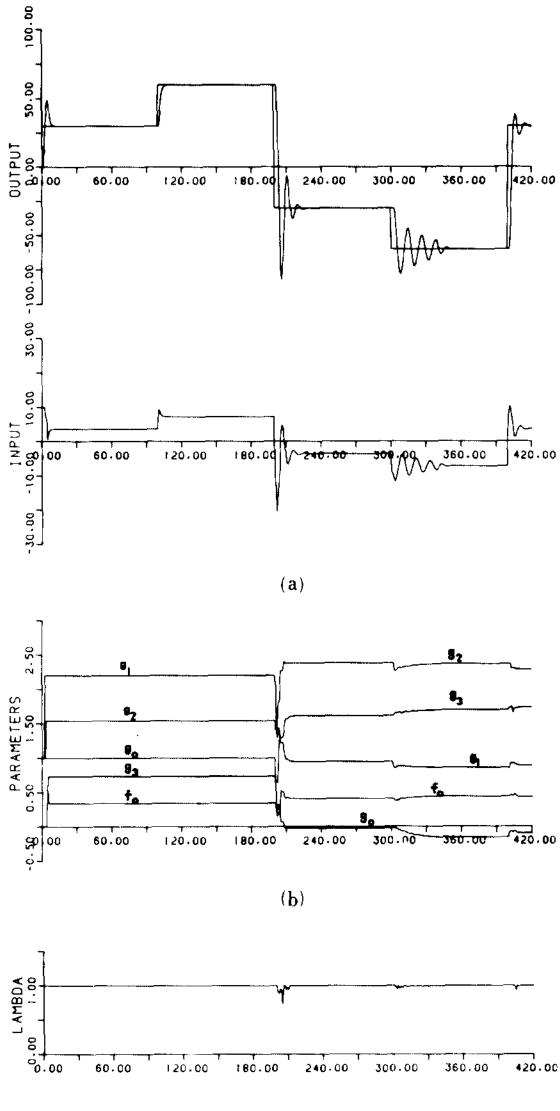


그림 3. 時間遲延 변화에 대한 長區間 豫測 自己同調 制御
(a) 시스템 入出力 (b) 파라미터
(c) forgetting factor

Fig. 3. Extended horizon self-tuning control for variable time delays.
(a) system input and output.
(b) parameters.
(c) forgetting factor.

Ⅳ. 結 論

本 論文은 원래 增分型 長區間 豫測 自己同調 制御 알고리즘의 특징인 反復 계산을 피할 수 있는 즉, 임의의 시각에서의 制御 入力을 바로 계산할 수 있는 새로운 형태의 長區間 豫測 自己同調 制御를 提案하였다. 그러므로 평균 豫測制御 入力을 구함에 있어서 계산부담을 줄일 수 있다. 여러가지 制御法則을 提案하고 그 타당성을 시뮬레이션을 통하여 입증하였다. 非最小 位相工程이면서 負荷外亂이나 플랜트의 時間遲延이 변하는 경우에도 잘 수행됨을 알 수 있었으며 그 결과는 아주 만족스러웠다. 특히 플랜트의 入出力의 변화가 급격히 진동하지 않고 완만함으로 실제 産業工程의 適用에 용이한 알고리즘으로 입증된 셈이다.

參 考 文 獻

[1] D.W. Clarke, A.J. F. Hodgson and P.S. Tuffs, "The offset problem and k-incremental predictors in self tuning control," *Proc. IEE. Pt. D,* vol. 130, no. 5, pp. 217-225, 1983.

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

[3] J.I. Park and K.K. Choi, "Generalized minimum variance self-tuning control of offset using incremental estimator," *J. KITE.,* vol. 25, no. 4, 1988.

[4] 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.

[5] B.E. Ydstie, "Extended horizon adaptive control, "*IFAC.* 9th, World congress, budapest, Hungary, 1984.

[6] B.E. Ydstie, L.S. Kershenbaum and R.W.H. Sargent, "Theory and application of an extended horizon self-tuning controller," *AICHE.Jl,* vol. 31, no. 11, 1985.

[7] Y. Hiram and L. Kershenbaum, "Overcoming difficulties in the application of self-tuning controllers," *American Control Conference,* 1985.

[8] S.J. Lee and N.F. Marsolan, "Application of self-optimizing controllers to variable time-delay processes," *American Control Conference,* 1985.

[9] H. Kurz and W. Goedecke, "Digital parameter control of process with unknown dead time," *Automatica,* vol. 17, no. 1, pp. 245-252, 1981.

[10] 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.

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

[12] G.D. Martin, "Long-range Predictive Control," *AIChE. J1,* vol. 27, no. 5, pp. 748-753, 1981.

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