

증분형 추정기를 사용한 오프셋의 일반화 최소분산형 자기동조제어

(Generalized Minimum Variance Self-tuning Control of Offset Using Incremental Estimator)

朴 楨 日* 崔 桂 根*

(Juong Il Park and Keh Kun Choi)

要 約

산업공정을 제어함에 있어서 부하외란등에 의해서 야기되는 오프셋을 제거하는것은 아주 중요하다. 본 논문은 k-증분형과 적분형의 두가지 형태의 최소분산형 자기동조제어 이론을 제안한다. 본 논문의 제어 설계관점은 일반화 최소분산제어이기 때문에 비최소위상계에도 적용할 수 있다. 그리고 컴퓨터 시뮬레이션으로써 제안한 알고리즘과 종래의 positional 자기동조제어 알고리즘을 비교하였으며 또한 비최소위상계에도 적용할 수 있음을 보였다.

Abstract

The elimination of offsets such as those induced by load disturbance is a principal requirement in the control of industrial processes. In this paper we propose a self-tuning minimum variance control in the two types of k-incremental and integrating form. Since the objective of control design in this paper is a generalized minimum variance control, it can be applied to nonminimum phase system. And we compare the proposed algorithm with that of the positional self-tuning control and show that it can also be applied to nonminimum phase system by computer simulation.

I. 서 론

대부분의 플랜트가 큰 신호입력에 대해서 비선형 특성을 가지고 또한 평균이 0이 아닌 잡음이나 부하 외란등에 의해서 기준입력을 잘 추종하지 못함으로써 오프셋(offset)를 자주 일으킨다. 프로세스의 제어에 있어서 이러한 오프셋을 제거하는 것은 매

우 중요하며^{1,2,3} 이것은 고전 PID 알고리즘의 적분 항에 의해서 달성된다. 이러한 성질을 적응제어와 같이 병행하여 수행하는 것은 흥미로운 일이며 많은 연구논문들이 발표되고 있다.^{4,5}

자기동조제어 (Self-tuning control)에서 지금까지 사용된 CARMA(controlled autoregressive moving average) 모델은 오프셋을 모델화하기가 부적당하므로 부가적인 오프셋 레벨을 추가하기도 하였다.⁶ 이러한 경우에는 파라미터를 추정할때 예측 오프셋과 파라미터 편차를 없애도록 "1 in the data vector" 방법을 이용하여 오프셋 레벨을 추정해야한다.

*正會員, 서울大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Seoul Nat'l Univ.)
接受日字: 1987年 6月 18日.

그러나 이 방법은 레벨변화를 쉽게 대처하지 못할뿐 아니라 추정이 프리징(freezing) 되면 강인하지 못하고 더구나 일정하거나 천천히 변하는 오프셋 레벨을 추정할때 내재하는 문제점은 이것이 persistently exciting 신호가 아니므로 제어가 잘못 수행될 가능성이 많다. 그래서 이러한 오프셋 레벨을 직접 추정하지 않고 신속히 제거할 수 있도록 CARIMA(controlled autoregressive Integrated moving average) 모델을 이용하여 k-incremental 방식을 이용하는 논문이 발표되었다.^{1),2)} 이 논문에서 이용한 부하외란 모델은 자연적으로 적분제어 특성을 나타내며 오프셋을 제거하는 적응 알고리즘을 유도해내기 위한 가장 실제적인 모델로 된다.

일반적으로 자기동조 제어기의 설계관점은 모델 추종(model following) 제어, 극배치(pole placement) 방식, 최소 분산형(minimum variance) 방식으로 나뉜다. Tuffs et. al.²⁾은 CARIMA 모델을 이용하여 모델 추종 방식과 극배치 방법에 대해서 각각 k-증분형(incremental)과 적분형 제어를 설계하였다. 그러나 이 논문에서는 비최소위상(nonminimum phase) 시스템에 대해서는 전혀 언급이 없었고 이 제어기는 단지 최소위상(minimum phase) 시스템에만 적용할 수 있다. 그러나 실제 대부분의 프로세스가 디지털적으로 샘플링될때 시스템의 영점이 단위 원 밖으로 벗어나 비최소위상계가 될 수 있다. 이렇게 되면 올바른 제어 목적을 달성할 수 없다. 그래서 본 논문은 적분항을 통하여 오프셋을 제거하는 성질을 그대로 이용하기 위해 CARIMA 모델을 사용하며 비최소위상계에도 적용할 수 있도록 일반화 최소분산형의 측면에서 k-증분형과 적분형의 두 가지 방식으로 최소 분산형 자기동조 제어 이론을 제안한다. 또한 positional 알고리즘과의 오프셋 제거 성능을 비교한다.

II. 일반화 최소분산형 자기동조 제어기의 설계

1. k-증분형 자기동조 제어

제어할 단입력 단출력 선형 시스템을 다음과 같은 CARIMA 모델로 가정한다.

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t) + \frac{e(t)}{\Delta} \quad (1)$$

단,

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n} \quad (1a)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}, (b_0 \neq 0) \quad (1b)$$

$$\Delta = 1 - z^{-1} : \text{differencing operator} \quad (1c)$$

여기에서 z^{-1} 은 backward shift operator이고 $u(t)$, $y(t)$ 는 플랜트의 입력과 출력이다. 시스템의 차수 n, m 과 시간지연 k 는 알고 있다고 가정한다. 외란 모델 $e(t)/\Delta$ 는 $e(t)$ 가 백색잡음이면 Brownian motion을 나타내고 $e(t) = d$ 이면 임의의 샘플링 시각 i 에서 d 크기의 부하를 갖는 step series가 되므로 부하외란을 나타내기 위해 적합한 모델이 된다.

1-1. k-증분형 자기동조 제어기의 설계

(1)식의 시스템에 대하여 시간지연 k 를 보상하기 위하여 k step ahead 예측기를 도입하도록 다음과 같은 Diophantine eq. 을 정의한다.

$$P(z^{-1}) = H(z^{-1})A(z^{-1}) + z^{-k}F(z^{-1}) \quad (2)$$

여기에서 $\delta H = k - 1$ (δ 는 다항식의 최고차수), $\delta F = \delta A - 1 = n - 1$ 이면 (2)식은 유일하게 H 와 F 가 결정된다. $P(z^{-1})$ 다항식은 뒤에서 언급할 $Q(z^{-1}) = 0$ 이면 원하는 기준입력 추종모델의 역다항식이 되며 해석을 쉽게하기 위한 다항식이다.

$$G(z^{-1}) = H(z^{-1})B(z^{-1}) \quad (3)$$

으로 정의하고 (2)식의 양변에 $y(t)$ 를 곱하고 (1)식을 이용하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Py(t) = Gu(t-k) + Fy(t-k) + \frac{He(t)}{\Delta} \quad (4)$$

k step 앞의 출력을 구하면

$$Py(t+k) = Gu(t) + Fy(t) + \frac{He(t+k)}{\Delta} \quad (5)$$

로 되고 윗식에서 예측오차를 다음식으로 정의하면

$$\varepsilon(t+k|t) = \frac{He(t+k)}{\Delta} \quad (6)$$

$$= Py(t+k) - Py^*(t+k) \quad (7)$$

(5)식의 예측기 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Py^*(t+k|t) = Gu(t) + Fy(t) \quad (8)$$

이제 비최소 위상계에도 적용할 수 있는 제어기를 구성하기 위해서 평가함수를 다음식과 같이 정의한다.

$$J = E \{ ((Py^*(t+k|t) + \varepsilon(t+k|t)) - R w(t))^2 + (Q'u(t))^2 \} \quad (9)$$

여기에서 P, Q, R 은 원하는 제어 목적을 달성할 수 있도록 하는 다항식이다. 그런데 (9)식의 예측오차 $\varepsilon(t+k|t)$ 는 (6)식을 살펴보면 다음과 같이 단순한 외부잡음에 관계하는 항과 부하외란에 의한 오프셋

트항 $d(t)$ 로 나눌 수 있다.

$$\begin{aligned} \varepsilon(t+k|t) &= He(t+k)/\Delta \\ &= He(t+k) + He(t+k-1) \\ &= He(t+k) + d(t) \end{aligned} \quad (10)$$

$E\{He(t+k)\}^2 = \sigma^2$ 이라고 하면 (9)식은 (10)식을 이용하면 $He(t+k)$ 는 다른항과 uncorrelate이므로 다음과 같이 된다.

$$J = E\{((Py^*(y+k|t) + d(t) - Rw(t))^2 + (Q'u(t))^2) + \sigma^2\} \quad (11)$$

(11)식의 평가함수를 $u(t)$ 에 관해서 미분하여 0으로 놓으면 최소 분산제어 입력을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial u(t)} &= 2E\{ (Py^*(t+k|t) + d(t) - Rw(t)) \cdot \\ &\quad \frac{\partial y^*}{\partial u(t)} + Q'u(t) \} = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

$\partial y^*/\partial u(t)$ 는 (5)식에서 살펴보면 g_0 이므로 $Q'u(t)/g_0 = Q(z^{-1})$ 로 두면 (12)식에서 제어입력은 다음식을 만족한다.

$$Py^*(t+k|t) + d(t) - Rw(t) + Qu(t) = 0 \quad (13)$$

(13)식에서 $d(t)$ 는 현재시각에서 측정할 수 없는 양이므로 추정한 파라미터를 이용하여 재구성할 수 있다. 부하외란이 백색잡음의 크기에 비해서 매우 크고 부하의 작용시간이 $(k-1)$ 보다 같다면 $He(t+k-1)/\Delta = He(t)/\Delta = d(t)$ 로 볼 수 있으므로 (4)식을 이용하면 다음과 같이 재구성 된다.

$$d(t) = Py(t) - Gu(t-k) - Fy(t-k) \quad (14)$$

(14)식과 (8)식을 (13)식에 대입하면 다음과 같은 k -증분형 제어입력이 구해진다.

$$u(t) = \frac{Rw(t) - Py(t) - F\Delta_k y(t)}{G\Delta_k + Q} \quad (15)$$

단, $\Delta_k = 1 - z^{-k}$

(15)식을 이용하여 제어를 구성했지만 아직 완전하게 오프셋을 제거할 수는 없다. 왜냐하면 (9)식을 보면 $u(t)$ 에 대한 가중항 때문이며 이것이 Clarke-Gawthrop 제어기에서의 λ 오프셋이다.¹¹⁾ 그래서 Q 를 $Q_1(1-z^{-1})$ 즉 $Q_1\Delta$ 로 선택하면 정상상태에서 평가함수의 $u(t)$ 가 중항에 의한 오프셋을 제거할 수 있다. 그러므로 $Q(z^{-1})$ 다항식에는 differencing operator를 포함하면서 비최소위상계에도 적용할 수 있도록 적절히 선정되어야 한다. 제어기와 플랜트의 블록도를 그리면 그림 1과 같다.

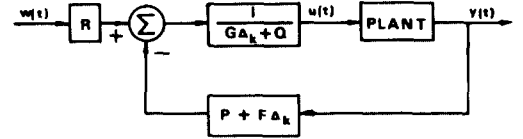


그림 1. k -증분형 자기동조 제어기의 블록도
Fig. 1. Block diagram of k -incremental self-tuning controller.

1-2. 파라미터 추정

$A(z^{-1}), B(z^{-1})$ 를 추정하여 (2)식의 해로 $G(z^{-1}), F(z^{-1})$ 를 구하는 명시적(explicit) 방법을 사용하지 않고 (15)식의 제어기에서 이용되는 $G(z^{-1}), F(z^{-1})$ 를 직접 추정하는 암시적(implicit) 방법을 이용한다.

(4)식을 이용하여 파라미터를 추정하려면 이 모델은 non zero mean의 데이터를 포함하고 있으므로 파라미터 추정기(estimator)로서는 부적합하다. 그래서 양변에 Δ 를 곱하여 zero mean data의 형태로 하여 파라미터를 추정한다. Zero mean data를 사용하여 파라미터를 추정하면 unbiased된 파라미터를 얻을 수 있다.¹¹⁾

$$P\Delta y(t) = \hat{G}\Delta u(t-k) + \hat{F}\Delta y(t-k) + He(t) \quad (16)$$

(16)식은 $\delta H = k-1$ 이므로 $u(t-k), y(t-k)$ 와는 $He(t)$ 가 uncorrelate되므로 편차없이 파라미터를 추정할 수 있다. (16)식을 이용하여 데이터 벡터와 파라미터 벡터를 아래와 같이 정의하여 $P\Delta y(t) = \hat{\theta}^T x(t-k)$ 로 유도되는 축차최소자승법(recursive least squares method: RLSM)으로 파라미터를 추정한다.

$$x^T(t-k) = \{\Delta u(t-k), \Delta u(t-k-1), \dots, \Delta y(t-k), \Delta y(t-k-1), \dots\} \quad (17)$$

$$\hat{\theta}^T = \{\hat{g}_0, \hat{g}_1, \dots, \hat{f}_0, \hat{f}_1, \dots\} \quad (18)$$

$$\text{측정데이터: } P\Delta y(t) = Py(t) - Py(t-1) \quad (19)$$

이 데이터 벡터와 파라미터 벡터의 갯수는 $(m+n+k)$ 개이다.

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + F(t) x(t-k) \varepsilon(t) \quad (20)$$

$$\begin{aligned} F^{-1}(t) &= F^{-1}(t-1) + x(t-k) x^T(t-k), \\ F^{-1}(0) &> 0 \end{aligned} \quad (21)$$

$$\varepsilon(t) = \text{측정데이터} - \hat{\theta}^T(t-1) x(t-k) \quad (22)$$

2. 적분형 자기동조제어

본 알고리즘은 Tuffs et. al.¹²⁾의 적분형 모델 추종 제어에 상응하는 것으로서 역시 비최소위상계에도

적용가능하도록 최소분산 제어의 관점에서 적분형 자기동조제어 이론을 도출한다. 제어할 플랜트는 역시 (1)식과 같은 CARIMA 모델로 가정한다.

2 - 1. 적분형 자기동조제어

적분형 자기동조제어 이론을 이끌어 내기 위해서 (2)식과는 다른 Diophantine eq.을 정의한다.

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})H(z^{-1})\Delta + z^{-k}F'(z^{-1}) \quad (23)$$

(23)식은 (2)식과는 달리 정상상태에서 $P(1)=F'(1)$ 이 되어야 한다. 이 등가식은 $\delta H=k-1, \delta F'=\delta A$ 이면 유일한 해를 갖는다. (3)식과 마찬가지로 $G=HB$ 로 하고 (23)식에 $y(t)$ 를 곱하고 (1)식을 이용하면

$$P(z^{-1})y(t) = G\Delta u(t-k) + F'y(t-k) + He(t) \quad (24)$$

일반성 있게 $P(1)=1$ 로 하면 $F'(1)=1$ 이 되어야 한다. 그러나 (24)식과 같은 추정기로 파라미터를 추정할 경우에는 F' 의 정상상태 이득이 일반적으로 1이 되지않기 때문에 $F'(z^{-1})$ 를 다음식과 같이 분리하면 $F'(z^{-1})$ 의 정상상태 이득을 1로 할 수 있다.

$$F'(z^{-1}) = 1 + \Delta F(z^{-1}) \quad (25)$$

단, $\delta F = \delta A - 1$

(25)식과 (24)식을 이용하여 k 스텝 앞의 출력력을 구하면

$$Py(t+k) = G\Delta u(t) + (1 + \Delta F)y(t) + He(t+k) \quad (26)$$

(26)식에서 예측오차를 $\epsilon(t+k|t) = He(t+k)$ 로 정의하면 k 스텝앞의 예측기 출력은

$$Py^*(t+k|t) = G\Delta u(t) + (1 + \Delta F)y(t) \quad (27)$$

(9)식과 같은 평가함수를 이용하여 구하는 최소분산 제어입력은 다음식을 만족해야 한다.

$$Py^*(t+k|t) - R w(t) + Qu(t) = 0 \quad (28)$$

(27), (28)식을 이용하여 제어입력을 구하면 다음식과 같이 된다.

$$u(t) = \frac{R w(t) - (1 + \Delta F)y(t)}{G\Delta + Q} \quad (29)$$

이 제어기는 (15)식의 k -중분형 제어기와는 달리 k -중분을 갖는 것이 아니라 1 샘플링 구간의 중분을 갖는다. 그래서 플랜트로 들어가는 제어입력은 오차를 바로 적분하여 계산하므로 적분형 제어기라고 한다. 이 제어기는 $\delta F=0, \delta G=0$ 이면 PI제어기가 되

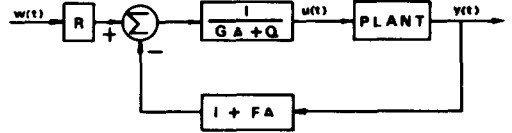


그림 2. 적분형 자기동조 제어기의 블록도
Fig. 2. Block diagram of integrating self-tuning controller.

고 $\delta F=1, \delta G=0$ 이면 PID와 유사한 제어기가 된다. 이 적분형 제어기를 이용한 전체 블록도를 그리면 그림 2와 같다.

2 - 2. 파라미터 추정

(24)식을 이용하여 파라미터를 추정하게 되면 이 추정기는 $y(\cdot)$ 에 대해서는 zero mean data가 되지 않는다. 그래서 (25)식을 이용하여 파라미터 추정기 식을 다시 쓰면 다음식과 같이 된다.

$$Py(t) - y(t-k) = \hat{G}\Delta u(t-k) + \hat{F}'\Delta y(t-k) + He(t) \quad (30)$$

이 (30)식의 파라미터 추정기는 이제 우리가 원하는 대로 모두가 zero mean data를 이용하므로 편차가 없는 파라미터 추정치를 얻을 수 있다.

데이터 벡터와 파라미터 벡터를 앞절의 (17), (18)식과 같이 정의하고 측정 데이터는 (19)식과는 다르게 다음 식과 같이 정의하고 RLSM으로 파라미터를 추정한다.

$$\text{측정 데이터 : } Py(t) - y(t-k) \quad (31)$$

III. 두 방식의 비교 및 검토사항

1. 폐회로 루프의 특성

시스템의 출력과 입력 즉 $y(t), u(t)$ 를 외부외란 $e(t)$ 와 기준입력 $w(t)$ 로 나타내면 즉, 폐회로 루프의 특성을 나타내면 다음식과 같이 된다.

* k -중분형

$$y(t) = \frac{z^{-k}BR}{PB+QA} w(t) + \frac{(G\Delta_k+Q)}{(PB+QA)\Delta} e(t) \quad (32)$$

$$u(t) = \frac{AR}{PB+QA} w(t) + \frac{(P+FA\Delta_k)}{(PB+QA)\Delta} e(t) \quad (33)$$

* 적분형

$$y(t) = \frac{z^{-k}BR}{PB+QA} w(t) + \frac{(G\Delta+Q)}{(PB+QA)\Delta} e(t) \quad (34)$$

$$u(t) = \frac{AR}{PB+QA} w(t) + \frac{(P+FA\Delta)}{(PB+QA)\Delta} e(t) \quad (35)$$

(32)식과 (34)식, (33)식과 (35)식은 아주 유사하다. 이 두 방식의 폐회로 특성은 비슷할지라도 파라미터 추정기의 형태는 다르다. 두 방식 모두 Q에 Δ 를 포함하도록 하면서 적절히 선정하므로써 비최소 위상계에 대해서도 적용가능하도록 특성 방정식 $PB+QA=0$ 의 근이 단위원 내부에 있도록 할 수 있다.

2. 오프셋 제거 조건 및 외란 제거특성

(32)식과 (34)식을 살펴보면 오프셋을 제거하기 위해서는 $P(1)=R(1)$, $Q(1)=0$ 로 선정하면 된다. 정상 상태에서의 외란제거 특성을 살펴보면 개회로 루프에서의 non zero mean 외란 $e(t)/A\Delta$ 는 폐회로 루프에서는 (32)식과 (34)식에서 알 수 있는바와 같이 $Q(1)=0$ 이면 k-증분형은 $HH_1 e(t)/P$ (여기에서 $H_1 = \Delta_k/\Delta$, $\delta H_1 = k-1$), 적분형은 $He(t)/P$ 로 되어 둘다 zero mean 신호로 되고 $P(z^{-1})=1$ 이면 폐회로 루프 잡음은 k-증분형은 $2k-1(\delta HH_1+1)$, 적분형은 $k(\delta H+1)$ 의 이동평균길이(moving average length)를 갖는다. 즉 플랜트에 작용하는 스텝부하외란은 정확히 k-증분형에서는 $2k-1$ 스텝후에 적분형에서는 k스텝후에 사라진다. $P(z^{-1})=1$ 이고 $Q(z^{-1})=0$ 이면 deadbeat 제어가 되고 기준입력이 변했을 경우 정확히 최소시간인 k스텝만에 추종한다. 또 $P(z^{-1}) \neq 1$ 인 경우에는 제어노력을 적게 들이므로 부하외란 제거 특성은 과도상태에서는 느리지만 정상상태 특성은 변하지 않는다.

3. 두 방식의 특징 및 검토사항

두 방식 모두 플랜트의 차수와 시간지연을 알고 있어야 하며 $Q=0$ 인 경우에는 B다항식의 inverse stability에 관계한다. 즉, 비최소 위상계에서는 입출력의 한계성(boundedness)을 보장할 수 없다. 그래서 Q다항식에 differencing operator를 포함하도록 하며 동시에 비최소위상계에도 적용할 수 있도록 선정하여, 폐회로 루프가 $B(q^{-1})$ 에 의존하는 것이 아니라 $A(q^{-1})$ 에 의존하도록 만들어야 한다.

각각 제어기의 F, G의 차수는 같지만 다른 Diophantine eq.에서 출발했으므로 파라미터 추정기의 구조가 다르며 $k=1$ 인 경우에는 결과식들이 동일하다. k-증분형 제어기는 $Q=0$ 일때 operator의 특성 때문에 z 평면의 단위원상에 k개의 근을 갖는다. 이들 k개의 근중 한개를 $Rw(t)-Py(t)$ 의 오차를 적분하도록 하기위해 Q다항식에 Δ 를 포함하도록 하면 오프셋을 제거할 수 있다. 적분형의 제어기는 $Q=0$ 일때 단위원상에 1개의 근을 갖는데 이 근이 측정오차를 적분하여 없앨 수 있도록 역시 Q에 Δ 를 포함하도록 한다. 결국 두 방식 모두 오프셋을

제거하기 위해서는 Q가 differencing operator를 포함해야 한다. 또 두방식 모두 증분 데이터를 사용하고 부하외란을 모델링하기 쉽도록 CARIMA 모델을 사용하며 비최소위상 공정에도 적용할 수 있도록 일반화 최소 분산형의 관점에서 접근하였다.

IV. 시뮬레이션 및 결과검토

시스템 시간지연 k를 2로 가정하고 VAX-11/750 컴퓨터를 사용하여 시뮬레이션을 하였다. 제어할 플랜트는 다음과 같은 비최소위상 공정이다.

$$A(z^{-1}) = 1 - 1.5z^{-1} + 0.7z^{-2} \tag{36}$$

$$B(z^{-1}) = 1 + 1.5z^{-1} \tag{37}$$

기준입력은 +60과 -60사이에서 100스텝마다 변하는 계단파로 500스텝까지 수행하였다. 140 스텝에서 부하외란을 -10크기로 가하여 210스텝까지 부하가 걸린상태에서 수행하여 오프셋 제거의 특성을 검토하였다. 파라미터 초기치는 $\theta(0) = [1, 0, 0, 0]$ 즉, 제어기의 입력을 계산할 때 분모에서 나누어지는 g_0 만 1로 하고 나머지 파라미터 값들은 0으로 하여 가장 일반적인 경우에 대해서 수행을 하였다. 또 $F(0) = 10^6 I$ 로, $P(z^{-1}) = 1$, $Q(z^{-1}) = 0.2(1-z^{-1})$ 로 하였으며 이들의 결과를 그림 3에서 그림 8까지 나타내었다. 그림 3, 4는 종래의 positional 알고리즘의 오

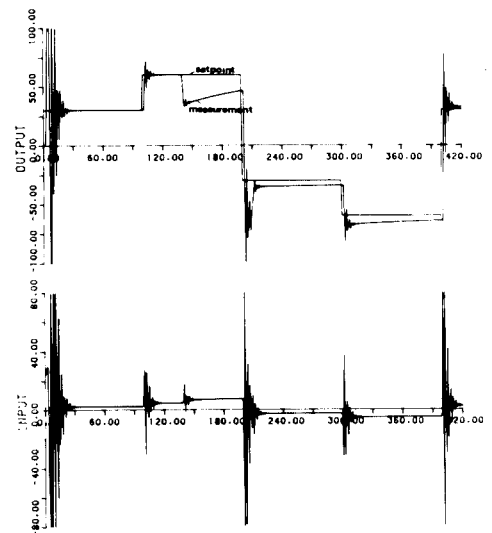


그림 3. Positional 자기동조제어의 시스템 입력과 출력

Fig. 3. System input and output of positional self-tuning control.

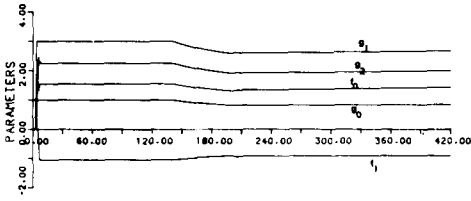


그림 4. Positional 자기동조제어의 파라미터 추정치
 Fig. 4. Parameter estimates of positional self-tuning control.

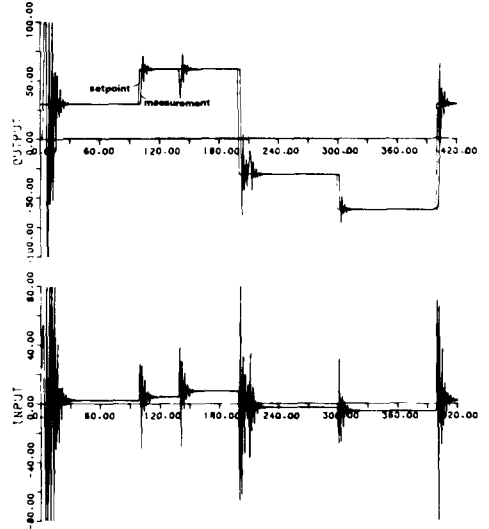


그림 7. 적분형 자기동조제어의 시스템입력과 출력
 Fig. 7. System input and output of integrating self-tuning control.

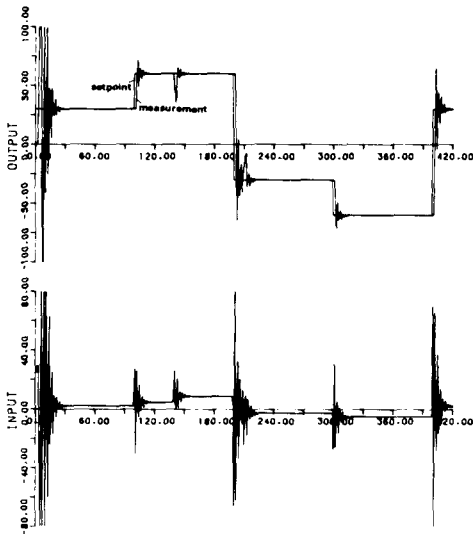


그림 5. K-증분형 자기동조제어의 시스템입력과 출력
 Fig. 5. System input and output of k-incremental self-tuning control.

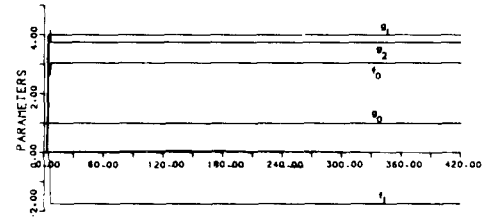


그림 8. 적분형 자기동조제어의 파라미터 추정치
 Fig. 8. Parameter estimates of integrating self-tuning control.

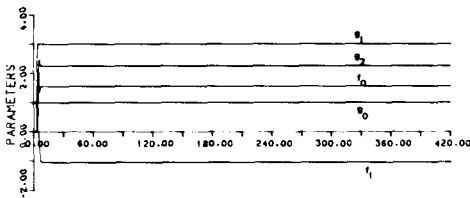


그림 6. k-증분형 자기동조제어의 파라미터 추정치
 Fig. 6. Parameter estimates of k-incremental self-tuning control.

프세트제거 특성을 나타낸 것이며 그림5,6은 k-증분형에 대해서 그림7,8은 적분형 동조제어기의 수행 결과를 나타낸 것이다.

그림3을 살펴보면 종래의 positional 자기동조 제어기는 외부 부하에 대해서 기준입력을 잘 추종하지 못함을 알 수 있으며 이에 비하여 그림5, 그림7에 나타난 k-증분형과 적분형 자기동조제어는 오프셋 제거 특성이 아주 우수함을 알 수 있다.

이제 파라미터 추정정도를 살펴보기로 하자. Positional 자기동조 제어기와 k-증분형 자기동조 제어기는 같은 Diophantine eq.에서 출발했으므로 수렴해야 할 파라미터 값들이 같지만 적분형은 다르다. (2)식과 (23)식의 해를 구해보면 수렴해야 할 값들을

알 수 있다. Positional과 k-증분형 자기동조 제어기의 해는 다음과 같다.

$g_0 = b_0, g_1 = b_1 - a_1 b_0, g_2 = -a_1 b_1, f_0 = a_1^2 - a_2, f_1 = a_1 \cdot a_2$
 이에 비하여 적분형 자기동조 제어기의 해는 (23)식을 풀어보면 다음과 같다.

$$g_0 = b_0, g_1 = b_1 + b_0 - b_0 a_1, g_2 = b_1 - a_1 b_1, \\ f_0 = a_1^2 - a_1 - a_2, f_1 = a_2 (a_1 - 1)$$

그림 4 를 살펴보면 positional 자기동조 제어기의 경우는 파라미터 추정치들이 부하가 걸렸을 동안에는 변하고 부하가 해제된 이후에는 파라미터가 진치에 수렴을 하지 못하기 때문에 오프셋이 계속 남아 있다. 그러나 그림 6, 8에서 알 수 있듯이 k-증분형과 적분형 자기동조 제어기의 경우는 외부부하에 대해서 파라미터 추정치들은 거의 변화가 없고 진치에 수렴한다. 이것은 데이터 벡터에 증분형 데이터를 사용하므로써 zero mean data가 되기 때문이다. 그리고 k-증분형과 적분형의 오프셋 제거 성능차이는 거의 없으며 과도 상태에서 k-증분형의 입력의 크기가 약간 작음을 알 수 있다. 과도상태에서의 과도한 입력은 Q의 가중을 크게하거나 $P(z^{-1}) = 1$ 이 아닌 다항식으로 선정하므로써 줄일 수 있다. 그림으로 나타내지는 않았지만 최소위상 시스템에 대하여 $P = 1, Q = 0$ 즉, deadbeat 제어를 수행한 결과 k-증분형은 $2k-1(3)$ 스텝, 적분형은 $k(2)$ 스텝만에 오프셋을 제거함을 알 수 있었으며 대신에 제어입력의 크기는 k-증분형이 적분형보다 작음을 알 수 있었다. 이러한 모든 시뮬레이션의 결과들은 비최소 위상공정에 대해서 적용된 결과이므로 의의가 크다고 하겠다.

V. 결 론

본 논문은 CARIMA 모델의 시스템에 대하여 Tuffs et. al.[2]의 모델 추종제어에 상응하는 일반화 최소분산형 자기동조제어 이론을 제안하였다. 본 알고리즘은 비최소위상계에도 적용할 수 있으며 k-증분형과 적분형의 2 가지 경우의 이론을 도출하였다. 시뮬레이션을 통하여 종래의 positional 알고리즘과 제안한 2 가지 형태의 이론에 대해서 외부부하를 가하여 오프셋을 제거하는 특성을 비교한 결과 제

안한 두 가지의 방법이 우수함을 알 수 있었다. 또한 파라미터의 수렴특성도 증분형 데이터를 사용하는 제안한 두 가지의 방식이 훨씬 우수함을 알 수 있었다. Tuffs et. al. [2]의 알고리즘으로써는 비최소위상계에는 적용할 수 없지만 본 알고리즘으로써 비최소위상계를 제어 할 수 있음을 보였다.

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] C.S. Berger, "Self-tuning control of offset using a moving average filter," *Proc. IEE, Pt. D*, vol. 133, no. 4, pp. 184-188, 1986.
- [4] D.W. Clarke and P.J. Gawthrop, "Self-tuning controller," *Proc. IEE*, vol. 122, no. 9, pp. 929-934, 1975.
- [5] M.J. Grimble, "A control weighted minimum-variance controller for non-minimum phase systems," *Int. J. Control*, vol. 33, no. 4, pp. 751-762, 1981.
- [6] G.C. Goodwin and K.S. Sin, *Adaptive Filtering Prediction and Control*, Prentice Hall, Inc., 1984.
- [7] C.J. Harris and S.A. Billings, *Self-Tuning and Adaptive control: Theory and Applications*, Peter Peregrinus LTD, 1981.
- [8] F. Cameron and D.E. Serborg, "A self-tuning controller with a PID structure," *Int. J. Control*, vol. 38, no. 2, pp. 401-417, 1983.
- [9] J.I. Park and K.K. Choi, "Self-tuning minimum variance control of plant with autoregressive noise model," *J. KIEE.*, vol. 23, no. 5, pp. 41-46, 1986.