

〈論 文〉

# 제어입력 크기가 제한되는 자기동조 제어알고리즘의 구현에 관한 연구

장효환\* · 정희범\*\*

(1992년 9월 23일 접수)

## Implementation of the Self-tuning Control Algorithm with an Input-amplitude Constraint

Hyo Whan Chang and Hoi Bum Chung

**Key Words :** Parameter Estimation(파라미터추정), Control Law(제어법칙), Saturation(포화), Gain-adjusted Control(이득조절제어), Bounded-gain Control(제한이득제어)

### Abstract

Self-tuning control algorithms for an input-amplitude constrained system are developed and implemented. Magnitude of control input for small motors is generally restricted to narrow bound due to actuator saturation. The gain-adjusted control algorithm and the bounded-gain control algorithm proposed in this study yield smoother control input variations within the magnitude constraints comparing with the existing Clarke's suboptimal control algorithm.<sup>(1,2)</sup> In the gain-adjusted control algorithm, the feedforward gain is adjusted using maximum gain, while in the bounded-gain control algorithm, the feedforward gain is bounded using weighting factor. For the DC servo motor control, the system performances of the proposed algorithms are compared with those of the existing algorithm<sup>(1,2)</sup> by computer simulation and experiment. It is shown that the input variations of the proposed algorithms are smoother as compared with the existing algorithm.

### 1. 서 론

지금까지 사용된 PID제어 또는 최적제어와 같은 고전적인 제어방법들은 고정된 시스템 파라미터들이 사용되기 때문에 비선형성이나 결합항(coupled term) 또는 외란 등이 존재하는 시스템에서 좋은 응답특성을 나타내지 못한다. 따라서 파라미터가 불확실하거나 시간에 따라 변하는 시스템에서도 스스로 조절할 수 있는 적응제어 방법이 필요하게 된다. 이러한 적응제어에는 기준모델(model-refer-

ence) 적응제어와 자기동조(self-tuning) 적응제어가 사용되지만 시스템의 파라미터가 변하거나 외란이 작용하는 시스템에는 자기동조 적응제어가 적합한 특성을 갖는다.<sup>(1-3)</sup>

Rhino 로봇에 사용되는 모터들은 결합항과 비선형성을 감소시키기 위해 모터의 크기를 작게하고 큰 감속비를 갖는 기어를 사용하여 요구되는 토크를 발생시킨다. 이러한 로봇에서 부하변동이나 외란 등의 영향을 감소시키고 정확한 위치제어를 수행하기 위해서는 적응제어 방법이 필요하다. 그런데 소형모터가 사용되기 때문에 이용가능한 제어입력의 상한값이 제한되고 시스템에 작용하는 쿨롱마찰에 의해 제어입력의 사용범위는 더욱 좁아지게

\*정희원, 고려대학교 기계공학과

\*\*정희원, 순천대학교 기계공학과

된다. 또한 시스템의 정적이득(static gain)이 작을 때 적응제어 방법이 사용되면 전향경로이득(feed-forward gain)이 커져 작은 추종오차에서도 제어 입력이 큰 폭으로 변동하여 포화(saturation)가 일어나고 시스템출력에 리밋사이클(limit cycle)이 발생하게 된다. 따라서 제어입력의 제한조건을 만족하면서도 안정된 제어입력 변화를 나타내는 제어알고리즘이 필요하게 된다.

제어입력의 제한조건을 고려한 기존의 연구들을 살펴보면 Ohkawa 등<sup>(4)</sup>이 기준모델 적응제어를 이용하여 시스템출력과 기준입력사이의 오차를 점근적으로 안정화시키는 조건을 유도하였다. Payne<sup>(5)</sup>은  $d$ -스텝 앞선 예측을 사용한 최적제어를 수행하여 총체적으로(globally) 안정된 제어방법을 제시하였다. Zhang 등<sup>(6)</sup>은 제 1형(type 1) 시스템에서 극점배치제어를 수행하여 제어입력에 포화가 발생할때도 BIBO(bounded-input bounded-output) 안정한 방법을 제시하였으며, Abramovitch 등<sup>(7)</sup>은 수정된 극점배치 적응제어에서 안정성을 증명하였다. 그런데 극점배치방법들은 명시적(explicit) 구조를 가지며 안정성 예측은 가능하지만 파라미터 변화와 외란에 민감하고 계산량이 많아지는 단점이 있다. 이에 비해 예측에 의한 방법들은 함축적(implicit) 구조를 가지며 안정성 예측은 어렵지만 구조가 간단해서 실제구현이 용이한 장점을 갖는다.<sup>(3)</sup>

본 연구의 목적은 제어입력 크기가 제한되는 시스템에 적용할 수 있는 자기동조 제어알고리즘을 개발하고, 마이크로컴퓨터를 사용하여 소형모터의 위치제어에 실제 구현시키는데 있다. 본 연구에서는 최대이득을 제한하여 전향경로이득의 크기를 조절하는 이득조절(gain-adjusted) 제어알고리즘과 전향경로이득을 일정한 범위로 제한시키는 제한이득(bounded-gain) 제어알고리즘이 제안되었고, 소형모터 시스템에서 제안된 제어알고리즘들을 적용한 컴퓨터 시뮬레이션과 실제실험을 실시하였다. 또한 제안된 제어알고리즘들의 성능을 비교하기 위하여 기존의 Clarke의 부최적(suboptimal) 제어알고리즘<sup>(1,2)</sup>을 사용하였다.

## 2. 자기동조 제어알고리즘의 개발

본 연구에서는 전향경로이득의 크기를 조절하여 제어입력의 크기를 제한할 수 있는 자기동조 제어

알고리즘으로 이득조절 제어알고리즘과 제한이득 제어알고리즘을 제시한다.

### 2.1 이득조절 제어알고리즘

이득조절 제어알고리즘은 Fig. 1에 나타낸 구조를 가지며 최대이득(maximum gain),  $\alpha$ 를 조절하여 제어입력의 크기를 제한하는 BIBO 안정한 제어방법이다.

그림에서 플랜트는 전달함수 분모에  $s$ 항을 갖는 제 1형 SISO 시스템으로, 다음과 같은 차분 방정식의 형태로 표시된다.<sup>(2,8)</sup>

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})\xi(t) \quad (1)$$

여기서,  $y(t)$ 는 시스템출력이며  $u(t)$ 는 제어입력이다.  $d$ 는 플랜트의 시상수를 나타내고  $\xi(t)$ 는 평균치가 0인 백색잡음(white noise)이다.  $A(q^{-1})$ 은 제 1형 특성을 나타내고  $C(q^{-1})$ 은 안정된 영점(zero)을 갖는다고 가정하며 다항식  $A(q^{-1}), B(q^{-1}), C(q^{-1})$ 는 각각  $n_A, n_B, n_C$ 의 차수를 가진다.

시스템출력이 기준입력을 정확히 추종하게 하고 제어입력의 분산치를 최소화시키기 위한 보조비용함수(auxiliary cost function)  $\phi(t)$ 는 다음과 같이 가정한다.<sup>(8)</sup>

$$\phi(t+d) = P(q^{-1})y(t+d) + Q(q^{-1})u(t) - R(q^{-1})w(t) \quad (2)$$

여기서,  $w(t)$ 는 기준입력을 표시하고 다항식  $P(q^{-1}), Q(q^{-1}), R(q^{-1})$ 은 각각 시스템출력, 제어입력, 기준입력의 시스템 성능에 대한 기여도를 나타내며  $n_p, n_q, n_r$ 의 차수를 갖는다. 다항식  $P(q^{-1})$ 과  $Q(q^{-1})$ 은 시스템의 요구되는 특성에 맞게 정해주며  $R(q^{-1})$ 은 정상상태 기준입력 추종을 위

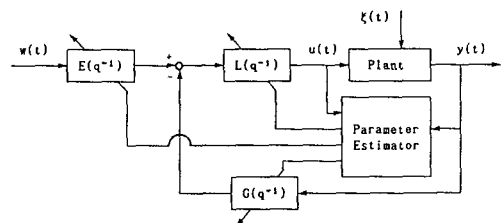


Fig. 1 Block diagram of the gain-adjusted control algorithm

해 제어기와 별도로 구하게 된다.

보조출력  $P(q^{-1})y(t)$ 의  $d$ -스텝 앞선 예측을 구하기 위한 다항식의 동등조건(polynomial identity)은 다음과 같이 주어진다.<sup>(8)</sup>

$$PC=AF+q^{-d}G \quad (3)$$

여기서,  $F(0)=1$ 이며 다항식  $F(q^{-1})$ 과  $G(q^{-1})$ 의 차수는  $n_F=d-1$ ,  $n_G=n_A-1$ 과 같다.

제어알고리즘에 사용되는 파라미터 추정방정식은 시스템 방정식의  $d$ -스텝 앞선 예측으로부터 다음과 같이 주어진다.<sup>(2)</sup>

$$Py(t+d) = \frac{BF}{C}u(t) + \frac{G}{C}y(t) + F\xi(t+d)$$

$$Py(t) = \theta^T \Psi(t-d) + \varepsilon(t) \quad (4)$$

여기서,  $\theta^T = [b_{r0}, b_{r1}, \dots, g_0, g_1, \dots]$

$$\Psi^T(t) = [u'(t), u'(t-1), \dots, y'(t), y'(t-1), \dots]$$

$$u'(t) = \frac{1}{C}u(t), \quad y'(t) = \frac{1}{C}y(t)$$

$$\varepsilon(t+d) = F\xi(t+d)$$

식(2)로 주어지는 보조비용함수의  $d$ -스텝 예측을 수행하면 다음과 같이 표시될 수 있다.<sup>(8)</sup>

$$\begin{aligned} \phi(t+d) &= [BF+QC]u(t) + Gy(t) \\ &\quad - CR_w(t) + F\xi(t+d) \\ &\quad - C[\phi(t+d) - F\xi(t+d)] \\ &= Hu(t) + Gy(t) - E_w(t) \\ &\quad + \varepsilon(t+d) \\ &\quad - C[\phi(t+d) - \varepsilon(t+d)] \end{aligned} \quad (5)$$

여기서,  $H=BF+QC$

$$E=CR$$

$$C'=C-1$$

만약  $Hu(t) + Gy(t) - E_w(t) = 0$ 으로 놓으면  $C \neq 0$ 이므로 식(5)로부터  $\phi(t+d) = \varepsilon(t+d)$ 와 같이 표시할 수 있다. 따라서 보조비용함수를 최소화시키는 제어법칙을 구하면 다음과 같다.<sup>(6)</sup>

$$H(q^{-1})u(t) + G(q^{-1})y(t) - E(q^{-1})w(t) = 0 \quad (6)$$

Clarke의 부최적 제어알고리즘<sup>(2)</sup>에서는 제어입력의 기여도  $Q(q^{-1})$ 을 변화시켜 제어기의 특성을 결정하게 되는데 전향경로이득의 변화를 추정할 수 없다. 이득조절 제어알고리즘에서는 실시간 제어를 위하여 전향경로제어기  $L(q^{-1})$ 을 간단한 전향경로

이득과 지상(lag)보상기의 형태로 가정하였다.

$$L = \frac{1}{H} = \frac{1}{BF+QC} = \frac{K_c}{1+\beta q^{-1}} \quad (7)$$

Fig. 1로 주어지는 전체시스템에 대한 페루프 방정식을 구하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{q^{-d}BLE}{A+q^{-d}BLG}w(t) + \frac{C}{A+q^{-d}BLG}\xi(t) \\ &= \frac{q^{-d}K_cBE}{A(1+\beta q^{-1})+q^{-d}K_cBG}w(t) \\ &\quad + \frac{C(1+\beta q^{-1})}{A(1+\beta q^{-1})+q^{-d}K_cBG}\xi(t) \end{aligned} \quad (8)$$

정상상태에서 페루프 시스템의 출력이 기준입력에 정확히 추종하기 위한 조건으로부터 구해지는 다항식  $E(q^{-1})$ 는  $A(q^{-1})$ 이 제 1형 특성을 나타내므로 식(8)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$|E|_{q=1} = |G|_{q=1} \quad (9)$$

외란의 평균치를 0이라 가정하였으므로 시스템 출력과 기준입력 추종오차사이의 관계식을 구하면 다음과 같다.

$$A(1+\beta q^{-1})y(t) = K_cBG[w(t-d) - y(t-d)] = K_cBGe(t-d)$$

최대이득을  $|K_cBG|_{q=1} = \alpha$ 라 놓으면 페루프 시스템의 전달함수로 부터 전향경로이득( $K_c$ )의 크기를 제한할 수 있다. 추정된 파라미터들과 최대이득을 사용하여 식(7)에서 전향경로이득( $K_c$ )과 보상기 시상수( $\beta$ )를 구하면 제어법칙은 식(6), (7)에서 다음과 같이 주어진다.

$$u(t) = K_c[e_0w(t) - g_0y(t) - g_1y(t-1)] - \beta u(t-1) \quad (10)$$

## 2.2 제한이득 제어알고리즘

제한이득 제어알고리즘은 Fig. 2에 나타낸 구조를 가지며 기여계수(weighting factor),  $\rho$ 를 조절하여 전향경로이득을 일정한 범위로 제한하는 제어 방법이다.

플랜트와 보조비용함수는 이득조절 제어알고리즘과 같은 식을 사용하였으며 동일한 유도과정으로 파라미터 추정방정식과 제어법칙을 구한다. 제어입력의 크기를 제한하기 위해 귀환회로  $Q(q^{-1})$ 가 추가되는 제어방법<sup>(9)</sup>은 다음과 같이 표시된다.

$$[H+QG]u(t) + Gy(t) - E_w(t) = 0$$

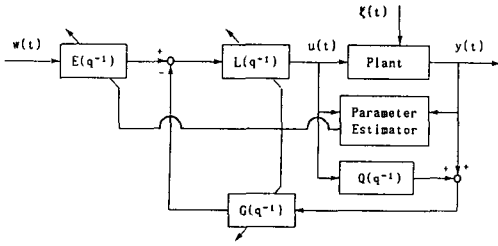


Fig. 2 Block diagram of the bounded-gain control algorithm

$$H'(q^{-1})u(t) + G(q^{-1})y(t) - E(q^{-1})w(t) = 0 \quad (11)$$

Fig. 2의 시스템을 Fig. 1의 형태로 단순화시키면 전향경로제어기  $L'(q^{-1})$ 은 전향경로이득과 지상보상기의 형태로 가정된다.

$$L' = \frac{1}{H'} = \frac{1}{BF + QC + QG} = \frac{L}{1 + LQG} \quad (12)$$

만약 Fig. 2의 전향경로제어기  $L$ 의 이득이 아주 크다면 단순화된 모델의 전향 경로제어기  $L'$ 는 식 (12)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$L' < \frac{1}{QG} = \frac{K_c}{1 + \beta q^{-1}} \quad (13)$$

따라서 제어입력의 기여도  $Q(q^{-1})$ 의 크기를 조절함으로써 전체 폐루프 시스템의 전향경로이득을 일정한 값이하로 제한할 수 있다.

Fig. 2로 주어지는 전체 시스템의 폐루프 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{LEG_p}{1 + LGG_p + LQG} w(t) \\ &+ \frac{A/C}{1 + LGG_p + LQG} \xi(t) \\ &= \frac{q^{-d}BL'E}{A + q^{-d}BL'G} w(t) + \frac{C}{A + q^{-d}BL'G} \xi(t) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서,  $G_p = \frac{q^{-d}B}{A}$

정상상태에서 폐루프 시스템의 출력이 기준입력을 정확히 추종하기 위한 조건으로부터 다항식  $E(q^{-1})$ 은 식(9)와 같이 구할 수 있다. 추정된 파라미터들과 기여계수를 사용하여 식(13)에서 전향경로이득과 보상기 시상수를 구하면 제어법칙은 식(11), (13)에서 식(10)과 같이 주어진다.

$$u(t) = K_c [e_0 w(t) - g_0 y(t) - g_1 y(t-1)] - \beta u(t-1)$$

### 3. 컴퓨터 시뮬레이션과 제어실험

소형모터의 위치제어에서 제안된 두가지 자기동조 제어방법과 기존의 Clarke의 부최적 제어방법에 대한 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였으며, 마이크로컴퓨터를 사용하여 각 제어방법에 대한 실제실험을 수행하였다.

#### 3.1 컴퓨터 시뮬레이션

DC 서보모터 시스템의 시상수로서  $d=1$ 을 가정하였고 샘플링 시간은 제어알고리즘의 구현에 소요되는 4 ms를 사용하였다. 컴퓨터 시뮬레이션에 사용된 시스템의 수학적 모델은 하모닉 드라이브 기어를 포함하여 제 1형 2차 시스템으로 다음과 같이 가정하였다.

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= (1 - q^{-1})(1 + a_1 q^{-1}) \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 q^{-1} \\ C(q^{-1}) &= P(q^{-1}) = F(q^{-1}) = 1 \\ G(q^{-1}) &= g_0 + g_1 q^{-1} \\ BF(q^{-1}) &= b_{r0} + b_{r1} q^{-1} \\ E(q^{-1}) &= R(q^{-1}) = r_0 \end{aligned} \quad (15)$$

식(4)로 주어지는 파라미터 추정방정식은 다음과 같다.

$$y(t) = \theta^T \Psi(t-1) + \varepsilon(t) \quad (16)$$

여기서,  $\theta^T = [b_{r0}, b_{r1}, g_0, g_1]$   
 $\Psi^T(t-1) = [u'(t-1), u'(t-2), y'(t-1), y'(t-2)]$

따라서 제어입력의 크기를 구하면 식(10)으로부터 다음과 같다.

$$u(t) = K_c [r_0 w(t) - g_0 y(t) - g_1 y(t-1)] - \beta u(t-1) \quad (17)$$

컴퓨터 시뮬레이션에 사용된 시스템 파라미터들은 Allidina 등<sup>(10)</sup>이 제안한 명시적구조의 적응제어 방법을 적용한 실제실험으로부터 구하였다. 본 연구에 사용된 DC 서보모터는 Rhino 로봇에 사용된 Brevel Motors 사의 제품으로 다음과 같은 안정된 비최소위상 특성을 나타낸다.

$$[1 - 0.8421q^{-1} - 0.1589q^{-2}]y(k)$$

$$=[0.00862+0.09042q^{-1}]u(k-1) \quad (18)$$

파라미터추정은 분산행렬(covariance matrix)을 상삼각행렬(upper triangular matrix)과 대각행렬로 분해하여 수렴성이 뛰어나고 추정속도가 빠르며 실제구현시에 계산오차가 적은 Bierman의 UD 분해방법<sup>(11)</sup>을 사용하였다. 계수들의 초기값으로 망각계수(forgetting factor)는 0.95, 분산행렬의 초기값은 1.0을 갖는 대각 행렬, 회귀벡터(regression vector)는 모두 0.0을 사용하였다. 파라미터들의 초기치는 시스템이 적분기를 포함한다는 가정에서  $b_0=0.2$ ,  $b_1=0.1$ ,  $g_0=1.0$ ,  $g_1=0.1$ 을 사용하였다.

기준입력은 사각파를 사용하였으며, 각 제어알고리즘의 기준입력 추종특성, 제어입력의 변화 및 시스템 파라미터들의 변화를 살펴 보았다.

### 3.2 제어실험

#### (1) 실험장치의 구성

모터 시스템에 내장된 하모닉 드라이브 기어의 감속비가 65.5:1이며, 모터의 최대속도는 2580 rpm이다. 광학 엔코더(optical encoder)는 로터축에 직접 부착되어  $\pi/3$  rad의 해상도를 갖지만 하모닉 드라이브 기어 출력축에서는 0.016 rad의 해상도를 가지며,<sup>(12)</sup> 제어입력의 최대값은  $\pm 9V$ 로 제한되고 있다. 실험장치의 개략도가 Fig. 3에 나타나 있다.

전체 시스템은 마이크로컴퓨터, 인터페이스 보드, D/A 변환기, 전력증폭기, DC 서보모터와 광학 엔코더, 디코더와 카운터로 구성되어 있다. 사용된 주 컴퓨터는 8087 NDP(numeric data processor)가 장착된 IBM PC/XT이다. 그림과 같은 위치제어 시스템은 광학 엔코더의 펄스열을 디코드하여 모터의 회전각과 회전방향을 결정하고, 이 값을 카운터에 업/다운(up/down)시켜서 귀환신호로 사용한다. 디코더와 카운터에서 구해지는 모터의 회전각과 방향에 관한 정보를 2진 보수(2's compli-

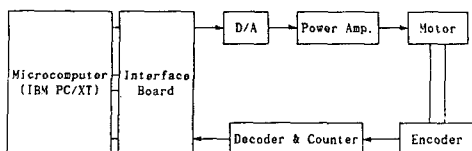


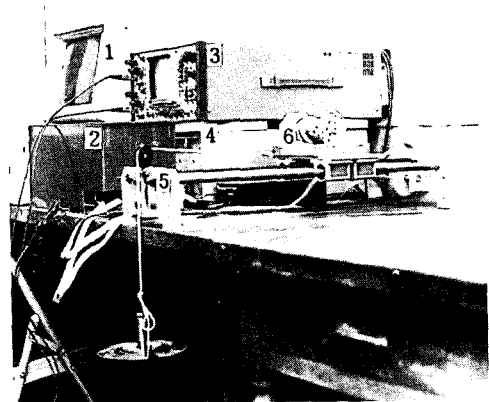
Fig. 3 Block diagram of the DC servo motor control

ment) 형태의 8비트 데이터로 컴퓨터에 입력시킨다. 컴퓨터는 주어진 기준입력과 모터출력 등을 사용하여 제어입력을 계산하고, 8비트 부호화 2진수(sign magnitude) 형태로 D/A 변환기에 출력하게 된다. D/A 변환기는 컴퓨터에서 계산된 디지털 제어입력을 대응하는 구동전압으로 변환시켜주는 장치로서 8비트 멀티플라잉 D/A 변환기인 AD 7523을 채택하였다. 양극형 방식으로 작동되는 D/A 변환기의 출력범위는  $V_{REF}=\pm 9V$ 이며 풀 스케일 범위에서 1/256의 해상도를 갖는다. 전력증폭기는 D/A변환기 출력전압에 비례하는 전류를 모터에 가해주는 장치로서 소형모터의 구동에 적합한 선형증폭기를 사용하였다.

#### (2) 모터 시스템의 제어실험

Fig. 4는 본 연구에서 사용한 DC 서보모터 실험 장치를 나타낸다.

제어입력이 제한을 받지 않는 보통의 경우는 큰 이득을 갖는 제어를 사용하여 쿨롱마찰의 영향이 작은 영역에서 작동하게 할 수 있지만 소형모터 제어에서는 제어입력의 사용범위가 제한되기 때문에 제어입력의 포화현상이 발생하게 된다. 따라서 본 연구에서는 실제실험을 통하여 정마찰력의 크기를 측정하고, 정마찰력의 90%를 동마찰력으로 추정하여 계산된 제어입력에 추가하는 보상방법을 사용하였다.<sup>(13,14)</sup> 실험을 통하여 구해진 정마찰력의 크기는 3.6V가 되었으며 따라서 추정된 동마찰력의 크기는 3.25V를 사용하였다.



(1) Computer (2) Controller box (3) Storage oscilloscope (4) Power supply (5) Linear slide base (6) DC servo motor

Fig. 4 The setup of the DC servo motor control system

각 제어방법에 대한 제어입력의 계산은 FORTRAN과 8086 & 8087 어셈블리 언어를 사용하여 부동소숫점 연산을 수행하였다. 초기 데이터를 입력시키고 기준경로를 계산하기 위해 FORTRAN 언어로 주 프로그램을 구성하였고 복잡한 계산이 요구되는 제어알고리즘을 짧은 시간내에 수행하기 위해 어셈블리 언어로 제어프로그램을 구현하였다. (15,16) 파라미터추정은 어셈블리 언어로 구성하였으며, 파라미터들의 초기값은 컴퓨터 시뮬레이션에서와 같은 값들을 사용하였다. 연산작업은 부동소숫점 데이터가 사용되고 외부 장치와의 데이터 입·출력은 정수형 데이터에 의해 이루어지기 때문에 적절한 변환이 이루어져야 한다. 본 연구에서 사용한 자기동조 제어알고리즘들을 어셈블리 언어로 구현시켰을때 약 4 ms의 연산시간이 필요하였다.

### 4. 결과 및 고찰

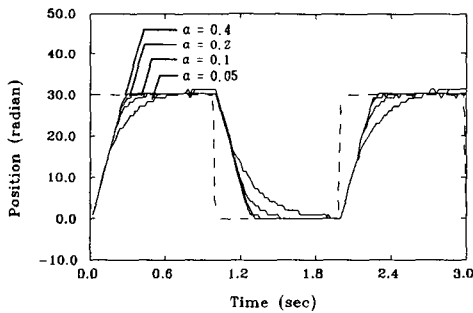
먼저 사각파 기준입력에서 제안된 두가지 제어방

법들을 적용하였을때 각각 최대이득과 기여계수의 영향을 고찰하기 위한 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다.

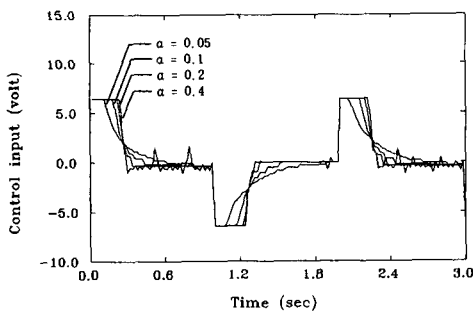
Fig. 5는 이득조절 제어방법에서 최대이득,  $\alpha$ 를 0.05에서 0.4까지 변화시켰을 때 모터출력과 제어입력의 변화를 나타낸 것이다. 최대이득이 커지면 출력값은 빠른 상승을 나타내지만 제어입력의 리플(ripple)이 심해지고, 최대이득이 작아지면 출력값은 상당한 지연이 존재하지만 제어입력은 완만한 특성을 나타낸다.

Fig. 6는 제한이득 제어방법에서 기여계수,  $\rho$ 를 0.25에서 2.5까지 변화시켰을 때 모터출력과 제어입력의 변화를 나타낸 것이다. 기여계수가 커지면 출력값은 지연되고 제어입력은 완만해졌으며 기여계수가 작아지면 출력값은 빠른 상승을 나타내지만 제어입력의 리플이 심해지는 경향을 나타낸다.

다음으로 사각파 기준입력에서 각 제어알고리즘을 적용하였을때 컴퓨터 시뮬레이션과 실제실험 결과를 비교하였다.

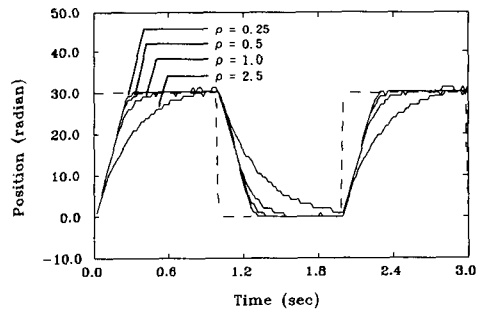


(a) System outputs

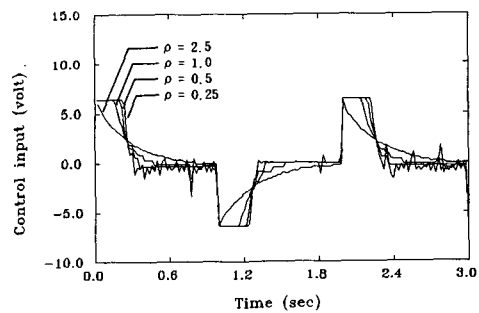


(b) Control inputs

Fig. 5 System output responses and control input variations of the gain-adjusted control algorithm to square wave reference with different maximum gain,  $\alpha$ .



(a) System outputs



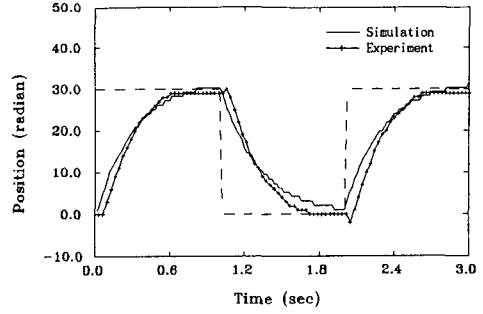
(b) Control inputs

Fig. 6 System output responses and control input variations of the bounded-gain control algorithm to square wave reference with different weighting factor,  $\rho$

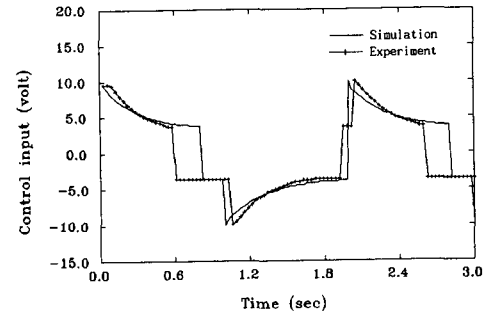
이득조절 제어방법에서 최대이득 0.05를 사용하였을때 모터출력과 제어입력의 변화가 Fig. 7에 나타나 있다. 실험결과에서 출력값은 안정된 응답특성을 나타내고 제어입력도 완만한 변화를 나타낸다. 출력값과 제어입력 모두 시뮬레이션 결과와 실험 결과가 잘 일치하고 있다.

제한이득 제어방법에서 기여계수 2.5를 사용하였을때 모터출력과 제어입력의 변화가 Fig. 8에 나타나 있다. 실험결과에서 출력값은 안정된 응답특성을 나타내고 제어입력도 완만한 변화를 나타낸다. 출력값과 제어입력 모두 시뮬레이션 결과와 실험결과가 잘 일치하고 있다.

Clarke의 부최적 제어방법에서 모터출력과 제어입력의 변화가 Fig. 9에 나타나 있다. 출력값에서 실험 결과와 시뮬레이션 결과는 기준입력을 잘 추종하는데, 제어입력은 시뮬레이션 결과에서 리플이 심하게 발생하며 실험결과에서는 약간의 리플이 존재한다. 이것은 큰 전향경로이득의 사용으로 작은 추종오차에 대하여도 제어입력의 변화가 커지기 때문이다.

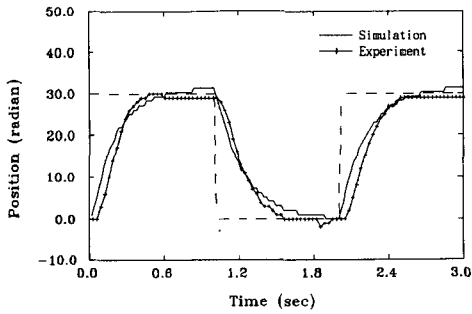


(a) System outputs

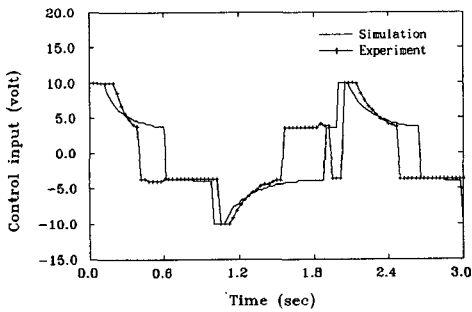


(b) Control inputs

Fig. 8 System output responses and control input variations of the bounded-gain control algorithm to square wave reference ( $\rho=2.5$ )

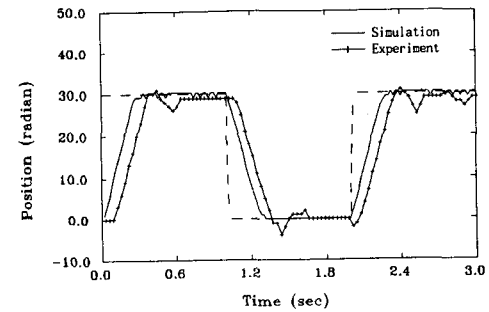


(a) System outputs

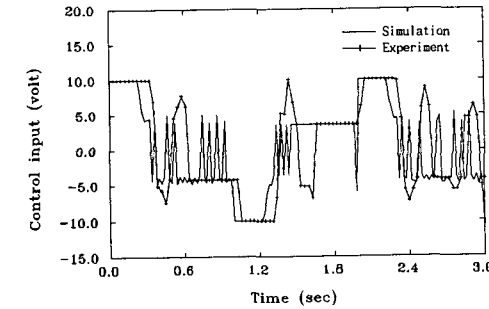


(b) Control inputs

Fig. 7 System output responses and control input variations of the gain-adjusted control algorithm to square wave reference ( $\alpha=0.05$ ).

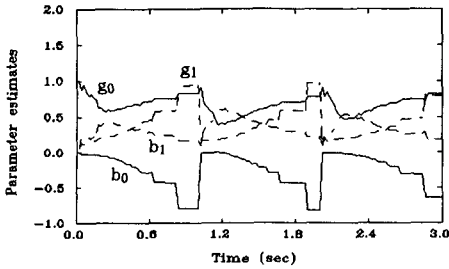


(a) System outputs

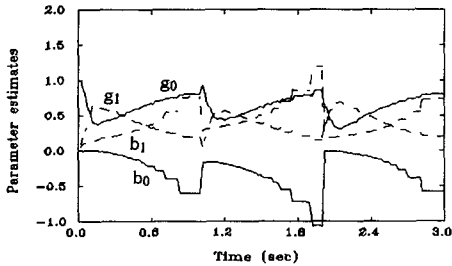


(b) Control inputs

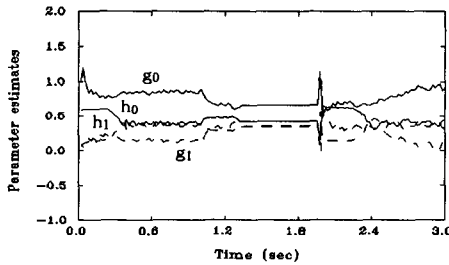
Fig. 9 System output responses and control input variations of Clarke's suboptimal control algorithm to square wave reference ( $q_0=0.6$ )



(a) Gain-adjusted algorithm

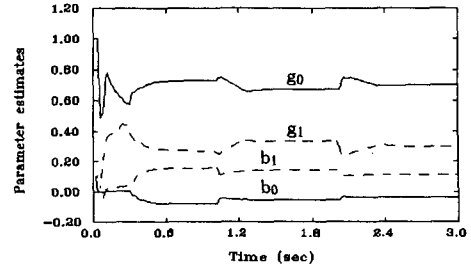


(b) Boundedgain algorithm

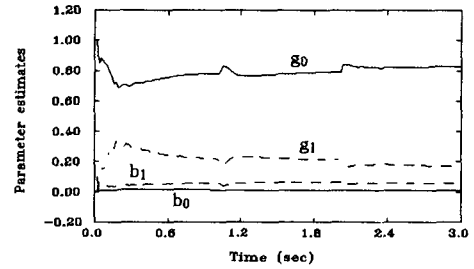


(c) Clarke's algorithm

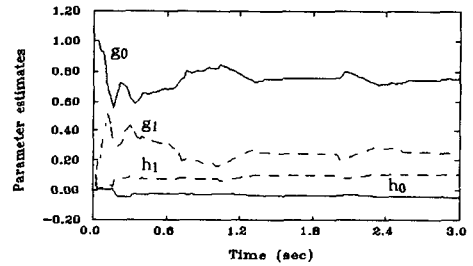
Fig. 10 Variation of parameter estimates using adaptive control algorithms to square wave reference



(a) Gain-adjusted algorithm



(b) Boundedgain algorithm



(c) Clarke's algorithm

Fig. 11 Experimental variation of parameter estimates using adaptive control algorithms to square wave reference

Fig. 10는 컴퓨터 시뮬레이션에서 UD 분해방법으로 추정된 파라미터들의 시간에 따른 변화를 나타낸 것이다. 각 제어방법 모두에서 파라미터들이 일정한 값에 수렴하지 않고 주기적인 변화를 나타내는데 이것은 시스템의 비선형성에 의한 파라미터들의 드리프트 현상이라 사료된다.

Fig. 11은 실제실험에서 UD 분해방법으로 추정된 파라미터들의 시간에 따른 변화를 나타낸 것이다. 각 제어방법 모두에서 파라미터들은 안정된 변화를 나타내며, Fig. 10의 컴퓨터 시뮬레이션 결과와 비교하면 빠른 수렴특성을 나타내고 드리프트가 거의 발생하지 않는다.

### 5. 결론

제어입력의 크기가 제한되는 시스템에 적용하기 위한 자기동조 알고리즘을 개발하고, 마이크로컴퓨터를 사용하여 소형모터의 위치제어에 구현시킨 연구결과를 요약하면 다음과 같다.

(1) 제안된 이득조정 제어알고리즘과 제한이득 제어알고리즘은 제어입력 크기의 제한조건을 만족시키면서 완만한 제어입력 변화를 나타냈으며, 비최소위상 구조를 갖는 시스템에서도 안정된 제어특성을 나타내었다.



(2) 컴퓨터 시뮬레이션과 실제실험을 실시하여 비교한 결과 기존의 Clarke의 부최적 제어알고리즘에서는 큰 전향경로이득의 사용으로 출력값은 빠른 상승을 나타냈지만 제어입력은 리플이 심하게 존재하였다.

(3) 제안된 제어알고리즘들은 최대이득이나 기여 계수를 사용하여 전향경로이득의 크기를 조절함으로써 요구되는 출력 응답특성과 제어입력 변화 사이의 절충을 이룰 수 있다.

(4) 제안된 제어알고리즘들은 출력 응답특성과 제어입력의 변화에서 유사한 결과를 나타내고 있지만, 제어알고리즘의 구조상 제한이득 제어알고리즘이 제어입력의 크기를 제한하기에 더 바람직한 방법으로 판단된다.

## 후 기

이 논문은 한국과학재단의 1986년도 후반기 일반 연구비에 의해 연구되었으며, 이에 관계자 여러분께 심심한 감사의 뜻을 포함니다.

## 참고문헌

- (1) Clarke, D.W. and Gawthrop, P.J., 1975, "Self-tuning Controller," *Proc. IEE Vol. 122* pp. 929~934.
- (2) Clarke, D.W. and Gawthrop, P.J., 1979, "Self-tuning Control," *Proc. IEE Vol. 126* pp. 633~640.
- (3) Tuffs, P.S. and Clarke, D.W., 1985, "Self-tuning Control of Offset : a Unified Approach," *Proc. IEE Vol. 132 Pt. D* pp. 100~110.
- (4) Ohkawa, F. and Yonezawa, Y., 1982, "A Discrete Model Reference Adaptive Control System for a Plant with Input Amplitude Constraints," *Int. J. Control Vol. 36 No. 5* pp. 747~753.
- (5) Payne, A.N., 1986, "Adaptive One-step-ahead Control Subject to an Input-amplitude Constraint," *Int. J. Control Vol. 43* pp. 1257~1269.
- (6) Zhang, C. and Evans, R.J., 1987, "Adaptive Pole-assignment Subject to Saturation Constraints," *Int. J. Control Vol. 46*, pp. 1391~1398.
- (7) Abramovitch, D.Y. and Franklin, G.F., 1990, "On the Stability of Adaptive Pole-placement Controller with a Saturating Actuator," *IEEE Trans. on Automatic Control Vol. 35, No. 3* pp. 303~306.
- (8) Allidina, A.Y. and Hughes, F.M., 1980, "Generalized Self-tuning Controller with Pole Assignment," *IEE Proc. Vol. 127 Pt. D* pp. 13~18.
- (9) Cluett, W.R., Shah, S.L. and Fisher, D.G., 1988, "Robust Analysis of Discrete-time Adaptive Control Systems Using Input-output Stability Theory : a Tutorial," *Proc. IEE Vol. 135, Pt. D* pp. 133~141.
- (10) Allidina, A.Y. and Yin M., 1985, "Explicit Pole Assignment Self-tuning Algorithms," *Int. J. Control Vol. 42*, pp. 1113~1130.
- (11) Ljung, L. and Söderstrom, T., 1980, "Theory and Practice of Recursive Identification," Prentice Hall.
- (12) The XR Series Robot Owner's Manual, 1984, Rhino Robot Inc.
- (13) Walrath, C.D., 1984, "Adaptive Bearing Friction Compensation Based on Recent Knowledge of Dynamic Friction," *Automatica Vol. 20* pp. 717~727.
- (14) Kubo, T., Anwar G. and Tomizuka M., 1986, "Application of Nonlinear Friction Compensation to Robot Arm Control." *Proc. IEEE Robotics and Automation* pp. 722~727.
- (15) Astrom, K.J. and Wittenmark, B., 1984, "Practical Issues in the Implementation of Self-tuning control," *Automatica Vol. 20* pp. 595~605.
- (16) Hiram, Y. and Kershenbaum, L., 1985, "Overcoming Difficulties in the Application of Self-tuning Controllers," *ACC* pp. 1507~1513.