

기저 외란을 가진 시스템의 자기동조형 서보 제어기 설계

Design of Self Tuning Type Servo Controller for Systems with Known Disturbance

김 상 봉, 안 휘 응, 여 태 경, 서 진 호
(Sang-Bong Kim, Hwi-Ung Ahn, Tae-Kyoung Yeu, and Jm-Ho Suh)

Abstract : A robust servo control algorithm under disturbance and reference change is developed using a self tuning control method incorporating the concepts of the well known internal model principle and the annihilator polynomial. The types of disturbance and reference signal are assumed to be given as known difference polynomials. The algorithm is shown for a minimum phase system with known parameters or unknown parameters.

Keywords : self-tuning control, adaptive control, servo control system, MRACS

I. 서론

성능이 우수한 제어 시스템을 설계하려면 플랜트의 동특성이 정확히 모델링 되어야 하고, 그 환경의 정보도 정확해야만 된다. 그러나, 실제의 시스템에서는 이들의 정보를 정확하게 파악하기란 어려운 경우가 많다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위한 제어이론으로 적응제어법이 있으며, 환경의 동특성 변동을 고려함과 동시에 플랜트의 동특성이 미지 또는 불확실한 경우라고 하더라도 페루프 계가 바람직한 성능을 항상 유지할 수 있게 하는 제어법의 하나로 알려져 있다[1]. 이에 대한 제어법으로는 모델 규범형 제어법과 자기동조제어법의 두 가지가 있다. 두 제어법의 통일화가 이루어져 적응제어 루프의 대역적 수렴성이 증명된 이상적인 경우에 대한 적응제어 이론은 체계화되어 일단 완성을 본 단계라고 할 수 있다. 최근에 이르러 보다 실 시스템의 거동에 가까운 제어 특성을 얻을 수 있는 강인한 적응제어기법에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다 [2]. 실제 시스템에 대한 적응연구는 항공기, 로봇, 선박, 전기 기기 및 프로세스 공업 등의 분야에서 수행되고 있지만, 구체적인 응용 예의 관점에서 보면 아직 그렇게 많지는 않다. 그러나 이론의 진전과 마이크로 프로세서의 급속한 진보에 따라서, 디지털 컴퓨터에 의한 실제 시스템에 대한 적용 가능성이 산업계의 각종 분야에서 큰 관심을 모으고 있다.

응용적인 측면에서 제어계를 설계한다고 하면, 대부분은 서보계 설계법에 기초하여 실제 시스템이 주어진 목표치에 추종하도록 제어기를 설계하게 된다. 서보 시스템은 임의의 파라미터 변동이나 외란에 대해서 주어진 목표치를 오차 없이 추종할 수 있는 강인한 제어능력을 가져야만 한다. 서보계 설계시 제어기를 얻는 기본적인 개념은, 주어진 목표치와 외란에 대응하는 수학적 모델을 제어기 또는 제어대상에 포함시켜 설계하는 내부모델원리의 이론에 기초하고 있다[3][4].

본 논문에서는, 자기동조제어법을 응용하여, 외란이나

목표치가 기저의 차분 다항식 형태로 주어진 경우, 페루프 시스템이 바람직한 제어 특성을 갖게 하는 강인한 서보 제어기 설계법을 소개한다.

먼저, 위의 두 차분 다항식의 최소공배다항식(L.C.M)을 구한 후, 이것을 플랜트의 시스템 다항식에 적용시킴으로써 외란 제거와 내부모델원리의 효과를 동시에 만족하게 된다. 그리고 Diophantine 방정식을 이용하여 모닉하고 안정한 차분 다항식을 도입함으로써 출력 오차가 영으로 되게 하는 제어 입력을 구하는 방법이다. 또한 제어기의 구조를 결정하기 위해 먼저 플랜트의 파라미터가 기저인 경우에 대하여 제어치를 도출하는 방법을 보인 후, 플랜트의 파라미터가 미지인 경우에도 가조정 파라미터를 이용하여 제어치를 결정하는 방법을 보이도록 한다.

끝으로, sine wave 형의 외란이 포함된 선박의 운동 방정식에 대하여 MATLAB을 이용한 시뮬레이션을 통하여 본 제어기 설계법의 유효성을 검증하고자 한다.

II. 플랜트 모델 및 문제설정

플랜트는 다음과 같은 단일 입력력의 선형 이산시간 시스템으로 주어진다라고 한다.

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + w(k) \quad (1)$$

단,

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_mq^{-m}$$

여기서, $u(k)$, $y(k)$ 는 각각 샘플링시점 k 에 있어서의 플랜트 입력과 출력을 나타내고, q^{-1} 는 shift operator를 의미한다. 그리고 위의 (1)에서 나타난 플랜트의 이상상태 조건을 다음과 같이 가정한다.

A1) 다항식 $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ 는 기약(relatively prime)이다.

A2) $A(q^{-1})$ 의 차수 n 과, $B(q^{-1})$ 의 차수 m 은 기저이다.

A3) $A(q^{-1})$ 와 $B(q^{-1})$ 는 안정 다항식이다.

A4) $d(=n-m)$ 는 지연시간(time delay) 요소로서 $d \geq 1$ 인 기지의 정수이다.

단, $q^{-d}y(k) = y(k-d)$ 를 의미한다.

위의 가정에서 A1)은 두 다항식이 서로 소(disjoint)임을 의미하고, A3)의 안정다항식이라고 한 것은 그 근이 모두 단위원 내에 존재하는 것으로서 시스템이 최소위상 플랜트임을 의미하고 있다.

외란 $w(k)$ 는 다음과 같은 차분 다항식을 만족한다고 가정한다.

$$P_w(q^{-1})w(k) = 0 \tag{2}$$

$$P_w(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_rq^{-r} \tag{3}$$

단, $P_w(q^{-1})$ 은 안정한 다항식 즉, 모든 근이 단위원내에 존재하는 다항식이다.

(1)에서 나타낸 플랜트에 대해 다음을 만족하는 목표치 출력 $y_m(k)$ 를 고려하자.

$$P_m(q^{-1})y_m(k) = 0 \tag{4}$$

$$P_m(q^{-1}) = 1 + m_1q^{-1} + \dots + m_fq^{-f} \tag{5}$$

단, $P_m(q^{-1})$ 은 안정한 다항식이다.

(3)과 (5)의 최소공배다항식은

$$\begin{aligned} P(q^{-1}) &= l.c.m(P_m(q^{-1}), P_w(q^{-1})) \\ &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_sq^{-s} \end{aligned} \tag{6}$$

으로 주어진다.

본 논문에서 나타낸 제어계 설계의 목적은, 외란 $w(k)$ 하에서 플랜트의 출력 $y(k)$ 가 목표치 출력 $y_m(k)$ 에 가능한 일치하도록 하는 것이다. 즉, 플랜트의 출력과 목표치 출력과의 출력오차를 다음과 같이

$$e(k) = y_m(k) - y(k) \tag{7}$$

나타내었을 때, $k \rightarrow \infty$ 일 때 $e(k) \rightarrow 0$ 이 되도록 제어입력 $u(k)$ 을 결정하는 것이다.

III. 제어 시스템 설계

본 절에서는 먼저 플랜트의 파라메타가 기지인 경우에 대하여 제어기의 구조를 결정하여 제어칙을 도출하는 방법을 보인 후, 플랜트의 파라메타가 미지인 경우에도 가조정 파라메타를 이용하여 파라메타 제어칙을 결정하는 방법을 보이도록 한다.

1. 플랜트 파라메타가 기지인 경우

(1)과 같이 나타낸 플랜트의 파라메타가 기지인 경우에 대하여 II절에서 보인 설계문제를 풀도록 한다. 위의 (6)에서 구해진 최소공배다항식 $P(q^{-1})$ 을 (1)의 양변에 작용(operating)시킨 후, (2)의 관계를 이용하면 외란 항이 소거된 관계식:

$$P(q^{-1})A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})P(q^{-1})u(k) \tag{8}$$

을 얻을 수 있다.

(8)의 우측 항에 대해 새로운 제어입력 $v(k)$ 를 다음과 같이 정의한다

$$v(k) = P(q^{-1})u(k) \tag{9}$$

그리고 (9)를 (7)에 대입하면

$$\tilde{A}(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})v(k) \tag{10}$$

을 얻을 수 있고, 이 식은 외란에 대한 영향을 제거한 시스템의 형태로 표현됨을 알 수 있다.

여기서,

$$\tilde{A}(q^{-1}) = P(q^{-1})A(q^{-1})$$

이며,

$$\tilde{A}(q^{-1}) = 1 + \beta_1q^{-1} + \dots + \beta_{n+s}q^{-(n+s)}$$

와 같은 다항식으로 표현된다고 가정한다.

위의 (10)의 다항식에서 $\tilde{A}(q^{-1})$ 와 $B(q^{-1})$ 을 기약이라고 하면, Diophantine 방정식[1]을 이용하여 기지의 $(n+s)$ 차수의 모닉(mononic)한 안정 다항식 $D(q^{-1})$ 을 도입하면, 다음의 관계식을 만족하는 다항식 $H(q^{-1})$ 을 유일하게 결정할 수 있다.

$$D(q^{-1}) = \tilde{A}(q^{-1}) + q^{-d}H(q^{-1}) \tag{11}$$

단,

$$\begin{aligned} D(q^{-1}) &= 1 + d_1q^{-1} + \dots + d_{n+s}q^{-(n+s)} \\ H(q^{-1}) &= h_0 + h_1q^{-1} + \dots + h_{n+s}q^{-(n+s-d)} \end{aligned}$$

(11)의 양변에 $y(k)$ 을 곱한 후, (10)의 관계를 이용하면 다음과 같은 결과식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} D(q^{-1})y(k) &= \tilde{A}(q^{-1})y(k) + q^{-d}H(q^{-1})y(k) \\ &= q^{-d}B(q^{-1})v(k) + q^{-d}H(q^{-1})y(k) \\ &= q^{-d}B(q^{-1})P(q^{-1})u(k) + q^{-d}H(q^{-1})y(k) \\ &= B(q^{-1})P(q^{-1})u(k-d) + H(q^{-1})y(k-d) \end{aligned} \tag{12}$$

(7)에서 나타낸 출력오차 $e(k)$ 와 (12)의 관계를 이용하여 오차방정식을 구하면

$$\begin{aligned} D(q^{-1})e(k) &= D(q^{-d})y_m(k) - D(q^{-1})y(k) \\ &= D(q^{-1})y_m(k) - B(q^{-1})P(q^{-1})u(k-d) \\ &\quad - H(q^{-1})y(k-d) \end{aligned} \tag{13}$$

된다.

(13)에서 우변을 0으로 되게 하는 제어입력을 구하면

$$u(k) = \frac{1}{P(q^{-1})B(q^{-1})} \{ D(q^{-1})y_m(k+d) - H(q^{-1})y(k) \} \tag{14}$$

$$= \frac{1}{b_0} \{ D(q^{-1})y_m(k+d) - H(q^{-1})y(k) - B_P(q^{-1})u(k) \}$$

으로 주어진다. 단,

$$B_P(q^{-1}) = P(q^{-1})B(q^{-1}) - b_0$$

위에서 나타낸 (14)의 제어입력 $u(k)$ 는 (7)의 출력 오차 방정식을 $k \rightarrow \infty$ 일 때 $e(k) \rightarrow 0$ 으로 만드는 제어입력을 다음의 정리를 통해 보이도록 한다.

정리 1 : 기지 파라미터를 지닌 플랜트 (1)에 대해 제어입력 $u(k)$ 를 (14)와 같이 가하면, (2)와 같이 주어지는 외란 하에서도 $k \rightarrow \infty$ 에서 $e(k) \rightarrow 0$ 으로 된다.

증명 . (12)에서 나타낸 플랜트의 파라미터와 기지신호를 각각 다음과 같이 θ , $\xi(k)$ 라고 정의하면

$$\theta^T = [b_0 \quad b_0\alpha_1 + b_1 \quad \dots \quad b_m\alpha_s, \quad h_0 \quad \dots \quad h_{n+s}]$$

$$\xi^T(k) = [u(k) \quad \dots \quad u(k-m-s), \quad y(k) \quad \dots \quad y(k-n) \quad \dots \quad y(k-n-s)]$$

(12)는

$$D(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})P(q^{-1})u(k-d) + H(q^{-1})y(k-d)$$

$$= [b_0 + (b_1\alpha_1 + b_1)q^{-1} + \dots + b_m\alpha_s q^{-(m+s)}]u(k-d) \quad (15)$$

$$+ (h_0 + h_1q^{-1} + \dots + h_{n+s}q^{-(n+s)})y(k-d)$$

$$= \theta^T \xi(k-d)$$

와 같이 나타낼 수 있다. θ , $\xi(k)$ 는 새로운 파라미터 $\bar{\theta}$, $\bar{\xi}(k)$ 를 이용하여 다음과 같이 간단히 표현된다고 한다.

$$\bar{\theta}^T = [b_0, \quad \bar{\theta}^T]$$

$$\bar{\xi}^T(k) = [u(k), \quad \bar{\xi}^T(k)]$$

이때, $u(k)$ 는

$$u(k) = \frac{1}{b_0} \{ D(q^{-1})y_m(k+d) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}(k) \} \quad (16)$$

또한 다음의 관계가 만족된다.

$$D(q^{-1})y_m(k) = \theta^T \xi(k-d) \quad (17)$$

그리고, $k+d$ 시점에서 (13)의 오차방정식에 (14)의 제어입력 $u(k)$ 와 (15)를 대입하고 (16)식의 관계를 이용하면,

$$D(q^{-1})e(k+d) = D(q^{-1})y_m(k+d) - B(q^{-1})P(q^{-1})u(k) - H(q^{-1})y(k) \quad (18)$$

$$= D(q^{-1})y_m(k+d) - \theta^T \xi(k)$$

$$= -b_0 u(k) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}^T(k) + D(q^{-1})y_m(k+d)$$

$$= H(q^{-1})y(k) + (P(q^{-1})B(q^{-1}) - b_0)u(k) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}^T(k)$$

$$= D(q^{-1})y(k+d) - b_0 u(k) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}^T(k)$$

$$= \theta^T \xi(k) - b_0 u(k) - \bar{\theta}^T \bar{\xi}^T(k)$$

$$= 0$$

와 같이 됨을 알 수 있다. 따라서 출력오차를 최소로 하는 즉, $D(q^{-1})e(k+d) = 0$ 으로 하는 제어입력 $u(k)$ 는 (16)에서 우변 항을 0으로 하는 제어입력을 알 수 있다.

위의 식에서, $D(q^{-1})$ 는 안정다항식이므로 플랜트 출력 $y(k)$ 가 목표치 출력 $y_m(k)$ 와 일치되도록 하는 (8)의 출력오차 $e(k)$ 를 0으로 하는 제어기 설계 목적이 실현됨을 알 수 있다. 그리고 (16)과 (18)으로부터 다음과 같은 제어입력 $u(k)$ 를 얻을 수 있다.

$$u(k) = \frac{1}{b_0} \{ D(q^{-1})y_m(k+d) - H(q^{-1})y(k) - B_P(q^{-1})u(k) \} \quad (19)$$

단,

$$B_P(q^{-1}) = P(q^{-1})B(q^{-1}) - b_0 \quad \blacksquare$$

따라서 위의 (18)으로부터 제어입력 $u(k)$ 가 유한한 값으로서 실현가능하기 위해서는 $P(q^{-1})$ 와 $B(q^{-1})$ 은 안정 다항식이어야 하는데, (6)에서 $P(q^{-1})$ 가 안정한 다항식이라고 주어졌으므로 $b_0 \neq 0$ 가 만족되어야 함을 알 수 있다.

2 플랜트 파라미터가 미지인 경우

플랜트의 파라미터가 미지(unknown)인 경우에는, (14)의 파라미터가 미지인 경우이므로 (16) 또는 (18)을 이용하여 플랜트의 파라미터 θ 을 가조정 파라미터 $\hat{\theta}^T(k)$ 로 치환하여 제어입력 $u(k)$ 를 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$u(k) = \frac{1}{\hat{b}_0(k)} \{ D(q^{-1})y_m(k+d) - \hat{H}(q^{-1}, k)y(k) - \hat{B}_P(q^{-1}, k)u(k) \} \quad (20)$$

$$= \frac{1}{\hat{b}_0(k)} \{ D(q^{-1})y_m(k+d) - \hat{\theta}^T(k) \bar{\xi}(k) \}$$

또한

$$D(q^{-1})y_m(k) = \hat{\theta}^T \xi(k-d) \quad (21)$$

(20) 또는 (21)의 파라미터 조정방법을 결정하기 위한 동정오차 모델은 다음의 순서로 구성된다. 먼저, 식 (15)를 가조정 파라미터로써 나타내면 출력 $y(k)$ 의 추종치 $\hat{y}(k)$ 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$D(q^{-1})\hat{y}(k) = \hat{\theta}^T(k) \xi(k-d) \quad (22)$$

$\hat{y}(k)$ 의 동정오차 $\varepsilon(k)$ 을 구하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \varepsilon(k) &= D(q^{-1})\{\hat{y}(k) - y(k)\} \\ &= \{\hat{\theta}^T(k) - \theta^T\} \xi(k-d) \\ &= \Phi^T(k) \xi(k-d) \end{aligned} \quad (23)$$

여기서,

$$\Phi^T(k) = \hat{\theta}^T(k) - \theta^T$$

을 의미한다. 동정오차 $\varepsilon(k) \approx 0$ 으로 하는 가조정 파라미터 조정법은 다음과 같다.

정리 2 : 이산시간 시스템의 동정오차 모델 식이 $\varepsilon(k) = \Phi^T(k)\xi(k-d)$ 로 주어질 때, 파라미터가 미지인 경우의 가조정 파라미터 $\hat{\theta}(k)$ 에 대한 파라미터 조정방법을 다음과 같이 선택하면

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) - \frac{\gamma \xi(k-1)\varepsilon(k-1)}{\xi^T(k-1)\xi(k-1)} \quad (24)$$

$k \rightarrow \infty$ 에 대하여 $\varepsilon(k) \rightarrow 0$ 으로 된다. 단, $0 < \gamma < 2$ 이고 $\Phi(k) = \hat{\theta}(k) - \theta$ 이다.

증명 : (24)에서 주어지는 함수 $\Phi(k)$ 에 대한 Lyapunov 함수 형태를 다음과 같이 가정하자.

$$V(k) = \Phi^T(k)\Phi(k) > 0 \quad (25)$$

위의 (25)에서 $\Delta V(k)$ 를 계산하면 다음과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= V(k+1) - V(k) \\ &= \Phi^T(k+1)\Phi(k+1) - \Phi^T(k)\Phi(k) \\ &= (\Phi(k) - \frac{\gamma \xi(k)\varepsilon(k)}{\xi^T(k)\xi(k)})^T \Phi(k) \\ &\quad - \frac{\gamma \xi(k)\varepsilon(k)}{\xi^T(k)\xi(k)} - \Phi^T(k)\Phi(k) \\ &= -\frac{2\gamma}{\xi^T(k)\xi(k)} \xi^T(k)\Phi(k)\varepsilon(k) \\ &\quad + (\frac{\gamma}{\xi^T(k)\xi(k)})^2 \xi^T(k)\xi(k)\varepsilon^2(k) \\ &= -\frac{\gamma(2-\gamma)}{\xi^T(k)\xi(k)} \varepsilon^2(k) \end{aligned} \quad (26)$$

위의 식에서, $0 < \gamma < 2$ 에 대하여 $\Delta V(k) \leq 0$ 으로 되므로 $V(k)$ 는 Lyapunov 함수이다 즉, $V(k)$ 는 단조감소이고 $V(k) \geq 0$ 이므로 일정한 값으로 수렴한다. 따라서, $\xi(k)$ 가 유계(bounded)이므로 $k \rightarrow \infty$ 에서는 $\varepsilon(k) \rightarrow 0$ 됨을 알 수 있다. ■

위의 관계를 도식화하면 다음과 같은 그림 1로 나타낼 수 있다.

그림 1에서 알 수 있듯이 본 설계법은 기지의 외란 하에서 출력 $y(k)$ 를 기지의 목표치 $y_m(k)$ 에 일치시키도록 설계한다고 하는 의미에서 강인한 서보 시스템 제어법이라 할 수 있다. 또한, $y_m(k) = 0$ 으로 하면 위의 문제는

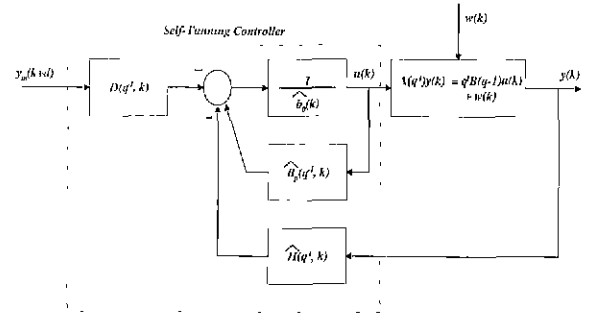


그림 1. 자기동조법에 의한 외란을 가진 시스템의 폐루프제어계.

Fig. 1. Closed-loop control system by self-tuning method for the system with disturbance.

레귤레이터 문제로 되며, 특히 이 경우는 $y(k)$ 의 분산 $E[y^2(k)]$ 을 최소화하는 $u(k)$ 를 결정하는 표준적인 문제로 된다. 여기서, 가조정 파라미터 $\hat{\theta}(k)$, 추정 가능한 신호 $\xi(k)$ 는 (15)의 윗식과 같은 형식으로 주어진다. 따라서, 목표치 출력, $y_m(k) = y_m(k+d) = 0$ 이므로 (21)에서

$$\hat{\theta}^T(k)\xi(k-d) = 0$$

을 나타내며 즉, (20)으로부터

$$u(k) = \frac{-1}{\hat{b}_0(k)} [\hat{\theta}^T(k)\xi(k)]$$

단, $\hat{\Phi}^T(k) = [b_0 \quad \hat{\Phi}(k)]$

임을 의미한다.

본 논문에서 보인 알고리즘의 안정성에 대한 결과들은 제어시스템이 최소위상(minimum-phase)이라고 하는 가정 하에서 얻어진다. 이 가정들은 시스템 입력과 출력의 유계성(boundedness)을 확증한 후에 수렴함을 보이는 것으로서 증명되었다. 그러나 최소분산제어는 빠른 샘플링 속도를 요구할 때 이산시간 모델들에서 매우 일반적인 비최소위상(non-minimum-phase) 영점들의 존재에 매우 민감한 것으로 알려져 있다[3]. 즉, 이산시간 시스템을 나타내는 결과들의 결정적인 단점으로서, 이러한 어려움을 극복하기 위해서는 비최소위상 시스템에 알맞은 제어방법을 사용해야만 한다. 제어되어지는 시스템의 비 최소위상 특징에 의해서 소개되어지는 추가적인 어려움 들은 기지(known)인 시스템의 고전적인 경우에서조차도 쉽게 평가되어질 수 없다. 이러한 비최소위상 플랜트내의 어려움 들을 피하기 위해 알려져 있는 방법으로는 LQG(Linear Quadratic Gaussian)접근법이 있다[1][11].

IV. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 자기동조형 서보 제어의 유효성을 검증하기 위하여 다음의 그림 2와 같은 선택의 모델링을 이용하여 시뮬레이션을 행하고자 한다.

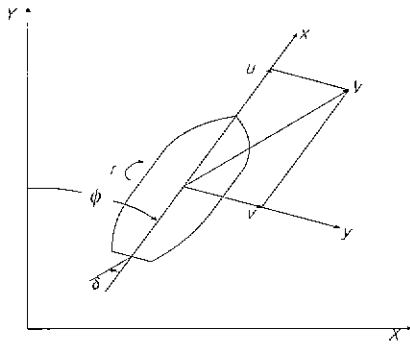


그림 2. 선체운동의 모델링.
Fig. 2. Modelling of ship dynamics.

먼저, 선박의 운동 방정식으로부터 라더각과 선수각 사이의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$G_{\phi\delta}(s) = \frac{K}{s(s + 1/T)}$$

여기서, 임의로 $K = 0.026$, $T = 0.184$ 로 가정하고, 전달함수를 Z변환하여 정리하면 다음과 같은 차분 방정식을 얻을 수 있다. 여기서 우선 플랜트 파라미터는 기지인 것으로 가정한다.

$$A_s(q^{-1})y_s(k) = q^{-d}B_s(q^{-1})u_s(k) + w_s(k) \quad (27)$$

단,

$$A_s(q^{-1}) = 1 - 1.8318q^{-1} + 0.8318q^{-2}$$

$$B_s(q^{-1}) = 0.0124 + 0.0116q^{-1}$$

외란 $w_s(k)$ 과 목표입력 $y_{sm}(k)$ 을 각각 sine wave, 스텝형으로 가정하면, 다음과 같은 최소공배다항식을 얻을 수 있다.

$$P_s(q^{-1}) = 1 - 2.9378q^{-1} + 2.9378q^{-2} - q^{-3} \quad (28)$$

(28)을 (27)에 대입하여 (10)과 같이 정리하면

$$\tilde{A}_s(q^{-1}) = 1 - 4.7696q^{-1} + 9.1511q^{-2}$$

$$- 8.8251q^{-3} + 4.2755q^{-4} - 0.8318q^{-5} \quad (29)$$

$$\tilde{B}_s(q^{-1}) = 0.0124q^{-1} - 0.0248q^{-2}$$

$$+ 0.0024q^{-3} + 0.0465q^{-4} + 0.0116q^{-5}$$

와 같다. 모니한 안정한 다항식 $D_s(q^{-1})$ 을 다음과 같이 정의하고

$$D_s(q^{-1}) = 1 + 2.65q^{-1} + 2.7875q^{-2}$$

$$- 1.4544q^{-3} + 0.3763q^{-4} - 0.0386q^{-5} \quad (30)$$

(29)와 (30)을 (11)에 대입하면 $q^{-1}H_s(q^{-1})$ 을 얻을 수 있다.

위에서 얻어진 (29), (30), $q^{-1}H_s(q^{-1})$ 을 (14)에 대입하여 정리하면 제어 입력 $u_s(k)$ 는 다음과 같다.

$$u_s(k) = \frac{1}{0.0124} \{ D_s(q^{-1})y_{sm}(k+1) - H_s(q^{-1})y_s(k) - B_{sp}(q^{-1})u_s(k-1) \} \quad (31)$$

그러나 실제 플랜트의 파라미터는 미지이므로, 제어 입력 $u_{rs}(k)$ 는

$$u_{rs}(k) = \frac{1}{\hat{b}_0} \{ D_s(q^{-1})y_{sm}(k+1) - \hat{H}_s(q^{-1})y_s(k) - \hat{B}_{sp}(q^{-1})u_s(k-1) \} \quad (32)$$

와 같다.

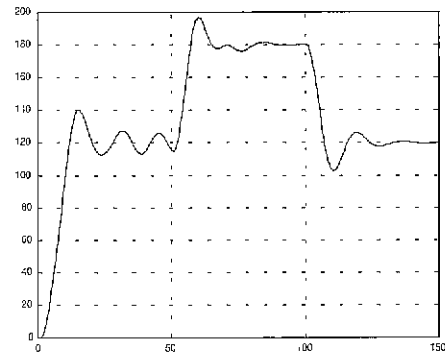


그림 3. 정현파형 외란을 가진 공진플랜트의 시뮬레이션 결과.

Fig. 3. Simulation result of nominal plant with sin wave type's disturbance.

위 (32)의 제어 입력을 이용한 시뮬레이션 결과는 다음과 같다.

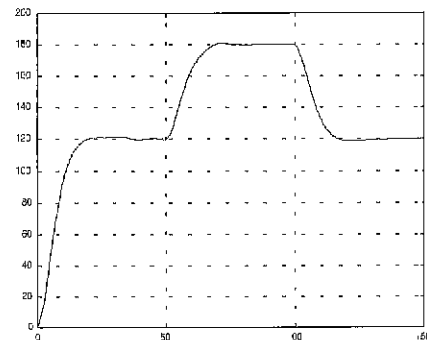


그림 4. 정현파형 외란을 가진 자기동조형 서보제어기의 시뮬레이션 결과.

Fig. 4. Simulation result of self-tuning servo controller with sin wave type's disturbance.

이로써 기지 외란과 목표치에 대한 최소공배다항식을 작용시킨 자기 동조형 서보 제어기 모델이 외란 하에서도 목표치에 잘 추종하고 있음을 확인할 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는, 파라미터가 미지인 플랜트를 대상으로

하여 빈화하는 환경에 적용할 수 있는 능력을 가진 적응제어이론에 의한 제어 시스템 설계법 중의 하나인 자기동조 제어법을 이용하여, 외란이나 임의의 목표치가 차분 다항식의 형태로 주어진 경우에서도 페루프 시스템이 바람직한 제어 특성을 얻을 수 있는 강인한 서보 제어기 설계법을 제안하였다. 본 제어기 설계법의 기본적인 개념은 내부 모델원리에 기초하고 있으며, 기저 외란과 목표치의 차분 다항식에 대한 최소공배다항식을 제어대상에 작용시킨 후 목표치와 출력의 오차가 영으로 되는 제어입력을 구함으로써 외란에 강인한 서보계를 실현하는 설계법이다. 제어기 설계법에 있어, 먼저 플랜트의 파라미터가 기지인 경우에 대하여 제어기의 구조를 결정하여 제어칙을 도출하는 방법을 보인 후, 플랜트의 파라미터가 미지인 경우에도 가조정 파라미터를 이용하여 파라미터 제어칙을 결정할 수 있는 방법을 제시하였다.

참고문헌

[1] 寺尾, 金井, “ロバスト適応制御入門”, オーム社, 1989.
 [2] F. A. Cameron and D. E. Seborg, “A self-tuning croller with PID structure”, *Int. J. Cont.*, vol. 38, no. 2, pp. 401-417, 1983.
 [3] 김상봉, 전봉환, 정석근, “자기동조법에 의한 유도전동기의 강인한 속도 제어계 설계”, 한국정밀공학회지, 제 12권, 제8호, pp. 168-175, 1995. 8.
 [4] 김상봉, 박순실, “강인한 서보계 설계와 R/C 헬리콥터 트레이닝시뮬레이터 제어에의 응용”. 대한기계학회 논문집, 제15권, 제2호, pp. 496-506, 1991.

[5] 中溝高好, “最小二乗法と線形回帰”, *コンピュータロ-ル*, vol. 23, pp. 53-58, コロナ社, 1983.
 [6] 大山添弘, 工藤 清, 岡本浩立, 藤尺 嚴, “現代制御理論に基ついたデジタル制御系設計法”, *インターフェース*, no. 116, pp. 215-240, 1986.
 [7] 内門, 金井, 長, “確定外亂を含む適應制御系設計の多項式代數法による一考察”, *計測自動制御學論文集*, 24(9), pp. 985-987, 1988.
 [8] 藤井, 水野, “未知確定外亂を考慮した離散時間モデル規範形適應制御”, *計測自動制御學會論文集*, 21(2), pp. 914-920, 1985.
 [9] K. S. Narendra and A. M. Annaswamy, “Robust adaptive control in the presence of bounded disturbances”, *IEEE Trans. AC*-31(4), pp. 306-315, 1986.
 [10] Karl Johan Astrom and Bjorn Wittenmark, “Adaptive control”, *Addison Wesley*, pp. 124-131, 163-211, 1989.
 [11] Madan G Singh, “System & control encyclopedia”, *Pergamon Press*, vol 5, pp. 3004-3006, 3406-3410, 1987.
 [12] 内門, 金井, 杉山, “確定的未知外亂を含む離散時間適應制御系の設計”, *計測自動制御學會論文集*, 21(2), pp. 131-136, 1985.
 [13] 内門, 金井, “外亂を考慮する連続時間適應制御系の一設計”, *計測自動制御學會論文集*, 22(6), pp. 706-708, 1986.



김 상 봉

1978.2 부산 수산 대학교 기관 공학 공학사. 1980.2 부산 수산 대학교 대학원 기관공학 공학 석사. 1988.3 일본 동경 공업대학 대학원 제어공학 공학박사. Design of Multivariable Control

Systems by a Fractional Transformation Approach. 1980. 9 ~1983.3 동의 공업 전문대기계설계학과 전임강사, 조교수. 1984. 4~ 1985. 3 일본 동경 공업 대학 제어공학과 연구원. 1988. 3 ~1989.9 부산 수산 대학교 기계공학과 전임강사. 1989. 10~1993. 9 부산 수산 대학교 기계공학과 조교수. 1993. 10~1998. 9 부경대학교 기계공학과 부교수. 1998. 10 ~현재 부경대학교 기계 자동차 공학부 교수.

여 태 경

1998.2 부경대학교 기계공학과 공학사 2000.2 부경대학교 대학원 기계공학 공학석사. 2000. 일본 구마모토대학 대학원 박사 재학중.



안 휘 응

1988.2 부산수산대학교 기관공학과 공학사. 1990.8 부산수산대학교 선박기계공학과 대학원 공학석사. 2000. 부경대학교 기계공학과 대학원 박사 재학중.

서 진 호

1996.2 한양대학교 수학과 이학사. 1998.2 부경대학교 대학원 기계공학 공학석사. 2000. 일본 동경공업대학 대학원 박사 재학중.