

이산형 칼만 필터를 이용한 서보 시스템의 추정자 설계

論 文

48A-8-11

Design of an Estimator for Servo Systems using Discrete Kalman Filter

申 科 眞* · 許 旭 烈**

(Doo-Jin Shin · Uk-Youl Huh)

Abstract - This paper propose a position-speed controller with an estimator which can estimate states and disturbance. The overall control system consists of two parts: the position-speed controller and an estimator. The Kalman filter applied as state-feedback controller is an optimal state estimator applied to a dynamic system that involves random perturbations and gives a linear, unbiased and minimum error variance recursive algorithm to optimally estimate the unknown state. Therefore, we consider the error problem about the servo system modeling and the measurement noise as a stochastic system and implement a optimal state observer, and enhance the estimate performance of position and speed using that. Using two-degree-of freedom(TDOF) conception, we design the command input response and the closed loop characteristics independently. The servo system is to improve the closed loop characteristics without affecting the command input response. The characteristics of the closed loop system is improved by suppressing disturbance torque effectively with the disturbance observer using a inverse-transfer matrix. Therefore, the performance of overall position-speed controller is enhanced. Finally, the performance of the proposed controller is exemplified by some simulations and by applying the real servo system.

Key Words : State and disturbance estimator, Servo system, Kalman filter algorithm

1. 서 론

서보 제어시스템의 제어기는 회로 반도체 공업의 발달로 DSP나 고성능 마이크로 프로세서 등의 디지털 서보제어기가 보편화 되어가고 있으며, 이로 인해 제어기의 계산시간과 계산의 복잡도를 간단화 시키고 있다. 디지털 서보시스템의 위치 및 속도를 피드백 하기 위한 센서로는 일반적으로 증분형 엔코더가 간단한 회로구성을 가지므로 널리 이용되고 있다. 그러나 증분형 엔코더를 이용하여 위치 및 속도를 측정하는 경우, 엔코더의 디지털적인 특성으로 인해 샘플링 순간에 위치에 대한 정확한 정보를 얻을 수 없게 되며, 그 오차는 운전속도가 느릴수록 더 크게 나타난다. 이는 엔코더를 이용한 속도측정에 결정적인 오차를 유발하는 요인이다. 더불어 쿨롱(Coulomb) 마찰력을 비롯한 비선형 마찰력과 백래쉬(Backlash), 제어기의 포화 등과 같은 비선형 요소들에 의하여 유발되는 오차와 엔코더 등의 센서의 응답특성에 따른 오차 그리고 시스템 매개변수 값들의 변화와 외부 외란(Disturbance)으로 인하여 유발되는 오차들이 정밀 서보제어에서 발생하게 되는 오차의 주요인이 된다. 현재 순시속도를 측정하기 위해 다음 두 가지 형태의 방법이 주로 이용되고 있다. 첫 번째 방법은 중속 이상에서 일정한 주기를 가

지는 엔코더 펄스의 수를 세어 위치에 대한 정보를 얻기 위한 "위치 입력 형태"이고, 두 번째 방법은 저속에서 고속 카운터를 사용하여 인접한 두 엔코더 펄스사이의 시간을 구하고 이로부터 평균속도를 구해내는 "평균 속도 형태"가 있다.

본 논문에서는 보다 정밀한 속도 추정을 위하여 칼만 필터(Kalman filter)[1-3]를 이용한 상태추정자 구성을 제안한다. 주지하는 바와 같이 칼만 필터는 측정잡음과 입력잡음에 대한 통계적인 값을 알 때, 오차를 최소화하는 필터 구성 방법이다. 즉, 확률적 외란을 포함하고 있는 동적시스템에 적용되는 최적 상태추정자로서, 미지 상태를 추정하기 위해 선형, 불변항, 그리고 최소 오차분산 회귀형 알고리즘을 제공한다. 따라서 위치 및 속도에 대한 추정성능을 향상시킨다. 또한 본 논문에서는 서보시스템의 특성에 영향을 미치는 외란에 대한 보상을 한다. 종래에는 Tomizuka[4]와 Hori[5, 6] 등에 의하여 전달함수로 표현된 시스템에 대한 외란추정자를 속도 피드백에 의하여 구성하였다. 이들 속도 피드백에 의한 외란추정자는 근본적으로 위치와 관련된 외란을 보상하지 못한다. 이 서보시스템은 2자유도 개념을 이용하여, 페루프 특성을 기준입력 응답과 독립적으로 구성하여, 지령치에 대한 응답특성을 변화시키지 않으면서 페루프 특성을 개선한다. 이러한 페루프 특성은 위에서 상태값을 이용하여 시스템에 대한 역전달행렬을 이용한 외란추정자를 구성하여 외란을 효과적으로 억제함으로써 개선된다.

본 논문에서는 먼저 일반적인 상태추정자와 외란추정자의 형태를 알아본 후에, 서보시스템에 적용하였을 경우, 이들의 성능을 여러 종류의 모의실험을 통해 성능을 확인한다. 또

* 正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 博 士 課 程

** 正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

接 受 日 字 : 1999年 2月 11日

最 終 完 了 : 1999年 7月 6日

한 실제 서보 시스템에 적용하여 그 성능을 검증한다.

2. 추정자의 구성

일반적으로 사용하는 속도 측정 방식인 M/T 방식[7]은 증분형 엔코더를 사용하는 간단한 회로 구성을 가지므로 현재 산업기계에 가장 널리 사용되고 있는 방법이다. 그림 2.1은 M/T 방식을 적용한 서보 시스템의 블록 선도이다. 그러나 엔코더가 가지는 디지털적인 특성으로 인해 측정 위치에 대한 오차가 발생하게 되고, 속도 검출에 대한 분해능을 올리기 위해 샘플링 구간을 길게 하면 피드백 루프에 긴 지연 시간이 추가되므로 시스템이 쉽게 불안정하여진다. 또한 부하가 급격하게 변화하는 경우에 속도에 대한 수렴성의 문제가 발생한다. 이를 위해 외란을 측정하여 순시속도를 추정하는 경우에는 속도와 외란이 속도추정자의 동일 루프내에 존재하므로 외란이 속도의 추정성능을 저하시킨다.

이러한 문제를 극복하기 위해 이웃하는 평균속도에 대한 적분식을 만들어 속도식으로 근사화[8]하거나, 외란추정자를 구성하여 순시속도와 같이 추정[9]하거나, 엔코더에 대한 정보를 가지는 전기자 권선의 전류를 측정하여 속도를 추정[10]하거나, 최적 상태추정자를 사용하여 속도를 추정[11]하거나, 칼만 필터를 이용하여 상태와 외란을 동시에 추정[2]하는 방법들이 제시되고 있다.

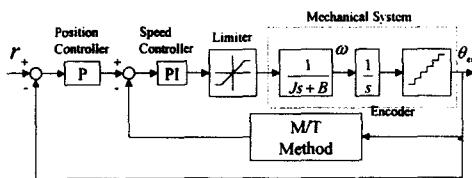


그림 2.1 서보 시스템의 블록선도

Fig. 2.1 The Block Diagram of a Servo System

2.1 상태추정자

상태추정자로서 많이 사용되는 칼만 필터[1][3]는 시스템 모델이 선형으로 주어지는 경우에는 선형 칼만 필터 (Linearized Kalman Filter)를 사용하고, 비선형으로 주어지는 경우에는 확장 칼만 필터(Extended Kalman Filter)를 사용한다. n 개의 상태를 가지는 일반적인 이산형 상태방정식은 식(2.1)과 같이 표현되어진다.

$$x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma_1 u(k) + \Gamma_2 w(k) \quad (2.1 a)$$

$$z(k) = Hx(k) + v(k) \quad (2.1 b)$$

여기서, 상태 $x(k)$, 확정 입력 $u(k)$, 출력 $z(k)$, 시스템 잡음 $w(k)$, 측정잡음 $v(k)$ 는 각각

$$x(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ \dots \ x_n(k)]^T,$$

$$u(k) = [u_1(k) \ \dots \ u_m(k)]^T, \ z(k) = x_i(k)$$

$$w(k) = [w_1(k) \ \dots \ w_l(k)]^T, \ v(k) = v(k) \text{ 이고,}$$

Φ 는 $n \times n$, Γ_1 은 $n \times m$, Γ_2 는 $n \times l$ 행렬이며, $H = [0 \ \dots \ 1_i \ \dots \ 0]$ 이다.

상태추정 기법으로 사용되는 칼만 필터는 실제 시스템 모

델에서의 여러 잡음을 확률적인 잡음으로 고려하여 상태의 올바른 값을 추정하기에 적합한 알고리즘이다.

칼만 필터에서의 최적 추정자는 선형이므로 측정된 z_k 값에 기초하는 사후추정자 $\hat{x}_k(+)$ 는 다음과 같은 사전추정자 $\hat{x}_k(-)$ 와 측정값 z_k 의 선형식을 만족하여야 한다.

$$\begin{aligned} E\langle x_k | z_k \rangle &= \hat{x}_k(+) \\ &= K_k^1 \hat{x}_k(-) + \bar{K}_k z_k \end{aligned} \quad (2.2)$$

여기서, K_k^1 , \bar{K}_k 는 칼만 이득이다.

또한, 추정자가 불편항이어야 하므로 다음 두 식을 만족하여야 한다.

$$E\langle x_k - \hat{x}_k(+) \rangle = 0 \quad (2.3 a)$$

$$E\langle x_k - \hat{x}_k(-) \rangle = 0 \quad (2.3 b)$$

식(2.1)과 식(2.2)을 식(2.3)에 대입하여 K_k^1 과 \bar{K}_k 사이의 관계를 유출하면 식(2.4)와 같다.

$$K_k^1 = I - \bar{K}_k H \quad (2.4)$$

그러므로, 사후추정자 $\hat{x}_k(+)$ 는 식(2.5)로 표현된다.

$$\hat{x}_k(+) = \hat{x}_k(-) + \bar{K}_k [z_k - H \hat{x}_k(-)] \quad (2.5)$$

또한, 새로운 추정자 $\hat{x}_k(+)$ 는 직교성의 원리를 만족해야 한다. 이러한 직교성의 원리는 식(2.6)의 형태로 표현된다.

$$E\langle [x_k - \hat{x}_k(+)] z_k^T \rangle = 0 \quad (2.6 a)$$

$$E\langle [x_k - \hat{x}_k(+)] \hat{x}_k(-) \rangle = 0 \quad (2.6 b)$$

여기서, 사후 추정오차 $\tilde{x}_k(+)$ 와 사전 추정오차 $\tilde{x}_k(-)$ 를 식(2.7)과 같이 정의하여,

$$\tilde{x}_k(+) = \hat{x}_k(+)-x_k \quad (2.7 a)$$

$$\tilde{x}_k(-) = \hat{x}_k(-)-x_k \quad (2.7 b)$$

칼만 필터의 직교성을 다시 표현하면 식(2.8)과 같다.

$$E\langle \tilde{x}_k(+) \tilde{z}_k^T \rangle = 0 \quad (2.8)$$

여기서, 출력에 대한 오차식은 식(2.9)와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \tilde{z}_k &= \hat{z}_k(-) - z_k \\ &= H \hat{x}_k(-) - v_k \end{aligned} \quad (2.9)$$

식(2.2)으로부터 사후 추정오차 $\tilde{x}_k(+)$ 를 구한 식과 식(2.9)를 식(2.8)에 대입하여 칼만 이득행렬을 구한다.

$$\bar{K}_k = P_k(-)H^T[HP_k(-)H^T + R_k]^{-1} \quad (2.10)$$

여기서, 사전 추정오차 상호분산 $P_k(-)$ 와 측정잡음 상호분산 R_k 가 식(2.11)과 식(2.12)와 같이 정의된다.

$$P_k(-) = E\langle \hat{x}_k(-) \hat{x}_k^T(-) \rangle \quad (2.11)$$

$$R_k = E\langle v_k v_k^T \rangle \quad (2.12)$$

유사한 방식으로 사후 추정오차의 상호분산 $P_k(+)$ 은 식(2.13)과 같이 정의되고,

$$P_k(+) = E\langle \hat{x}_k(+) \hat{x}_k^T(+) \rangle \quad (2.13)$$

사후 추정오차 $\hat{x}_k(+)$ 는 식(2.14)와 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_k(+) &= \hat{x}_k(+)-x_k \\ &= [I - \bar{K}_k H] \hat{x}_k(-) + \bar{K}_k v_k \end{aligned} \quad (2.14)$$

식(2.14)을 식(2.13)에 대입하여 사후 추정오차의 상호분산 식을 구하면 식(2.15)와 같다.

$$\begin{aligned} P_k(+) &= [I - \bar{K}_k H] P_k(-) [I - \bar{K}_k H]^T \\ &\quad + \bar{K}_k R_k \bar{K}_k^T \\ &= [I - \bar{K}_k H] P_k(-) \end{aligned} \quad (2.15)$$

또한, 1단 예측자로서 사전추정자를 구하면 식(2.16)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_k(-) &= E\langle x_k | z_{k-1} \rangle \\ &= \Phi \hat{x}_{k-1}(+) + \Gamma_1 u_{k-1} \end{aligned} \quad (2.16)$$

사전 추정오차 상호 분산은 식(2.16)과 식(2.11)을 이용하여 구하면 식(2.17)과 같이 표현된다.

$$P_k(-) = \Phi P_{k-1}(+) \Phi^T + \Gamma_2 Q_k \Gamma_2^T \quad (2.17)$$

여기서, 시스템 잡음에 대한 상호분산 Q_k 는 식(2.18)과 같이 정의된다.

$$Q_k = E\langle w w^T \rangle \quad (2.18)$$

2.2 외란추정자

그림 2.2는 외란 추정자의 구성에 대한 것이다. n 개의 상태를 가지는 일반적인 이산형 상태방정식이 식(2.1)에 주어져 있다. 여기에 외부 외란이 인가되는 경우의 일반적인 형태의 이산형 상태방정식은 식(2.19)와 같이 표현될 수 있다.

$$x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma_1 u(k) + \Gamma_2 w(k) + \Gamma_3 d(k) \quad (2.19 a)$$

$$z(k) = Hx(k) + v(k) \quad (2.19 b)$$

여기서, $d(k)$ 는 외란이고, 이에 대응하는 행렬 Γ_3 는 $n \times 1$ 행렬이다. 외란 d 에 대한 방정식을 유도하면 식(2.20)과 같게 된다.

$$\begin{aligned} d(k) &= (H\Gamma_3)^{-1} [z(k+1) - v(k+1) \\ &\quad - H\Phi x(k) - H\Gamma_1 u(k) - H\Gamma_2 w(k)] \end{aligned} \quad (2.20)$$

$z(k+1)$ 는 측정을 통해서 얻어지는 값이고, $u(k)$ 도 기지의 값이며, $x(k)$ 는 제한한 상태추정자를 통해서 구할 수 있는 값이다. 그러므로 식(2.20)의 양변에 평균을 취하여 식(2.21)과 같은 외란추정자를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{d}(k) &= E\langle d(k) \rangle \\ &= (H\Gamma_3)^{-1} [z(k+1) - H\Phi \hat{x}(k) - H\Gamma_1 u(k)] \end{aligned} \quad (2.21)$$

이 외란관측자는 발생하는 실제 외란에 비해 한 스텝 뒤지는 외란을 추정한다.

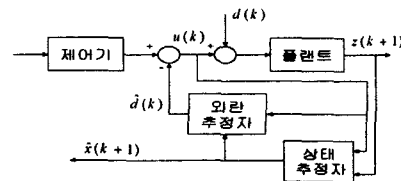


그림 2.2 외란 추정자의 구성

Fig. 2.2 Configuration of Disturbance Estimator

3. 서보시스템

3.1 서보시스템에서의 상태추정자

칼만 필터는 모터의 위치 및 속도 제어에서 발생하는 여러 잡음을 확률적인 잡음으로 고려하여 이를 추정해 올바른 상태값을 추정하기에 적합한 알고리즘이다.

모터에 대한 기계적인 동적방정식들을 전개하여 연속형 상태방정식으로 표현하면 식(3.1)과 같다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.1 a)$$

$$y = Cx \quad (3.1 b)$$

여기서, $x = [\omega \ \theta]^T$, $y = \theta$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \ 1]$$

J_m : 모터의 관성모멘트 B_m : 마찰상수

u : 지령값 ω : 모터의 회전각속도 θ : 각위치

그러나, 실제 시스템에는 잡음이 포함되어져 있으므로, 이러한 잡음항을 고려하여 이산형 상태방정식을 표현하면 식(3.2)와 같이 나타난다.

$$x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma_1 u(k) + \Gamma_2 w(k) \quad (3.2 \text{ a})$$

$$z(k) = Hx(k) + v(k) \quad (3.2 \text{ b})$$

여기서, $x(k) = [\omega(k) \ \theta(k)]^T$, $z(k) = \theta(k)$
 $w(k) = u_{noise}(k)$, $v(k) = \theta_{noise}(k)$

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 - \frac{B_m}{J_m} h & 0 \\ h & 1 \end{bmatrix}, \quad \Gamma_1 = \Gamma_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m} \left(h - \frac{B_m}{2J_m} h^2 \right) \\ \frac{1}{2J_m} h^2 \end{bmatrix}$$

$H = C$, $h = \text{sampling period}$

또한, u_{noise} 성분은 속도제어기에서 전력공급기의 부정확 및 지령된 전압의 떨림에 의해 발생할 수 있는 시스템 잡음 성분에 관한 것이고, θ_{noise} 는 출력시에 센서에서 발생하는 측정 잡음성분에 관한 것이다.

이 식을 칼만 필터 이산형 알고리즘에 적용하여 모터의 각속도와 위치를 추정한다. 이 알고리즘에서

$$Q_k = E \langle u_{noise} u_{noise}^T \rangle = q,$$

$$R_k = E \langle \theta_{noise} \theta_{noise}^T \rangle = r$$

이며, 각각은 시스템잡음 u_{noise} 와 출력시에 증분형 엔코더에 의해 발생하는 측정잡음 θ_{noise} 의 상호분산으로 정의된 값이며, 서로 상관관계가 없는 값들이다. 또한 이 값들은 각 서보시스템마다 다르게 나타나기 때문에 실험을 통해서 최적의 값을 찾을 수밖에 없다.

그림 3.1은 위치제어기로 비례(Proportional, P) 제어기, 속도제어기로 비례-적분(Proportional-Integral, PI) 제어기와 더불어 위에서 제안된 상태추정자를 첨가한 위치-속도 제어기의 구조를 나타낸 것이다.

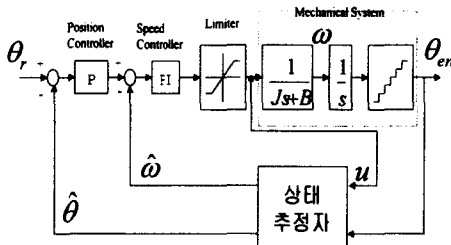


그림 3.1 상태 추정자를 포함한 위치-속도 제어기
 Fig. 3.1 Position-Speed Controller including State Estimator

3.2 서보시스템에서의 외란추정자

상태추정자를 첨가한 속도제어기의 외부에 외란추정자를 구성하여 외부 외란에 해당하는 보상신호를 발생함으로써 페루프 시스템의 특성을 향상시키고자 한다. 외란이 인가되는 경우에 이산형 상태방정식으로 표현하면 식(3.3)과 같다.

$$x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma_1 u(k) + \Gamma_2 w(k) + \Gamma_3 \tau_d(k) \quad (3.3 \text{ a})$$

$$z(k) = Hx(k) + v(k) \quad (3.3 \text{ b})$$

여기서, $\tau_d(k)$ 는 외란 성분으로 외란 토오크를 나타낸다. 따라서, 외란추정자를 구성하면 식(3.4)로 표현할 수 있다.

$$\hat{\tau}_d(k) = (H\Gamma_3)^{-1} [z(k+1) - H\Phi \hat{x}(k) - H\Gamma_3 u(k)] \quad (3.4)$$

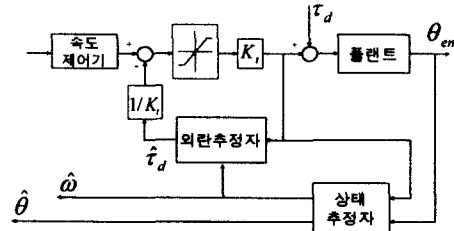


그림 3.2 상태와 외란 추정자를 포함한 제어기 구조
 Fig. 3.2 Configuration of the Controller including State and Disturbance Estimators

4. 모의 실험

그림 4.1은 위치제어기로 P 제어기, 속도제어기로 PI 제어기, 확률적인 잡음을 가지는 상태의 올바른 값을 추정하기 위한 상태추정자, 그리고 외란을 억제하므로 전체적인 페루프 특성을 개선하기 위해 첨가된 외란추정자의 전체적인 블록선도를 나타낸 것이다. 엔코더에 의해 측정된 위치와 모터에 공급되어지는 전류를 상태추정자의 입력으로 사용하여 모터의 상태인 위치와 속도를 추정하고, 이값과 전류를 다시 외란추정자의 입력으로 사용하여 외란을 추정하여 위치에 대해 비례제어기를, 속도에 대해 비례-적분제어기를 사용한 구조이다.

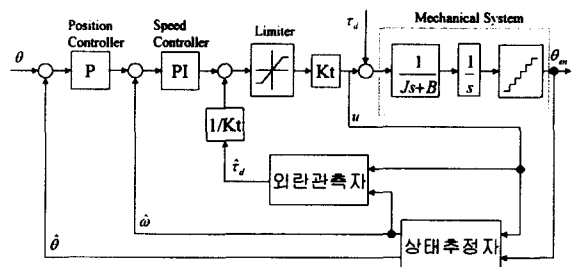


그림 4.1 칼만 필터를 이용한 서보 시스템의 블록 선도
 Fig. 4.1 The Block Diagram of the Controller including estimator using Kalman filter

4.1 상태추정자의 성능

4.1.1 단위 계단 입력

그림 4.2는 단위계단입력에 대해서 한 축에 위치 P 제어기와 속도 PI 제어기를 구축한 후, 상태추정자의 성능을 알아보기 위한 모의 실험이다. 상태 추정자에서 추정된 위치와 속도가 엔코더에 의해 측정되는 위치에 비해 실제 과형을 잘 추적함을 알 수 있다.

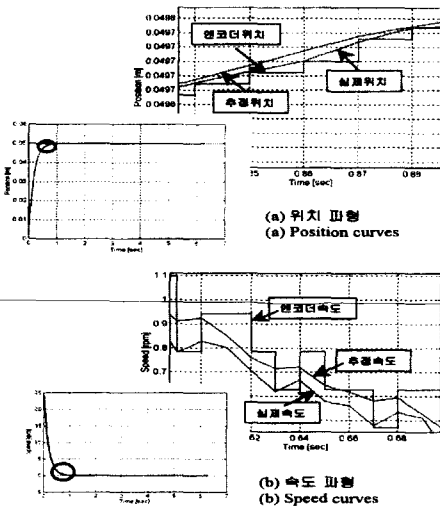


그림 4.2 단위계단 입력시의 위치와 속도 파형
Fig. 4.2 Position-Speed Curves for Unit Step Input

4.1.2 정현파 입력

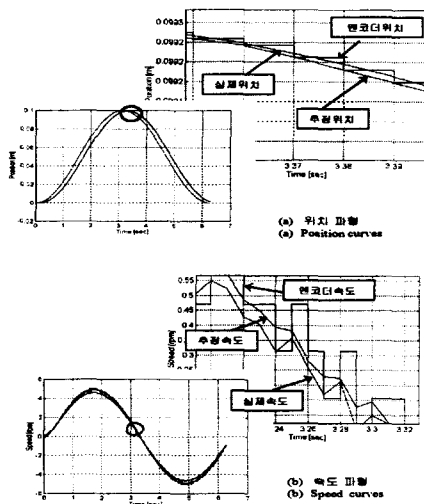


그림 4.3 정현파 입력시의 위치와 속도 파형
Fig. 4.3 Position - Speed Curves for Sine Wave Input

그림 4.3은 정현파 입력에 대해서 한 축에 위치 P 제어기와 속도 PI 제어기를 구축한 후, 상태추정자의 성능을 알아보기 위한 모의 실험이다. 상태추정자에서 추정된 위치와 속도가 엔코더에 의해 측정되는 위치에 비해 실제 파형을 잘 추적함을 알 수 있다.

4.2 외란추정자의 성능

4.2.1 단위 계단 입력

그림 4.4와 그림 4.5는 단위계단 입력에 대해 외부 외란으로 0.15 [N]의 힘을 인가하였을 때, 그림 4.4는 외란보상이 이루어지지 않는 경우의 위치, 그림 4.5는 외란추정자를 통한 외란보상이 이루어지는 경우의 위치에 대한 파형이다. 두 그림을 비교하면, 외란추정자로 외란을 보상하지 하지 않는 경우 위치에 대한 파형이 지연되어 나타남을 알 수 있다.

이루어지지 않는 경우의 위치, 그림 4.5는 외란추정자를 통한 외란보상이 이루어지는 경우의 위치에 대한 파형이다. 두 그림을 비교하여 보면, 외란추정자로 외란을 보상하지 하지 않는 경우에는 위치에 대한 수렴성에 문제가 나타남을 알 수 있다.

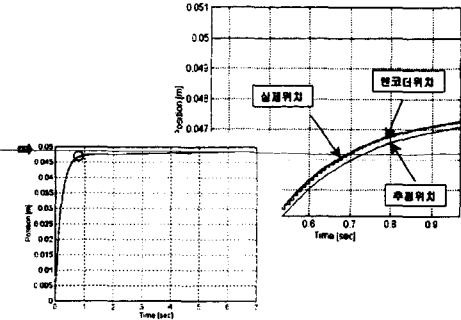


그림 4.4 직류 외란 인가시 보상되지 않은 단위계단에 대한 위치 파형
Fig. 4.4 Uncompensated Position Curves

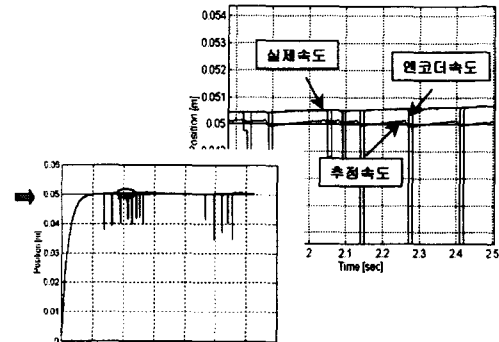


그림 4.5 직류 외란 인가시 보상하는 단위계단에 대한 속도 파형
Fig. 4.5 Compensated Speed Curves

4.2.2 정현파 입력

그림 4.6과 그림 4.7은 정현파 입력에 대해 외부 외란으로 0.15[N]의 힘을 인가하였을 때, 그림 4.6은 외란보상이 이루어지지 않는 경우의 위치, 그림 4.7은 외란추정자를 통한 외란보상이 이루어지는 경우의 위치에 대한 파형이다. 두 그림을 비교하면, 외란추정자로 외란을 보상하지 하지 않는 경우 위치에 대한 파형이 지연되어 나타남을 알 수 있다.

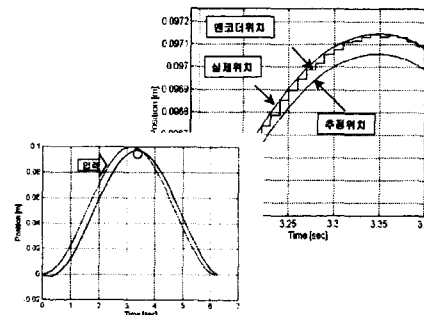


그림 4.6 직류 외란 인가시 보상되지 않은 정현파에 대한 위치 파형
Fig. 4.6 Uncompensated Position Curves

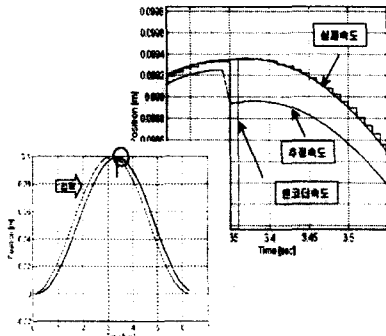


그림 4.7 직류 외란 인가시 보상하는 정현파에 대한 속도 파형
Fig. 4.7 Compensated Speed Curves

5. 실험 및 결과

5.1 실험장치의 구성

실험장치의 전체적인 구성은 그림 5.1과 같다. 실험에 필요한 장치는 크게 대상 플랜트인 AC 서보모터, 모터 드라이버용 인버터, 제어기를 구현하는데 필요한 DSP 보드, 그리고 데이터 수집 및 개발에 필요한 IBM-PC로 구성되어 있다. 구동기로 사용되는 AC 서보모터는 리드스쿠류에 의해 모터의 회전운동이 직선운동으로 바뀌준다. 이 경우 회전운동을 직선운동으로 바꾸주는 과정에서 백래쉬 등의 비선형적인 요소가 나타나게 되는데, 이를 보상하기 위해서 위치루프에 외란추정자를 사용하였다. AC 서보모터는 영구자석형 동기모터(permanent magnet synchronous motor)로 Y 결선으로 되어있고, 모터의 축에 직결하여 광학식 증분형 엔코더(optical incremental encoder)가 장착되어 있다. 표 5.1 과 표 5.2는 실제 실험에 사용되는 모터에 대한 명세를 나타내었다.

표 5.1 실험에 사용된 모터의 변수들
Table 5.1 Motor Parameters Used in the Experiment

Moment of Inertia [kg · m ²]		0.0010388
Viscous coefficient [kg · m ² /sec]		0.0137
Encoder	Number of Pulse [# / rev]	1000
	Resolution [μm]	2.5

소프트웨어는 크게 메인루틴, 스케줄러, 상태추정자, 외란추정자와 위치-속도 제어기로 구성되어 있다. 스케줄러 및 제어기의 구성은 인터럽트에 의해 구동되며 500[μs]로 샘플링한다. 또한 실험에서 사용되는 Q와 R의 계수값은 각각 25와 1E-6이다. 먼저 제안된 추정자의 성능은 Matlab을 통해 검증한다. 그림5.2에서 그림5.5는 제안된 상태추정자의 성능을 검증한다. 각각은 기준계적 신호가 단위계단 입력과 정현파

입력의 경우에 대해, 추정된 위치와 속도의 곡선이 엔코더에 의해 측정된 값보다 실제값에 가까움을 알 수 있다. 그림5.6 및 그림5.7에서 제안된 외란추정자의 성능을 검증한다. 각각은 각 기준계적 신호에 대해 외란추정자로 보상되지 않은 위치와 속도의 곡선이 지연되어 나타남을 알 수 있다.

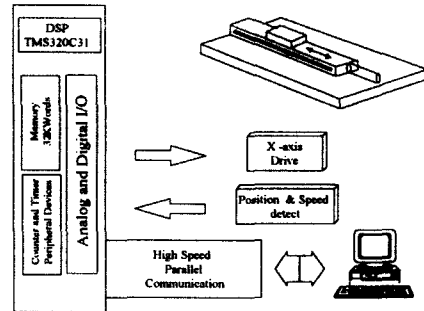


그림 5.1 실험장치의 구성도
Fig. 5.1 Configuration of Experimental Device

표 5.2 실험에 사용된 시스템의 변수들
Table 5.2 System Parameters Used in the Experiment

		X 축	비 고
구동모터정격[W]		200	
통전방식		120도 PWM	
엔코더	펄스수 [개/rev]	4000	모터의 속도측정
	분해능 [μm]	2.5	
스트로크 [mm]		500	
리드(lead) [mm/rev]		10	
최대속도 [mm/sec]		500	
반복위치 결정정도 [mm]		±0.05	
진직도 [mm]		0.05/300	
백래쉬 [mm]		0.1 이하	
정격추력 [kgf]		18	

5.2 상태 추정자의 성능(단위 계단 및 정현파 입력시)

그림5.2에서 그림5.5는 단위계단 및 정현파 입력에 대해서 한 축에 위치 P 제어기와 속도 PI 제어기를 구축한 후, 상태추정자의 성능을 보기 위한 실험으로 상태 추정이 잘 되고 있음을 알 수 있다. 실제 실험에서 제안된 상태 추정자에서 추정된 위치와 속도 곡선이 기준 계적 신호인 단위 계단 입력과 정현파 입력에 대해 추정된 위치와 속도 곡선을 엔코더에 의해 측정된 값과 비교하였다. 그러나 추정된 속도는 모의 실험 파형에 비해 큰 리플을 갖는다. 이는 시스템 잡음과 측정 잡음이 완전히 고려되지 않았기 때문이다.

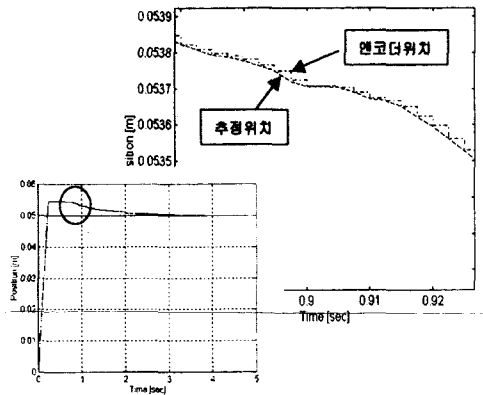


그림 5.2 단위계단 입력시의 위치 파형
Fig. 5.2 Position Curves for Step Input

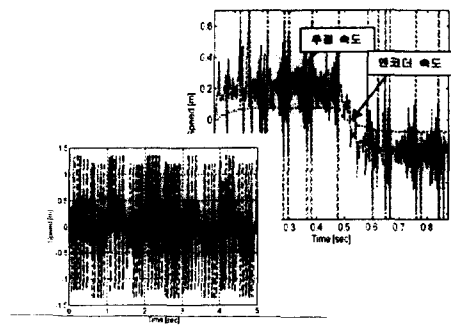


그림 5.5 정현파 입력시의 속도 파형
Fig. 5.5 Speed Curves for Sine Wave Input

5.3 외란 추정자의 성능 (직류 외란시)

그림 5.6과 그림 5.7은 단위계단 및 정현파 입력에 대해 외부 외란으로 73.5 [N]의 힘을 인가하였을 때, 외란 보상이 이루어지지 않는 경우 및 외란 추정자를 통한 외란 보상이 이루어지는 경우에 대한 실험 결과 파형이다. 그림 5.6은 정상 상태 부근에서 보상되어지는 위치 곡선이 보상되지 않은 곡선에 비해 천천히 변하고 있다. 또한 그림 5.7은 보상되지 않은 위치 곡선이 보상되어지는 곡선에 비해 지연됨을 알 수 있다. 또한 외란 추정자로 외란을 보상하지 하지 않는 경우에는 위치에 대한 추정성에 대하여 문제가 나타남을 알 수 있다.

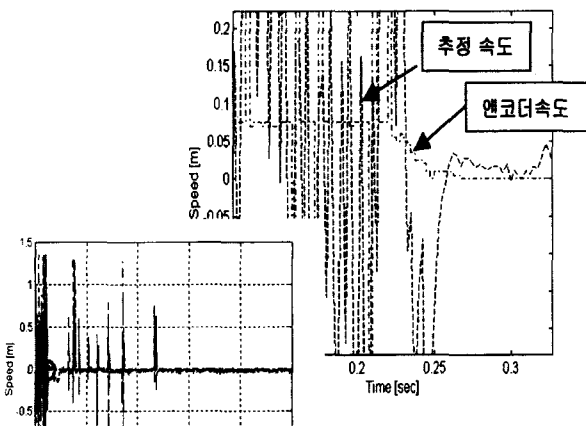


그림 5.3 단위계단 입력시의 속도 파형
Fig. 5.3 Speed Curves for Step Input

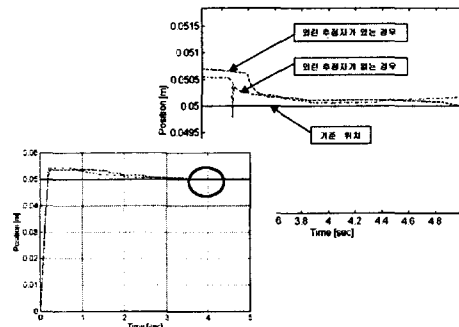


그림 5.6 단위계단에 대한 위치 파형
Fig. 5.6 Position Curves for Unit Step Input

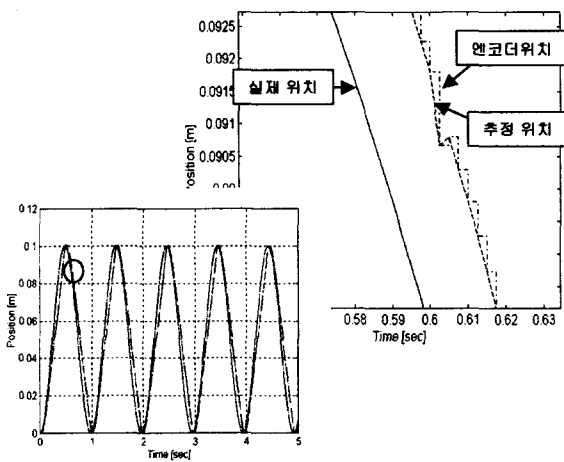


그림 5.4 정현파 입력시의 위치 파형
Fig. 5.4 Position Curves for Sine Wave Input

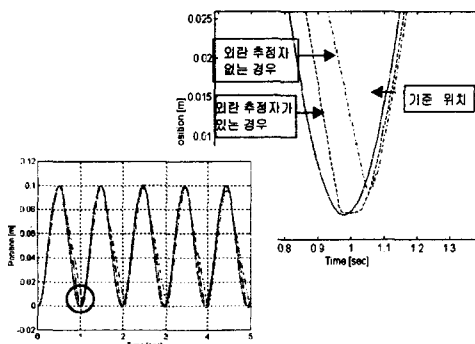


그림 5.7 정현파에 대한 위치 파형
Fig. 5.7 Position Curves for Sine Wave Input

6. 결 론

본 연구는 서보시스템의 추적성능을 향상시키기 위한 서보제어기의 문제를 다루었다. 첫 번째로 시스템 잡음과 측정 잡음을 가지는 일반적인 서보시스템의 상태를 관측하기 위한 상태추정자를 설계하였다. 이 상태추정자는 시스템의 모델링 오차를 시스템 잡음항으로, 측정시에 발생하는 오차를 측정잡음항으로 각각 고려하여 전 상태와 현재의 출력으로부터 현재의 상태를 추정하도록 설계하였다. 두 번째로 서보시스템에 인가되어지는 외부 외란을 보상하기 위하여 외란추정자를 설계하였다. 이 외란추정자는 시스템에서 발생하는 외란을 추정하여 그 값에 해당하는 제어입력의 크기를 폐루프 시스템에서 보상한다. 이러한 외란관측 기법은 폐루프 시스템의 상태방정식으로부터 유도된다.

이러한 상태 및 외란 추정자의 성능은 단위 계단 입력과 정현파 입력에 대해 모의 실험을 하였으며, 실제 실험을 통하여 제안된 추정자가 좋은 안정도를 가지고 고정도의 성능을 가짐을 검증하였다. 또한 칼만 필터의 안정도 증명에 대한 고찰이 필요하다.

본 논문은 1998년도 인하대학교 교내 연구비와 1998년도 한국과학재단 지원 제어계측 신기술 연구센터 연구비에 의하여 수행되었음.

참고문헌

- [1] Mohinder S. Grewal, Angus P. Andrews, "Kalman Filtering Theory and Practice", Prentice Hall, pp. 106-159, 1993.
- [2] Heui-Wook Kim, "A New Motor Speed Estimator Using Kalman Filter in Low-Speed Range", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol 43, No. 4, pp. 498-504, 1996.
- [3] C.K. Chui, G. Chen, "Kalman Filtering with Real-Time Applications", Springer-Verlag, 1987.
- [4] S. Endo, M. Tomizuka, and Y. Hori, "Robust Digital Tracking Controller Design for High-Speed Positioning Systems", *Proceeding of the American Control Conference*, 1993.
- [5] T. Umeno, and Y. Hori, "Robust Speed Control of DC Servomotors using Modern Two Degrees-of-Freedom Controller Design", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol 38, No. 5, pp. 363-368, 1991.
- [6] T. Umeno, and Y. Hori, "Robust DC Servo System Design based on the Parameterization of Two Degrees-of-freedom Control System", *IECON '89*, pp. 313-318, 1989.

- [7] Tsutomu Ohmae, "A Microprocessor- Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol 29, No. 3, pp. 207-211, 1982.
- [8] Keiji Saito, "A Microprocessor- Controlled Speed Regulator with Instantaneous Speed Estimation for Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol 35, No. 1, pp. 95-99, 1988.
- [9] Kenji Kubo, "Disturbance Torque Compensated Speed Observer for Digital Servo Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1182-1187, 1990.
- [10] Yoichi Hori, "An Instantaneous Speed Observer for High Performance Control of DC Servomotor Using DSP and Low Precision Shaft Encoder", *EPE FIRENZE*, No.3, pp. 647-652, 1991.
- [11] Sergey Shevtsov, "Novel Technique of Optimal State Observer Construction for Microprocessor-Based Electrical Drive Control", *IEEE IECON'95* Vol. 2, pp. 814-817, 1995.

저 자 소 개

신 두 진 (申 杜 眞)
 전기학회 논문지 48A권 5호 참조
 Tel : 032-860-7394
 E-mail : g1982554@inhavision.inha.ac.kr

허 옥 열 (許 旭 烈)
 전기학회 논문지 48A권 5호 참조
 Tel : 032-860-7394
 E-mail : uyhuh@inha.ac.kr