

전기 유압 서보 시스템의 비선형 외란 관측기 기반 피드백 선형화 제어

Disturbance Observer based Feedback Linearization Control for Electro-Hydraulic Servo Systems

원 대 희* · 김 원 희** · 정 정 주*
(Daehee Won · Wonhee Kim · Chung Choo Chung)

Abstract - We propose a disturbance observer(DOB) based feedback linearization control to improve position tracking performance in the presence of disturbance. The proposed method consists of a disturbance observer and a feedback linearization controller. The disturbance observer is designed to estimate the load force disturbance in electro-hydraulic systems. An auxiliary state variable is proposed in order to avoid amplification of the measurement noises in the disturbance observer. Using the estimated disturbance enables the Electro-hydraulic servo systems(EHS) dynamics to be changed into feedback linearization from. In order to compensate for the disturbance and to track the desired position, the feedback linearization based controller is proposed. The proposed method has a simple structure which can easily be implemented in practice. As a result, the proposed method improves the position tracking performance in the presence of disturbance. Its performance is validated via simulations.

Key Words : Electro-hydraulic servo systems, Disturbance observer, Feedback linearization

1. 서 론

전기-유압 서보 시스템 (EHS)은 액추에이터의 자체 무게 대비 큰 힘을 낼 수 있는 장점을 가지고 있어 건설기계, 고출력/고하중 로봇 등 다양한 산업자동화 분야에서 많이 활용되고 있다 [1]. 유압 시스템에 사용되는 기름의 압축성과 서보 밸브의 복잡한 유동 특성으로 인하여 EHS의 동역학 특성은 비선형성을 가지게 되며, 이러한 EHS의 위치 혹은 힘 제어 성능을 향상시키기 위하여 90년대부터 최근까지 다양한 제어 방법이 연구 되어 왔다. EHS의 비선형성을 보상하기 위해 가변구조방식을 이용한 제어방법들이 제시 되었지만 chattering을 유발 할 가능성이 있다는 단점이 있다[2]-[3]. EHS의 동역학은 strict feedback 형태의 구조를 가지고 있기 때문에 backstepping과 passivity 기반의 제어기 설계 방법들이 연구되었다[4]-[7]. 이 방법들이 제어 성능을 향상 시켰으나, 그 구조가 복잡하고 측정된 신호의 여러 번

미분된 값을 제어기에 사용하기 때문에 측정 잡음을 증폭 시킨다는 단점이 있다. EHS의 비선형 특성을 보상하고 제어 알고리즘 구조를 간편화하기 위하여 피드백 선형화를 이용한 제어 방법도 연구 되었다[8]-[11]. 하지만 이 방법들은 부하 및 마찰력 등이 측정이 가능하다는 가정을 사용하거나 이를 고려하지 않고 설계 되었다. EHS의 제어 성능 향상을 위해서 부하 및 마찰력 등은 측정을 통해 알아야만 하는 물리량이지만, 실제로는 공간 및 비용적인 제약조건으로 인해 직접 측정하기 어렵다. 따라서, 최근에는 이러한 EHS의 제어 성능 향상을 위해 적응제어 기법을 사용하여 외란을 관측하는 제어방법[12]-[17]에 대한 연구가 진행되었으나, 대부분이 복잡한 구조와 많은 연산량으로 인해 실제 산업현장에서 사용하기에는 어려움이 많다. 더욱이 이러한 방법들도 측정된 신호의 미분된 값을 외란 관측에 사용하기 때문에 측정 잡음을 증폭 시키는 결과를 가져온다.

본 논문에서는 EHS의 위치 추종 성능을 향상시키기 위하여 외란 관측기 기반의 피드백 선형화 제어를 제안하였다. 먼저 제어기 설계를 위해 외란을 고려하여 EHS의 동역학을 피드백 선형화 하였다. 그리고, 부하를 관측하고 측정 잡음의 증폭을 최소화하기 위하여 보조 변수를 이용한 외란 관측기를 설계 하였고, 이를 이용하여 측정하기 어려운 외란을 관측하여 보상하고 위치 추종을 위한 피드백 선형화 제어를 설계 하였다. 그리고, Lyapunov 함수를 이용하여 페루프 시스템의 전체 안정도를 증명 하였다. 마지막으로 모의실험을 통하여 제안된 제어기법의 성능을 검증하였다.

† Corresponding Author : Div. of Electrical and Biomedical Engineering, Hanyang Univ., Korea.

E-mail: cchung@hanyang.ac.kr

* Dept. of Electrical Engineering, Hanyang Univ., Korea and Human and Culture Convergence Technology R&BD Group, Korea Institute of Industrial Technology (KITECH), Korea.

** Dept. of Electrical Engineering, Dong-A Univ., Korea.

Received : November 12, 2014; Accepted : January 21, 2015

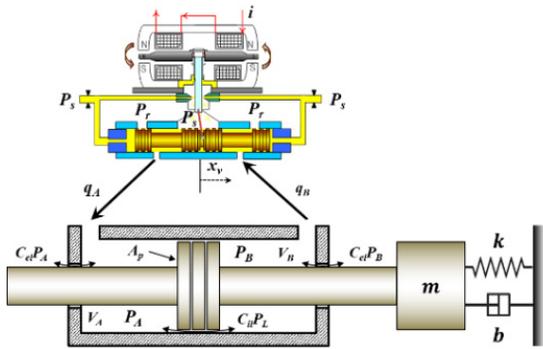


그림 1 전기유압 서보 시스템 구조
 Fig. 1 The structure of an electro-hydraulic servo system

2. 시스템 모델링 및 피드백 선형화

2.1 시스템 모델링

EHS는 서보 밸브의 토크 모터 전류제어를 통해 스톱의 위치를 제어하고, 스톱 위치에 따른 유량 공급을 통해 최종적으로 실린더의 운동을 결정하는 2단 구조의 유량제어 방식의 밸브이며 본 논문에서 사용된 전기-유압 서보 시스템은 Fig. 1과 같은 구조로 되어 있다. 많은 EHS에서는 서보 밸브의 동특성이 제어하고자 하는 기계시스템의 동특성에 비해 매우 빠르기 때문에 수십 Hz이내의 EHS 응용 시스템에서는 서보 밸브의 동역학 식을 무시할 수 있다. 그래서, 본 논문에서는 서보 밸브의 토크모터 전류와 스톱의 위치 관계를 다음과 같이 간략화 하여 사용하였다.

$$x_v = k_v i \quad (1)$$

여기에서 x_v 는 서보 밸브의 스톱 위치[m], i 는 토크 모터의 입력 전류[mA], k_v 는 토크 모터 전류 상수[m/mA]이다. 유압 밸브의 유량 방정식은 다음과 같이 표현된다[1].

$$Q_L = C_d w x_v \sqrt{\frac{1}{\rho} (P_s - \text{sgn}(x_v) P_L)} \quad (2)$$

여기에서 Q_L 은 부하유량[m³/s], C_d 는 유량계수, w 는 스톱의 면적 구배[m], ρ 는 작동유의 밀도[kg/m³], P_s 은 공급압력[N/m²], P_L 은 부하압력[N/m²], $\text{sgn}(\cdot)$ 는 부호함수이다. P_L 은 챔버 A와 B의 압력인 P_A 와 P_B 의 압력 차를 나타낸다. 각 챔버에 유량 연속방정식을 적용하면 부하유량의 연속방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Q_L = A_p \dot{x}_p + C_{il} P_L + \frac{V_t}{4\beta_e} \dot{P}_L \quad (3)$$

여기에서 A_p 는 피스톤의 유효단면적[m²], x_p 는 실린더의 위치

[m], $C_{il} = C_{il} + C_{el}/2$ 은 내/외부의 총 누유 계수[m⁵/Ns], C_{il} 은 내부 누유 계수, C_{el} 은 외부 누유 계수, V_t 는 실린더 내부 및 배관을 포함한 구동기 총 볼륨[m³], β_e 는 유체의 bulk modulus[N/m²]이다.

유량 방정식(2)와 부하유량 연속방정식(3)을 이용하여 구동기의 유체 동역학 식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\dot{P}_L = -\frac{4\beta_e A_p}{V_t} \dot{x}_p - \frac{4\beta_e C_{il}}{V_t} P_L + \frac{4\beta_e C_d w}{V_t} \sqrt{\frac{1}{\rho} (P_s - \text{sgn}(x_v) P_L)} x_v \quad (4)$$

마지막으로, 구동기와 부하 사이에 뉴턴 제 2법칙을 적용하면 다음과 같은 부하운동방정식을 유도할 수 있다.

$$M \ddot{x}_p = -K x_p - B \dot{x}_p + A_p P_L - F_L \quad (5)$$

여기에서 M 는 피스톤의 무게[kg], K 는 부하 탄성계수[N/m], B 는 댐핑 계수[N/(m/s)], F_L 는 부하력[N] 이다.

식(1), (4)-(5)을 상태방정식 형태로 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -a_1 x_1 - a_2 x_2 + a_3 x_3 - a_4 F_L \\ \dot{x}_3 &= -h_1 x_2 - h_2 x_3 + h_3 \sqrt{P_s - \text{sgn}(u) x_3} u \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (6)$$

여기에서 $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ 는 시스템 상태변수이며, x_1 은 피스톤 위치[m], x_2 는 피스톤 속도[m/s], x_3 는 챔버 A, B의 압력 차[N/m²], $u = i$ 는 입력 전류[mA], y 는 시스템 출력, $a_1 = K/M$, $a_2 = B/M$, $a_3 = A_p/M$, $a_4 = 1/M$, $h_1 = 4\beta_e A_p/V_t$, $h_2 = 4\beta_e C_{il}/V_t$, $h_3 = 4\beta_e C_d w k_v / (V_t \sqrt{\rho})$ 이다.

본 논문에서는 시스템의 출력 y 가 주어진 y_d 를 추종하는 제어기를 설계하는 것이 목적이다.

2.2 피드백 선형화

EHS의 동역학 식(6)의 출력 피드백 선형화를 위해 일반화된 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u + p(x)d \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서 $d = F_L$ 이다. 새로운 상태변수 z 를 아래와 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} z_1 &= x_2 \\ z_2 &= x_3 \\ z_3 &= -a_1 x_1 - a_2 x_2 + a_3 x_3 - a_4 d \end{aligned} \quad (8)$$

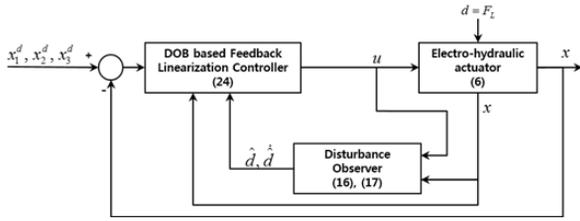


그림 2 제어 시스템 블럭도

Fig. 2 Block diagram of the control system

식(7)에서 출력 $h(\cdot)$ 의 $f(\cdot)$, $g(\cdot)$ 와 $p(\cdot)$ 에 대한 Lie derivatives 과정을 거쳐 피드백 선형화된 결과를 식(8)의 새로운 상태변수를 이용하여 좌표 변환하면 식(7)은 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ \dot{z}_3 &= \alpha(z) + \beta(z, u)u - a_4 h_2 d - a_4 \dot{d} \\ y &= z_1 \end{aligned} \quad (9)$$

여기에서

$$\begin{aligned} \alpha(z) &= -a_1 h_2 z_1 - (a_1 + a_2 h_2 + a_3 h_1) z_2 - (a_2 + h_2) z_3, \\ \beta(z, u) &= a_3 h_3 \sqrt{P_s - \text{sgn}(u)} \left(\frac{a_1 z_1 + a_2 z_2 + z_{3_0}}{a_3} \right) \end{aligned}$$

이다.

실제로 식(9)의 피드백 선형화 결과에서는 부하 F_L 인 외란 d 는 측정할 수 없기 때문에 식(8)에서 z_3 를 알 수 없어 식(9)를 이용하여 제어를 직접적으로 설계하기 어렵다. 따라서, 본 논문에서는 측정 가능한 상태 변수로 이루어진 z_{3_0} 를 도입하고 상태 변수 z 를 아래와 같이 재 정의 한다.

$$\begin{aligned} z_1 &= x_2 \\ z_2 &= x_2 \\ z_3 &= z_{3_0} - a_4 d \end{aligned} \quad (10)$$

여기에서 $z_{3_0} = -a_1 x_1 - a_2 x_2 + a_3 x_3$ 이다. 이때 식(9)는 다음과 같이 재 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_{3_0} - a_4 d \\ \dot{z}_3 &= \alpha_0(z) + \beta_0(z, u)u + a_5 a_4 d - a_4 \dot{d} \\ y &= z_1 \end{aligned} \quad (11)$$

여기에서

$$\begin{aligned} \alpha_0(z) &= -a_1 h_2 z_1 - (a_1 + a_2 h_2 + a_3 h_1) z_2 - (a_2 + h_2) z_3, \\ \beta_0(z, u) &= a_3 h_3 \sqrt{P_s - \text{sgn}(u)} \left(\frac{a_1 z_1 + a_2 z_2 + z_{3_0}}{a_3} \right) \end{aligned}$$

이다.

식 (11)에서도 역시 외란 d 는 알 수 없는 값이기 때문에 본

논문에서는 식(11)의 \dot{z}_2 의 관계식을 이용하여 외란 관측기를 설계하여 외란을 관측하고 관측된 외란 d 를 제어기 설계에 이용하고자 한다.

3. 외란 관측기 기반 피드백 선형화 제어

3.1 외란 관측기 설계

이번 절에서는 측정 불가능한 외란 d 를 관측하기 위한 외란 관측기를 설계한다. 식(11)의 \dot{z}_2 항을 외란 d 에 대해 다시 정리하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$d = \frac{z_{3_0} - \dot{z}_2}{a_4} \quad (12)$$

관측된 외란을 \hat{d} 으로 정의하고, 외란 관측 오차를 아래와 같이 정의한다.

$$\tilde{d} = d - \hat{d} \quad (13)$$

외란 관측기의 기본 동역학 식을 아래와 같이 제안한다.

$$\dot{\hat{d}} = l_o \tilde{d} = l_o \left(\frac{z_{3_0} - \dot{z}_2}{a_4} - \hat{d} \right) \quad (14)$$

여기에서 l_o 은 관측기 이득이다.

본 논문에서는 상태변수의 측정조건과 부하의 미분에 대한 유계를 다음과 같이 가정한다.

가정 1. EHS 동역학 식(6)의 상태변수 $x = [x_1, x_2, x_3]^T$ 는 모두 측정이 가능하며, 외란 d 의 미분 값에 대해서는 다음의 조건을 만족하는 양의 상수 \dot{d}_{\max} 가 존재한다.

$$\sup_t |\dot{d}(t)| < \dot{d}_{\max} \quad (15)$$

제안된 외란 관측기의 기본 동역학 식(14)에서는 상태의 미분 값 \dot{z}_2 이 사용되고 있어 측정 잡음 등으로 인한 영향이 크게 반영되어 실제로는 적용하기 어렵게 된다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 보조변수 ξ 를 다음과 같이 제안한다.

$$\xi = \hat{d} + l_o \frac{z_2}{a_4} \quad (16)$$

보조변수 ξ 의 동역학 식은 다음과 같다.

$$\dot{\xi} = -l_o \xi + l_o \frac{z_{3_0}}{a_4} + l_o^2 \frac{z_2}{a_4} \quad (17)$$

이론 1.

가정 1의 전체 하에 보조변수 ξ 와 ξ 의 동역학 식을 고려한다. 이 경우 외란 관측 오차의 크기는 다음을 만족한다.

$$|\tilde{d}| \leq e^{-l_o t} |\tilde{d}(0)| + \frac{1}{l_o} \rho(t) \quad (18)$$

여기에서 $\rho(t)$ 는 $\forall t \geq 0, \rho(t) \geq |\tilde{d}|$ 의 조건을 만족하는 상위 덮개 함수이다. ◆

증명. 보조 변수와 외란 관측기 오차의 시간에 대한 미분은 아래와 같다.

$$\dot{\xi} = \dot{\hat{d}} + l_o \frac{z_2}{a_4} \quad (19)$$

$$\dot{\tilde{d}} = \dot{d} - \dot{\hat{d}} \quad (20)$$

식(20)에 식(19)를 대입하고, 식(12)-(13), 식(16)-(17)를 이용하면 아래와 같은 외란 관측기 오차 동역학 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{d}} &= \dot{d} - \dot{\hat{d}} \\ &= \dot{d} - (\dot{\xi} - l_o z_2 / a_4) \\ &= \dot{d} - [-l_o (\xi - l_o z_2 / a_4) + l_o z_3 / a_4 - l_o (z_3 / a_4 - d)] \\ &= \dot{d} - l_o (d - \hat{d}) \\ &= -l_o \tilde{d} + \dot{d} \end{aligned} \quad (21)$$

따라서, $|\tilde{d}| \leq e^{-l_o t} |\tilde{d}(0)| + \frac{1}{l_o} \rho(t)$ 이다. ◆

제한한 외란 관측기 (16)-(17)에서는 \hat{d} 을 얻기 위해 측정된 상태의 미분 값 \dot{z}_2 이 직접적으로 사용되지 않아 일부의 측정 잡음이 존재하여도 관측기 이득 l_o 값을 상대적으로 키울 수 있다. 이는 기존의 방법에 비해 큰 관측기 이득 l_o 값을 사용할 수 있기 때문에 관측기의 수렴속도를 빠르게 할 수 있을 뿐만 아니라 $\frac{1}{l_o} \rho(t)$ 의 값이 작아지게 된다. 즉, 본 논문에서 제안한 방법은 외란 관측 오차의 유계 영역을 작게 만들 수 있다.

3.2 피드백 선형화 제어기 설계

이번 절에서는 외란 관측기로부터 관측된 외란 \hat{d} 을 이용하여 피드백 제어기를 설계한다. 본 논문에서는 각 상태의 목표치를 아래와 같이 정의한다.

$$z_1^d = x_1^d, z_2^d = x_2^d, z_3^d = z_{3_o}^d - a_4 \hat{d} \quad (22)$$

여기에서 x_1^d, x_2^d 는 각각 피스톤의 목표 위치와 속도, $z_{3_o}^d = -a_1 x_1^d - a_2 x_2^d + a_3 x_3^d$ 이며, 각 상태의 추종 오차를 아래와 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} e_1 &= z_1^d - z_1 \\ e_2 &= z_2^d - z_2 \\ e_3 &= e_{3_o} + a_4 \tilde{d} \end{aligned} \quad (23)$$

여기에서 $e_{3_o} = z_{3_o}^d - z_{3_o}$ 이다. 식(16)-(17)에 의해 관측된 외란과 식(23)을 이용한 피드백 선형화 제어법칙을 아래와 같이 설계 할 수 있다.

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{\beta_o(z, u)} [\dot{z}_3^d - \alpha_o(z) + k_1 e_1 \\ &\quad + k_2 e_2 + k_3 e_3 - a_2 a_4 \hat{d} + a_4 \dot{\tilde{d}}] \end{aligned} \quad (24)$$

여기에서 k_1, k_2, k_3 는 제어 이득이다.

Fig. 2는 외란 관측기 기반 피드백 선형화 제어시스템의 블록도를 나타낸다. 측정 불가능한 외란 d 는 측정된 상태 x 와 제어 입력 u 를 사용하여 관측하고, 관측된 외란 \hat{d} 과 각 상태의 오차를 사용하여 제어 입력 u 를 얻을 수 있다.

3.3 페루프 시스템의 안정도 해석

선형화된 EHS 동역학 식(11)에 식(24)의 피드백 제어 법칙을 적용하면 다음과 같다.

$$\dot{z}_3 = \dot{z}_3^d + k_1 e_1 + k_2 e_2 + k_3 e_3 + a_2 a_4 \tilde{d} - a_4 \dot{\tilde{d}} \quad (25)$$

식(21)과 식(23)을 이용하여 다시 정리하면 e_3 의 오차 동역학 식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\dot{e}_3 = -k_1 e_1 - k_2 e_2 - k_3 e_3 - (l_o a_4 - k_3 a_4 + a_2 a_4) \tilde{d} + a_4 \dot{\tilde{d}} \quad (26)$$

피드백 제어 시스템과 외란 관측기의 오차 동역학 식을 정리하면 페루프 시스템의 오차 동역학 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= e_2 \\ \dot{e}_2 &= e_3 + a_4 \tilde{d} = e_3 \\ \dot{e}_3 &= -k_1 e_1 - k_2 e_2 - k_3 e_3 - (l_o a_4 - k_3 a_4 + a_2 a_4) \tilde{d} + a_4 \dot{\tilde{d}} \\ \dot{\tilde{d}} &= -l_o \tilde{d} + \dot{d} \end{aligned} \quad (27)$$

식(27)을 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_{cl} &= A_{cl} e_{cl} + \delta(\dot{d}) \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 & -k_4 \\ 0 & 0 & 0 & -l_o \end{bmatrix} e_{cl} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a_4 \tilde{d} \\ \dot{d} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (28)$$

여기에서 $e_{cl} = [e_1 \ e_2 \ e_3 \ \tilde{d}]^T$ 이며, $k_4 = l_o a_4 - k_3 a_4 + a_2 a_4$ 이다.

이론 2.

식(28)의 오차 동역학 식을 고려하자. 그리고, 외란 관측기 (16)-(17)에서 관측기 이득 l_o 이 양수이고 A_d 이 Hurwitz이라면, e_d 은 지수적으로 감소하여 유계 $B_r = \left\{ e_d \mid \|e_d\| = \frac{2a_4\lambda_{\max}(P)\dot{d}_{\max}}{\lambda_{\min}(Q)} \right\}$ 안으로 들어와 유계 B_r 안에 머무른다. P 와 Q 는 $PA_d + A_d^T P = -Q$ 를 만족하는 양한정 행렬이다. ♦

증명. 페루프 시스템의 오차로 구성된 Lyapunov candidate function을 다음과 같이 정의한다.

$$V_d = e_d^T P e_d \tag{29}$$

여기서 P 는 양 한정 행렬이며, V_d 의 시간에 대한 미분은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_d &= e_d^T \dot{P} e_d + e_d^T P \dot{e}_d \\ &= e_d^T P (A_d e_d + \delta(\dot{d})) + (A_d e_d + \delta(\dot{d}))^T P e_d \\ &= e_d^T (P A_d + A_d^T P) e_d + 2e_d^T P \delta(\dot{d}) \end{aligned} \tag{30}$$

$PA_d + A_d^T P = -Q$ 를 만족하는 양 한정 행렬 Q 가 존재할 때 \dot{V}_d 은 다음과 같다.

$$\dot{V}_d = -e_d^T Q e_d + 2e_d^T P \delta(\dot{d}) \tag{31}$$

Q 행렬의 특성과 3.1절에서 가정한 외란 미분값의 유계 크기 조건은 아래와 같다.

$$\lambda_{\min}(Q) \|e_d\|^2 \leq e_d^T Q e_d \leq \lambda_{\max}(Q) \|e_d\|^2 \tag{32}$$

$$\delta(\dot{d}) \leq a_4 \dot{d}_{\max} \tag{33}$$

식(32)-(33)의 조건을 적용하여 식(31)을 다시 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{V}_d \leq -\lambda_{\min}(Q) \|e_d\|^2 + 2a_4\lambda_{\max}(P)\dot{d}_{\max} \|e_d\| \tag{34}$$

식(34)으로부터, e_d 은 지수적으로 감소하여 유계 $B_r = \left\{ e_d \mid \|e_d\| = \frac{2a_4\lambda_{\max}(P)\dot{d}_{\max}}{\lambda_{\min}(Q)} \right\}$ 안으로 들어와 유계 B_r 안에 머무른다. ♦

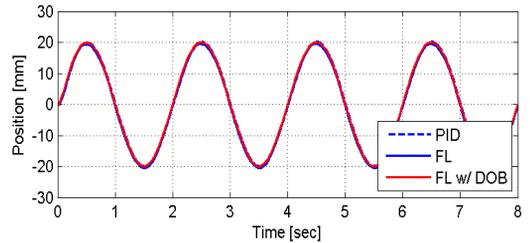
4. 시뮬레이션 결과

제안된 제어기의 위치 추종 성능을 확인하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였으며, 표 1은 시뮬레이션에 사용된 변수 값을 나타내며, 제안된 제어기와 아래와 같은 일반적인 PID제어기(Case 1), 피드백 선형화 제어기(Case 2)와 그 성능을 비교하였다.

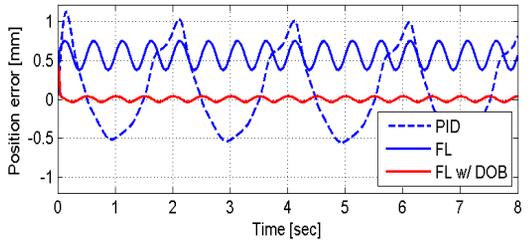
표 1 시뮬레이션에 사용된 변수와 값

Table 1 EHS and Controller Parameters

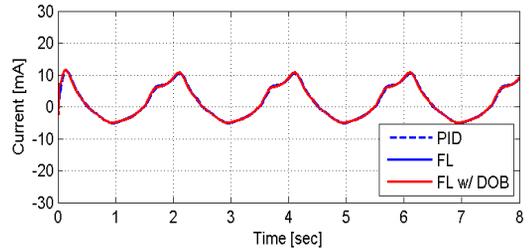
변수 값	변수 값
$M = 10 \text{ kg}$	$K = 50 \text{ N/m}$
$B = 1000 \text{ Ns/m}$	$C_d = 0.6$
$A_p = 4.812 \times 10^{-4} \text{ m}^2$	$\beta_e = 1.8 \times 10^9 \text{ N/m}^2$
$V_t = 6.2 \times 10^{-5} \text{ m}^3$	$C_{il} = 2.48815 \times 10^{-14} \text{ m}^5/\text{Ns}$
$C_{cl} = 1.666 \times 10^{-14} \text{ m}^5/\text{Ns}$	$w = 5.2 \times 10^{-3} \text{ m}$
$\rho = 840 \text{ kg/m}^3$	$k_v = 1.33 \times 10^{-5} \text{ m/mA}$
$P_s = 12.0 \times 10^6 \text{ N/m}^2$	$l_o = 150$
$k_0 = 1.5696 \times 10^{10}$	$k_1 = 3.3 \times 10^8$
$k_2 = 1.576 \times 10^6$	$k_3 = 660$



a) 위치 추종 성능



b) 위치 추종 오차



c) 제어 입력

그림 3 Case 1(PID), Case 2(FL)과 제안된 제어방법(FL w/ DOB)의 위치 제어 성능

Fig. 3 Position tracking performance of the Case 1(PID), Case 2(FL), and proposed method (FL w/ DOB)

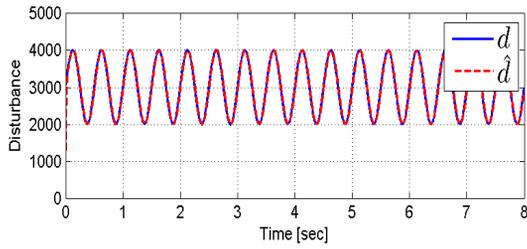


그림 4 제안된 외란 관측기의 외란 관측 성능
 Fig. 4 Disturbance estimation performance of proposed method

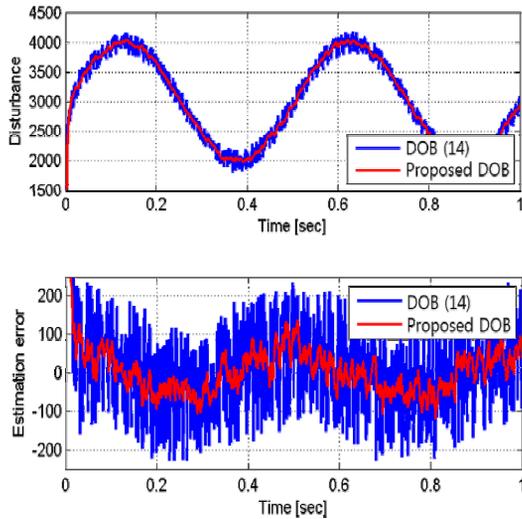


그림 5 측정 노이즈가 존재할 경우 DOB(14)와 제안된 DOB (16)-(17)의 외란 관측 성능 비교
 Fig. 5 Disturbance estimation performance of the DOB (14) and proposed DOB (16) and (17)

Case 1: $u = k_0 \int_0^t e_1 d\tau + k_1 e_1 + k_2 e_2$

Case 2: $u = \frac{1}{\beta_o(z,u)} [z_3^d - \alpha_o(z) + k_1 e_1 + k_2 e_2 + k_3 e_3]$

Fig. 3는 각각 위치제어기의 성능을 보여주며, 목표위치와 외란 등 시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

$$y_d = 20 \times \sin(\pi t) \text{ mm}$$

$$d = 3000 + 1000 \times \sin(4\pi t)$$

Fig. 3(b)에서 PID 제어기(Case 1)와 외란 관측기를 사용하지 않은 피드백 선형화 제어기(Case 2)의 위치 오차는 외란의 상수항에 의한 오프셋과 삼각함수 형태의 가변 외란에 의한 위치 오차가 발생하는 것을 볼 수 있다. 그러나, 제안된 외란 관측기 기반의 피드백 선형화 제어기에서는 이러한 위치 오차가 현저히 줄

어듭을 알 수 있다. 특히, 외란의 상수항에 의한 위치 오차는 대부분이 외란 관측기에 의해 보상되며, 상태 오차가 일정한 유계안에 머무르는 것을 알 수 있다.

Fig. 4는 본 논문에서 제안한 외란 관측기의 외란 관측 성능을 보여준다. 상수 형태의 외란 뿐만 아니라 정현파 형태의 가변형 외란도 잘 관측됨을 볼 수 있다. Fig. 5은 위치 측정 노이즈 $x_{1n} = 50 \times 10^{-3} \text{ mm}$, 압력 측정 노이즈 $x_{3n} = 300 \times 10^3 \text{ N/m}^2$ 가 포함되어 있을 때 기존의 외란 관측기(14)와 본 논문에서 제안한 외란 관측기(16)와 (17)의 외란 관측성능을 보여준다. 제안된 외란 관측기에서는 상태 변수의 미분값을 직접적으로 사용하지 않고 보조 변수 ξ 를 사용하여 기존의 외란 관측기에 비해 노이즈의 영향을 최소화 할 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 외란이 존재하는 EHS시스템의 위치제어 성능 향상을 위해 외란 관측기와 피드백제어기로 구성된 강인한 위치제어기를 제안하였으며, 노이즈 영향을 최소화하기 위해, 즉, 측정 상태의 미분 값을 사용하지 않고 보조변수를 도입하여 외란 관측기에 사용하였다. 그리고, 제안된 외란 관측기와 피드백 제어기로 구성된 폐루프 시스템의 안정도 분석을 통해 수렴성을 증명하였으며, 시뮬레이션을 통해 제안된 제어기의 성능을 입증하였다.

References

- [1] H. E. Merrit, Hydraulic Control System, Wiley and Sons, New York, 1967.
- [2] T. Chen and Y. Wu, "An optimal variable structure control with integral compensation for electrohydraulic position servo control systems," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 39, no. 5, pp. 460 - 463, Oct. 1992.
- [3] M. Jerouane and F. Lamnabhi-Lagarrigue, "A new sliding mode controller for a hydraulic actuators," in Proc. IEEE Conf. Dec. Control, vol 1. Dec. 2001, pp. 908 - 913
- [4] A. Alleyne and R. Liu, "A simplified approach to force control for electro-hydraulic systems," Control Eng. Pract., vol. 8, no. 12, pp. 1347 - 1356. Dec. 2000.
- [5] C. Kaddissi, J. Kenne, and M. Saad, "Identification and real-time control of an electrohydraulic servo system based on nonlinear backstepping," IEEE/ASME Trans. Mechatron., vol. 12, no. 1, pp. 12 - 22, Feb. 2007.
- [6] H. Zeng and N. Sepehri, "Tracking control of hydraulic actuators using a LuGre friction model compensation," ASME J. Dyn. Syst., Meas., Control, vol. 130, no. 1, pp. 014502-1 - 014502-7, Jan. 2008.
- [7] C. Guan and S. Pan, "Nonlinear adaptive robust control of single-rod electro-hydraulic actuator with unknown

nonlinear parameters,” IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 16, no. 3, pp. 434 - 445, May 2008.

[8] G. Vossoughi and M. Donath, “Dynamic feedback linearization for electrohydraulically actuated control systems,” J. Dyn. Syst. Meas. Control, vol. 117, no. 4, pp. 468 - 477, Dec. 1995.

[9] B. Ayalew and B. T. Kulakowski, “Cascade tuning for nonlinear position control of an electro-hydraulic actuator,” in Proc. Amer. Control Conf., Jun. 2006, pp. 4627 - 4632.

[10] J. Seo, R. Venugopala, and J.-P. Kenne, “Feedback linearization based control of a rotational hydraulic drive,” Contr. Prac. Eng., vol. 15, no. 12, pp. 1495 - 1507, 2007.

[11] J.-H Kwon, T.-H Kim, J.-S. Jang, I.-Y. Lee, “Feedback linearization control of a hydraulic servo system,” SICE-ICASE International Joint Conference, 2006, pp. 455-460.

[12] W. Kim, D. Won, D. Shin, and C. C. Chung, “Output feedback nonlinear control for electro-hydraulic systems,” Mechatronics, vol. 22, no. 6, pp. 766 - 777, 2012.

[13] K.-S. Kim, K.-H. Rew, and S. Kim, “Disturbance observer for estimating higher order disturbances in time series expansion,” IEEE Trans. Autom. Control, vol. 55, no. 8, pp. 1905 - 1911, Aug. 2010.

[14] B. Friedland and Y. J. Park, “On adaptive friction compensations,” IEEE Trans. Autom. Control, vol. 37, no. 10, pp. 163 - 166, Oct. 1993.

[15] Q. P. Ha, A. Bonchis, D. C. Rye, and H. F. Durrant-Whyte, “Variable structure systems approach to friction estimation and compensation,” in Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom., Apr. 2000, pp. 3543 - 3548.

[16] A. Bonchis, P. I. Corke, D. C. Rye, and Q. P. Ha, “Variable structure methods in hydraulic servo systems control,” Automatica, vol. 37, no. 4, pp. 589 - 595, 2001.

[17] C. S. Kim and C. O. Lee, “Speed control of an overcentered variable displacement hydraulic motor with a load torque observer,” Control Eng. Pract., vol. 4, no. 11, pp. 1563 - 1570, 1996.

저 자 소 개



원 대 희(Daehee Won)

2000년 고려대학교 제어계측공학과 졸업. 2002년 한양대학교 정밀기계공학과 석사. 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 2005년 ~ 2006년 산업자원부 로봇산업팀 민간전문가. 2003년~현재 한국생산기술연구원 지능형로봇 연구그룹 선임연구원, 휴먼문화융합 연구그룹 수석연구원. 관심분야는 비선형 제어, 자율주행 로봇 제어, 유압 응용시스템, 실시간 모션 네트워크, 임베디드 시스템 등.



김 원 희(Wonhee Kim)

2003년 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부 졸업. 2005, 2012년 동 대학원 전자통신전공 공학부 석사, 전기공학과 박사. 2005년 ~ 2007년 삼성전자 정보통신총괄 연구원. 20012년~2013년 효성 중공업 연구소 책임 연구원. 2013년 캘리포니아 주립 대학 버클리 캠퍼스 방문 학자 및 한양대학교 나노과학기술 연구소 박사 후 연구과정. 현재 동아대학교 전기공학과 조교수. 관심 분야는 비선형 제어, 모터 제어, 자동차 제어, 유압 구동기 제어 등.



정 정 주(Chung Choo Chung)

1981년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 석사. 1993년 미국 남가주대 전기컴퓨터 공학과 공학박사. 1983년~1985년 LG 중앙 연구소 주임 연구원. 1985년~1987년 IBM Korea, IPO Associate Engineer. 1993년~1994년 미국 콜로라도 주립대 Research Associate. 1994년~1997년 삼성종합기술원 수석 연구원(팀장). 1997년~현재 한양대학교 전기생체공학부 교수. 2011년 ISPS Program Committee. 2011년 IEEE Trans. on Control Systems Technology, Guest Editor. 2013년~현재 Associate Editor. 2015 IEEE Intelligent Vehicles Symposium, Program Chair. 2015년 제어·로봇·시스템학회(ICROS) 부회장. 관심분야는 비선형제어, 강인제어, 디지털 제어, 전력계통 시스템, 모터제어, 지능형자동차 전자제어 등.