비선형 연속 시간 시스템을 위한 적응 고장 진단 관측기 기반 슬라이딩 모드 제어기 설계

Design of Sliding Mode Controller Based on Adaptive Fault Diagnosis Observer for Nonlinear Continuous-Time Systems

장 승 진, 최 윤 호, 박 진 배*

(Seung Jin Chang¹, Yoon Ho Choi², and Jin Bae Park¹)

¹Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University

²Department of Electronic Engineering, Kyonggi University

Abstract: In this paper, we propose an AFDO (Adaptive Fault Diagnosis Observer) and a fault tolerant controller for a class of nonlinear continuous-time system under the nonlinear abrupt actuator faults. Together with its estimation laws, the AFDO which estimates that the actuator faults is designed by using the Lyapunov analysis. Then, based on the designed AFDO, an adaptive sliding mode controller is proposed as the fault tolerant controller. Using Lyapunov stability analysis, we also prove the uniform boundedness of the state, the output and the fault estimation errors, and the asymptotic stability of the tracking error under the nonlinear time-varying faults. Finally, we illustrate the effectiveness of the proposed diagnosis method and the control scheme thorough computer simulations.

Keywords: adaptive fault diagnosis observer, sliding mode controller, abrupt actuator faults, fault tolerant control, lyapunov stability analysis

I. 서론

최근 시스템이 복잡해지면서 안전에 관한 관심이 높아지고 있으며, 이러한 관심으로 인해 고장 허용 제어기 설계에 관한 연구가 활발히 수행되고 있다. 고장 허용 제어(FTC: Fault Tolerant Control)는 시스템에서 고장이 발생할 경우에도 시스템의 안정도를 보장해주고 원하는 성능과의 오차를 신속히 보상해 주는 기법으로서 일반적으로 능동적(active)과 수동적(passive) FTC로 분류된다.

수동적 FTC는 주어진 고장에 대하여 강인한 기법으로서, 고장 검출 진단이나 재구성 제어기는 필요하지 않다. 이와 반대로 능동적 FTC는 정보가 주어지지 않은 고장이 발생하였을 때에도 강인한 특성을 보이며, 고장에 관한 사전 정보가 없기 때문에 예상치 못한 고장을 검출하고 진단하는 고장 검출 진단기가 포함되어야 한다.

예기치 못한 고장이 발생하였을 경우에 고장을 보상하는 제어 입력을 설계하기 위해서는 고장에 대한 정보를 얻을 수 있는 고장 검출 진단기가 무엇보다 중요하다[1,2]. 물리적 시스템에 대한 정확한 수학적 모델을 얻는 것은 불가능하기 때문에 항상 시스템의 수학적 모델에는 불확실성이 포함된다. 이러한 수학적 모델의 불확실성은 고장이 발생하지 않은 상황에 대해서 고장이 발생하였다고 잘못된 신호

를 보내는 원인이 된다. 따라서 이를 해결하기 위해 모델의 불확실성에 강인한 고장 검출 진단기에 관한 연구가 수행되고 있다. 이를 위하여 슬라이딩 모드 관측기 [3,4]와 적응 관측기 그리고 적응 슬라이딩 모드 관측기 [9-11]를 비롯하여 다양한 기법이 사용되었다. 최근에는 적응 제어 기법을 사용한 검출 진단 관측기에 관한 연구 [5,6]도 수행되고 있으며, 출력 추정치 오차를 이용한 슬라이딩 모드 관측기도 고장 검출 진단기에 이용되고 있다.

FTC는 일반 제어의 경우와는 달리 고장이 발생하였을 때 기준 신호와의 오차를 빠르게 최소화하는 동시에 외부 교란에 대해 적응하는 제어기가 요구된다. 이를 위해 고장 허용 제어기에 슬라이딩 모드 제어(SMC: Sliding Mode Control) 기법, 적응 제어 기법 그리고 백스테핑 제어(backstepping control) 기법 등을 이용한 연구들이 수행되고 있다. 비선형 제어 기법 중 하나인 SMC 기법은 외란이나 매개변수 변화에 강인한 특성을 갖고 있다[3,4]. 매우 큰 외란이나 모델의 불확실성에 대해서도 안정도를 유지하기 위해서는 큰 제어 이득이 필요하다. 그러나 큰 제어 이득은 구동기 포화나 시스템의 고주파 특성을 자극할 수 있으므로 바람직하지 않으며, 이러한 단점을 극복하기 위해 적응 제어 기법을 도입한 적응 슬라이딩 모드 제어 기법이 연구되었다[7].

본 논문에서는 비선형 시스템에 사전 정보가 없는 고장이 발생한 경우에 고장을 추정하는 적응 고장 진단 관측기(AFDO: Adaptive Fault Diagnosis Observer)와 고장이 발생한 상황에도 고장을 보상하고 원하는 신호를 추종하는 고장

* 책임저자(Corresponding Author)

Manuscript received February 15, 2013 / revised June 11, 2013 / accepted July 23, 2013

장승진, 박진배: 연세대학교 전기전자공학과

(crave@yonsei.ac.kr/jbpark@yonsei.ac.kr)

최윤호: 경기대학교 전자공학과(yschoi@kyonggi.ac.kr)

허용 제어기 설계 방법을 제안한다. AFDO는 고장이 발생하였을 경우에 고장의 크기를 추정한다. 외부에서 발생한 작은 외란과 고장을 구분하기 위해서 AFDO는 포화(saturation) 함수로 구성되게 설계한다. 포화 함수의 영역에 따라 시스템의 성능에 영향을 미치지 않는 외란은 무시하고 채터링(chattering) 영향도 상쇄시킬 수 있다. 고장 추정 가중치를 학습시키기 위한 적응 규칙은 리아프노프(Lyapunov) 분석법을 통해서 설계된다. 고장을 보상하기 위한 제어기는 적응 제어 기법을 도입한 SMC 기법에 기반하여 설계한다. 고장이 발생하였을 경우, 시스템의 안정도를 리아프노프 이론을 이용하여 증명한다. 마지막으로, 시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안한 관측기와 제어기의 성능을 기존의 고장 허용 제어기 [8]와 비교하여 검증하고자 한다.

II. 적응 고장 진단 관측기 설계와 학습 방법

1. 적응 고장 진단 관측기 설계

본 논문에서 다루는 연속 시간 어파인(affine) 비선형 고장 모델은 식 (1)과 같다[2].

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u(x) + \beta(t - T)F(x, u) \quad (1)$$

여기서 $x \in R^n$ 는 관측 가능한 상태 변수 벡터, u 는 제어 입력, β 는 시간 T 에서 갑작스럽게 발생한 고장을 나타내는 계단 함수이고, $F(x, u) \in R^n$ 는 갑작스런 고장을 나타내는 벡터 함수이며 상태 변수 x 와 제어 입력 u 에 의존한다.

본 논문에서 식 (1)과 같은 시스템에 대하여 제안하는 AFDO 모델은 식 (2)와 같다.

$$\dot{\hat{x}} = f(x) + g(x)u(x) + \hat{F}(x, u) - k \cdot \text{sat}((\hat{x} - x)/B) \quad (2)$$

여기서 $\hat{x}$ 는 상태 추정 변수 벡터, $\hat{F}(x, u)$ 는 추정 고장 벡터, k 는 양의 상수이고 B 는 포화 함수의 두께이다. 초기 조건 $\hat{x}(0) = x(0)$, $f(x)$ 와 $g(x)$ 는 완전히 안다고 가정한다. II. 2절에 서술할 학습 방법 설계를 위해서는 아래와 같은 가정이 필요하다.

가정 1: 추정 고장 벡터, $\hat{F}(x, u; \hat{\theta})$ 는 식 (3)과 같이 선형 매개 변수화된다.

$$\hat{F}(x, u; \hat{\theta}) = \Omega(x, u)^T \hat{\theta} \quad (3)$$

여기서 $\Omega(x, u) \in R^n$ 는 (x, u) 에 관한 한계 평활 함수(bounded smooth function)이고, $\hat{\theta}$ 는 고장 추정 가중치이다.

참조 1: 본 논문에서 제안하는 포화 함수가 포함된 AFDO는 포화 함수를 이용함으로써 기존의 관측기 [3]에서 발생하는 채터링 문제를 해결한다.

상태 변수 오차 e , 고장 변수 오차 $\tilde{F}(x, u; \tilde{\theta})$ 와 고장 추정 가중치 오차 $\tilde{\theta}$ 는 식 (4)와 같이 정의한다.

$$e = \hat{x} - x$$

$$\tilde{F}(x, u; \tilde{\theta}) = \hat{F}(x, u; \hat{\theta}) - \beta(t - T)F(x, u) \quad (4)$$

$$\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta^*$$

최적화 가중치 θ^* 와 모델링 오차 v 는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다[8].

$$\begin{aligned} \theta^* &= \arg \min \left\{ \sup_{(x, u) \in D} |f(x, u) - \hat{f}(x, u; \hat{\theta})| \right\} \\ v &= \beta(t - T)[\hat{F}(x, u; \theta^*) - F(x, u)] \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 최적화 가중치 θ^* 는 완전 연속 정의역(compact domain) D 에서 존재하는 $F(x, u)$ 와 $\hat{F}(x, u; \hat{\theta})$ 사이의 오차를 최소화 한다. 한편 본 논문에서는 모델링 오차 v 가 없다고 가정한다.

가정 2: 최적화 가중치가 다음과 같이 한계를 가진다고 가정한다:

$$\|\theta^*\| \leq M_B$$

위에서 정의된 변수들을 사용하여 고장 변수 오차는 식 (6)과 같이 재구성될 수 있다[8].

$$\tilde{F}(x, u; \hat{\theta}) = \hat{F}(x, u; \hat{\theta}) - \beta(t - T)\hat{F}(x, u; \hat{\theta}) + v \quad (6)$$

이를 가정 1에 의해 시간 $t \geq T$ 에 대한 상태 변수 오차 방정식은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{e} = \beta(t - T)\Omega^T \tilde{\theta} - k \cdot \text{sat}(e/B) \quad (7)$$

2. 고장 추정 가중치 학습 방법

고장이 발생하게 되면 시스템에 영향을 미치게 되므로 기존의 시스템 모델과 추정 모델 사이의 오차가 발생하게 된다. 이와 같은 시스템 모델과 추정 모델사이의 불일치 오차를 해결하기 위한 고장 추정 가중치에 대한 적응 규칙을 다음과 같이 설계한다.

정리 1: 가정 1과 2가 만족되면, 식 (2)의 관측 시스템에 식 (8)의 적응 규칙을 적용하여 고장 가중치를 학습시키면 고장 변수 오차와 상태 변수 오차는 상시 유계(uniform ultimate boundedness)를 만족하게 된다.

$$\dot{\hat{\theta}} = -\frac{1}{\gamma}\Omega(x, u)e - \frac{1}{\gamma}\hat{\theta} \quad (8)$$

여기서 $\gamma > 0$ 는 적응 이득 상수이다.

증명: 고장 변수 오차와 상태 변수 오차의 상시 유계를 보이기 위하여 리아프노프 함수를 식 (9)와 같이 선정한다.

$$V = \frac{1}{2}e^T e + \frac{1}{2\gamma}\tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \quad (9)$$

식 (9)의 양변을 시스템 궤적에 따라 미분을 하면, 식 (10)이 유도된다.

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= e^T \dot{e} + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}}^T \tilde{\theta} = e^T (\Omega^T \tilde{\theta} - k \text{sat}(e/B)) + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}}^T \tilde{\theta} \\
&= e^T \Omega^T \tilde{\theta} - k e^T \text{sat}(e/B) + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}}^T \tilde{\theta} \\
&= (e^T \Omega^T + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}}^T) \tilde{\theta} - k e^T \text{sat}(e/B)
\end{aligned} \quad (10)$$

식 (8)을 식 (10)에 대입하면 식 (11)이 유도된다.

$$\dot{V} = -k e^T \text{sat}(e/B) - \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \quad (11)$$

위 식은 영역 $D = \{e | \forall e_i \leq B\}$ 에서 $\text{sat}(e/B) = \text{sgn}(e/B)$ 을 만족하기 때문에, 식 (12)를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= -k|e/B| - \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} - \tilde{\theta}^* T \tilde{\theta} \\
&= -k|e/B| - \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} - (\frac{1}{2} \tilde{\theta}^* + \frac{1}{2} (\hat{\theta} - \tilde{\theta}))^T \tilde{\theta} \\
&= -k|e/B| - \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} - (\frac{\theta^*}{2} + \frac{\hat{\theta}}{2})^T \tilde{\theta} \\
&= -k|e/B| - \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} - (\frac{\theta^*}{2} + \frac{\hat{\theta}}{2})^T (\hat{\theta} - \theta^*) \\
&= -k|e/B| - \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \theta^{*T} \theta^* - \frac{1}{2} \hat{\theta}^T \hat{\theta}
\end{aligned} \quad (12)$$

가정 2로 인해 식 (13)을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\dot{V} &\leq -k|e/B| - \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} - \frac{1}{2} \hat{\theta}^T \hat{\theta} + \frac{1}{2} M_B^2 \\
&\leq -k|e/B| - \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2} M_B^2
\end{aligned} \quad (13)$$

그러므로 고장 변수 오차와 상태 변수 오차는 영역 Φ 내에서 상시 유계됨을 알 수 있다. 영역 Φ 는 식 (13)과 같이 정의된다.

$$\Phi \equiv \left\{ (e, \tilde{\theta}) \left| k|e/B| + \frac{1}{2} \|\tilde{\theta}\|_2 \geq \frac{1}{2} M_B^2 \right. \right\} \quad (14)$$

III. 고장 허용 슬라이딩 모드 제어기 설계

SMC 기법에서 슬라이딩 평면은 주어진 시스템과 목적에 따라 적절히 설정하여야 한다. 본 논문에서 고려하는 슬라이딩 평면과 추종하고자 하는 위치 x_d 와 현재 상태 변수와의 오차 항을 식 (15)와 같이 정의한다.

$$\begin{aligned}
\epsilon &= x - x_d \\
S &= \epsilon + K \int_0^t \epsilon d\tau
\end{aligned} \quad (15)$$

여기서 K 는 제어 이득 행렬이다. 제어 입력을 설계하기 위해 슬라이딩 평면 S 를 시간에 대해 미분하면, 식 (16)이 된다.

$$\dot{S} = \dot{x} - \dot{x}_d + K\epsilon = f + gu + \beta(t-T)F(x,u) - \dot{x}_d + K\epsilon \quad (16)$$

또한 고장 추정 오차 $\tilde{F}$ 의 한계값은 식 (17)과 같다.

$$\|\tilde{F}\|_2 = \|\Omega(x,u)^T \tilde{\theta}\|_2 \leq \|\Omega(x,u)\|_2 \|\tilde{\theta}\|_2 = M_F \quad (17)$$

여기서 M_F 는 고장 추정 오차의 최대 값으로 정리 1을 통해 구할 수 있다.

가정 3: 행렬 $g(x)$ 와 $g^T(x)$ 곱의 고유값(eigenvalue)이 0이 아니라고 가정한다: $\lambda(g(x)g^T(x)) \neq 0$.

정리 2: 식 (1)과 같은 갑작스러운 고장이 발생하는 비선형 모델을 고려하자. 만일 가정 1, 2 및 3이 만족되면 식 (18)의 제어 입력을 통하여 추종하고자 하는 신호와 현재 상태 변수와의 오차가 0으로 수렴할 수 있다.

$$u = g^{-1}[-\hat{F} - (f - \dot{x}_d) - K\epsilon - c_1 S - c_2 \text{sgn}(S) - \sqrt{n} M_F \text{sgn}(S)] \quad (18)$$

여기서 Γ 는 양 한정(positive definite) 대각 행렬이다.

증명: 추종 제어기를 설계하기 위한 리아프노프 함수를 식 (19)과 같이 선정한다.

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (19)$$

식 (19)의 양변을 시스템 궤적에 따라 미분한 후 식 (18)의 제어 입력을 대입하면, 식 (20)이 유도된다.

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= S^T \dot{S} = S^T (f + gu + \beta(t-T)F(x,u) - \dot{x}_d + K\epsilon) \\
&= S^T (-\hat{F} - \sqrt{n} M_F \text{sgn}(S) - c_1 S - c_2 \text{sgn}(S)) \\
&\leq -\sqrt{n} M_F \|S\|_1 + \|S\|_1 \|\hat{F}\|_\infty - c_1 S^T S - c_2 \|S\|_1 \\
&\leq \|S\|_1 (-\sqrt{n} M_F + \sqrt{n} \|\hat{F}\|_2 - c_2) - c_1 S^T S \\
&\leq -c_2 \|S\|_1 - c_1 S^T S
\end{aligned} \quad (20)$$

$\dot{V}$ 는 음 한정(negative definite) 하므로 식 (18)과 같이 설계된 제어 입력을 고장 포함 시스템에 입력하게 되면 슬라이딩 평면 S 와 오차 ϵ 는 0으로 수렴함을 알 수 있다. ■

IV. 시뮬레이션 및 결과 고찰

본 논문에서는 기존의 고장 허용 제어기 [8]와 제안한 AFDO 및 슬라이딩 모드 제어기의 성능을 비교 검증하기 위하여 식 (21)과 같은 임의의 고장이 포함된 Van der Pol 시스템을 고려한다.

$$\ddot{y} + 2w\zeta(\mu y^2 - 1)\dot{y} + w^2 y = u + \beta(t-T)F(y,u) \quad (21)$$

여기서 입력 비 어파인(non-affine) 고장 $F(y,u) = u^2 \sin y$ 가 시각 $t = T$ 에서 발생한다. 본 시뮬레이션에서는 $w = 0.9$, $\zeta = 0.6$, $T = 2$ 그리고 $\mu = -0.95$ 로 설정하였다. 식 (2)의 AFDO는 식 (22)와 같이 나타낸다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} x_2 \\ 2w\zeta(1 - \mu x_1^2)x_2 - w^2 x_1 + u \end{bmatrix} + \hat{F}(x,u) - k \cdot \text{sat}(e) \quad (22)$$

여기서 $[x_1 \ x_2] = [y \ \dot{y}]$ 이다. 한편 시뮬레이션에서 실시간으로 고장을 추정하기 위해서 신경 회로망(neural network) 기법 중 하나인 기저 함수 네트워크(RBFN: Radial Basis Function Network)를 사용해서 식 (2)와 같은 고장 추정 모

델을 구성하였다.

$$\hat{F}(x, \theta) = \sum_{i=1}^N \hat{\theta}_i e^{-|x - c_i|^2 / \sigma^2} \quad (23)$$

여기서 $\sigma = 0.6$, $N = 5$ 그리고 c_i 는 $[-2, 2]$ 사이에 분포되게 설정하였다. 먼저 예상하지 못한 고장이 발생하였을 경우, AFDO에 제안한 고장 적응 법칙을 적용하여 고장을 추정하는 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 1에서는 예상치 못한 고장이 발생하였을 때, 이를 보상하지 않은 실제 시스템의 신호와 추종하고자 하는 신호를 비교하였다. 그림 2는 임의의 시간 T 에서 발생한 고장과 고장에 대한 추정값을 비교한 결과이다. 그림 2의 결과로부터 고장에 대한 추정 오차값이 상시 유계됨을 확인할 수 있다. 예기치 못한 고장을 AFDO로 추정한 후 그 정보를 기반으로 하여 고장 허용 제어기를 설계하였다. 그림 3(a)에서는 본 논문에서 제안하는 고

그림 1. 제어 입력이 없을 경우의 파형: 갑작스런 고장이 발생한 시스템의 출력과 모델 기준 출력.

Fig. 1. Plot of the model reference output and system output in the presence of the sudden fault without any control input.

그림 2. 임의의 고장 파형과 추정한 고장의 파형.

Fig. 2. Plot of the actual and estimated faults.

그림 3. 제어 입력을 인가할 경우의 파형: (a) 갑작스런 고장이 발생한 시스템의 출력과 모델 기준 출력 i) SMC 제어 입력을 인가한 경우 ii) 선형피드백 제어 입력을 인가한 경우, (b) 두 가지 제어 입력의 경우 시스템의 출력과 모델 기준 출력의 오차.

Fig. 3. (a) System output and model reference output in the presence of the sudden fault for two cases i) using SMC control input based on the learning scheme ii) using feedback-linearization control input, (b) estimation output error for two cases.

장 허용 제어기의 입력과 기존의 고장 허용 제어기 [8]에 의해 설계된 제어 입력을 적용하였을 때, 실제 시스템의 신호를 비교하여 보여준다. 한편, 그림 3(b)는 각각의 제어 입력을 적용하였을 때 원하는 신호와 실제 신호의 오차를 나타낸다. 기존 제어기 추종 오차가 0으로 수렴하지 않는 것에 반해, 본 논문에서 제안한 제어기의 경우 추종 오차가 0으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 기존의 논문 [8]에서는 피드백 선형화 제어기를 통해 제어 입력을 설계하였기 때문에 모델에 대한 정보를 전부 알아야 한다는 단점을 가지며 또한 갑작스러운 고장이 발생하였을 경우 시스템이 불안정할 수도 있다. 이에 반해 본 논문에서 제안한 슬라이딩 모드 기반 제어기는 고장 진단 관측기를 통해 관측한 고장 추정 오차의 경계값만을 알고도 큰 고장에서 안정적인 제어 입력을 설계한다. 그러나 복잡한 비선형 특성을 갖고 있는 시스템에 고장이 발생하였을 경우, 본 논문에서 제안한 제어기는 기존의 피드백 선형 제어기에 비해 제어 입력 신호가 복잡하고 계산 시간이 소요되는 단점을 가진다.

V. 결론

본 논문에서는 비선형 시스템에 사전 정보가 없는 고장이 발생한 경우에 고장을 추정하는 AFDO와 고장이 발생한 상황에도 고장을 보상하고 원하는 신호를 추종하는 고장 허용 제어기 설계 방법을 제안하였다. AFDO를 포화 함수로 구성하게 설계하여 외부에서 발생한 작은 외란과 고장을 구분할 수 있게 하였으며, 고장 추정 가중치를 학습시키기 위한 적응 규칙은 리아프노프 분석법을 통해서 설계하

였다. 고장 허용 제어기로는 슬라이딩 모드 제어 기법을 도입한 제어를 제안하였다. 한편 리아프노프 이론을 이용하여 설계한 고장 적응 규칙과 제어 입력에 의해 고장 추정 오차는 상시 유계되며 추종 오차는 0으로 수렴함을 증명하였다. 마지막으로, 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통하여, 본 논문에서 제안하는 관측기와 제어기의 성능을 기존의 제어기 [8]와 비교 및 검증하였다.

REFERENCES

- [1] Y. Zhang and J. Jiang, "Issues on integration of fault diagnosis and reconfigurable control in active fault-tolerant control systems," *Proc. of the 6th IFAC Symposium of Fault Detection Supervision and Safety for Technical Processes*, pp. 1513-1524, Beijing, China, 2006.
- [2] B. Jiang, J. L. Wang, and Y. C. Soh, "An adaptive technique for robust diagnosis of faults with independent effects on system outputs," *International Journal of Control*, vol. 75, no. 11, pp. 792-802, 2002.
- [3] C. P. Tan and C. Edwards, "Sliding mode observers for robust detection and reconstruction of actuator and sensor faults," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 13, no. 5, pp. 443-463, 2003.
- [4] R. Sreedhar, B. Fernandez, and G. Y. Masada, "Robust fault detection in nonlinear systems using sliding mode observers," *Proc. of IEEE Conf. on Control Applications*, pp. 715-721, Vancouver, Canada, 1993.
- [5] H. Wang and S. Daley, "Actuator fault diagnosis: an adaptive observer-based technique," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 41, no. 7, pp. 1073-1078, 1996.
- [6] K. Zhang, B. Jiang, and V. Cocquempot, "Adaptive observer-based fast fault estimation," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 6, no. 3, pp. 320-326, 2008.
- [7] R. Cristi, F. A. Papoulias, and A. J. Healey, "Adaptive sliding mode control of autonomous underwater vehicles in the dive plane," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 15, pp. 152-160, 1990.
- [8] M. M. Polycarpou and J. H. Helmicki, "Automated fault detection and accommodation: a learning systems approach," *IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 25, no. 11, pp. 1447-1458, 1995.
- [9] W. Hopkins, T. J. Song, and A. D. Long, "Saturn launch vehicle's navigation," *Automatica*, vol. 7, no. 9, pp. 26-35, Oct. 2004.
- [10] J. S. Kim and Y. H. Joo, "Asynchronous behavior control algorithm of the swarm robot for surrounding intruders," *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 18, no. 9, pp. 812-818, 2012.
- [11] H. J. Choi and B. S. Song, "Design of lateral controller for automatic valet parking and its performance analysis with respect to vehicle types," *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 18, no. 11, pp. 1051-1058, 2012.

장 승 진

2010년 연세대학교 전기전자공학과(공학사). 2013년 동 대학 박사 과정 중. 관심분야는 고장 허용 제어, 비선형 제어, 적응 제어, 로봇틱스, 근사 동적 계획법.

최 윤 호

1980년 연세대학교 전기공학과(공학사). 1982년 연세대학교 전기공학과(공학석사). 1991년 연세대학교 전기공학과(공학박사). 1993년~현재 경기대학교 전자공학과 교수. 관심분야는 비선형 적응 제어, 지능 제어, 군집 제어, 로봇틱스, 웨이블릿 변환 및 응용, ADP 기반 최적 제어.

박 진 배

1977년 연세대학교 전기공학과(공학사). 1985년 Kansas 주립대학교 전기공학과(공학석사). 1990년 Kansas 주립대학교 전기공학과(공학박사). 1992년~현재 연세대학교 전기공학과 교수. 관심분야는 강인 제어, 필터, 비선형 제어, 로봇틱스, 퍼지이론, 신경망 회로 이론.