



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2025-0033569
(43) 공개일자 2025년03월10일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G05D 1/20 (2024.01) B64C 15/02 (2006.01)
B64C 39/02 (2023.01) B64U 10/14 (2023.01)
G05B 13/04 (2006.01)
(52) CPC특허분류
G05D 1/0808 (2013.01)
B64C 15/02 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2023-0115831
(22) 출원일자 2023년08월31일
심사청구일자 2023년08월31일

(71) 출원인
세종대학교산학협력단
서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)
(72) 발명자
홍성경
서울특별시 서초구 동광로33길 15, 101호 (반포동, 반포 이안애 1차)
도 트영 동
서울 광진구 면목로 1길33, 101호
이용석
서울 광진구 능동로 35길 35-5 105호
(74) 대리인
장수현

전체 청구항 수 : 총 11 항

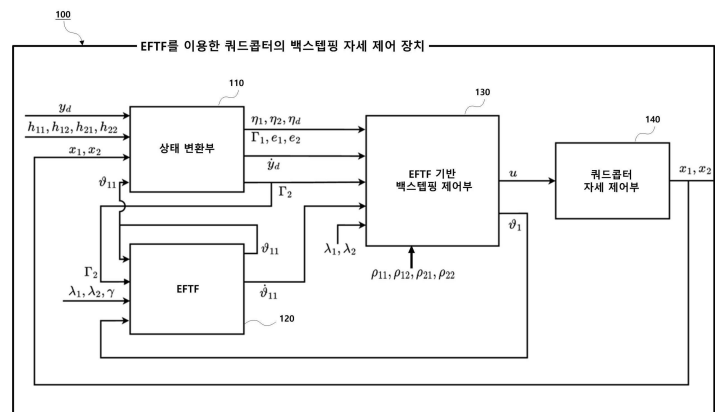
(54) 발명의 명칭 효율적인 고정시간 필터를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법 및 장치

(57) 요약

본 발명은 효율적인 고정시간 필터를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법 및 장치에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는 효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 도입하여 자세 제어시 백스텝 접근법의 복잡성 폭발(explosion of complexity)을 제거하고 고정 시간 안정성을 보장하는 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법 및 장치에 관한 것이다.

본 발명에 의하면, 쿼드콥터 무인 항공기의 백스텝 자세 제어를 위한 효율적인 고정 시간 필터를 이용함으로써 더 적은 연산 자원을 소비하게 되고 또한 고정된 시간 내에 신속한 제어 입력의 계산을 가능하게 하는 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법 및 장치를 제공한다.

대표도



(52) CPC특허분류

B64C 39/024 (2023.01)

B64U 10/14 (2023.01)

G05B 13/04 (2013.01)

B64U 2201/10 (2023.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711193689
과제번호	2018-0-01423-005
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	정보통신기획평가원
연구사업명	대학ICT연구센터 육성지원
연구과제명	지능형 비행로봇 융합기술 연구
기 여 율	1/4
과제수행기관명	세종대학교 산학협력단
연구기간	2023.01.01 ~ 2023.12.31

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1345366486
과제번호	2020R1A6A1A03038540
부처명	교육부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	이공분야 대학중점 연구소 지원사업
연구과제명	차세대 자율지능 무인비행체 핵심기술개발
기 여 율	1/4
과제수행기관명	세종대학교 산학협력단
연구기간	2023.03.02 ~ 2024.02.29

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711160411
과제번호	2022M1A3C2074404
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	우주분야 전문인력 양성사업
연구과제명	미래 우주항법 및 위성기술 연구센터
기 여 율	1/4
과제수행기관명	세종대학교 산학협력단
연구기간	2023.01.01 ~ 2023.12.31

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711175502
과제번호	RS-2022-00166849
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	개인기초연구
연구과제명	우주선을 위한 고정 시간 수렴을 통한 에너지 효율적인 자세 추적 제어
기 여 율	1/4
과제수행기관명	세종대학교 산학협력단
연구기간	2022.09.01 ~ 2023.08.31

명세서

청구범위

청구항 1

효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치, 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어를 수행하는 방법으로서,

- (a) 상태 변환부가, 현재 자세값 및 원하는 자세값을 포함하는 상태 변수에 대한 상태 제약(constraint) 조건을 만족하도록 상태 변환을 수행하는 단계;
- (b) EFTF가, EFTF 기반 백스텝핑(backstepping) 제어부에서 출력된 가상 제어 입력(virtual control input)을 필터 입력으로 하고, 필터링된 신호와 필터링할 신호와의 차이인 필터 오차(filter error)가 고정된 시간 내에 0으로 수렴하도록 하는 단계; 및,
- (c) EFTF 기반 백스텝핑 제어부가, 상기 단계(a)의 상태 변환부에서 변환되어 출력된 상태 변수와 상기 단계(b)의 EFTF에서 필터링된 신호를 입력으로 하여, 가상 제어 입력 및 실제 제어 입력(actual control input)을 산출하는 단계

를 포함하는 EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 단계(c) 이후,

- (d1) 상기 산출된 실제 제어 입력을 쿼드콥터 자세 제어부로 전달하는 단계; 및,
- (d2) 상기 쿼드콥터 자세 제어부에서 현재 자세값을 산출하는 단계

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법.

청구항 3

청구항 1에 있어서,

상기 단계(a)의 상태 제약 조건은,

$$-h_{i1} < x_i < h_{i2}, h_{i1}, h_{i2} > 0, (i = 1, 2) \text{ 이고,}$$

여기서 x_i 는,

자세값인 것

을 특징으로 하는 EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법.

청구항 4

청구항 3에 있어서,

상기 단계(a)에서 상태 변환은,

$$\eta_i = \frac{h_{i1}h_{i2} + x_i^2}{\Gamma_i^2}, \quad \eta_d = \frac{h_{i1}h_{i2} + y_d^2}{(h_{i1} + y_d)^2(h_{i2} - y_d)^2},$$

$$e_1 = \zeta_1 - \vartheta_0, \quad e_2 = \zeta_2 - \vartheta_{11}$$

로 수행되고, 여기서

$i = 1, 2$ 이고,

y_d 는 원하는 자세값,

ϑ_{11} 는 상기 단계(b)에서 필터링된 신호이며,

$$\vartheta_0 = (y_d / [(h_{11} + y_d)(h_{12} - y_d)]) ,$$

$$\Gamma_i = (h_{i1} + x_i)(h_{i2} - x_i) ,$$

$$\zeta_i = \frac{x_i}{(h_{i1} + x_i)(h_{i2} - x_i)} = \frac{x_i}{\Gamma_i} \text{인 것}$$

을 특징으로 하는 EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법.

청구항 5

청구항 4에 있어서,

상기 단계(b)에서,

상기 필터링할 신호는,

$$\vartheta_1 / \Gamma_2 \text{이고,}$$

상기 필터 오차는,

$$e_f = \vartheta_{11} - \vartheta_1 / \Gamma_2 \text{이며,}$$

여기서 ϑ_1 은,

상기 가상 제어 입력인 것

을 특징으로 하는 EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법.

청구항 6

청구항 5에 있어서,

상기 단계(b)의 필터링은,

$$\gamma \dot{\vartheta}_{11} = \text{sig}^{\lambda_1}(\varrho) + \text{sig}^{\lambda_2}(\varrho) + \text{sig}^{\lambda_3, f}(\varrho)$$

로 설정되고, 여기서

$$\varrho = \vartheta_1 / \Gamma_2 - \vartheta_{11} ,$$

$$\text{sig}^\lambda(\varrho) = \text{sign}(\varrho)|\varrho|^\lambda ,$$

$$\gamma > 0 , \quad 0 < \lambda_1 < 1, \lambda_2 > 1 ,$$

$$\lambda_{3,f} = \begin{cases} \min \{ \lambda_1, |e_f| \}, & |e_f| < 1 \\ \max \{ \lambda_2, |e_f| \}, & |e_f| \geq 1 \end{cases} \quad \text{인 것}$$

을 특징으로 하는 EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법.

청구항 7

청구항 6에 있어서,

상기 가상 제어 입력은,

$$\vartheta_1 = \eta_1^{-1} [\eta_d \dot{y}_d - \rho_{11} \text{sig}^{\lambda_1} e_1 - \rho_{12} \text{sig}^{\lambda_2} e_1]$$

에 의해 산출되고, $\rho_{11}, \rho_{12} > 0$ 인 것

을 특징으로 하는 EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법.

청구항 8

청구항 6에 있어서,

상기 실제 제어 입력은,

$$u = (\eta_2 g)^{-1} [\dot{\vartheta}_{11} - \rho_{21} \text{sig}^{\lambda_1} e_2 - \rho_{22} \text{sig}^{\lambda_2} e_2 - \eta_1 \eta_2 g \Gamma_2 e_1] - g^{-1} f(x)$$

에 의해 산출되고, $\rho_{21}, \rho_{22} > 0$ 인 것

을 특징으로 하는 EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법.

청구항 9

효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치로서,

적어도 하나의 프로세서; 및

컴퓨터로 실행가능한 명령을 저장하는 적어도 하나의 메모리를 포함하되,

상기 적어도 하나의 메모리에 저장된 상기 컴퓨터로 실행가능한 명령은, 상기 적어도 하나의 프로세서에 의하여,

(a) 상태 변환부가, 현재 자세값 및 원하는 자세값을 포함하는 상태 변수에 대한 상태 제약(constraint) 조건을 만족하도록 상태 변환을 수행하는 단계;

(b) EFTF가, EFTF 기반 백스텝핑(backstepping) 제어부에서 출력된 가상 제어 입력(virtual control input)을 필터 입력으로 하고, 필터링된 신호와 필터링할 신호와의 차이인 필터 오차(filter error)가 고정된 시간 내에 0으로 수렴하도록 하는 단계; 및,

(c) EFTF 기반 백스텝핑 제어부가, 상기 단계(a)의 상태 변환부에서 변환되어 출력된 상태 변수와 상기 단계(b)의 EFTF에서 필터링된 신호를 입력으로 하여, 가상 제어 입력 및 실제 제어 입력(actual control input)을 산출하는 단계

가 실행되도록 하는, EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치.

청구항 10

효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용하여 쿼드콥터의 백스텝핑 자세를 제어하기 위한, 컴퓨터로 판독 가능한 비일시적 저장 매체에 저장된 컴퓨터 프로그램으로서,

비일시적 저장 매체에 저장되며, 프로세서에 의하여,

(a) 상태 변환부가, 현재 자세값 및 원하는 자세값을 포함하는 상태 변수에 대한 상태 제약(constraint) 조건을 만족하도록 상태 변환을 수행하는 단계;

(b) EFTF가, EFTF 기반 백스텝핑(backstepping) 제어부에서 출력된 가상 제어 입력(virtual control input)을 필터 입력으로 하고, 필터링된 신호와 필터링할 신호와의 차이인 필터 오차(filter error)가 고정된 시간 내에 0으로 수렴하도록 하는 단계; 및,

(c) EFTF 기반 백스텝핑 제어부가, 상기 단계(a)의 상태 변환부에서 변환되어 출력된 상태 변수와 상기 단계(b)의 EFTF에서 필터링된 신호를 입력으로 하여, 가상 제어 입력 및 실제 제어 입력(actual control input)을 산출하는 단계

가 실행되도록 하는 명령을 포함하는, EFTF를 이용하여 쿼드콥터의 백스텝핑 자세를 제어하기 위한, 컴퓨터로 판독 가능한 비일시적 저장 매체에 저장된 컴퓨터 프로그램.

청구항 11

효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치로서,

현재 자세값 및 원하는 자세값을 포함하는 상태 변수에 대한 상태 제약(constraint) 조건을 만족하도록 상태 변환을 수행하는 상태 변환부;

EFTF 기반 백스텝핑(backstepping) 제어부에서 출력된 가상 제어 입력(virtual control input)을 필터 입력으로 하고, 필터링된 신호와 필터링할 신호와의 차이인 필터 오차(filter error)가 고정된 시간 내에 0으로 수렴하도록 하는 EFTF; 및,

상기 상태 변환부에서 변환되어 출력된 상태 변수와 상기 EFTF에서 필터링된 신호를 입력으로 하여, 가상 제어 입력 및 실제 제어 입력(actual control input)을 산출하는 EFTF 기반 백스텝핑 제어부

를 포함하는 EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 효율적인 고정시간 필터를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법 및 장치에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는 효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 도입하여 자세 제어시 백스텝 접근법의 복잡성 폭발(explosion of complexity)을 제거하고 고정 시간 안정성을 보장하는 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 쿼드콥터 무인 항공기는 수많은 실제 애플리케이션에서 점점 더 인기를 얻고 있다. 이러한 쿼드콥터 무인 항공기의 안전하고 안정적인 운영을 보장하기 위해서는 드론 안정화 제어와, 제어기의 빠른 응답이 필요하다. 이를 위해 백스텝핑 제어(backstepping control) 방법이 도입되었다. 백스텝핑 제어기법은 가상의 제어입력을 순래환 형식에 대입하여 복잡한 비선형제어를 단계적으로 설계하고, 라푸노프(Lyapunov) 이론에 의해 가상제어 값과의 오차를 단계적으로 0으로 수렴시켜 가상제어 값으로 자세를 제어하는 방법이다. 그러나, 이와 같은 종래의 백스텝핑 제어에서 가상 제어 입력의 시간 미분을 반복적으로 계산하면, 알고리즘의 복잡성을 증가시키고 상당한 계산 부담으로 이어지게 되어, 신속한 제어 입력의 계산이 어려워지게 되는 문제점이 있었다.

선행기술문헌

비특허문헌

[0003] (비특허문헌 0001) 1) Fixed-Time Filtered Adaptive Parameter Estimation and Attitude Control for

Quadrotor UAVs (10.1109/TAES.2022.3159770 2022. 3.23)

(비특허문헌 0002) 2) UDE-Based Dynamic Surface Control for Quadrotor Drone Attitude Tracking under Non-Ideal Actuator (10.3390/drones7050305 2023. 5. 5)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 본 발명은 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 창안된 것으로서, 쿼드콥터 무인 항공기의 백스텝 자세 제어를 위한 효율적인 고정 시간 필터를 이용함으로써 더 적은 연산 자원을 소비하게 되고 또한 고정된 시간 내에 신속한 제어 입력의 계산을 가능하게 하는 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법 및 장치를 제공하는데 그 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0005] 이와 같은 목적을 달성하기 위하여 본 발명에 따른 효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치가, 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어를 수행하는 방법은, (a) 상태 변환부가, 현재 자세값 및 원하는 자세값을 포함하는 상태 변수에 대한 상태 제약(constraint) 조건을 만족하도록 상태 변환을 수행하는 단계; (b) EFTF가, EFTF 기반 백스텝핑(backstepping) 제어부에서 출력된 가상 제어 입력(virtual control input)을 필터 입력으로 하고, 필터링된 신호와 필터링할 신호와의 차이인 필터 오차(filter error)가 고정된 시간 내에 0으로 수렴하도록 하는 단계; 및, (c) EFTF 기반 백스텝핑 제어부가, 상기 단계(a)의 상태 변환부에서 변환되어 출력된 상태 변수와 상기 단계(b)의 EFTF에서 필터링된 신호를 입력으로 하여, 가상 제어 입력 및 실제 제어 입력(actual control input)을 산출하는 단계를 포함한다.

[0006] 상기 단계(c) 이후, (d1) 상기 산출된 실제 제어 입력을 쿼드콥터 자세 제어부로 전달하는 단계; 및, (d2) 상기 쿼드콥터 자세 제어부에서 현재 자세값을 산출하는 단계를 더 포함할 수 있다.

[0007] 상기 단계(a)의 상태 제약 조건은, $-h_{i1} < x_i < h_{i2}$, $h_{i1}, h_{i2} > 0$, ($i = 1, 2$)일 수 있고, 여기서 x_i 는 자세값이다.

[0008] 상기 단계(a)에서 상태 변환은,
$$\eta_i = \frac{h_{i1}h_{i2} + x_i^2}{\Gamma_i^2}, \quad \eta_d = \frac{h_{i1}h_{i2} + y_d^2}{(h_{i1} + y_d)^2(h_{i2} - y_d)^2},$$

[0009] $e_1 = \zeta_1 - \vartheta_0$, $e_2 = \zeta_2 - \vartheta_{11}$ 로 수행될 수 있고, 여기서 $i = 1, 2$ 이고,

[0010] y_d 는 원하는 자세값, ϑ_{11} 는 상기 단계(b)에서 필터링된 신호이며,

$\vartheta_0 = (y_d / [(h_{11} + y_d)(h_{12} - y_d)])$, $\Gamma_i = (h_{i1} + x_i)(h_{i2} - x_i)$,

[0011] $\zeta_i = \frac{x_i}{(h_{i1} + x_i)(h_{i2} - x_i)} = \frac{x_i}{\Gamma_i}$ 이다.

[0012] 상기 단계(b)에서, 상기 필터링할 신호는, ϑ_1 / Γ_2 일 수 있고, 상기 필터 오차는, $e_f = \vartheta_{11} - \vartheta_1 / \Gamma_2$ 일 수 있으며,

[0013] 여기서 ϑ_1 은, 상기 가상 제어 입력이다.

[0014] 상기 단계(b)의 필터링은, $\gamma \dot{\vartheta}_{11} = \text{sig}^{\lambda_1}(\varrho) + \text{sig}^{\lambda_2}(\varrho) + \text{sig}^{\lambda_3, f}(\varrho)$ 로 설정될 수 있고,

여기서

$$\varrho = \vartheta_1 / \Gamma_2 - \vartheta_{11}, \quad \text{sig}^\lambda(\varrho) = \text{sign}(\varrho)|\varrho|^\lambda,$$

$$\gamma > 0, \quad 0 < \lambda_1 < 1, \quad \lambda_2 > 1, \quad \lambda_{3,f} = \begin{cases} \min \{ \lambda_1, |e_f| \}, & |e_f| < 1 \\ \max \{ \lambda_2, |e_f| \}, & |e_f| \geq 1 \end{cases} \quad \text{이다.}$$

상기 가상 제어 입력은, $\vartheta_1 = \eta_1^{-1} [\eta_d \dot{y}_d - \rho_{11} \text{sig}^{\lambda_1} e_1 - \rho_{12} \text{sig}^{\lambda_2} e_1]$ 에 의해 산출될 수 있고, $\rho_{11}, \rho_{12} > 0$ 이다.

$$u = (\eta_2 g)^{-1} [\dot{\vartheta}_{11} - \rho_{21} \text{sig}^{\lambda_1} e_2 - \rho_{22} \text{sig}^{\lambda_2} e_2 - \eta_1 \eta_2 g \Gamma_2 e_1] - g^{-1} f(x)$$

상기 실제 제어 입력은,

에 의해 산출될 수 있고, $\rho_{21}, \rho_{22} > 0$ 이다.

본 발명의 다른 측면에 따르면, 효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치는, 적어도 하나의 프로세서; 및 컴퓨터로 실행가능한 명령을 저장하는 적어도 하나의 메모리를 포함하되, 상기 적어도 하나의 메모리에 저장된 상기 컴퓨터로 실행가능한 명령은, 상기 적어도 하나의 프로세서에 의하여, (a) 상태 변환부가, 현재 자세값 및 원하는 자세값을 포함하는 상태 변수에 대한 상태 제약(constraint) 조건을 만족하도록 상태 변환을 수행하는 단계; (b) EFTF가, EFTF 기반 백스텝핑(backstepping) 제어부에서 출력된 가상 제어 입력(virtual control input)을 필터 입력으로 하고, 필터링된 신호와 필터링할 신호와의 차이인 필터 오차(filter error)가 고정된 시간 내에 0으로 수렴하도록 하는 단계; 및, (c) EFTF 기반 백스텝핑 제어부가, 상기 단계(a)의 상태 변환부에서 변환되어 출력된 상태 변수와 상기 단계(b)의 EFTF에서 필터링된 신호를 입력으로 하여, 가상 제어 입력 및 실제 제어 입력(actual control input)을 산출하는 단계가 실행되도록 한다.

본 발명의 또 다른 측면에 따르면, 효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용하여 쿼드콥터의 백스텝핑 자세를 제어하기 위한, 컴퓨터로 판독 가능한 비일시적 저장 매체에 저장된 컴퓨터 프로그램은, 비일시적 저장 매체에 저장되며, 프로세서에 의하여, (a) 상태 변환부가, 현재 자세값 및 원하는 자세값을 포함하는 상태 변수에 대한 상태 제약(constraint) 조건을 만족하도록 상태 변환을 수행하는 단계; (b) EFTF가, EFTF 기반 백스텝핑(backstepping) 제어부에서 출력된 가상 제어 입력(virtual control input)을 필터 입력으로 하고, 필터링된 신호와 필터링할 신호와의 차이인 필터 오차(filter error)가 고정된 시간 내에 0으로 수렴하도록 하는 단계; 및, (c) EFTF 기반 백스텝핑 제어부가, 상기 단계(a)의 상태 변환부에서 변환되어 출력된 상태 변수와 상기 단계(b)의 EFTF에서 필터링된 신호를 입력으로 하여, 가상 제어 입력 및 실제 제어 입력(actual control input)을 산출하는 단계가 실행되도록 하는 명령을 포함한다.

본 발명의 또 다른 측면에 따르면, 효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치는, 현재 자세값 및 원하는 자세값을 포함하는 상태 변수에 대한 상태 제약(constraint) 조건을 만족하도록 상태 변환을 수행하는 상태 변환부; EFTF 기반 백스텝핑(backstepping) 제어부에서 출력된 가상 제어 입력(virtual control input)을 필터 입력으로 하고, 필터링된 신호와 필터링할 신호와의 차이인 필터 오차(filter error)가 고정된 시간 내에 0으로 수렴하도록 하는 EFTF; 및, 상기 상태 변환부에서 변환되어 출력된 상태 변수와 상기 EFTF에서 필터링된 신호를 입력으로 하여, 가상 제어 입력 및 실제 제어 입력(actual control input)을 산출하는 EFTF 기반 백스텝핑 제어부를 포함한다.

발명의 효과

본 발명에 의하면, 쿼드콥터 무인 항공기의 백스텝핑 자세 제어를 위한 효율적인 고정 시간 필터를 이용함으로써 적은 연산 자원을 소비하게 되고 또한 고정된 시간 내에 신속한 제어 입력의 계산을 가능하게 하는 쿼드콥터

의 백스텝핑 자세 제어 방법 및 장치를 제공하는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

- [0024] 도 1은 동체 좌표계(body frame) {B} (x,y,z) 및 지구 좌표계(earth frame) {E} (N,E,D)에서의 쿼드콥터(quadcopter) 구성을 나타내는 도면.
- 도 2는 본 발명의 효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치의 구성을 나타내는 도면.
- 도 3은 본 발명의 효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법을 수행하는 순서도.
- 도 4는 롤 각도(roll angle)의 자세 추적 성능 및 제어 입력을 나타내는 도면.
- 도 5는 피치 각도(pitch angle)의 자세 추적 성능 및 제어 입력을 나타내는 도면.
- 도 6은 요 각도(yaw angle)의 자세 추적 성능 및 제어 입력을 나타내는 도면.
- 도 7은 롤 각도(roll angle), 피치 각도(pitch angle), 요 각도(yaw angle)에 대한 EFTF의 추정 오차 성능을 나타내는 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0025] 이하 첨부된 도면을 참조로 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 설명하기로 한다. 이에 앞서, 본 명세서 및 청구범위에 사용된 용어나 단어는 통상적이거나 사전적인 의미로 한정해서 해석되어서는 아니되며, 발명자는 그 자신의 발명을 가장 최선의 방법으로 설명하기 위해 용어의 개념을 적절하게 정의할 수 있다는 원칙에 입각하여 본 발명의 기술적 사상에 부합하는 의미와 개념으로 해석되어야만 한다. 따라서, 본 명세서에 기재된 실시예와 도면에 도시된 구성은 본 발명의 가장 바람직한 일 실시예에 불과할 뿐이고 본 발명의 기술적 사상을 모두 대변하는 것은 아니므로, 본 출원시점에 있어서 이들을 대체할 수 있는 다양한 균등물과 변형예들이 있을 수 있음을 이해하여야 한다.

- [0027] 도 1은 동체 좌표계(body frame) {B} (x,y,z) 및 지구 좌표계(earth frame) {E} (N,E,D)에서의 쿼드콥터(quadcopter) 구성을 나타내는 도면이다.

- [0028] $\phi, \theta, \psi \in R$ 는 롤, 피치, 요 각도, 즉, $(-\pi/2 \leq \phi \leq \pi/2, -\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2, -\pi \leq \psi \leq \pi)$ 그리고 $(\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi})$ 와 x축, y축, z축으로 인한 각속도를 $(\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi})$ 로 나타낸다. {E}에서 쿼드콥터의 위치는 벡터 (x, y, z) 에 의해 결정된다. m 은 쿼드콥터의 총 질량을 의미하고 $g = 9.81m/s^2$ 는 중력 가속도를 의미한다. l은 쿼드콥터의 팔 길이를 나타낸다. F_i 는 추진력을 의미하며 모터 $i (i = 1, 2, 3, 4)$ 에 의해 생성된다. I_x, I_y, I_z 는 각 쿼드콥터의 축 x, y, z 를 따라 관성 모멘트에 해당한다고 하자. 쿼드콥터의 동적 모델은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} \ddot{\phi} = \left(\frac{I_y - I_z}{I_x} \right) \dot{\theta} \dot{\psi} + \frac{l}{I_x} U_2 \\ \ddot{\theta} = \left(\frac{I_z - I_x}{I_y} \right) \dot{\phi} \dot{\psi} + \frac{l}{I_y} U_3 \\ \ddot{\psi} = \left(\frac{I_x - I_y}{I_z} \right) \dot{\phi} \dot{\theta} + \frac{1}{I_z} U_4 \\ \ddot{x} = \frac{1}{m} (\cos \psi \sin \theta \cos \phi + \sin \psi \sin \phi) U_1 \\ \ddot{y} = \frac{1}{m} (\sin \psi \sin \theta \cos \phi - \sin \phi \cos \psi) U_1 \\ \ddot{z} = \frac{1}{m} (\cos \theta \cos \phi) U_1 - g \end{cases} \quad (1)$$

[0029]

[0031] 여기서 식 (1)의 처음 세 개의 식은 회전 역학을 보여주고, 그 다음에 병진 역학을 나타내는 세 개의 식이 있다. 쿼드콥터에 대한 제어 입력 $U_i \in R$ 은 다음과 같이 설명된다.

$$\begin{cases} U_1 = C_t(\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2) \\ U_2 = C_t(-\Omega_2^2 + \Omega_4^2) \\ U_3 = C_t(-\Omega_1^2 + \Omega_3^2) \\ U_4 = C_d(-\Omega_1^2 + \Omega_2^2 - \Omega_3^2 + \Omega_4^2) \end{cases} \quad (2)$$

[0033]

[0035] 여기서 Ω_i 는 모터 i 의 속도를 나타내며, C_t 와 C_d 는 각각 추력 및 항력 계수를 나타낸다.

[0036] 쿼드콥터의 자세 제어와 관련하여, 현재 식 (1)의 처음 세 가지 방정식에 초점을 맞추고 있다. 시스템의 상태 벡터로 $X = (x_1, \dots, x_6)^T \in R^6$ 를 도입하여 상태 공간 형태 $\dot{X} = f(X, U)$ 로 다시 작성할 수 있다.

$$\begin{aligned} x_1 &= \phi & x_3 &= \theta & x_5 &= \psi \\ x_2 &= \dot{x}_1 = \dot{\phi} & x_4 &= \dot{x}_3 = \dot{\theta} & x_6 &= \dot{x}_5 = \dot{\psi} \end{aligned} \quad (3)$$

[0038]

[0040] 식 (1) 및 (3)으로부터 다음을 얻는다

$$\dot{X} = F(X, U) = \begin{pmatrix} x_2 \\ x_4 x_6 a_1 + b_1 U_2 \\ x_4 \\ x_2 x_6 a_2 + b_2 U_3 \\ x_6 \\ x_4 x_2 a_3 + b_3 U_4 \end{pmatrix} \quad (4)$$

[0042]

[0044] 여기서,

$$\begin{cases} a_1 = (I_y - I_z)/I_x & b_1 = l/I_x \\ a_2 = (I_z - I_x)/I_y & b_2 = l/I_y \\ a_3 = (I_x - I_y)/I_z & b_3 = l/I_z \end{cases} \quad \text{이다}$$

[0047] 식 (4)에 기초하여, 쿼드콥터 UAV의 자세 제어부는 아래에 제시된 2차 시스템에 대한 일반적인 절차에 따라 구성된다.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + g(x)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (5)$$

[0049]

[0051] 여기서 x_1, x_2 는 상태 변수, y 는 출력, u 는 제어 입력이다. 제어 목표는 y 가 원하는 명령 y_d (원하는 자세값)를 고정된 시간에 추적하고 전체 상태 제약 조건인 $-h_{i1} < x_i < h_{i2}, h_{i1}, h_{i2} > 0, (i = 1, 2)$ 를 유지하는 것이다.

[0053] 도 2는 본 발명의 효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치(100)의 구성을 나타내는 도면이고, 도 3은 본 발명의 효율적인 고정시간 필터(efficient fixed-time filter, EFTF)를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법을 수행하는 순서도이다.

[0054] 상태 제약 문제를 해결하기 위해 다음과 같은 상태 변환을 정의하며, 도 2의 상태 변환부(110)가 이와 같은 상태 변환을 수행한다. 즉, 상태 변환부(110)는 현재 자세값(x_1, x_2) 및 원하는 자세값(y_d)을 포함하는 상태 변수에 대한 상태 제약(constraint) 조건을 만족하도록 상태 변환을 수행한다(S301).

$$\zeta_i = \frac{x_i}{(h_{i1} + x_i)(h_{i2} - x_i)} = \frac{x_i}{\Gamma_i}, \quad i = 1, 2 \quad (6)$$

[0056]

$$\eta_i = \frac{h_{i1}h_{i2} + x_i^2}{\Gamma_i^2}, \quad \eta_d = \frac{h_{i1}h_{i2} + y_d^2}{(h_{i1} + y_d)^2(h_{i2} - y_d)^2} \quad (7)$$

[0057]

[0058] 여기서 $\Gamma_i = (h_{i1} + x_i)(h_{i2} - x_i)$ 이다.

[0059] 또한 좌표를 다음과 같이 변환한다.

$$e_1 = \zeta_1 - \vartheta_0, \quad e_2 = \zeta_2 - \vartheta_{11} \quad (8)$$

[0061]

[0062] 여기서 $\vartheta_0 = (y_d / [(h_{11} + y_d)(h_{12} - y_d)])$, ϑ_{11} 는 다음 섹션에 표시된 EFTF에 의해 생성된 필터링된 신호이다.

[0064] 도 2에서 EFTF(efficient fixed-time filter, 효율적인 고정시간 필터)(120)는 백스텝핑 자세 제어시의 연산에 있어서, '복잡성의 폭발(explosion of complexity)' 문제를 해결하기 위한 필터이다.

[0065] EFTF(120)는 EFTF 기반 백스텝핑(backstepping) 제어부(130)에서 출력된 가상 제어 입력(virtual control input)을 필터 입력으로 하고, 필터링된 신호와 필터링할 신호와의 차이인 필터 오차(filter error)가 고정된 시간 내에 0으로 수렴하도록 한다(S302).

[0066] 이때 사용되는 EFTF 정리는 다음의 정리 1과 같다. 식 (9)에서 $\varrho = \vartheta_1/\Gamma_2 - \vartheta_{11}$ 이고, ϑ_1/Γ_2 은 필터링될 신호이다.

[0068] 정리 1)

[0069] EFTF는 다음과 같이 설정된다.

$$\gamma \dot{\vartheta}_{11} = \text{sig}^{\lambda_1}(\varrho) + \text{sig}^{\lambda_2}(\varrho) + \text{sig}^{\lambda_{3,f}}(\varrho) \quad (9)$$

[0070] 여기서 $\text{sig}^{\lambda}(\varrho) = \text{sign}(\varrho)|\varrho|^{\lambda}$ 이고, $\gamma > 0$ 은 필터 파라미터이며,

[0072] $0 < \lambda_1 < 1, \lambda_2 > 1$ 및 $\lambda_{3,f}$ 는 다음과 같다.

$$\lambda_{3,f} = \begin{cases} \min\{\lambda_1, |e_f|\}, & |e_f| < 1 \\ \max\{\lambda_2, |e_f|\}, & |e_f| \geq 1 \end{cases} \quad (10)$$

[0073] 이 경우,

[0074]

[0075] (a) If $d(\vartheta_1/\Gamma_2)/dt = 0$ 이면 필터 오차(filter error) $e_f = \vartheta_{11} - \vartheta_1/\Gamma_2$ 는 고정된 시간 내에 0으로 수렴한다.

[0076] (b) 경계선 내에서 $d(\vartheta_1/\Gamma_2)/dt \neq 0$, 즉, $|d(\vartheta_1/\Gamma_2)/dt| \leq b$ 를 만족하는 양수 $b > 0$ 의 경우를 고려하면, 필터 오차 e_f 는 고정된 시간에 '0 주위의 임의로 작은 이웃값'(ASNZ, arbitrarily small neighborhood around zero)으로 수렴한다.

[0078] 이와 같은 정리 1을 증명하기 위해, 먼저 다음과 같은 보조정리 1을 제시하고, 이를 증명하기로 한다.

[0080] 보조정리 1) $\dot{x} = f(x), f(0) = 0, x \in \mathbb{R}^n$ 인 시스템을 고려한다. 이때, 만약 양정(positive-definite) 연속함수 $V(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ 가 존재한다면, $\dot{V}(x) \leq -\omega_1 V^{\mu_1}(x) - \omega_2 V^{\mu_2}(x)$ 이 되고, 여기서

$\omega_1, \omega_2 > 0, 0 < \mu_1 < 1, \mu_2 > 1$ 이다.

[0081] 이 경우 위의 시스템은 고정된 시간 내에 안정화되고, 수렴 시간 T 는 $T \leq 1/[\omega_1(1 - \mu_1)] + 1/[\omega_2(\mu_2 - 1)]$ 이 성립한다.

[0082] (증명) 라푸노프 함수(Lyapunov function)를 $Y_f = e_f^2/2$ 로 선택하면, 식 (9)에 기반하여 다음과 같은 도함수를 구할 수 있다.

[0083]
$$\dot{Y}_f = -\frac{|e_f|^{\lambda_1+1}}{\gamma} - \frac{|e_f|^{\lambda_2+1}}{\gamma} - \frac{|e_f|^{\lambda_{3,f}+1}}{\gamma} - e_f \frac{d\vartheta_1}{dt} \quad (11)$$

[0084] 만약 $d(\vartheta_1/\Gamma_2)/dt = 0$ 이고 $|e_f| \geq 1$ 이면, 식 (10)으로부터 $\lambda_{3,f} = \lambda_2$ 이 됨을 알 수 있다. 그러면 식 (11)은

[0085]
$$\dot{Y}_f = -\frac{|e_f|^{\lambda_1+1}}{\gamma} - \frac{2|e_f|^{\lambda_2+1}}{\gamma} \quad (12)$$

[0086] 이 된다.

[0087] 보조정리 1로부터 필터 오차 e_f 는 고정된 시간 $t_{f1} \leq \gamma/(1 - \lambda_1)2^{(\lambda_1+1/2)} + \gamma/(\lambda_2 - 1)2^{(\lambda_2+1/2)}$ 에 서 0으로 감소한다.

[0089] - 만약 $d(\vartheta_1/\Gamma_2)/dt = 0$ 이고 $|e_f| \leq 1$ 이면 식 (11)은

[0090]
$$\dot{Y}_f = -\frac{2|e_f|^{\lambda_1+1}}{\gamma} - \frac{|e_f|^{\lambda_2+1}}{\gamma} \quad (13)$$

[0091] 이 된다. 따라서 e_f 는 고정된 시간 $t_{f2} \leq \gamma/[2(1 - \lambda_1)2^{(\lambda_1+1/2)}] + \gamma/[(\lambda_2 - 1)2^{(\lambda_2+1/2)}]$ 내에 0으로 감소한다.

[0092] --> 앞서 언급한 분석에 따르면 필터 오차 e_f 는 $t_f \leq \max\{t_{f1}, t_{f2}\}$ 내에 0에 접근한다.

[0094] - 만약 $d(\vartheta_1/\Gamma_2)/dt \neq 0, e_f \geq 1$ 이고 경계가 있으면(it is bounded), 식 (11)은

[0095]
$$\begin{aligned} \dot{Y}_f &\leq -\frac{|e_f|^{\lambda_1+1}}{\gamma} - \frac{2|e_f|^{\lambda_2+1}}{\gamma} + \frac{|e_f|^{\lambda_2+1}}{2} + \frac{b^2}{2} \\ &\leq -\alpha_{11}Y_f^{\frac{\lambda_1+1}{2}} - \alpha_{12}Y_f^{\frac{\lambda_2+1}{2}} + \frac{b^2}{2} \end{aligned} \quad (14)$$

[0096] 이 되며, 여기서 $\alpha_{11} = 2^{(\lambda_1+1)/2}/\gamma, \alpha_{12} = (2/\gamma - 1/2)2^{(\lambda_2+1/2)} > 0$ 이고,

$Y_f^{(\lambda_2+1/2)} \geq (b^2/[2\beta_1\alpha_{12}]), 0 < \beta_1 < 1$ 일 때,

$$\dot{Y}_f \leq -\alpha_{11}Y_f^{\frac{\lambda_1+1}{2}} - (1 - \beta_1)\alpha_{12}Y_f^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \quad (15)$$

를 얻을 수 있다.

그러면 e_f 는 다음의 영역으로 수렴하고,

$$K_{f1} = \left\{ e_f \mid |e_f| \leq \left(\frac{2^{\frac{\lambda_2-1}{2}} b^2}{\beta_1 \alpha_{12}} \right)^{\frac{2}{\lambda_2+1}} \right\} \quad (16)$$

수렴 시간은 $t_{f3} \leq 2/[(1 - \lambda_1)\alpha_{11}] + 2/[(1 - \beta_1)(\lambda_2 - 1)\alpha_{12}]$ 을 만족하게 된다.

$d(\vartheta_1/\Gamma_2)/dt \neq 0$ 이고 $|e_f| < 1$ 이면,

$\dot{Y}_f \leq -\alpha_{21}Y_f^{(\lambda_1+1/2)} - \alpha_{22}Y_f^{(\lambda_2+1/2)} + b^2/2$ 가 되고, 이때

$\alpha_{21} = (2/\gamma - 1/2)2^{(\lambda_1+1/2)} > 0, \alpha_{22} = 2^{(\lambda_2+1)/2}/\gamma$ 이며,

$Y_f^{(\lambda_2+1)/2} \geq b^2/[2\beta_2\alpha_{22}], 0 < \beta_2 < 1$ 일 때, 다음 부등식을 만족한다.

$$\dot{Y}_f \leq -\alpha_{21}Y_f^{(\lambda_1+1/2)} - (1 - \beta_2)\alpha_{22}Y_f^{(\lambda_2+1)/2} \quad (17)$$

그리고 e_f 는 수렴 시간이 $t_{f4} \leq 2/[(1 - \lambda_1)\alpha_{21}] + 2/[(\lambda_2 - 1)(1 - \beta_2)\alpha_{22}]$ 에 의해 제한되는 영역

$$K_{f2} = \left\{ e_f \mid |e_f| \leq \left(\frac{2^{\frac{\lambda_2-1}{2}} b^2}{\beta_2 \alpha_{22}} \right)^{\frac{2}{\lambda_2+1}} \right\} \quad (18)$$

로 수렴한다.

--> 위의 분석은 필터 오차가 $t_f = \max\{t_{f3}, t_{f4}\}$ 내에서 ASNZ $K_f = \max\{K_{f1}, K_{f2}\}$ 로 수렴함을 보여주며, 이로써 보조 정리 1의 증명이 완료되었다.

도 2에서 EFTF 기반 백스텝핑 제어부(130)는 다음과 같은 기능을 수행한다.

단계 1 :

[0112] 식 (5), (7), (8)에 기반하여, $\dot{e}_1$ 는

$$[0113] \quad \dot{e}_1 = \eta_1 x_2 - \eta_d \dot{y}_d \quad (19)$$

[0114] 와 같이 정의된다.

[0115] $e_2 = \zeta_2 - \vartheta_{11}$, $e_f = \vartheta_{11} - \vartheta_1/\Gamma_2$ 이므로, $\zeta_2 = e_2 + e_f + \vartheta_1/\Gamma_2$ 이고, 식 (19)는,

$$[0116] \quad \dot{e}_1 = \eta_1 \Gamma_2 (e_2 + e_f) + \eta_1 \vartheta_1 - \eta_d \dot{y}_d \quad (20)$$

[0117] 이 된다.

[0118] EFTF 기반 백스텝핑 제어부(130)에서 출력되는 가상 제어 입력(virtual control input) ϑ_1 는 다음과 같이 설계된다(S303).

$$[0119] \quad \vartheta_1 = \eta_1^{-1} [\eta_d \dot{y}_d - \rho_{11} \text{sig}^{\lambda_1} e_1 - \rho_{12} \text{sig}^{\lambda_2} e_1] \quad (21)$$

[0120] 여기서 $\rho_{11}, \rho_{12} > 0$ 이다.

[0121] 식 (21)을 식 (20)에 대입하면,

$$[0122] \quad \dot{e}_1 = \eta_1 \Gamma_2 (e_2 + e_f) - \rho_{11} \text{sig}^{\lambda_1} e_1 - \rho_{12} \text{sig}^{\lambda_2} e_1 \quad (22)$$

[0123] 를 얻는다.

[0125] 단계 2 :

[0126] $e_2 = \zeta_2 - \vartheta_{11}$ 이므로, 다음 식이 성립한다.

$$[0127] \quad \dot{e}_2 = \eta_2 g u - \dot{\vartheta}_{11} \quad (23)$$

[0128] EFTF 기반 백스텝핑 제어부(130)가 출력하는 실제 제어 입력(actual control input) u 는 다음과 같은 식으로 표현될 수 있다(S304).

$$[0129] \quad u = (\eta_2 g)^{-1} [\dot{\vartheta}_{11} - \rho_{21} \text{sig}^{\lambda_1} e_2 - \rho_{22} \text{sig}^{\lambda_2} e_2 - \eta_1 \eta_2 g \Gamma_2 e_1] - g^{-1} f(x) \quad (24)$$

[0130] 여기서 $\rho_{21}, \rho_{22} > 0$ 이다.

[0132] 식 (24)로부터 식 (23)은 다음과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

$$\dot{e}_2 = \rho_{21}\text{sig}^{\lambda_1} e_2 - \rho_{22}\text{sig}^{\lambda_2} e_2 - \eta_1 \Gamma_2 e_1 \quad (25)$$

[0135] 한편, 쿼드콥터 백스텝핑 자세 제어 설계 절차 동안 u 는 시간 도함수 $\dot{v}_1$ 가 필요하다. 만약 EFTF 식 (9)를 사용하지 않으면 u 는 다음과 같이 계산된다

$$u = (\eta_2 g)^{-1} [\dot{v}_1 - \rho_{21}\text{sig}^{\lambda_1} e_2 - \rho_{22}\text{sig}^{\lambda_2} e_2 - \eta_1 \eta_2 g \Gamma_2 e_1] - g^{-1} f(x) \quad (26)$$

[0137] 이 값들이 결정될 수 있더라도 상당한 양의 계산이 필요하고 시스템의 복잡성을 증가시키게 된다. 이 문제를 극복하기 위해 본 발명은 EFTF의 식 (9)의 도움을 받아 u 는 식 (24)와 같이 설계된다. 그러면 복잡성 폭발(explosion of complexity) 문제가 해결될 수 있다.

[0139] 산출된 실제 제어 입력 u 는 쿼드콥터의 자세 제어부(140)로 전달되어 쿼드콥터의 자세제어에 사용되며(S305), 자세제어 후 측정된(S306) 쿼드콥터의 현재 자세값은 다시 상태 변환부(110)로 전달된다.

[0141] 이하에서는 지금까지 설명한 본 발명의 EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 방법의 안정성을 증명하기로 한다.

[0143] 정리 2) 제어 입력 식 (24)를 EFTF 식 (9)와 함께 사용하면 $-h_{11} + y_d(0) < x_1(0) < h_{12} + y_d(0)$ 를 산출하는 어떠한 초기 조건에 대하여도 다음과 같은 목표가 달성된다. 즉,

[0144] 1) 쿼드콥터는 경계를 가지는 자세 신호를 가지고 안정적이다

[0145] 2) 고정된 시간 T_c 내에 출력 추적 오차가 ASNZ K 에 접근한다

[0147] 이러한 정리 2를 입증하기 위해, 다음과 같은 보조 정리 2를 제시하고 증명하기로 한다.

[0149] 보조 정리 2) 양의 상수를 $\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_n$ 라 할 때, $m > 0$ 이면 $\max(n^{m-1}, 1)(\nu_1^m + \nu_2^m + \dots + \nu_n^m) \geq (\nu_1 + \nu_2 + \dots + \nu_n)^m$ 이다.

[0150] (증명) 오차 신호 e_i 와 필터 오차 e_f 를 가정할 때, 라푸노프 함수는 다음과 같이 선택된다.

$$V = V_e + V_{ef} \quad (27)$$

[0152] 여기서 $V_e = \sum_{i=1}^2 (1/2)e_i^2$, $V_{ef} = (1/2)e_f^2$ 이다.

[0153] 식 (27)의 시간 도함수는

$$\dot{V} = \dot{V}_e + \dot{V}_{ef} \quad (28)$$

[0155] 이 되고, 여기서 $\dot{V}_e = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2$, $\dot{V}_{ef} = e_f \dot{e}_f$ 이다.

[0156] 식 (22)와 식 (25)에 기반하여, $\dot{V}_e$ 는 다음이 성립한다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &\leq - \sum_{i=1}^2 \left[\rho_{i1} (e_i^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}} + \rho_{i2} (e_i^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \right] + e_1 \eta_1 \Gamma_2 e_f \\ &\leq - \sum_{i=1}^2 \left[\rho_{i1} (e_i^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}} + \rho_{i2} (e_i^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \right] \\ &\quad + \left(\frac{e_1^2 \eta_1^2}{2} + \frac{\Gamma_2^2 e_f^2}{2} \right) \end{aligned} \quad (29)$$

[0157]

[0158] 식 (9)로부터,

$$\dot{e}_f = - \frac{\text{sig}^{\lambda_1} e_f}{\gamma} - \frac{\text{sig}^{\lambda_2} e_f}{\gamma} - \frac{\text{sig}^{\lambda_{3,f}} e_f}{\gamma} + c_1 \quad (30)$$

[0159]

[0160] 를 얻는다.

[0161] 또한 식 (30)으로부터,

$$\begin{aligned} \dot{V}_{ef} = e_f \dot{e}_f &= - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}}}{\gamma} - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}}}{\gamma} - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_{3,f}+1}{2}}}{\gamma} + e_f c_1 \\ &\leq - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}}}{\gamma} - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}}}{\gamma} - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_{3,f}+1}{2}}}{\gamma} + \frac{e_f^2}{2} + \frac{c_1^2}{2} \end{aligned} \quad (31)$$

[0162]

[0163] 를 얻는다.

[0164] 식 (29)와 식 (31)을 식 (28)에 대입하면,

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq - \sum_{i=1}^2 \left[\rho_{i1} (e_i^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}} + \rho_{i2} (e_i^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \right] + \frac{e_1^2 \eta_1^2}{2} \\ &\quad - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}}}{\gamma} - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}}}{\gamma} - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_{3,f}+1}{2}}}{\gamma} + \frac{e_1^2}{2} + \frac{(1 + \Gamma_2^2) e_f^2}{2} \end{aligned} \quad (32)$$

[0165]

[0166] 임을 알 수 있다.

[0167] 보다 단순화된 분석을 위해 식 (32)에서 다음과 같이 지정할 수 있다.

$$\dot{V}_1 = - \sum_{i=1}^2 \left[\rho_{i1} (e_i^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}} + \rho_{i2} (e_i^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \right] + \frac{e_1^2 \eta_1^2}{2} \quad (33)$$

[0168]

$$\dot{V}_2 = - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}}}{\gamma} - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}}}{\gamma} - \frac{(e_f^2)^{\frac{\lambda_{3,f}+1}{2}}}{\gamma} + \frac{(1 + \Gamma_2^2) e_f^2}{2} \quad (34)$$

[0169]

[0170] 그러면, 식 (32)는,

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \frac{e_1^2}{2} \quad (35)$$

[0171]

[0172] 이 된다.

[0173] $\rho_{i2} > 0$ 가 상수이므로, 2개의 상수 $\rho_{i2,1}, \rho_{i2,2} > 0$ 는 $\rho_{i2} = \rho_{i2,1} + \rho_{i2,2}$ 를 만족하고,

$$\begin{aligned} \rho_{i2} (e_i^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} &> \rho_{i2,1} e_i^2 + \rho_{i2,2} (e_i^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \\ &> \frac{\eta_i^2 e_i^2}{2} + \rho_{i2,2} (e_i^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \end{aligned} \quad (36)$$

[0174]

[0175] 를 얻는다.

[0176] 따라서 $-\rho_{i2} (e_i^2)^{(\lambda_2+1/2)} < -\rho_{i2,2} (e_i^2)^{(\lambda_2+1/2)}$ 이고, 여기서, $\rho_{i2,1} > \eta_i^2/2$ 를 선택할 수 있으며, 실제로, $\eta_i = h_{i1} h_{i2} + x_i^2/\Gamma_i^2 \leq h_{i1} h_{i2} + h_{i2}^2/\Gamma_i^2$ 이고, $\Gamma_i \leq h_{i1} h_{i2} + [(h_{i1} - h_{i2})^2]/4 = \delta$ 이며, 따라서, $\eta_i > h_{i1} h_{i2} + h_{i2}^2/\delta^2 = \delta_1$ 이고, $\eta_i^2 = \delta_1^2 + \delta_2 (\delta_2 > 0)$ 이라 하면, $\rho_{i2,1} > \delta_1^2 + \delta_2$ 를 선택할 수 있다.

[0177] 이러한 분석은 다음을 나타낸다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq - \sum_{i=1}^2 \left[\rho_{i1} (e_i^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}} + \rho_{i2,2} (e_i^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \right] \\ \dot{V}_2 &\leq - \frac{1}{\gamma} (e_f^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}} - \left(\frac{2}{\gamma} - \frac{\delta^2 + 1}{2} \right) (e_f^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}} \end{aligned} \quad (37)$$

[0178]

[0179] $\gamma > 0$ 는 일반적으로 작은 필터 파라미터에 해당하기 때문에, $1/\gamma = \gamma_1 + \gamma_2$ 를 산출하는 2개의 스칼라 량인 γ_1, γ_2 가 있다. $2\gamma_2 > (\delta^2 + 1)/2$ 를 선택하면, $2/\gamma - (\delta^2 + 1)/2 > 2\gamma_1$ 이고 $\dot{V}_2$ 가 얻어진다.

$$\dot{V}_2 \leq -\gamma_1 (e_f^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}} - 2\gamma_1 (e_f^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \quad (38)$$

그러면, 식 (35)가 다음 부등식을 만족함을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\sum_{i=1}^2 \left[\rho_{i1} (e_i^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}} + \rho_{i2,2} (e_i^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \right] + \frac{c_1^2}{2} \\ & - \gamma_1 (e_f^2)^{\frac{\lambda_1+1}{2}} - 2\gamma_1 (e_f^2)^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \end{aligned} \quad (39)$$

보조 정리 2에 따르면 다음 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -2^{\frac{\lambda_1+1}{2}} \tau_1 V^{\frac{\lambda_1+1}{2}} - \frac{2^{(\lambda_2+1)/2}}{4^{(\lambda_2-1)/2}} \tau_2 V^{\frac{\lambda_2+1}{2}} + \frac{c_1^2}{2} \\ \leq & -\tau_{11} V^{\frac{\lambda_1+1}{2}} - \tau_{21} V^{\frac{\lambda_2+1}{2}} + \frac{b^2}{2} \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \tau_{11} &= (2^{(\lambda_1+1)/2}) \tau_1 \\ \tau_{21} &= ([2^{(\lambda_2+1)/2}]/[4^{(\lambda_2-1)/2}]) \tau_2 \\ \tau_1 &= \min(\rho_{11}, \rho_{21}, \gamma_{11}) \\ \tau_2 &= \min(\rho_{12,2}, \rho_{22,2}, 2\gamma_{11}) \end{aligned}$$

여기서, 이다.

$V^{(\lambda_2+1/2)} > (b^2/2)/\varepsilon\tau_{21}$, $0 < \varepsilon < 1$ 를 만족하는 한, 식 (40)은

$$\dot{V} \leq -\tau_{11} V^{\frac{\lambda_1+1}{2}} - (1-\varepsilon)\tau_{21} V^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \quad (41)$$

이 된다.

그러면, 식 (27)로부터, 오차 신호 e_i, e_{fi} 는, 안정화 시간(settling time)

$T_s \leq 2/[(\lambda_2-1)(1-\varepsilon)\tau_{21}] + 2/[(1-\lambda_1)\tau_{11}]$ 으로

$$K = \left\{ e_i, e_{fi} \mid |e_i|, |e_{fi}| \leq \left(\frac{2^{\frac{\lambda_2+1}{2}} \frac{b^2}{2}}{\varepsilon\tau_{21}} \right)^{\frac{1}{\lambda_2+1}} \right\} \quad (42)$$

에 수렴한다. 그러므로 오차 신호 e_i, e_{fi} 는 시간 구간 $T_c = T_s + t_z$ 내에 영역 K로 수렴한다고 주장할 수 있다.

식 (6) ~ (8)로부터, 추적 오차(tracking error) $z_1 = (((h_{11} + x_1)(h_{12} - x_1))/[h_{11}h_{12} + x_1y_d])e_1$

이 되고, 여기서 e_1 의 계수는 $x_1 \in X_1$ 에 대해 경계지어지고, 따라서 $z_1 \in L_\infty$ 가 유지된다.

[0194] $\zeta_i \in L_\infty$ 이므로 초기조건 $x_i(0) \in X_i$ 와 관계없이 상태 x_i 는 항상 정의된 제약 집합 $X_i = \{x_i \in \mathbb{R} : -h_{i1} < x_i(t) < h_{i2}\}, i = 1, 2$ 에 속한다.

[0195] 지금까지 설명한 분석에서, 제안된 제어 전략을 통해 x_i 의 경계가 보존되고 모든 상태의 제약이 유지되며, 이로써 증명이 완료되었다.

[0197] 도 4는 롤 각도(roll angle)의 자세 추적 성능 및 제어 입력을 나타내는 도면이고, 도 5는 피치 각도(pitch angle)의 자세 추적 성능 및 제어 입력을 나타내는 도면이며, 도 6은 요 각도(yaw angle)의 자세 추적 성능 및 제어 입력을 나타내는 도면이다.

[0198] 쿼드콥터 자세 제어를 위해 제안된 알고리즘의 견고성과 효율성을 입증하기 위해 MATLAB/SIMULINK를 이용한 수치 시뮬레이션을 수행한다. 쿼드콥터 모델에 대한 전체 설명은 표 1에 주어져 있다.

[0199] 자세의 제약 조건은 $h_{11\phi} = h_{12\phi} = h_{21\phi} = h_{22\phi} = \pi/2$, $h_{11\theta} = h_{12\theta} = h_{21\theta} = h_{22\theta} = \pi/2$, 그리고 $h_{11\psi} = h_{12\psi} = h_{21\psi} = h_{22\psi} = \pi$ 로 설정되어 있다.

[0200] 자세의 원하는 명령은 $y_{\phi_d} = 20^\circ, y_{\theta_d} = -15^\circ, y_{\psi_d} = 30^\circ$ 로 정의된다.

[0202] [표 1]

QUADCOPTER PARAMETERS USED FOR THE SIMULATION.

Parameters	Value	Unit
m	1.25	kg
l	0.225	m
C_t	$1.06(10^{-5})$	Ns^2
C_d	$1.57(10^{-7})$	Nms^2
$I_x; I_y; I_z$	0.0144; 0.0144; 0.0144	kgm^2

[0203]

[0205] EFTF 및 백스텝핑 제어부의 파라미터는 표 2와 같이 선택된다. 제어부 파라미터의 선택을 위해 먼저 페루프 시스템의 안정성을 보장한 다음 시뮬레이션 테스트를 수행하여 해당 맥락(context)에서 가장 잘 작동할 파라미터를 결정한다. 이득 $\rho_{i1}, \rho_{i2}, \lambda_1, \lambda_2$ 는 시행착오 과정의 결과에 기반하여 변경된다.

[0207] [표 2]

PARAMETERS OF EFTF AND CONTROLLER.			
Symbol	Roll (ϕ)	Pitch (θ)	Yaw (ψ)
λ_1	0.1	0.1	0.1
λ_2	1.2	1.2	1.2
γ	0.1	0.1	0.1
ρ_{11}	4	4	1.8
ρ_{12}	4	4	1.8
ρ_{21}	25	25	35
ρ_{21}	25	25	35

[0208]

[0210] 시뮬레이션 결과는 도 4 내지 도 6에 나와 있다. 분명히, 자세와 각속도는 짧은 정착 시간에 빠른 수렴을 한다.

[0211] 롤 각도 ($z_\phi = \phi - \phi_d$) 와 피치 각도 ($z_\theta = \theta - \theta_d$) 의 출력 추적 오차는 0.45s 이전에 ASNZ로 수렴하고
요 각도 ($z_\psi = \psi - \psi_d$) 의 경우 1.8s 이전에 ASNZ로 수렴한다. 원하는 자세 명령이 제공되는 한, 제안된 컨트롤러는 과도한 제어 노력이 필요하지 않다. 결과적으로, 쿼드콥터는 임무를 수행할 때 더 적은 에너지를 소비한다.

[0213] 도 7은 롤 각도(roll angle), 피치 각도(pitch angle), 요 각도(yaw angle)에 대한 EFTF의 추정 오차 성능을 나타내는 도면이다.

[0214] 도 7은 3개의 쿼드콥터 자세 각도에 대한 EFTF의 추정 오차 성능을 보여줍니다. 원하는 입력 명령과 관계없이, EFTF와 제안된 제어부는 항상 고정된 시간에 수렴한다. 도 2를 참조하여 전술한 EFTF(120), EFTF 기반 백스텝핑 제어부(130)에 대한 설명 및, 도 4 내지 도 6의 설명으로부터, $T_{s\phi} = T_{s\theta} \leq 0.5s$, $T_{s\psi} \leq 1.8s$ 일 때
추적 오차(tracking error)가 $T_c \leq (T_s + t_z)s$ 에서 안정성에 도달한다는 것을 추론할 수 있다. 이 시뮬레이션 결과로부터 전술한 바와 같은 이론적 결과가 정확하다는 것이 명백함을 알 수 있다. 전체 시뮬레이션 동안 제어 입력은 부드럽다(smooth).

[0215] 이러한 결과로부터, 우리는 도입된 방법이 빠른 응답 및, 고정된 시간 내에 정착이 이루어지도록 하고 또한, 채터링(chattering)이 없도록 하면서 좋은 추적 성능과 쿼드콥터 자세의 우수한 안정성을 보장한다고 결론 내릴 수 있다.

부호의 설명

[0217] 100: EFTF를 이용한 쿼드콥터의 백스텝핑 자세 제어 장치

110: 상태 변환부

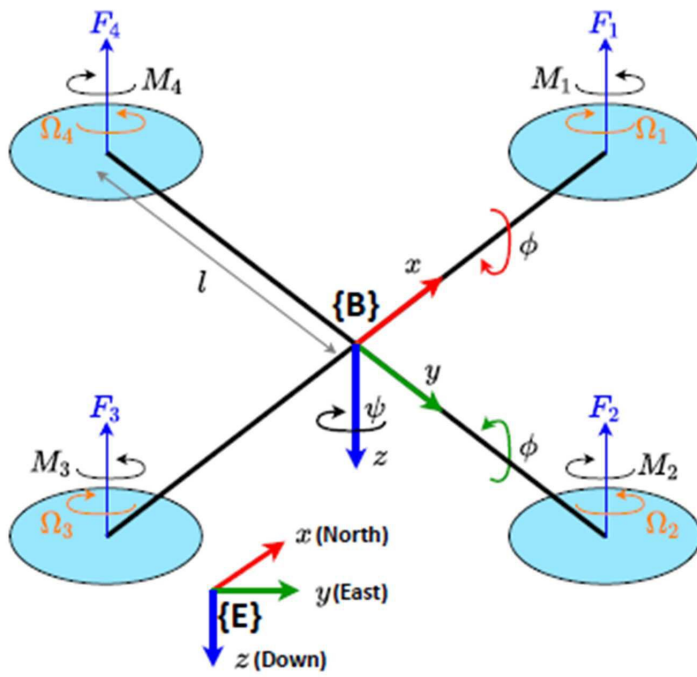
120: EFTF

130: EFTF 기반 백스텝핑 제어부

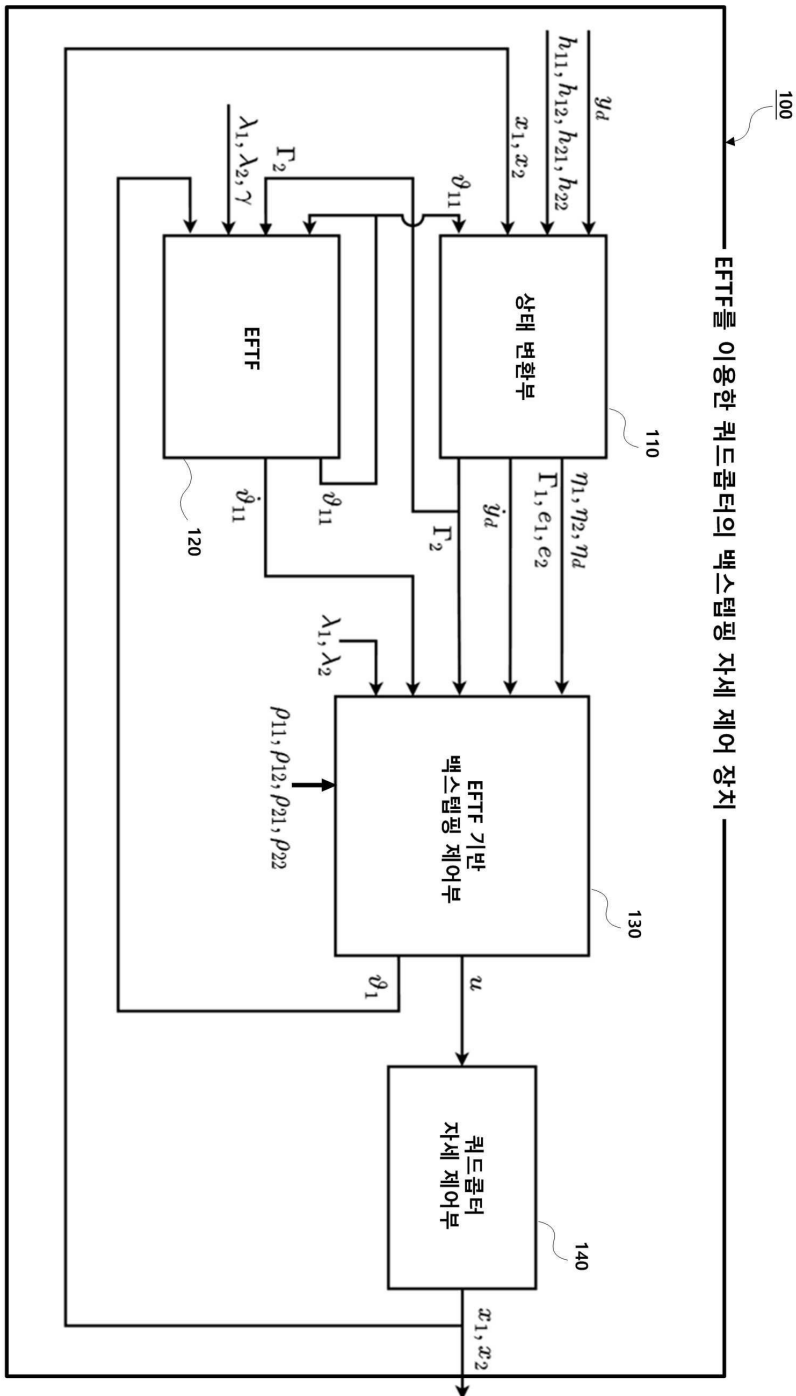
140: 쿼드콥터 자세 제어부

도면

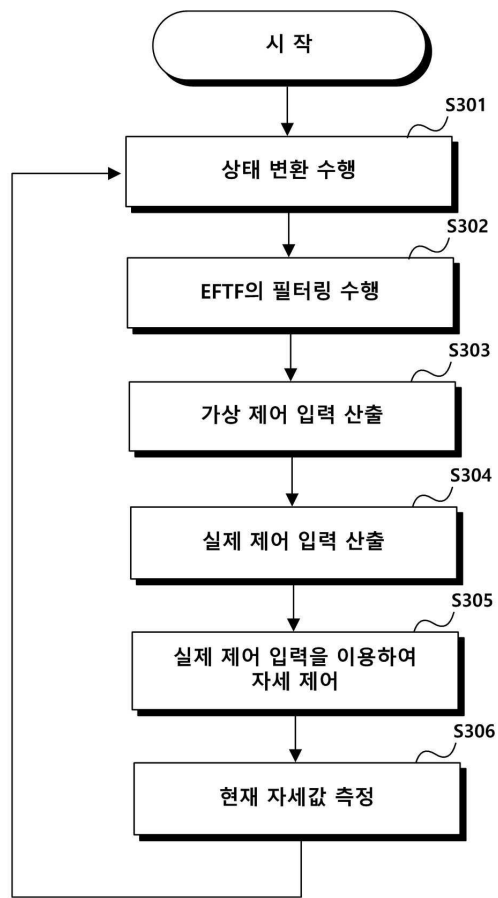
도면1



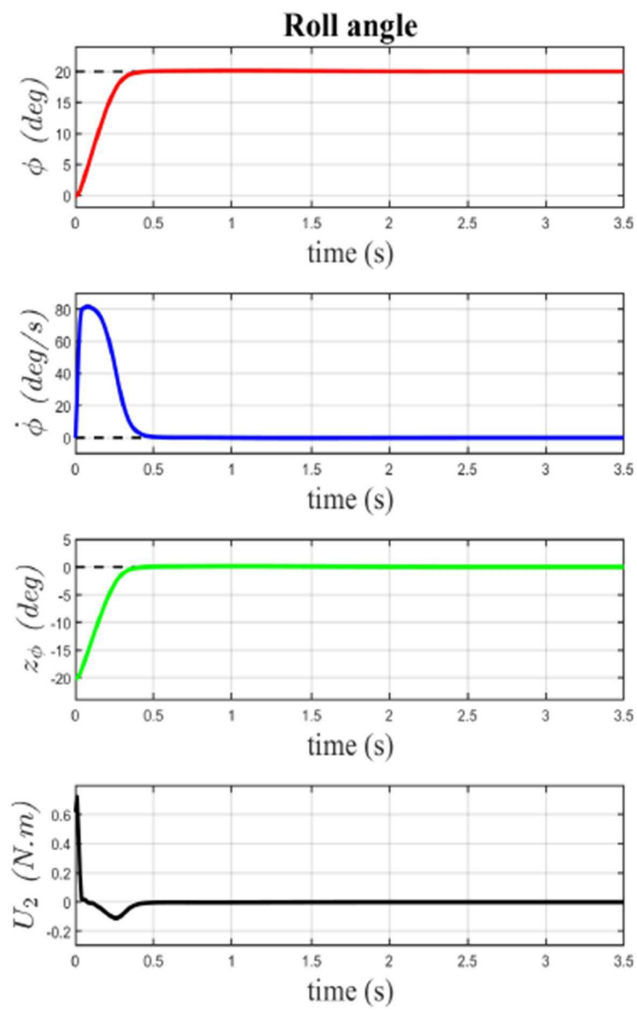
도면2



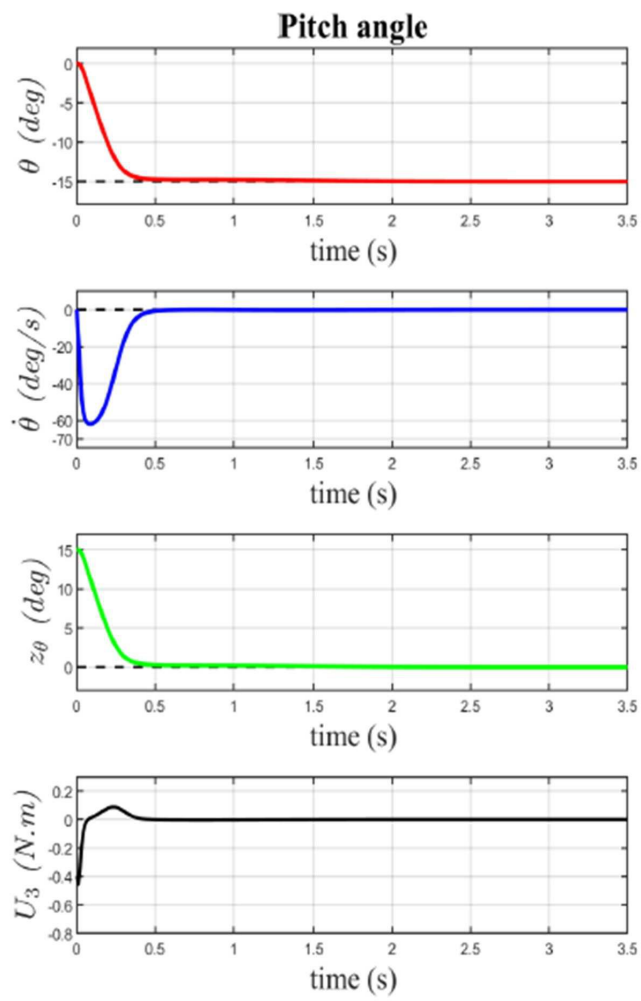
도면3



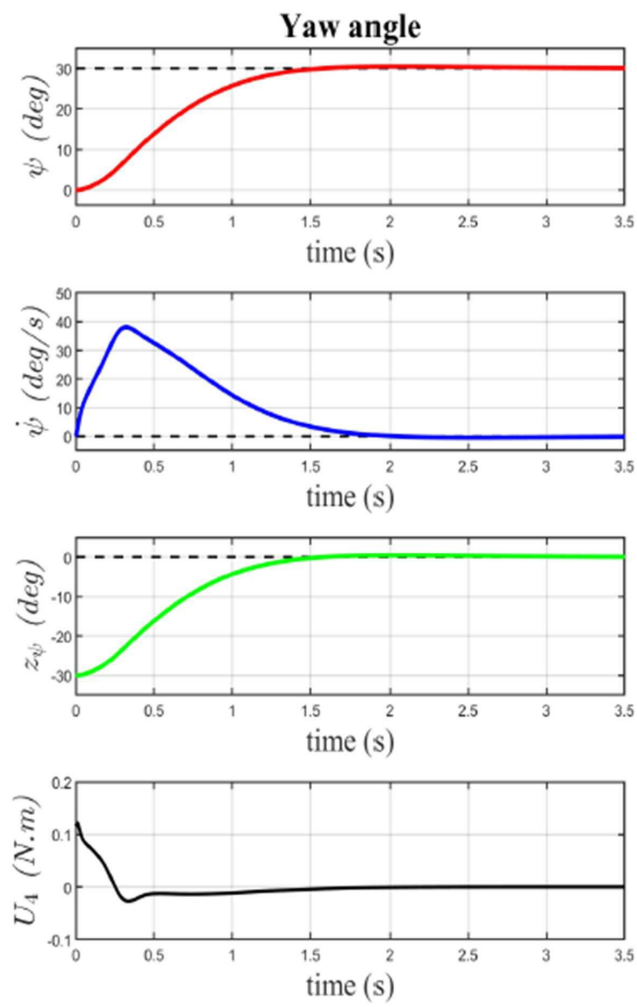
도면4



도면5



도면6



도면7

