Amirkabir Journal of Mechanical Engineering

Amirkabir J. Mech Eng., 53(special issue 2) (2021) 255-258
DOI: 10.22060/mej.2020.16893.6468

Attitude Stabilization of Quadrotor Using Adaptive Fuzzy Proportional Integral Derivative Controller

H. Chehardoli*[1], A. Ghasemi[2], S. Fardrahnama[2]

[1]Department of Mechanical Engineering, Ayatollah Boroujerdi University, Boroujerd, Iran
[2] Department of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering, North Tehran Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran

ABSTRACT: Quadrotor is an unmanned aerial robot from multi-rotor drones group that has high maneuverability, vertical take-off, and landing and stationary flight capabilities. In the most practical applications, the quadrotor system is subjected to external disturbance forces due to wind and unbalanced weight or inertia of the payload. To maintain balance and hold the position, attitude stabilization of the quadrotor is necessary for the presence of disturbances and unbalanced forces. Using conventional controllers with constant gains is not very efficient to eliminate variable disturbances that affect quadrotor motion in different conditions. In this paper, an adaptive fuzzy proportional integral derivative controller is designed for quadrotor attitude stabilization in which controller gains are regulated continuously based on the adaptive laws and the fuzzy inference system. The performance of the proposed controller is examined in the disturbance rejection test and is compared to the conventional proportional integral derivative controller. Also, the performance of the proposed controller is approved by hardware in the loop experimental tests using a 3 degree of freedom pilot platform. The experimental results will show the effectiveness of the adaptive fuzzy proportional integral derivative controller compared with the conventional proportional integral derivative controller.

Review History:
Received: Aug. 13, 2019
Revised: Dec. 27, 2019
Accepted: Jan. 26. 2019
Available Online: Feb. 02, 2020

Keywords:
Quadrotor
Attitude control
Adaptive fuzzy
Hardware in loop
External disturbance

1. INTRODUCTION

In recent decades, the stability analysis and control design of various kinds of Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) have received much attention. The UAVs are widely used in several tasks such as visual acquisition, surveillance, exploration, and disaster assistance in urban circumstances [1]. Consequently, it is studied for different kinds of UAVs such as fixed-wing airplanes, helicopters, and also quadrotors. The quadrotor is the most popular kind of multi-rotor UAVs due to its simple mechanics, high maneuverability, and performing stable stationary flights.

The motion control of a quadrotor is a challenging problem due to its nonlinear under-actuated dynamics. Especially, controlling the lateral motion of a quadrotor is the main problem since it is associated with an under-actuated sub-system of the quadrotor dynamics. Several approaches are presented to control design and stability analysis of quadrotors and some strategies have been developed to solve the path following problems [2, 3].

The model-based methods presented to control the design of quadrotors involve two major drawbacks. They need fast and heavy computation units due to their complicated and time-consuming control laws. On the other hand, they are restricted for autonomous long-range applications where the imposed communication delay with stationary control unit disrupts real-time operation of the quadrotor [4]. Motivated by previous studies, in this paper, fuzzy logic is employed to design an adaptive fuzzy-PID controller for nonlinear under-actuated dynamics of the quadrotor. To achieve a robust performance against external disturbances, all PID gains are updated individually. Moreover, a compensator is added to control structure to weaken the estimation errors of the adaptive fuzzy-PID controller. Performance of the proposed adaptive fuzzy-PID controller is compared with conventional PID controller which shows significant improvement in tracking accuracy.

2. DYNAMIC MODELING AND CONTROL DESIGN

The Quadrotor has a simple mechanical structure consisting of a symmetric cross-shaped rigid body and four electrical rotors which are located at the end of cross arms. The schematic model of a quadrotor is depicted in Fig . 1. The trust force (T) and the aerodynamic moment (Q) are calculated as follows [5]

$$T = b\omega^2, \qquad Q = d\omega^2 \tag{1}$$

where b and d are constant positive values and ω is the angular velocity. The translational dynamics of a quadrotor is given from the Newton approach [5]

$$\begin{pmatrix} \ddot{X} \\ \ddot{Y} \\ \ddot{Z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1\left(c_\phi s_\theta c_\psi + s_\phi s_\psi\right)/m \\ U_1\left(c_\phi s_\theta s_\psi - s_\phi c_\psi\right)/m \\ U_1 c_\phi c_\theta / m - g \end{pmatrix} \tag{2}$$

The rotational dynamics is presented as follows [

*Corresponding author's email: h.chehardoli@abru.ac.ir

Copyrights for this article are retained by the author(s) with publishing rights granted to Amirkabir University Press. The content of this article is subject to the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC-BY-NC 4.0) License. For more information, please visit https://www.creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/legalcode.

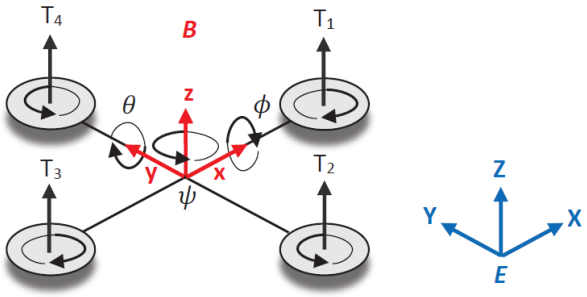

Fig. 1. Schematic model of a quadrotor

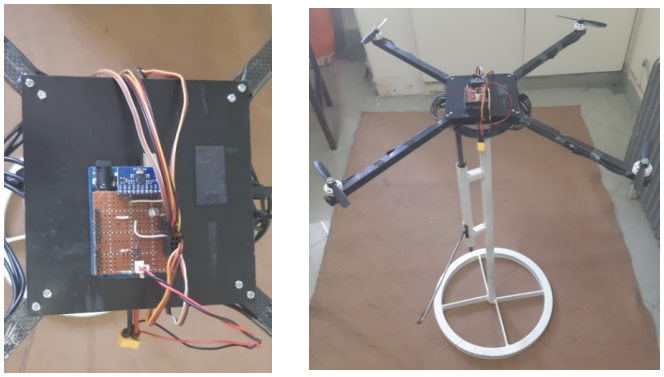

Fig. 2. Experimental setup

$$\begin{pmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{U_2 - J_r\dot{\theta}\omega_r + (I_{yy} - I_{zz})\dot{\psi}\dot{\theta}}{I_{xx}} \\ \dfrac{U_3 + J_r\dot{\phi}\omega_r + (I_{zz} - I_{xx})\dot{\psi}\dot{\phi}}{I_{xx}} \\ \dfrac{U_4 + (I_{xx} - I_{yy})\dot{\theta}\dot{\phi}}{I_{zz}} \end{pmatrix} \tag{3}$$

The quadrotor is an under-actuated system because it has six degrees of freedom but only four actual inputs. As a result, only four DOFs can be controlled independently. Eq. can be represented as follows

$$\begin{pmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{-J_r\dot{\theta}\omega_r + (I_{yy} - I_{zz})\dot{\psi}\dot{\theta}}{I_{xx}} \\ \dfrac{J_r\dot{\phi}\omega_r + (I_{zz} - I_{xx})\dot{\psi}\dot{\phi}}{I_{xx}} \\ \dfrac{(I_{xx} - I_{yy})\dot{\theta}\dot{\phi}}{I_{zz}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \dfrac{1}{I_{xx}} & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{I_{yy}} & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{1}{I_{zz}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} d_\phi \\ d_\theta \\ d_\psi \end{pmatrix} = \mathbf{F} + \mathbf{G}\mathbf{U} + \mathbf{D} \tag{4}$$

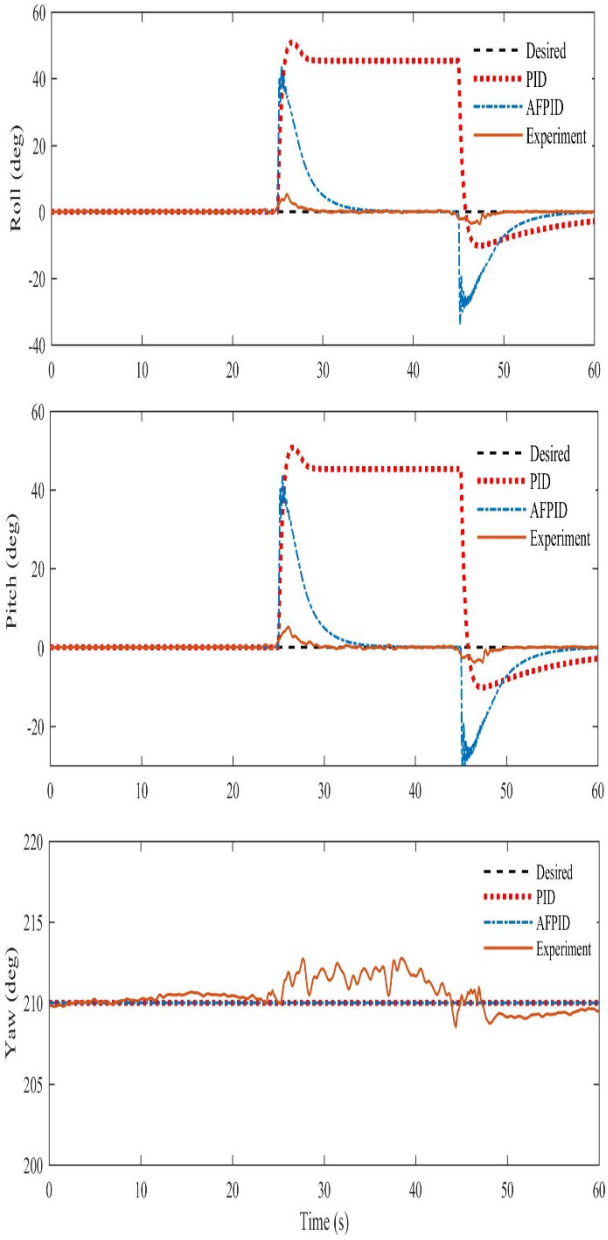

Fig. 3. Stabilization performance in presence of external disturbance

The following feedback linearization controller is introduced to yield three independent dynamical equations

$$\mathbf{U} = -\mathbf{F}/\mathbf{G} + \boldsymbol{\tau} \tag{5}$$

For each of the resultant second-order equations, the same control procedure is designed. These equations are in the following form

$$\ddot{x} = f(x,\dot{x}) + g(x,\dot{x})u + d, \qquad y = x \tag{6}$$

where $f(.)$ and $g(.)$ are nonlinear bounded functions. By defining the tracking error as $\mathbf{e} = y - y_r$, we will have

$$\ddot{\mathbf{e}} + \mathbf{k}^T \mathbf{e} = g(\mathbf{x})(u - u^*) + \mathbf{d},$$
$$u^* = \frac{-1}{g(\mathbf{x})}\left(f(\mathbf{x}) - \ddot{y}_r + \mathbf{k}^T \mathbf{e}\right) \quad (7)$$

For the above system, an adaptive fuzzy-PID controller is designed as $\boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{\tau}_{PID} + \upsilon$. The term υ is a H_∞ compensator defined by $\upsilon = -\mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} / \lambda$ where λ is a positive value and $\mathbf{P}$ is a positive definite matrix calculated by the following equation

$$\mathbf{A}7\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{Q} - \frac{2}{\lambda}\mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{B}^T\mathbf{P} + \frac{1}{\rho^2}\mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{B}^T\mathbf{P} = \mathbf{0}, \quad 2\rho^2 \geq \lambda \quad (8)$$

The control input $\boldsymbol{\tau}_{PID}(\xi \mid \theta) = \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\xi}(\mathbf{e})$ is defined where $\dot{\mathbf{e}} = [K_P, K_I, K_D], \hat{\mathbf{i}}(\mathbf{e}) = [\mathbf{e}, \mathbf{e}_I, \mathbf{e}_D]^T, \mathbf{e}_I = \int \mathbf{e}(t)dt$ and $\mathbf{e}_D = \dot{\mathbf{e}}(t)$. All gains K_P, K_I and K_D are estimated by a Zero-order Takagi-Sugeno fuzzy system.

3. EXPERIMENTAL STUDY

To validate the proposed approach, a 3DOF experimental setup is investigated as shown in Fig. 2.

Fig. 3 depicts the stabilization performance of roll, pitch and yaw angles in presence of external disturbance. As this Figure illustrates, the proposed adaptive fuzzy-PID controller has a significantly better performance compared with the conventional PID controller.

4. CONCLUSIONS

In this paper, the angular stabilization problem of quadrotors was studied. An adaptive fuzzy-PID controller was presented to assure the asymptotic tracking of yaw, roll, and pitch angles in presence of nonlinear uncertain dynamics and external disturbance. Compared with the previous studies, in this paper, all PID control gains were updated individually which provided better performance in tracking the desired signals. Experimental results were provided to show the effectiveness of the proposed approach.

5. REFERENCES

[1] [1] K.P. Valavanis, G.J. Vachtsevanos, Handbook of unmanned aerial vehicles, Springer, 2015.

[2] [2] R. Mahony, V. Kumar, P. Corke, Multirotor aerial vehicles: Modeling, estimation, and control of quadrotor, IEEE robotics & automation magazine, 19(3) (2012) 20-32.

[3] [3] A. Tayebi, S. McGilvray, Attitude stabilization of a VTOL quadrotor aircraft, IEEE Transactions on control systems technology, 14(3) (2006) 562-571.

[4] [4] H. Bolandi, M. Rezaei, R. Mohsenipour, H. Nemati, S.M. Smailzadeh, Attitude control of a quadrotor with optimized PID controller, (2013).

[5] [5] E. Kayacan, R. Maslim, Type-2 fuzzy logic trajectory tracking control of quadrotor VTOL aircraft with elliptic membership functions, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 22(1) (2016) 339-348.

HOW TO CITE THIS ARTICLE

H. Chehardoli, A. Ghasemi, S. Fardrahnama, Attitude Stabilization of Quadrotor Using Adaptive Fuzzy Proportional Integral Derivative Controller. Amirkabir J. Mech Eng., 53(special issue 2) (2021) 255-258.

DOI: 10.22060/mej.2020.16893.6468

This page intentionally left blank

نشریه مهندسی مکانیک امیرکبیر

نشریه مهندسی مکانیک امیرکبیر، دوره ۵۳ شماره ویژه ۲ ، سال ۱۴۰۰، صفحات ۱۰۸۱ تا ۱۰۹۴
DOI: 10.22060/mej.2020.16893.6468

پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور با استفاده از کنترل‌کننده فازی تطبیقی تناسبی-انتگرالی-مشتقی

حسین چهاردولی*[۱]، علی قاسمی[۲]، سپهر فردرهنما[۲]

[۱] دانشکده مهندسی، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه آیت ا... بروجردی، بروجرد، ایران
[۲] دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران شمال، تهران، ایران

خلاصه: کوادروتور یک ربات پرنده بدون سرنشین از دسته پهپادهای چند ملخه است که قابلیت مانورپذیری بسیار بالا، نشست و برخاست عمودی و پرواز ساکن در هوا را دارا می‌باشد. با این حال، دینامیک غیرخطی و زیرتحریک کوادروتور نیازمند کنترل‌کننده‌های پیشرفته‌تری برای غلبه بر اغتشاش‌های خارجی، حفظ تعادل و ردیابی دقیق مسیر پرواز است. در اغلب کاربردها، سیستم دینامیکی کوادروتور در معرض نیروهای اغتشاشی ناشی از وزش باد و نامتوازنی وزن یا اینرسی ناشی از حمل بار است. برای حفظ تعادل و تثبیت موقعیت، پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور در حضور نیروهای اغتشاشی و نامتوازنی‌ها ضروری است. استفاده از کنترل‌کننده‌های سنتی با بهره‌های کنترلی ثابت برای حذف اغتشاش‌های متغیری که در شرایط متفاوت به سیستم دینامیکی کوادروتور وارد می‌شوند چندان کارآمد نیست. در مقاله حاضر یک کنترل‌کننده فازی تطبیقی تناسبی-انتگرالی-مشتقی برای پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور طراحی شده که در آن بهره‌های کنترلی بر مبنای عملکرد قانون تطبیق و سیستم فازی به طور پیوسته تنظیم می‌شوند. عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده در شبیه‌سازی یک آزمون غلبه بر نامتوازنی وزنی بررسی و با کنترل‌کننده سنتی تناسبی-انتگرالی-مشتقی مقایسه شده است. همچنین عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده با استفاده از یک استند آزمایشگاهی سه درجه آزادی در یک آزمون تجربی به روش سخت‌افزار در حلقه مورد اعتبارسنجی قرار گرفته است.

تاریخچه داوری:
دریافت: ۱۳۹۸/۰۵/۲۲
بازنگری: ۱۳۹۸/۱۰/۰۶
پذیرش: ۱۳۹۸/۱۱/۰۶
ارائه آنلاین: ۱۳۹۸/۱۱/۱۳

کلمات کلیدی:
کوادروتور
کنترل زاویه
کنترل‌کننده فازی
سخت‌افزار در حلقه
اغتشاش خارجی

۱- مقدمه

پرنده هدایت‌پذیر از دور یا همان پهپاد نامی است که به ربات‌های پرنده بدون سرنشین[۱] داده‌اند. امروزه پهپادها کاربردهای شهری بسیاری پیدا کرده‌اند. مهم‌ترین کاربردهای شهری پهپادها تصویربرداری هوایی، حمل بار، تحویل بسته و بازرسی زیرساخت‌های عمومی شهری است [۱]. پهپادها بر اساس ساختار حرکتی به دو دسته اصلی تقسیم می‌شوند: پهپادهای بال-ثابت و پهپادهای بال-چرخان. بارزترین نوع پهپادهای بال-ثابت، هواپیماها هستند که نیروی بالابرنده در آن‌ها از افزایش فشار هوای زیر بال‌ها در اثر سرعت حرکت رو به جلو ایجاد می‌شود. در پهپادهای بال-چرخان نیروی بالابرنده مستقیما در اثر چرخش بال و ایجاد هوای فشرده در زیر بال تامین می‌شود. مهم‌ترین مزیت پهپادهای بال-چرخان قابلیت نشست و برخاست عمودی[۲]، پرواز ساکن[۳] و مانورپذیری بالا است [۲].

مولتی‌کوپترها[۴] یا همان پهپادهای چندملخه رایج‌ترین نوع پهپادهای بال-چرخان هستند. کوادروتور یک پهپاد چندملخه با چهار موتور محرک است که حرکت در شش درجه آزادی را فراهم می‌کند. در واقع، کوادروتور یک ساختار حرکتی زیرتحریک[۵] دارد که در آن حرکت انتقالی در صفحه افقی وابسته به مانورهای چرخشی رول

1 Unmanned Aerial Vehicles (UAV)
2 Vertical Take Off and Landing (VTOL)
3 Stationary Flight
4 Multi-copters
5 Under-Actuated

* نویسنده عهده‌دار مکاتبات: h.chehardoli@abru.ac.ir

حقوق مؤلفین به نویسندگان و حقوق ناشر به انتشارات دانشگاه امیرکبیر داده شده است. این مقاله تحت لیسانس آفرینندگی مردمی (Creative Commons License) در دسترس شما قرار گرفته است. برای جزئیات این لیسانس، از آدرس https://www.creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/legalcode دیدن فرمائید.

و پیچ[1] است. به این ترتیب جابجایی در امتداد محورهای عرضی و طولی بدون چرخش حول محورهای رول و پیچ ممکن نیست. یا به عبارت دیگر هرگونه انحراف زاویه‌ای حول محورهای رول یا پیچ کوادروتور منجر به ایجاد حرکت انتقالی ناخواسته در صفحه افقی می‌شود که اصطلاحا به آن رانش[2] می‌گویند. در نتیجه اولین گام در تثبیت موقعیت، پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور است [۳].

توجه محققان حوزه دینامیک و کنترل به سیستم دینامیکی زیرتحریک کوادروتور از اوایل دهه نخستین قرن بیست و یکم میلادی آغاز شد. با استفاده از روش‌های خطی‌سازی و تخمین دینامیک کوادروتور با یک مدل خطی، انواع روش‌های کنترل خطی برای کوادروتور طراحی شد [۴-۷]. کوادروتور نیز مانند بیشتر سیستم‌های دینامیکی دارای نامعینی‌های ساختاری و غیرساختاری است که اغلب ثابت بوده یا با آهنگ کمی تغییر می‌کنند. علاوه بر این، سیستم دینامیکی کوادروتور همواره در معرض اغتشاش‌های خارجی متغیر ناشی از تغییر شرایط محیط کاری در کاربردهای مختلف شهری است. بنابراین نیاز است که سیستم کنترل کوادروتور نسبت به این نامعینی‌ها و اغتشاش‌ها مقاوم باشد تا بتواند ضمن حفظ پایداری سیستم عملکرد ردیابی مناسبی فراهم کند. در طول دهه‌های اول و دوم قرن بیست و یکم میلادی روش‌های کنترلی جدیدتر اعم از روش‌های کنترل مقاوم [۸]، کنترل تطبیقی [۹]، کنترل پسگام [۱۰]، کنترل مد لغزشی [۱۱] و روش‌های ترکیبی [۱۲-۱۴] برای پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور معرفی شده است. در اغلب پژوهش‌های انجام شده به دلیل پیچیدگی محاسبات قانون کنترل، پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده میسر نشده و کارآیی آن تصدیق نشده است. در واقع سهولت پیاده‌سازی کنترل‌کننده سنتی تناسبی-انتگرالی-مشتقی باعث شده تا به طور گسترده در کوادروتورهای تجاری مورد استفاده قرار بگیرد. مهم‌ترین محدودیت کنترل‌کننده سنتی تناسبی-انتگرالی-مشتقی بهره‌های ثابت کنترلی است که نمی‌تواند پایداری و مقاوم بودن سیستم دینامیکی کوادروتور را در شرایط کاری متفاوت و متغیر تامین کند.

کنترلگرهای هوشمند بسیاری به منظور کنترل کوادروتور توسط محققین به کار گرفته شده است. در [۱۵] از روش بهینه‌سازی ازدحام ذرات برای تنظیم ضرایب تناسبی-انتگرالی-مشتقی موقعیت کوادروتور استفاده شده است. در [۱۶] یک کنترلگر پس‌خور خروجی برای کنترل موقعیت و جهت کوادروتور پیشنهاد شده است که بر اساس شبکه عصبی آنلاین ضرایب کنترلگر شناسایی شده است. کوادروتور یک سیستم غیرخطی با نامعینی مدل، تحت اغتشاشات محیطی می‌باشد. بنابراین یک روش کنترل تطبیقی می‌تواند مقاوم بودن و ردیابی دقیق را تضمین نماید. یک روش تطبیقی بر اساس شبکه عصبی در [۱۷] پیشنهاد شده است. در [۱۸] یک کنترلگر گام به عقب فازی تطبیقی برای کوادروتور پیشنهاد شده است. کنترلگرهای فازی تناسبی-انتگرالی-مشتقی بسیاری به منظور تطبیق بهره‌های کنترلگر طراحی شده اند [۱۹-۲۱]. در کنترلگرهای فازی طراحی شده ضرایب به صورت مستقل طراحی و تطبیق داده نشده‌اند. خروجی فازی یک ضریب تطبیقی می‌باشد که ضرایب کنترلگر به صورت تناسبی با ضریب متغیر تعیین می‌شوند.

بنابراین روش فازی تطبیقی می‌تواند نامعینی‌های مدل را با تنظیم پارامترهای کنترلگر جبران نماید. از این رو در پژوهش حاضر طراحی یک کنترلگر تناسبی-انتگرالی-مشتقی فازی تطبیقی مد نظر قرار گرفته است تا ضمن حفظ سادگی ساختار کنترل‌کننده و محاسبات قانون کنترل، بتواند عملکرد مقاوم‌تری در برابر اغتشاش‌های خارجی و تغییر شرایط کاری داشته باشد. در کنترل‌کننده طراحی شده، قانون کنترل مشابه کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی است با این تفاوت که بهره‌های کنترلی ثابت نیستند و به طور پیوسته و مستقل توسط سیستم فازی تنظیم می‌شوند. در کنترلگر فازی طراحی شده برخلاف کنترلگرهای فازی طراحی شده در تحقیقات گذشته در زمینه کنترل کوادروتور، ضرایب کنترلگر به صورت مستقل تطبیق داده شده‌اند. قانون تطبیق نیز بر مبنای شاخصه‌های عملکرد سیستم بازه‌های مجاز برای تنظیم بهره‌های کنترلی توسط سیستم فازی را تعیین می‌کند. به این ترتیب ضمن حفظ پایداری سیستم در شرایط کاری متفاوت، سیستم کنترل برای رسیدن به بهترین عملکرد از لحاظ مقاومت در برابر اغتشاش و ردیابی مسیر به طور پیوسته تلاش می‌کند. همچنین در طراحی کنترلگر یک جبرانساز به منظور تضعیف خطاهای تقریب کنترلگر فازی در نظر گرفته شده است.

در ادامه، مقاله بدین شرح سازماندهی شده است: در بخش دوم دینامیک حرکت کوادروتور به صورت ریاضی مدل‌سازی شده است. در بخش سوم، طراحی کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی فازی

1 Roll and Pitch rotations
2 Drift

تطبیقی تشریح شده است. در ادامه شبیه‌سازی عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده و مقایسه آن با همتای سنتی خود در بخش چهارم آمده است. در بخش پنجم در یک آزمون تجربی به روش سخت‌افزار در حلقه عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده در غلبه بر نامتوازنی وزنی صحه‌سنجی شده است. جمع‌بندی و نتیجه گیری مقاله نیز در بخش ششم آمده است.

۲- مدل‌سازی دینامیکی کوادروتور

ساختار مکانیکی کوادروتور شامل یک بدنه به فرم ضربدری با چهار موتور ملخ‌دار در انتهای چهار بازوی بدنه است. تصویر شماتیک یک کوادروتور در شکل ۱ نشان داده شده است. در این مدل شماتیک ساختار فیزیکی کوادروتور قرینه و همگن فرض شده است به طوری که مرکز هندسی و مرکز جرم بر هم منطبق بوده و در محل تلاقی بازوها واقع شده‌اند. ۱-۲- دینامیک بدنه کوادروتور

برای تحلیل دینامیکی بدنه کوادروتور، یک دستگاه مختصات اینرسی $\{E\}$ و یک دستگاه مختصات محلی $\{B\}$ تعریف شده است. مبدا دستگاه مختصات اینرسی در نقطه $O=[0,0,0]^T$ واقع شده است و جهت‌گیری آن معرف امتداد سه بعد در فضا است. مبدا دستگاه مختصات محلی $\{B\}$ به مرکز جرم کوادروتور متصل است که موقعیت آن در دستگاه مختصات اینرسی $\{E\}$ با بردار $P=[X,Y,Z]^T$ تعیین می‌شود. جهت‌گیری دستگاه مختصات محلی $\{B\}$ نسبت به دستگاه اینرسی $\{E\}$ بر اساس بردار زوایای اویلر $\Theta=[\phi,\theta,\psi]^T$ تعیین می‌شود. نیروی تراست (T) و گشتاور آیرودینامیکی (Q) ناشی از گردش ملخ براساس تئوری المان تیغه و تئوری تکانه مطابق رابطه زیر

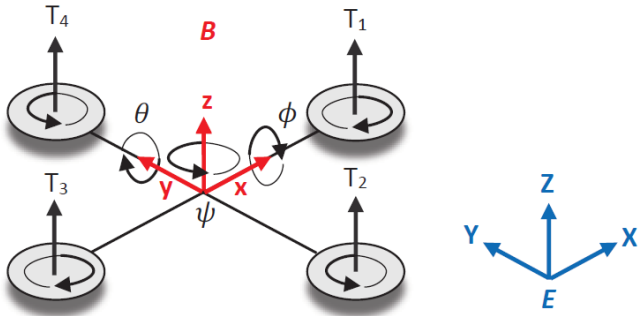

Fig. 1. A schematic view of a quadrotor

شکل ۱: نمای شماتیک کوادروتور

محاسبه می‌شوند [۲۲]:

$$T=b\omega^2, \qquad Q=d\omega^2 \tag{۱}$$

که در آن b ثابت تراست و d ثابت درگ و ω سرعت دورانی موتور است. معادلات دینامیکی حرکت انتقالی کوادروتور در دستگاه اینرسی $\{E\}$ در رابطه (۲) بیان شده است [۲۳] که در آن عبارت‌های $S.$ و $C.$ به ترتیب معرف $\sin(.)$ و $\cos(.)$ بوده و U_1 نیروی تعمیم‌یافته وارد به مرکز جرم کوادروتور در امتداد $\hat{z}$ است که در واقع مجموع نیروهای تراست ایجاد شده است.

$$\begin{bmatrix}\ddot{X}\\ \ddot{Y}\\ \ddot{Z}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\frac{(C_\phi S_\theta C_\psi+S_\phi S_\psi)U_1}{m}\\ \frac{(C_\phi S_\theta S_\psi-S_\phi C_\psi)U_1}{m}\\ \frac{(C_\phi C_\theta)U_1}{m}-g\end{bmatrix} \tag{۲}$$

که در آن $U_1=b(\omega_1^2+\omega_2^2+\omega_3^2+\omega_4^2)$ پارامترهای m و g نیز به ترتیب معرف جرم کوادروتور و شتاب گرانش هستند. با توجه به اینکه در ساختار کوادروتور ملخ‌های جلو و عقب به صورت ساعتگرد و ملخ‌های راست و چپ به صورت پاد ساعتگرد می‌چرخند. این جهت چرخش در ملخ‌ها باعث می‌شود تا گشتاور ژیروسکوپی و گشتاور آیرودینامیکی اثر ناچیزی بر حرکت انتقالی کوادروتور داشته باشند. در نتیجه اغلب در محاسبه معادلات دینامیکی حرکت انتقالی کوادروتور از اثر آنها صرفنظر می‌شود [۲۴]. معادلات دینامیکی حرکت دورانی کوادروتور در دستگاه محلی $\{B\}$ نیز در رابطه زیر بیان شده‌اند [۲۳]:

$$\begin{bmatrix}\ddot{\phi}\\ \ddot{\theta}\\ \ddot{\psi}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\frac{U_2-J_r\dot{\theta}\omega_r+(I_{yy}-I_{zz})\dot{\psi}\dot{\theta}}{I_{xx}}\\ \frac{U_3+J_r\dot{\phi}\omega_r+(I_{zz}-I_{xx})\dot{\psi}\dot{\phi}}{I_{yy}}\\ \frac{U_4+(I_{xx}-I_{yy})\dot{\theta}\dot{\phi}}{I_{zz}}\end{bmatrix} \tag{۳}$$

که در آن $U_4=d\left(\omega_1^2-\omega_2^2+\omega_3^2-\omega_4^2\right), U_3=Lb\left(\omega_3^2-\omega_1^2\right), U_2=Lb\left(\omega_4^2-\omega_2^2\right)$ و $\omega_r=-\omega_1+\omega_2-\omega_3+\omega_4$. شایان ذکر است، گشتاور تعمیم‌یافته U_2 وارد به مرکز جرم کوادروتور حول محور $\hat{x}$ است که از اختلاف نیروی تراست تولید شده در موتورهای چپ و راست ایجاد می‌شود. U_3 نیز گشتاور تعمیم‌یافته وارد بر مرکز جرم کوادروتور حول محور $\hat{y}$ است

و از اختلاف نیروی تراست ایجاد شده در موتورهای جلو و عقب ناشی می‌شود. U_4 نیز گشتاور تعمیم‌یافته وارد به مرکز جرم کوادروتور حول محور $\hat{z}$ است که از جمع جبری گشتاورهای دینامیکی بدست می‌آید. ω_r نیز جمع جبری سرعت دورانی چهار موتور است. پارامتر J_r ممان اینرسی روتور و پارامترهای I_{yy}, I_{xx} و I_{zz} عناصر قطر اصلی ماتریس اینرسی بدنه کوادروتور هستند. پارامتر L نیز طول بازوهای ضربدری بدنه کوادروتور است.

همانطور که معادلات دینامیکی در رابطه (۲) و (۳) نشان می‌دهند، کوادروتور یک سیستم چند ورودی-چند خروجی با شش درجه آزادی و چهار ورودی کنترلی یک نیرو (U_1) و سه گشتاور (U_2, U_3, U_4) در مختصات تعمیم‌یافته است. در نتیجه کوادروتور یک سیستم زیرتحریک است و تنها می‌تواند مسیر مطلوب در چهار درجه آزادی را به صورت مستقل دنبال کند.

با توجه به این که پژوهش حاضر بر روی پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور متمرکز است صرفا دینامیک مانورهای چرخشی کوادروتور مد نظر قرار می‌گیرد. درنتیجه سیستم دینامیکی حرکت چرخشی کوادروتور مطابق رابطه (۳) بصورت یک سیستم دینامیکی سه ورودی-سه خروجی بیان می‌شود که در آن گشتاورهای محرکه (U_2, U_3, U_4) ورودی‌های کنترلی و زاویه‌های اویلر (ψ, θ, ϕ) خروجی‌های سیستم هستند. با در نظرگرفتن اغتشاشات وارد بر سیستم معادله (۳) را می‌توان بصورت زیر بازنویسی کرد.

$$\begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{-J_r \dot{\theta} \omega_r + (I_{yy} - I_{zz}) \dot{\psi} \dot{\theta}}{I_{xx}} \\ \dfrac{J_r \dot{\phi} \omega_r + (I_{zz} - I_{xx}) \dot{\psi} \dot{\phi}}{I_{yy}} \\ \dfrac{(I_{xx} - I_{yy}) \dot{\theta} \dot{\phi}}{I_{zz}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{I_{xx}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{I_{yy}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{I_{zz}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_\phi \\ d_\theta \\ d_\psi \end{bmatrix} = \boldsymbol{F} + \boldsymbol{G}\boldsymbol{U} + \boldsymbol{D} \quad (۴)$$

که d_ϕ, d_θ و d_ψ اغتشاشات وارد بر سیستم می‌باشند. در ادامه با استفاده از رابطه خطی‌سازی فیدبک معرفی شده در رابطه (۵)، معادله دینامیکی رابطه (۴) از حالت کوپل خارج شده و به سه معادله دینامیکی مستقل تبدیل می‌شود.

$$\boldsymbol{U} = -\frac{\boldsymbol{F}}{\boldsymbol{G}} + \boldsymbol{\tau} \quad (۵)$$

۳- طراحی کنترل‌کننده

با توجه به اینکه معادلات زاویه‌ای کوادروتور بعد از اعمال خطی‌سازی فیدبک به معادلات غیرکوپل تبدیل می‌شود، از یک ساختار کنترلگر فازی تطبیقی که برای یک سیستم یک ورودی-یک خروجی طراحی شده است، استفاده می‌شود. معادلات حاکم بر هر زاویه کوادروتور یک معادله مرتبه ۲ می‌باشد و این معادلات توسط خطی‌سازی فیدبک غیرکوپل شده‌اند از اینرو به منظور جلوگیری از تکرار روابط برای سه زاویه کوادروتور، یک سیستم غیرخطی یک ورودی-یک خروجی از مرتبه ۲ کلی بصورت زیر درنظر گرفته شده است.

$$x^{(2)} = f(x, \dot{x}) + g(x, \dot{x})u + d, \quad y = x \quad (۶)$$

که در آن $\boldsymbol{x} = [x, \dot{x}]^T = [x_1, x_2]^T \in R^2$ بردار حالت، $u \in R$ ورودی کنترل، $y \in R$ خروجی سیستم، d اغتشاش کران‌دار خارجی و $f(x)$ و $g(x)$ توابع غیرخطی کران‌دار هستند. با فرض اینکه تمام متغیرهای x قابل‌اندازه‌گیری هستند و سیستم (۶) کنترل‌پذیر است بردار خطای ردیابی بصورت $\boldsymbol{e} = \boldsymbol{y} - \boldsymbol{y}_r = [e, \dot{e}]^T \in R^2$ تعریف شده است، که در آن $\boldsymbol{y}_r = [y_r, \dot{y}_r]^T$ و $\boldsymbol{y} = [y, \dot{y}]^T$. قابل ذکر می‌باشد که از (۶) داریم:

$$\boldsymbol{e}^{(n)} + \boldsymbol{k}^T \boldsymbol{e} = g(\boldsymbol{x})(u - u^*) + d \quad (۷)$$

که در آن

$$u^* = \frac{-1}{g(x)} \left(f(x) - y_r^{(n)} + \mathbf{k}^{\mathbf{T}} \mathbf{e} \right) \quad (۸)$$

و $\mathbf{k} = [k_1, k_2]^T$ به‌گونه‌ای انتخاب شده است که $\mathbf{k}^T \mathbf{e}$ چندجمله‌ای هرویتز باشد. در این صورت دینامیک خطا بصورت رابطه زیر بیان می‌شود.

$$\dot{\mathbf{e}} = A\,\mathbf{e} + B\left[\, g(x)(u-u^*) + d \,\right] \tag{۹}$$

که

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{۱۰}$$

واضح است در صورتی‌که توابع $f(x)$ و $g(x)$ توابع معلوم و سیستم بدون اغتشاش درنظرگرفته شود و $u = u^*$ سیستم پایدار مجانبی خواهد بود. در صورتی‌که در بسیاری از مواقع این توابع نامعلوم و سیستم تحت اغتشاشات قرار دارد.

قابل توجه می‌باشد که برای معادلات در این بخش به طراحی یک کنترل‌کننده فازی تطبیقی تناسبی-انتگرالی-مشتقی پرداخته شده است. در کنترل‌کننده پیشنهادی، قانون کنترل مشابه کنترل‌کننده سنتی تناسبی-انتگرالی-مشتقی است با این تفاوت که بهره‌های کنترلی ثابت نیستند و به‌طور پیوسته توسط سیستم فازی تطبیقی تنظیم می‌شوند. ساختار کنترل‌کننده پیشنهادی به صورت رابطه (۱۱) می‌باشد.

$$\tau = \tau_{PID} + \nu \tag{۱۱}$$

که در آن τ_{PID} عبارت است از:

$$\tau_{PID} = K_P e(t) + K_I \int e(t)dt + K_D \dot{e}(t) \tag{۱۲}$$

که در آن K_P, K_I و K_D بهره‌های بخش‌های تناسبی، انتگرال‌گیر و مشتق‌گیر هستند. عبارت ν در رابطه (۱۱) جبران‌سازی از نوع H_∞ است که با رابطه (۱۳) تعریف می‌شود و در آن λ مقدار ثابت مثبت و P یک ماتریس مثبت معین بدست آمده از معادله شبه ریکاتی رابطه (۱۴) است.

$$\nu = -\frac{1}{\lambda} B^T P \mathbf{e} \tag{۱۳}$$

$$A^T P + PA + Q - \frac{2}{\lambda} PBB^T P + \frac{1}{\rho^2} PBB^T P = 0, \qquad 2\rho^2 \geq \lambda \tag{۱۴}$$

با توجه به رابطه (۱۲)، تلاش کنترلی τ_{PID} را می‌توان به فرم ماتریسی زیر بیان کرد:

$$\tau_{PID}(\xi \mid \theta) = \dot{\boldsymbol{e}}^{\,T} \hat{\boldsymbol{i}}(\boldsymbol{e}) \tag{۱۵}$$

که در آن $\hat{\boldsymbol{i}}(\boldsymbol{e}) = [e_1, e_2, e_3]^T = [e, e_I, e_D]^T$ ،$\dot{\boldsymbol{e}} = [K_P, K_I, K_D]$ ، $e_I = \int e(t)dt$ و $e_D = \dot{e}(t)$ تمام بردارهای بهره $\dot{\boldsymbol{e}}$ با استفاده از یک سیستم فازی تاکاگی-سوگنو از مرتبه صفر[1] تخمین زده می‌شود [۲۵]. ورودی‌های سیستم فازی $\int e(t)dt, e(t)$ و $\dot{e}(t)$ می‌باشند و خروجی آن بردار بهره $\dot{\boldsymbol{e}}$ است. تعداد m_i مجموعه فازی F_j^i $(j = 1,...,m_i)$ ، برای هر ورودی e_i $(i = 1,2,3)$ تعریف شده است. مجموعه قوانین فازی بر اساس دستورات اما-اگر بصورت زیر تعریف شده است.

$$\begin{aligned} R_k : \; & if \; e_1 \; is \; G_k^1 \; and \; e_2 \; is \; G_k^2 \; and \; e_3 \; is \; G_k^3 \\ & then \; K_P \; is \; c_{Pk} \; and \; K_I \; is \; c_{Ik} \; and \; K_D \; is \; c_{Dk} \end{aligned} \tag{۱۶}$$

که در آن $G_k^i \in \{F_1^i, ..., F_{M_i}^i\}$ $(k = 1,...,N)$ و N تعداد قوانین، c_{Ik}, c_{Pk} و c_{Dk} خروجی مربوط به kامین قانون است. در اینصورت ضرایب کنترل‌کننده به‌صورت زیر محاسبه می‌شوند.

$$\begin{aligned} K_P &= \frac{\sum_{k=1}^{N} \mu_k c_{Pk}}{\sum_{k=1}^{N} \mu_k}, \\ K_I &= \frac{\sum_{k=1}^{N} \mu_k c_{Ik}}{\sum_{k=1}^{N} \mu_k}, \\ K_D &= \frac{\sum_{k=1}^{N} \mu_k c_{Dk}}{\sum_{k=1}^{N} \mu_k} \end{aligned} \tag{۱۷}$$

که در آن $\mu_k = \prod_{i=1}^{3} \mu_{G_k^i}(e_i), \mu_{G_k^i} \in \{\mu_{F_1^i}, ..., \mu_{F_{M_i}^i}\}$ و $\mu_{F_j^i}(.)$ تابع عضویتِ مجموعه فازی F_j^i است. بردارهای $c_P = [c_{P1}, ..., c_{PN}]^T$ ،$c_I = [c_{I1}, ..., c_{IN}]^T$ و $c_D = [c_{D1}, ..., c_{DN}]^T$ بردار پارامترهای قابل تنظیم هستند. در این صورت بهره‌های کنترل‌کننده از رابطه زیر بدست می‌آیند.

$$K_P = \hat{\mathbf{I}}\, c_P, K_I = \hat{\mathbf{I}}\, c_I, K_D = \hat{\mathbf{I}}\, c_D, \dot{\boldsymbol{e}} = \hat{\mathbf{I}}\, \mathbf{c} \tag{۱۸}$$

که در آن $\mathbf{c} = [c_P, c_I, c_D]$ ، $\hat{\mathbf{I}} = diag\{D, D, D\}$ و $D = [d_1, ..., d_N]$ بردار توابع پایه شعاعی[2] است که در آن درایه d_k

1 Zero-order Takagi-Sugeno
2 Radial Basis Functions

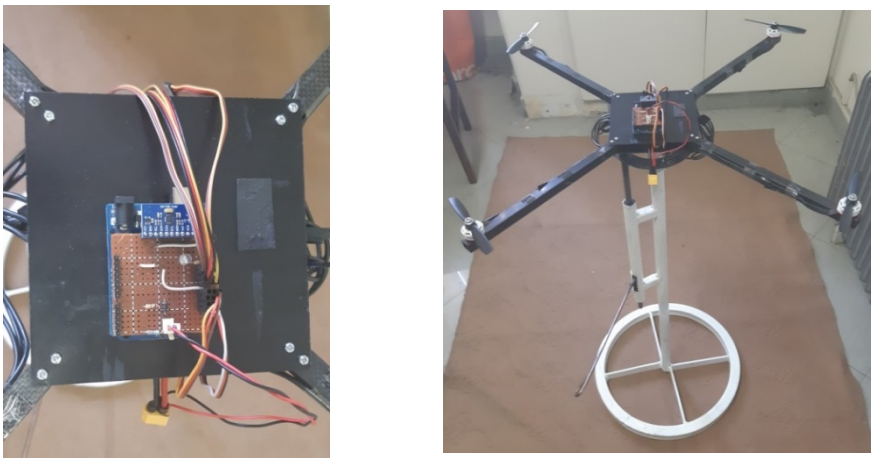

Fig. 2. The experimental setup used for stabilization tests

شکل ۲: استند آزمایشگاهی ساخته شده برای آزمون پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور

جدول ۱: بهره‌های کنترل‌کننده‌ها

Table 1. Controller gains

درجه آزادی	کنترل‌کننده PID		
	K_d	K_i	K_p
ϕ	۵۰	۱۰	۱۰۰
θ	۵۰	۱۰	۱۰۰
ψ	۵۰	۵	۱۰۰

بصورت $d_k = \frac{\mu_k}{\sum_{k=1}^{N} \mu_k}$ تعریف می‌شود [۲۵]. بنابراین تلاش کنترلی τ_{PID} را می‌توان به‌شکل زیر بیان کرد.

$$\tau_{PID}(\xi \mid \theta) = \hat{\boldsymbol{\imath}}^{T} \hat{\mathbf{I}}\, \mathbf{c} \qquad (۱۹)$$

تلاش کنترلی τ_{PID} می‌تواند تخمینی از کنترل مطلوب (u^*) تولید کند. بنابراین، یک بردار بهره $\grave{\boldsymbol{e}}^*$ وجود دارد بطوری‌که بتواند تخمینی با کران خطای مطلوب تولید کند. در سیستم دینامیکی معرفی شده با قانون کنترل مشخص شده در رابطه (۱۱) و جبران‌ساز ردیابی معرفی‌شده در رابطه (۱۳) با بکارگیری قانون تطبیق زیر

$$\dot{c} = -\gamma \left(\hat{\boldsymbol{\imath}}^{T} \hat{\boldsymbol{I}} \right)^{T} B^{T} P \boldsymbol{e} \qquad (۲۰)$$

به ازای تمامی $t \geq t_0$، عبارت‌های $e(t)$ و $c(t)$ کران‌دار نهایی یکنواخت[1] خواهند بود.

۴- ارزیابی عملکرد کنترل‌کننده

در این بخش عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده در دو آزمون ارزیابی شده است. در آزمون اول عملکرد کنترل‌کننده در پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور و ردیابی توابع پالس در مانورهای رول و پیچ بررسی شده است به طوری‌که نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده طراحی شده و کنترل‌کننده سنتی تناسبی-انتگرالی-مشتقی با نتیجه پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده طراحی شده مقایسه شده است. در آزمون دوم توانایی کنترل‌کننده در دفع اغتشاش‌های ناشی از نامتوازنی وزنی بررسی شده است که مشابه با آزمون اول، نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده‌ها با نتیجه پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده مقایسه شده است. پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده به صورت سخت‌افزار در حلقه بر روی یک استند آزمایشگاهی سه درجه آزادی انجام شده است.

پارامترهای ثابت درنظر گرفته شده برای کنترل‌کننده فازی تطبیقی تناسبی-انتگرالی-مشتقی عبارتند از:

$$k_{1\varphi} = 15, k_{2\varphi} = 20, \quad k_{1\theta} = 130, k_{2\theta} = 5,$$
$$k_{1\psi} = 15, k_{2\psi} = 20, \rho = 0.1, \lambda_{\varphi} = 0.1,$$
$$\lambda_{\theta} = 0.02, \lambda_{\psi} = 0.04, \gamma_{\varphi} = 1, \gamma_{\theta} = 100, \gamma_{\psi} = 30$$

1 Uniformly Ultimately Bounded (UUB)

و ماتریس P از حل معادله شبه ریکاتی (۱۴) برابر است با:

$$P_{\varphi} = P_{\psi} = \begin{bmatrix} 2.15 & 0.05 \\ 0.05 & 0.07 \end{bmatrix},$$

$$P_{\theta} = \begin{bmatrix} 26.046 & 0.2 \\ 0.2 & 0.009 \end{bmatrix}$$

همچنین ضرایب کنترلر سنتی در جدول ۱ آورده شده است.

تصویر استند آزمایشگاهی ساخته شده برای انجام آزمایش‌های عملی پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور در شکل ۲ نشان داده شده است. این استند سه درجه آزادی در محورهای رول و پیچ ±۳۵ درجه و در محور یاو ۳۶۰ درجه قابلیت حرکت دارد. علاوه بر این یک مکانیزم مهار و آزادسازی نیز برای این سیستم در نظر گرفته شده تا بتوان در مرحله کالیبراسیون سنسور ژیروسکوپ را در حالت متعادل نگه‌داشت و پس از آن مکانیزم را رها کرد. در آزمون تجربی کنترل‌کننده به روش سخت‌افزار در حلقه پیاده‌سازی می‌شود که در آن فیدبک‌های زاویه دریافت شده از سنسور ژیروسکوپ MPU۶۰۵۰ از طریق برد واسط آردیونو UNO دریافت شده و به نرم‌افزار متلب در لپ‌تاپ

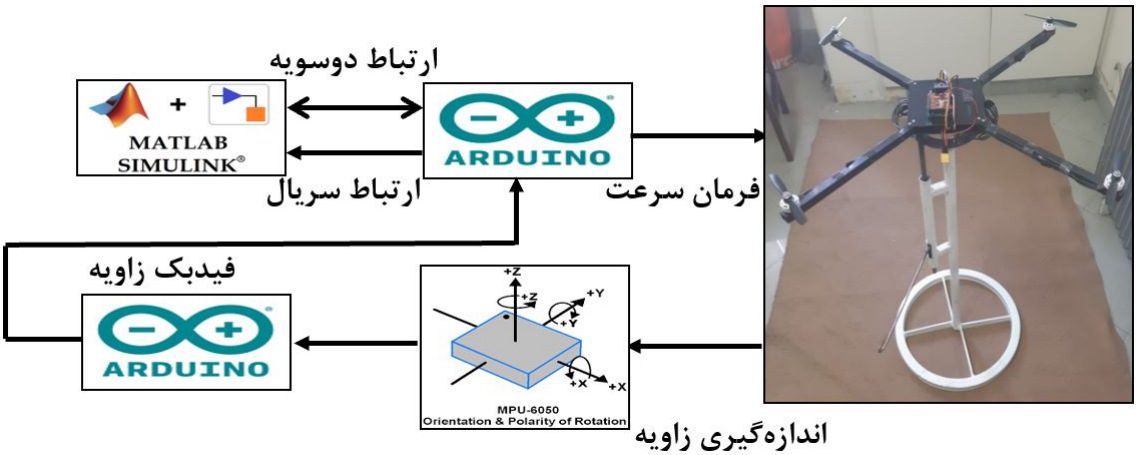

Fig. 3. The hardware in the loop diagram

شکل ۳: دیاگرام سخت افزار در حلقه

جدول ۲: مقادیر مفروض پارامترهای مدل دینامیکی کوادروتور

Table 2. Assumed values of quadrotor dynamical model

نماد	نام	مقدار	واحد
I_{xx}	ممان اینرسی کوادروتور حول محور $\hat{x}$	۰/۰۰۷	kgm^2
I_{yy}	ممان اینرسی کوادروتور حول محور $\hat{y}$	۰/۰۰۷	kgm^2
I_{zz}	ممان اینرسی کوادروتور حول محور $\hat{z}$	۰/۰۱۲	kgm^2
L	طول بازوی کوادروتور	۰/۱۷	m
m	جرم کوادروتور	۰/۶۸	kg
g	شتاب گرانش	۹/۸۱	m/s^2
b	ثابت تراست	۴/۱۳e-۵	Ns^2
d	ثابت درگ	۸/۵e-۷	Nms^2
J_r	ممان اینرسی روتور	۶/۵e-۵	kgm^2
K_{tm}	ثابت گشتاور موتور	۰/۰۲۵	Nm/A
K_{em}	ثابت الکتریکی موتور	۰/۰۲۵	Vs/rad
R_m	مقاومت سیم‌پیچ موتور	۰/۱	Ω
η	ضریب بازدهی موتور	۱	-

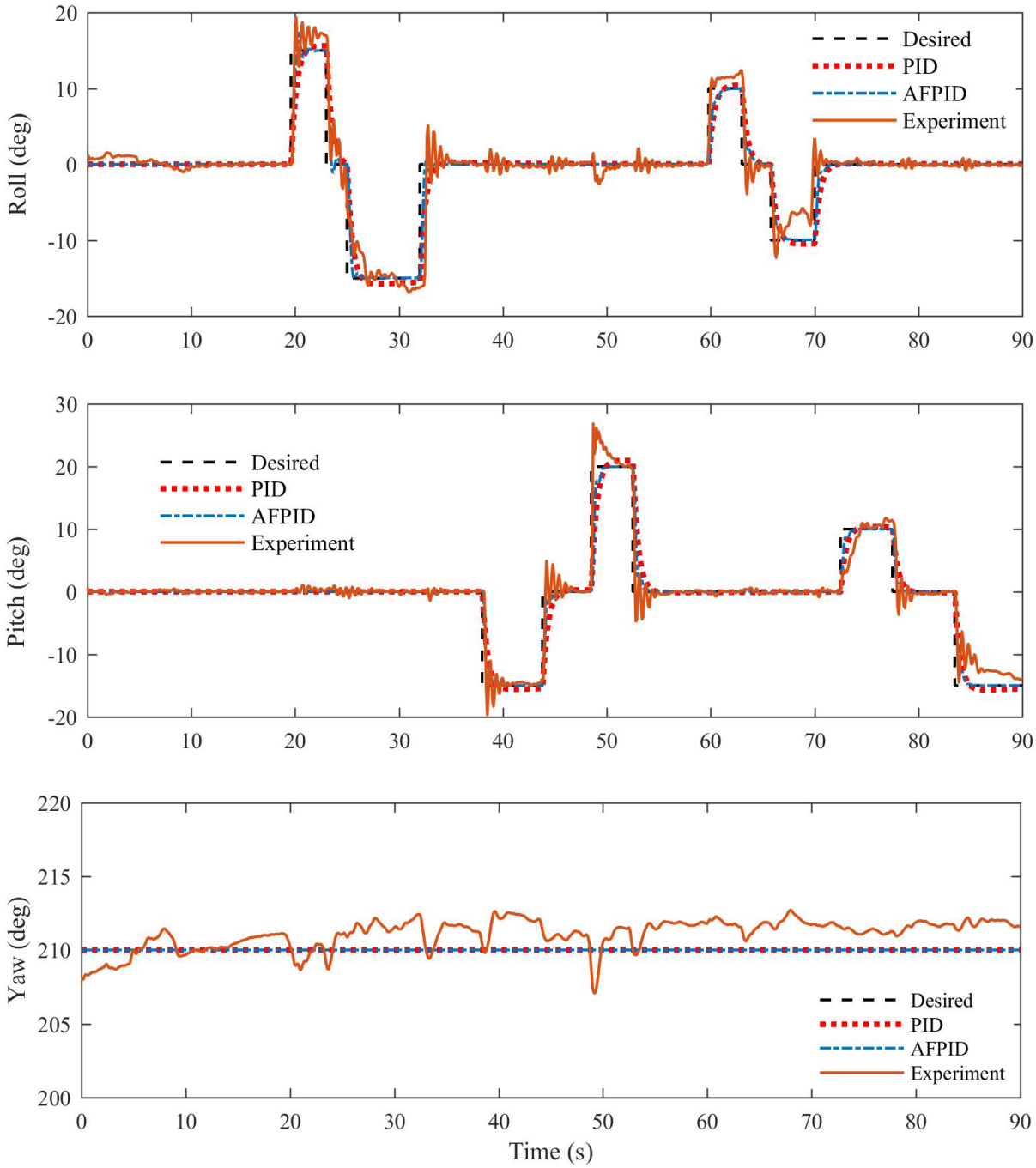

Fig. 4. Stabilization and tracking performance of roll and pitch angles

شکل ۴: نتایج آزمون پایدارسازی و ردیابی توابع پالس در مانورهای رول و پیچ کوادروتور

منتقل می‌شود که در آنجا بر اساس قانون کنترل دستورات حرکتی محاسبه شده و از طریق برد واسط آردیونو به موتورهای براشلس EMAX ۲۳۰۶ اعمال می‌شود. قابل ذکر می‌باشد که ملخ‌های ۵ اینچی برای موتورها استفاده شده است. در این پیاده‌سازی ارتباط سریال با نرخ ۱۱۵۲۰۰ بیت بر ثانیه و حلقه کنترلی با فرکانس ۵۰ هرتز اجرا شده است.

ارتباط اطلاعات در سخت افزار در حلقه بصورت دیاگرام در شکل ۳ نمایش داده شده است. مقادیر مفروض پارامترهای مدل دینامیکی کوادروتور در شبیه‌سازی‌ها در جدول ۲ گزارش شده است.

نتایج آزمون پایدارسازی و ردیابی توابع پالس در مانورهای رول و پیچ کوادروتور در شکل ۴ نشان داده شده است. همچنین خطای حاصل از ردیابی در شکل ۵ نشان داده شده است. شایان ذکر است

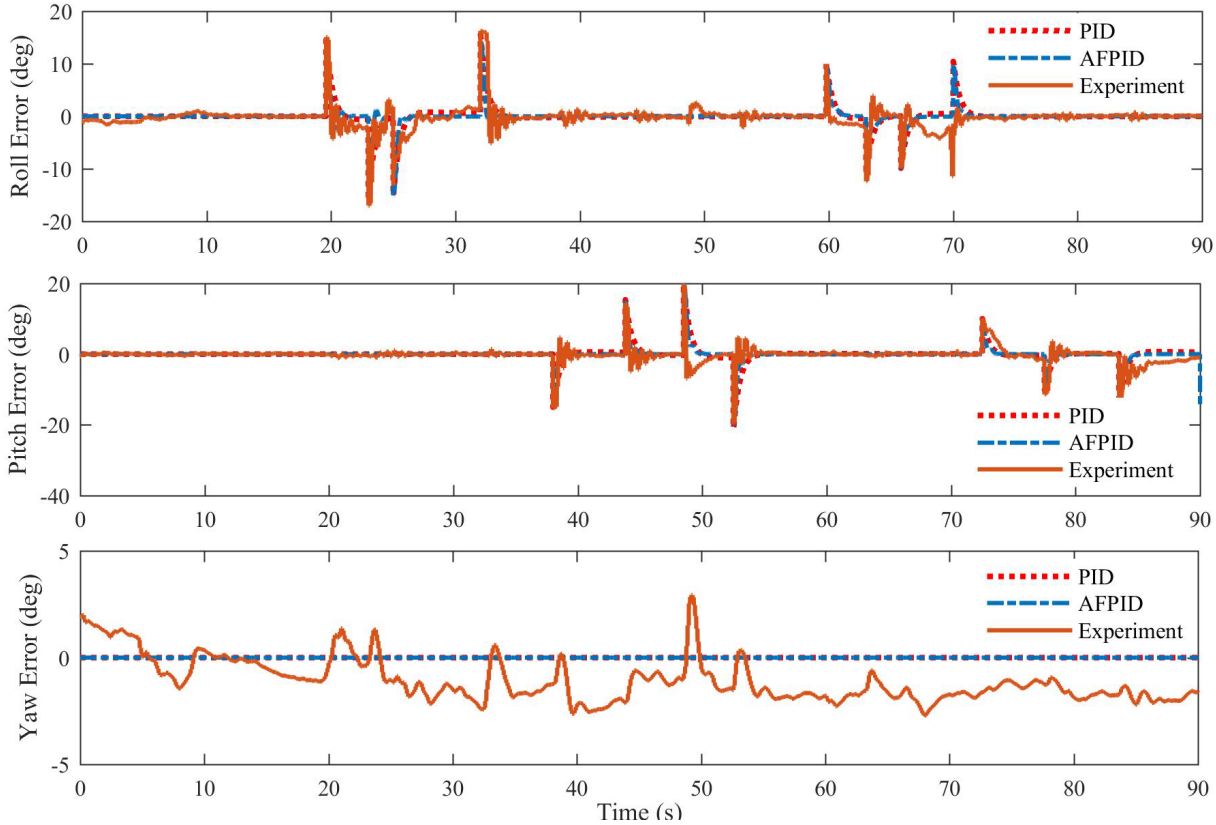

Fig. 5. Stabilization and tracking errors of roll and pitch angles

شکل ۵: خطای آزمون پایدارسازی و ردیابی توابع پالس در مانورهای رول و پیچ کوادروتور

جدول ۳: مقایسه عملکرد کنترل کننده‌ها بر اساس شاخص‌های مبتنی بر خطای ردیابی

Table 3. Performance comparison of controllers according to tracking error metrics

درجه آزادی	شبیه‌سازی کنترل‌کننده PID فازی تطبیقی		شبیه‌سازی کنترل‌کننده PID		آزمایش عملی کنترل‌کننده PID فازی تطبیقی	
	IAE	MAE	IAE	MAE	IAE	MAE
ϕ	./۶۳۵۹	./۲۶۲۹	./۹۹۶۹	./۲۷۱۸	۱/۶۶۲۲	./۲۹۶۷
θ	./۷۵۲۴	./۳۴۹۱	۱/۰۵۴۹	./۳۶۴۹	۱/۶۷۴۰	./۳۴۷۵
ψ	۰	۰	۰	۰	۲/۲۰۴۴	./۰۵۱۱

که در این آزمون زاویه جهت‌گیری یاو کوادروتور صرفا در موقعیت خود تثبیت می‌شود. همچنین دستورات کنترلی که در پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده طراحی شده برای تنظیم سرعت موتورها صادر شده در شکل ۶ نمایش داده شده است. نتایج بدست آمده بیانگر این است که کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی فازی تطبیقی طراحی شده نسبت به همتای سنتی خود عملکرد بهتری داشته است. در واقع عملکرد کنترل‌کننده طراحی‌شده سریع‌تر بوده و ردیابی دقیق‌تری داشته است. بنابراین می‌توان نتیجه‌گیری کرد که با استفاده از سیستم فازی تطبیقی معرفی‌شده و تغییر پیوسته ضرایب در محدوده‌ای نزدیک به بهره‌های ثابت تنظیم شده می‌توان عملکرد کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی را بهبود بخشید. همچنین عملکرد کنترل‌کننده طراحی‌شده در پیاده‌سازی عملی مشابه با شبیه‌سازی بوده و با دقت قابل قبولی توانسته توابع پالس را در مانورهای رول و پیچ کوادروتور دنبال کند. علی‌رغم اینکه برد واسط بر روی فوم لرزش‌گیر نصب شده، ارتعاشات مکانیکی محسوسی به سنسور ژیروسکوپ وارد شده است که در واقع دلیل نوسان‌های

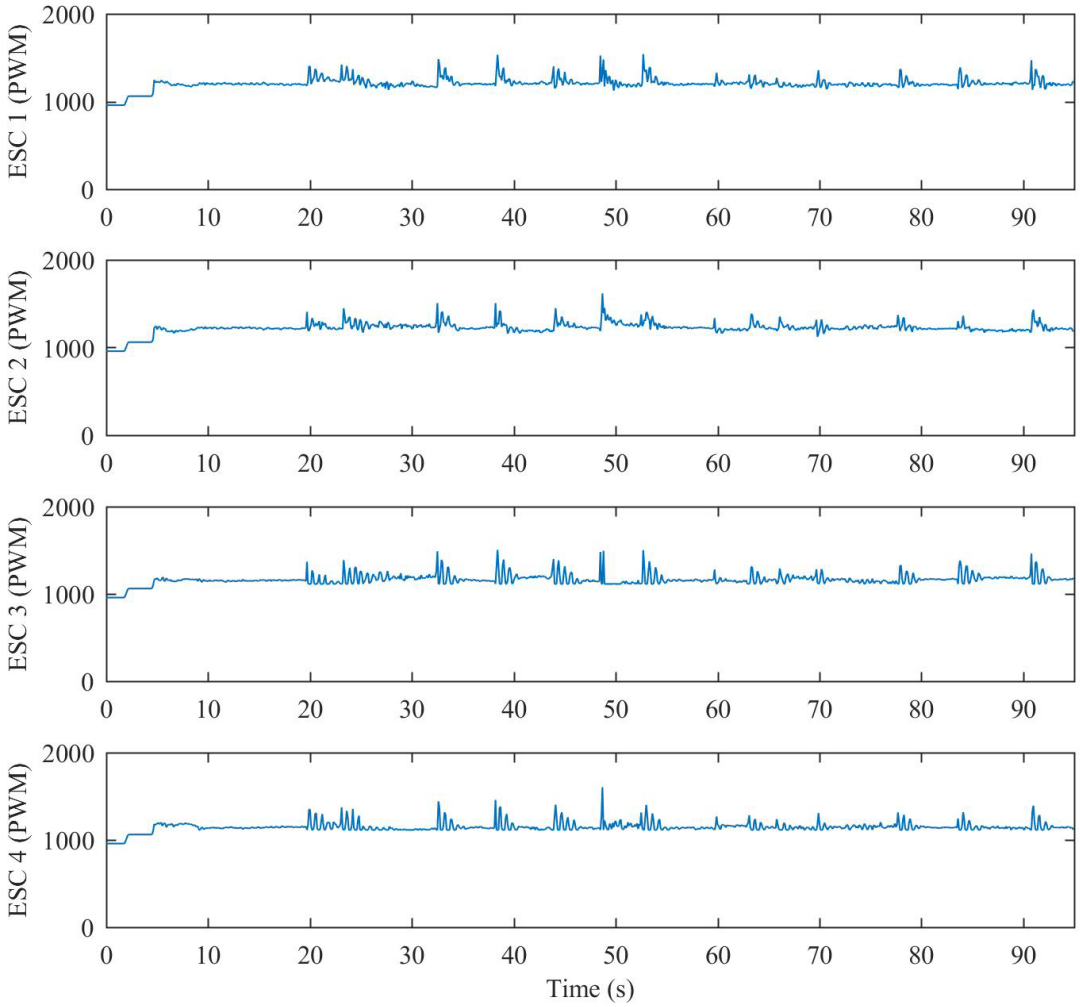

Fig. 6. The control commands generated for speed control of motors in test 1

شکل ۶: دستورات کنترلی صادر شده برای تنظیم سرعت موتورها در پیاده‌سازی عملی آزمون اول

موجود در پاسخ پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده است.

همچنین برای ارزیابی و مقایسه دقیق‌تر عملکرد ردیابی کنترل‌کننده‌ها دو شاخص بیشترین قدرمطلق خطا[1] و انتگرال قدرمطلق خطا[2] مطابق روابط (۲۱) و (۲۲) درنظر گرفته شده است. بیشترین قدرمطلق خطا شاخصی است که بیشترین میزان انحراف از مسیر مطلوب حرکت را در لحظه‌ای خاص نشان می‌دهد. حال آنکه شاخص انتگرال قدر مطلق خطا، کیفیت ردیابی را در تمام طول مسیر حرکت منعکس می‌کند.

$$MAE(e) = \max(|e|) \quad (۲۱)$$

$$IAE(e) = \int_0^t |e| dt \quad (۲۲)$$

1 Maximum Absolute Error (MAE)
2 Integral of Absolute Error (IAE)

کیفیت ردیابی مسیر توسط کنترل‌کننده‌ها براساس دو شاخص بیشترین قدرمطلق خطا و انتگرال قدرمطلق خطا در جدول ۳ گزارش شده است.

در آزمون دوم، توانایی کنترل‌کننده در دفع اغتشاش ناشی از نامتوازنی وزنی بررسی شده است. شرح این آزمون بدین صورت است که پس از فعال‌سازی و پایدارسازی زاویه‌ای سیستم در جهت‌گیری مبدا، یک وزنه ۲۰۰ گرمی به انتهای بازوی عقب سمت راست متصل می‌شود پس از آن سیستم کنترلی باید کوادروتور را در جهت‌گیری مبدا پایدار کند. در ادامه پس از پایدارسازی در حضور نامتوازنی وزنی، مجددا وزنه از روی بازوی کوادروتور برداشته می‌شود و مجددا سیستم کنترل باید پایداری زاویه‌ای را تامین کند. در شبیه‌سازی آزمون دوم، اضافه و کم شدن وزنه به صورت یک گشتاور اغتشاشی با تابع پالس

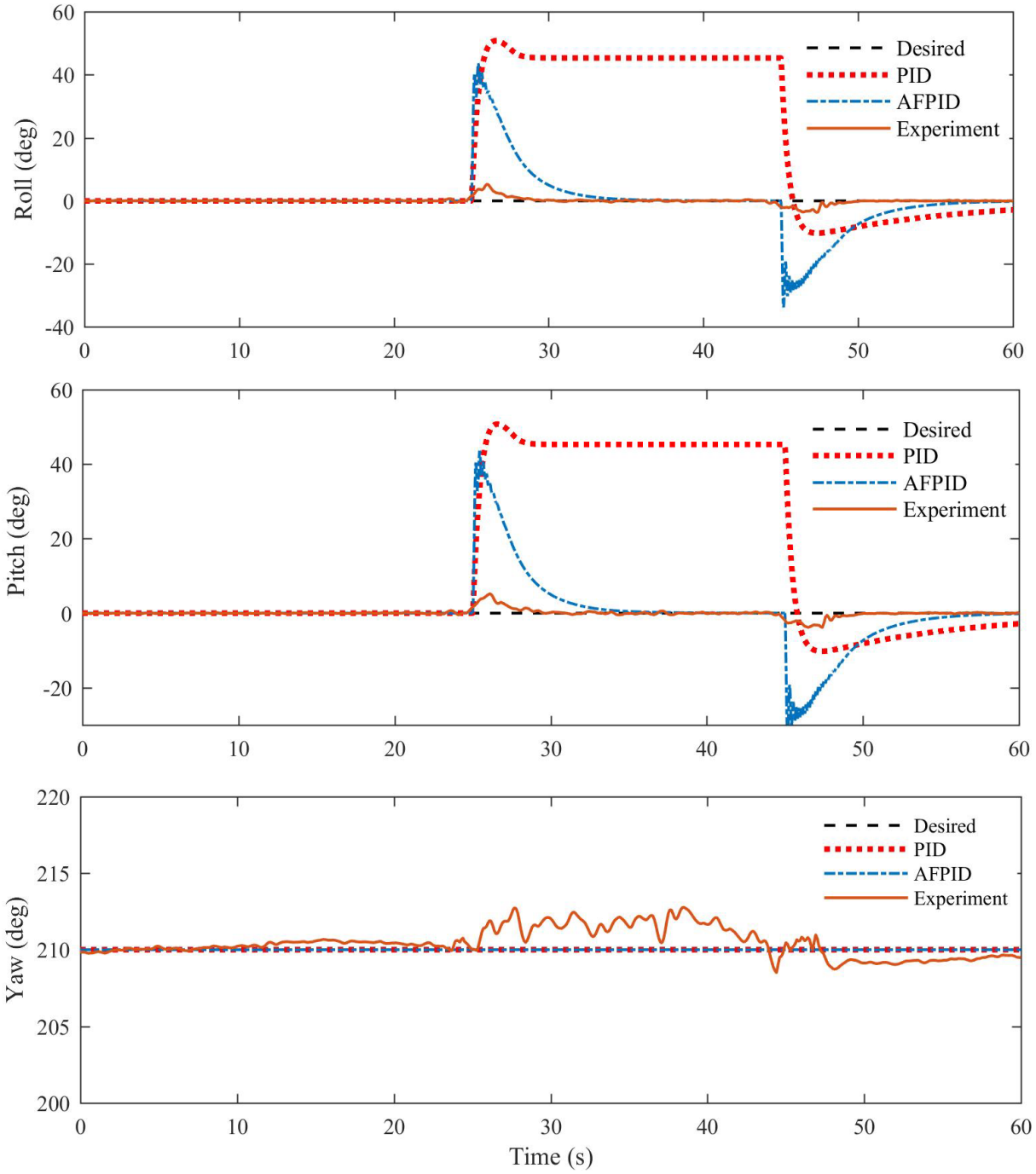

Fig. 7. The results of disturbance rejection test

شکل ۷: نتایج آزمون دفع اغتشاش کوادروتور

به سیستم اعمال شده است.

شکل ۷ مانورهای رول، پیچ و یاو کوادروتور را در آزمون دفع اغتشاش ناشی از نامتوازنی وزنی نشان می‌دهد. شکل ۸ نیز دستورات کنترلی تولید شده برای تنظیم سرعت موتورها را پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده نشان می‌دهد. نتایج بدست آمده به روشنی توانایی کنترل‌کننده طراحی شده را در دفع اغتشاش ناشی از نامتوازی وزنی و پایدارسازی کوادروتور نشان می‌دهد. با توجه به نتایج بدست آمده مشخص می‌شود که تنظیم پیوسته ضرایب کنترل‌کننده با استفاده از روش فازی تطبیقی مقاومت کنترل‌کننده در برابر اغتشاش را به‌طور چشمگیری بهبود بخشیده و پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور را بهتر

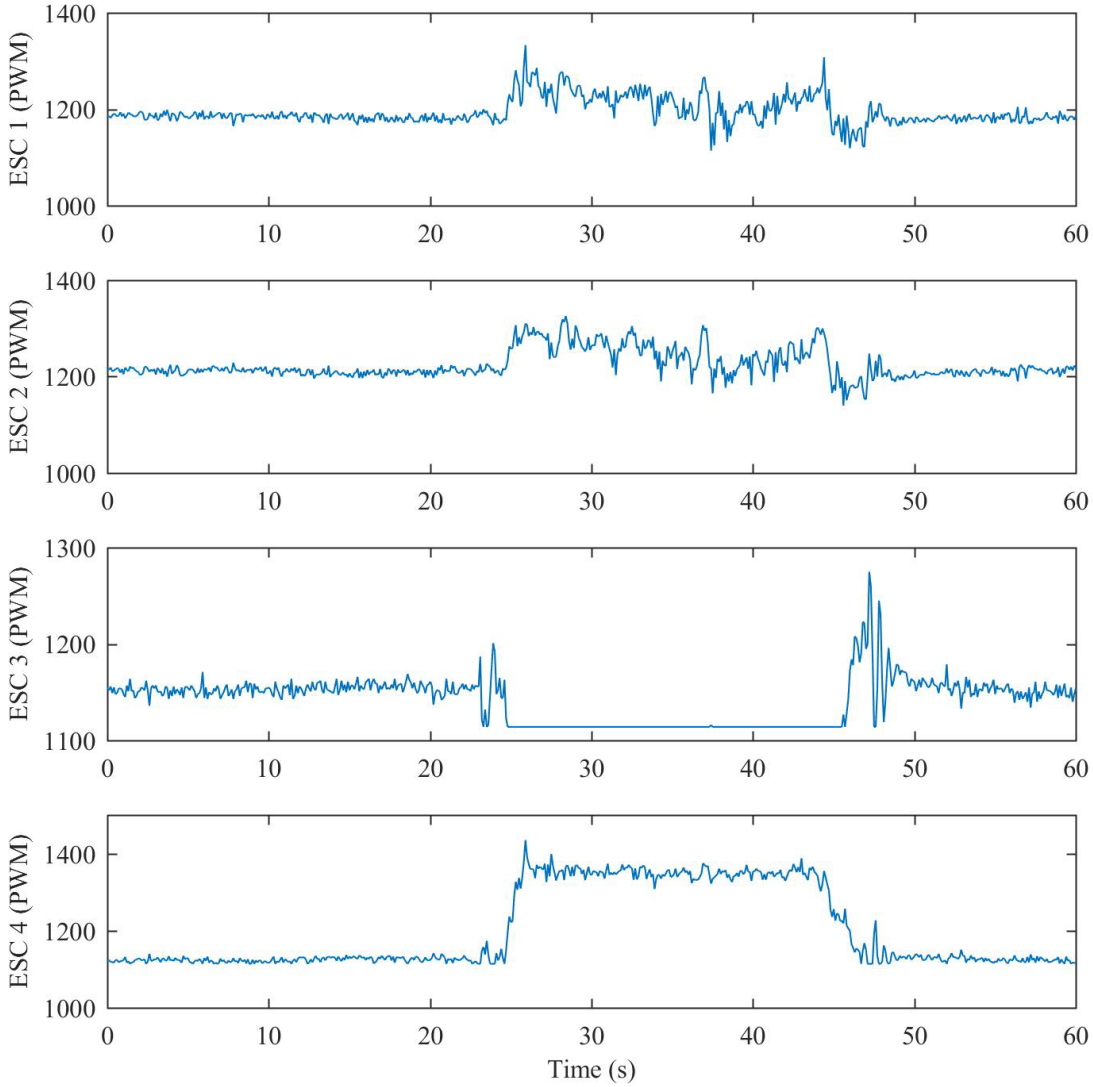

Fig. 8. The control commands generated for speed control of motors in test 2

شکل ۸: دستورات کنترلی صادر شده برای تنظیم سرعت موتورها در پیاده‌سازی عملی آزمون دوم

تامین می‌کند.

۵- نتیجه‌گیری

در این پژوهش با هدف بهبود عملکرد ردیابی و مقاومت کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی یک روش فازی تطبیقی برای تنظیم پیوسته ضرایب معرفی گردید. روش پیشنهادی برای پایدارسازی دینامیک حرکت دورانی کوادروتور به‌کار گرفته شد. عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده در آزمون‌های ردیابی توابع پالس و دفع اغتشاش ناشی از نامتوازنی وزنی مورد ارزیابی قرار گرفت. نتایج بدست آمده نشان داد که کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی فازی تطبیقی هم در شبیه‌سازی و هم در پیاده‌سازی عملی به خوبی توانسته توابع پالس را در مانورهای دورانی رول و پیچ ردیابی کرده و زاویه جهت‌گیری یاو را حفظ نماید. همچنین نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی توانایی کنترل‌کننده طراحی شده را در دفع اغتشاش ناشی از نامتوازنی وزنی و پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور را نشان داد. کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی فازی تطبیقی در مقایسه با همتای سنتی خود سریع‌تر و مقاومت‌تر بوده است. در کنترل‌کننده سنتی تناسبی-انتگرالی-مشتقی که بهره‌ها ثابت هستند، برای رسیدن به پاسخی سریع و در عین حال مقاوم باید در تنظیم بهره‌ها مصالحه کرد. بنابراین نمی‌توان پاسخی کاملا سریع و

در عین حال بسیار مقاوم داشت. روش فازی تطبیقی معرفی‌شده با تنظیم پیوسته بهره‌های کنترل‌کننده می‌تواند در حالت گذار پاسخی سریع و در حالت دائم پاسخی مقاوم در برابر اغتشاش را برای سیستم تامین کند.

مراجع

[1] K.P. Valavanis, G.J. Vachtsevanos, Handbook of unmanned aerial vehicles, Springer, 2015.

[2] R. Mahony, V. Kumar, P. Corke, Multirotor aerial vehicles: Modeling, estimation, and control of quadrotor, IEEE Robotics and Automation magazine, 19(3) (2012) 20-32.

[3] A. Tayebi, S. McGilvray, Attitude stabilization of a VTOL quadrotor aircraft, IEEE Transactions on control systems technology, 14(3) (2006) 562-571.

[4] H. Bolandi, M. Rezaei, R. Mohsenipour, H. Nemati, S.M. Smailzadeh, Attitude control of a quadrotor with optimized PID controller, 21(4) (2013) 43-51.

[5] V. Ghadiok, J. Goldin, W. Ren, On the design and development of attitude stabilization, vision-based navigation, and aerial gripping for a low-cost quadrotor, Autonomous Robots, 33(1) (2012) 41-68.

[6] D. Lee, H.J. Kim, S. Sastry, Feedback linearization vs. adaptive sliding mode control for a quadrotor helicopter, International Journal of control, Automation and systems, 7(3) (2009) 419-428.

[7] J.-F. Guerrero-Castellanos, J.J. Téllez-Guzmán, S. Durand, N. Marchand, J. Alvarez-Muñoz, V.R. Gonzalez-Diaz, Attitude stabilization of a quadrotor by means of event-triggered nonlinear control, Journal of Intelligent & Robotic Systems, 73(1) (2014) 123-135.

[8] H. Liu, J. Xi, Y. Zhong, Robust attitude stabilization for nonlinear quadrotor systems with uncertainties and delays, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64(7) (2017) 5585-5594.

[9] C. Nicol, C. Macnab, A. Ramirez-Serrano, Robust adaptive control of a quadrotor helicopter, Mechatronics, 21(6) (2011) 927-938.

[10] X. Huo, M. Huo, H.R. Karimi, Attitude stabilization control of a quadrotor UAV by using backstepping approach, Mathematical Problems in Engineering, 34(6) (2014) 145-153.

[11] H. Bouadi, S.S. Cunha, A. Drouin, F. Mora-Camino, Adaptive sliding mode control for quadrotor attitude stabilization and altitude tracking, in: 2011 IEEE 12th International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI), IEEE, 2011, pp. 449-455.

[12]Y. Yang, Y. Yan, Attitude regulation for unmanned quadrotors using adaptive fuzzy gain-scheduling sliding mode control, Aerospace Science and Technology, 54 (2016) 208-217.

[13] F. Parivash, Trajectory Tracking Control of Quadrotor using Fractional-Order Fuzzy PID Controller in the Presence of Wind Disturbance, Modares Mechanical Engineering, 18(8) (2018) 45-54.

[14] F. Chen, R. Jiang, K. Zhang, B. Jiang, G. Tao, Robust backstepping sliding-mode control and observer-based fault estimation for a quadrotor UAV, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63(8) (2016) 5044-5056.

[15] Y.Y. Nazaruddin, A.D. Andrini, B. Anditio, PSO based PID controller for quadrotor with virtual sensor, IFAC-PapersOnLine, 51(4) (2018) 358-363.

[16]T. Dierks, S. Jagannathan, Output feedback control of a quadrotor UAV using neural networks, IEEE transactions on neural networks, 21(1) (2009) 50-66.

[17] B. Xu, Composite learning finite-time control with application to quadrotors, IEEE Transactions on systems, man, and cybernetics: systems, 48(10) (2017) 1806-1815.

[18] F. Yacef, O. Bouhali, M. Hamerlain, N. Rizoug, Observer-based adaptive fuzzy backstepping tracking control of quadrotor unmanned aerial vehicle powered by Li-ion battery, Journal of Intelligent & Robotic Systems, 84(1) (2016) 179-197.

[19] A. Sarabakha, C. Fu, E. Kayacan, T. Kumbasar, Type-2 fuzzy logic controllers made even simpler: From design to deployment for UAVs, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65(6) (2017) 5069-5077.

[20] M. Rabah, A. Rohan, Y.-J. Han, S.-H. Kim, Design of fuzzy-PID controller for quadcopter trajectory-tracking,

International Journal of Fuzzy Logic and Intelligent Systems, 18(3) (2018) 204-213.

[21] Y.-J. Ryoo, An autonomous control of fuzzy-PD controller for quadcopter, International Journal of Fuzzy Logic and Intelligent Systems, 17(2) (2017) 107-113.

[22] A.A. Mian, W. Daobo, Modeling and backstepping-based nonlinear control strategy for a 6 DOF quadrotor helicopter, Chinese Journal of Aeronautics, 21(3) (2008) 261-268.

[23] E. Kayacan, R. Maslim, Type-2 fuzzy logic trajectory tracking control of quadrotor VTOL aircraft with elliptic membership functions, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 22(1) (2016) 339-348.

[24] W. Dong, G.-Y. Gu, X. Zhu, H. Ding, Development of a quadrotor test bed—modelling, parameter identification, controller design and trajectory generation, International Journal of Advanced Robotic Systems, 12(2) (2015) 7.

[25] W.-S. Yu, Adaptive Fuzzy PID Control for Nonlinear Systems with H/sup/spl infin//Tracking Performance, in: 2006 IEEE International Conference on Fuzzy Systems, IEEE, 2006, pp. 1010-1015.

چگونه به این مقاله ارجاع دهیم

H. Chehardoli, A. Ghasemi, S. Fardrahnama, Attitude Stabilization of Quadrotor Using Adaptive Fuzzy Proportional Integral Derivative Controller. AmirKabir J. Mech Eng., 53(special issue 2) (2021) 1081-1094.

DOI: 10.22060/mej.2020.16893.6468