مجله مهندسی مکانیک مدرس، دی 1396، دوره 17، شماره 10، ص‌ص 223-232

ماهنامه علمی پژوهشی

مهندسی مکانیک مدرس

mme.modares.ac.ir

کنترل سَمت کوادروتور با پیاده‌سازی آزمایشگاهی کنترل‌کننده‌های PID اصلاح شده و حالت لغزشی

معین دعاخوان[1]، منصور کبگانیان[2*]، رضا ندافی[3]

1- دانشجوی کارشناسی ارشد، مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران
2- استاد، مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران
3- مربی، مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران
* تهران، صندوق پستی 15875-4413، kabgan@aut.ac.ir

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل
دریافت: 07 شهریور 1396
پذیرش: 28 شهریور 1396
ارائه در سایت: 28 مهر 1396

کلید واژگان:
کوادروتور
پیاده‌سازی
کنترل سَمت
PID اصلاح‌شده
حالت لغزشی

چکیده

کنترل سَمت پهپادها پایه و اساس بسیاری از سیستم‌های کنترلی نظیر کنترل موقعیت، تعقیب مسیر، تعقیب اهداف متحرک و عبور از موانع به شمار می‌رود. از این رو طراحی یک کنترل‌کننده سَمت مناسب که توانایی مقابله با اغتشاشات خارجی، کم‌عملگری مکانیکی، تغییر در مدل یا پارامتر فیزیکی سیستم و برهم‌کنش میان زیرسیستم‌های آن را داشته باشد، از مهمترین بخش‌هایی است که می‌تواند در کنترل پهپادها مورد بررسی قرار گیرد. هدف از این مقاله، بررسی پایدارسازی و کنترل زوایا و سَمت یک کوادروتور بوده که بدین منظور در ابتدا مدل دینامیکی سیستم با استفاده از روش نیوتن-اویلر تعیین شده و پارامترهای مورد نیاز مدل مانند ممان اینرسی، ضریب تراست و ضریب گشتاور درگ به کمک روش‌های آزمایشگاهی و یک نمونه فیزیکی واقعی شناسایی می‌گردد. در ادامه با طراحی کنترل‌کننده PID اصلاح‌شده و کنترل غیرخطی حالت لغزشی، عملکرد هر کدام از این آن‌ها در تعقیب سَمت کوادروتور و تحت شرایط اغتشاش و وجود نویز در سنسورها بررسی و شبیه‌سازی می‌شود. در نهایت کنترل‌کننده‌های طراحی شده بر روی یک نمونه واقعی سه درجه آزادی پیاده‌سازی شده و نتایج آزمایشگاهی کنترل‌کننده‌های PID اصلاح‌شده و حالت لغزشی با یکدیگر و با نتایج حاصل از بخش شبیه‌سازی مقایسه می‌گردند.

Attitude Control of a Quadrotor Using Implementation of Modified PID and Sliding Mode Controllers

Moein Doakhan, Mansour Kabganian*, Reza Nadafi

Department of Mechanical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran, Iran
* P.O.B. 15875-4413, Tehran, Iran, kabgan@aut.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 29 August 2017
Accepted 19 September 2017
Available Online 20 October 2017

Keywords:
Quadrotor
Implementation
Attitude Control
Modified PID
Sliding Mode

ABSTRACT

Attitude control of the UAV's is the basis of many control systems such as position control, trajectory traking, traking moving targets and obstacle avoidance. Hence, one of the most important parts of the UAV's control is designing an appropriate and efficient controller, so that system is able to eliminate or reduce external disturbances, mechanical underactuation, changes in the model or physical parameter and interactions between its subsystems. In this paper, the attitude control problem is studied. For this purpose, the dynamics model of a quadrotor is derived by using Newton-Euler method and the required parameters of the model such as moment of inertia, thrust and drag torque coefficient is identified by experimental methods and an actual physical sample. Then, modidied PID and sliding mode controllers are designed to provide attitude tracking for quadrotor and performance of these controllers is investigated in the presence of disturbance and sensors noise. Finally, the designed controllers are implemented on a real 3DOF system and the experimental results are compared with the simulation results.

1- مقدمه

در دو دهه گذشته کوادروتورها با توانایی پرواز و فرود عمودی خود توانسته‌اند که در محدوده وسیعی از کاربردهای مختلف نظامی، تصویربرداری، نظارت و جابه‌جایی و انتقال محموله مورد استفاده قرار گیرند. مانورپذیری بالا و ساختار مکانیکی ساده این پرنده‌ها سبب شده تا آن‌ها در میان سایر پرنده‌های عمود پرواز همچون هلیکوپترها، بیشترین توجه و محبوبیت را به خود اختصاص دهند.

از آن‌جا که مهمترین بخش در میان مانورهای حرکتی یک پرنده، حفظ پایداری در حالت شناور خود می‌باشد؛ همواره اولین گام در تمامی آزمایش‌های تجربی کنترل پرنده‌ها مربوط به کنترل سَمت و یا ارتفاع آن‌ها خواهد بود. کنترل سَمت و ارتفاع پهپادها و به ویژه پرنده‌های عمود پرواز، به عنوان پایه و اساس پیچیده‌ترین سیستم‌های کنترلی همچون کنترل موقعیت، تعقیب مسیر، تعقیب اهداف متحرک و عبور از موانع به شمار می‌رود. بنابراین طراحی یک کنترل‌کننده سَمت مناسب که توانایی مقابله با اغتشاشات

Please cite this article using:

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

M. Doakhan, M. Kabganian, R. Nadafi, Attitude Control of a Quadrotor Using Implementation of Modified PID and Sliding Mode Controllers, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 17, No. 10, pp. 223-232, 2017 (in Persian)

خارجی، تغییر در مدل یا پارامتر فیزیکی سیستم و برهم‌کنش میان زیرسیستم‌های آن را داشته باشد، از اساسی‌ترین بخش‌هایی است که می‌تواند در کنترل کوادروتورها مورد بررسی قرار گیرد.

بر همین اساس، بوعبدلله در پروژه OS4 به طراحی مکانیکی، مدل‌سازی دینامیکی و کنترل یک میکروربات پرنده پرداخت و توانایی کنترل دوران زوایای کوادروتور را در نتایج تجربی خود، مورد بررسی قرار داد [1]. همچنین پس از آن بوعبدلله در مقاله دیگری دو روش کنترل پسگام[1] و حالت لغزشی را برای OS4 ارائه کرد و به بررسی تجربی نتایج بر روی زوایای رول و پیچ و یاو با مقادیر مطلوب صفر پرداخت [2].

کستیلو و همکارانش با پیشنهاد یک کنترل‌کننده بر پایه تحلیل لیاپانوف، پایداری کلی سیستم حلقه بسته را اثبات کرده و به کمک آزمایش‌های تجربی بلادرنگ[2] خود، توانایی کنترل‌کننده پیشنهادی را در پرواز، فرود و شناوری خودکار نشان دادند [3].

احسان داودی در مقاله خود، به کنترل یک کوادروتور براساس تخمین وضعیت و سَمت به‌دست آمده از سنسورهای MEMS[3] و با استفاده از الگوریتم PID معکوس پرداخت. در این مقاله به‌منظور واقعی‌ترشدن مدل شبیه‌سازی، از یک مجموعه آزمایشگاهی شامل یک بدنه حامل سنسورهای شتاب‌سنج و سرعت زاویه‌ای که در دو سمت آن دو موتور ملخ‌دار نصب گردیده و حول یک شفت دوران می‌کند، استفاده شده است [4].

مصطفی محمدی به منظور غلبه بر نامعینی‌های پارامتری و غیرپارامتری موجود در مدل کوادروتور، یک کنترل‌کننده تطبیقی مدل مرجع را طراحی و با در نظرگرفتن زوایای دوران پرنده به‌عنوان خروجی‌های سیستم، اقدام به پایدارسازی کوادروتور نموده و نتایج را بر روی یک نمونه تجربی پیاده‌سازی کرده است [5].

ژانگ، کنترل سَمت کوادروتور را تحت اغتشاشات متغیر با زمان مورد مطالعه قرار داده و به منظور تخمین اغتشاشات، یک مشاهده‌گر توسعه‌یافته را طراحی نمود. براساس تخمین، یک کنترل‌کننده حالت لغزشی طراحی گردید تا بتواند سَمت و زوایای کوادروتور را پایدار سازد. در نهایت، عملکرد کنترل‌کننده در نتایج شبیه‌سازی مورد بررسی قرار گرفت [6].

بوآدی جهت پایدارسازی و تعقیب مسیر سَمت یک کوادروتور، از یک کنترل‌کننده حالت لغزشی تطبیقی مستقیم استفاده نمود. در کار او، قانون تطبیق براساس اصل طراحی لیاپانوف بدست آمده و عملکرد کنترل‌کننده در نتایج شبیه‌سازی، و تحت شرایط وجود نویز در سنسورها و نامعینی تعدادی از پارامترها ارائه گردید [7].

الکسیس و همکارانش در مقاله خود، مساله طراحی و صحه‌گذاری تجربی یک کنترل‌کننده بهینه در زمان محدود مقید را برای کنترل مانورهای وضعیت و سَمت یک کوادروتور بررسی کردند. آن‌ها دینامیک غیرخطی کوادروتور را در نقاط کاری مختلف خطی‌سازی کردند و کنترل‌کننده پیشنهادی خود را تحت شرایط وجود باد، برای مانورهای نقطه تنظیم[4] و با تغییر بین مدل‌های خطی‌شده سیستم مورد ارزیابی قرار دادند [8].

با وجود توسعه و پیشرفت روش‌های مختلف کنترلی، اما کماکان کنترل‌کننده‌های PID به دلیل عملکرد مناسب خود در فرآیندهای مختلف، و قابلیت پیاده‌سازی و تنظیم سادهای که دارند (حتی بدون شناخت کامل از یک سیستم)، تحت روش‌های مختلفی و به عنوان رایج‌ترین الگوریتم کنترلی در اکثر پروژه‌های آزمایشگاهی و صنعتی مثل کنترل پهپادها مورد استفاده قرار می‌گیرد.

حسین بلندی یک ساختار کنترل SISO را برای کوادروتور ارائه داده و از روش بهینه‌سازی تحلیلی جهت تنظیم یک کنترل‌کننده PID سنتی که با هدف پایدارسازی و خنثی‌سازی اغتشاشات طراحی گردید، استفاده کرده است. عملکرد کنترل طراحی شده در حوزه زمان و به کمک تابع هدف IAE[5] سنجیده شده و نتایج شبیه‌سازی کارکرد مناسب کنترل‌کننده را نشان می‌دهد [9]. احمد حسن کنترل‌کننده‌های PID سنتی و اصلاح شده را برای زوایای رول، پیچ و یاو کوادروتور و به صورت یک محوره و سه محوره شبیه‌سازی و پیاده‌سازی کرد. این کنترل‌کننده‌های پیشنهادی با هدف جبران برخی از منابع نامعینی، همچون تغییر و ناپایداری جهت‌گیری طراحی شده است [10].

از طرفی، مزایای کنترل‌کننده حالت لغزشی به عنوان یکی از مهمترین روش‌های کنترل مقاوم سبب شده که استفاده از این کنترل‌کننده به منظور مقابله با عدم قطعیت در مدل کوادرتور و نویز سنسورها رو به رشد باشد [11]. سومانتری و همکارانش با استفاده از یک سطح لغزش غیرخطی یک کنترل‌کننده مقاوم را برای موقعیت و سَمت کوادروتور طراحی کردند [12]. آن‌ها در مقاله دیگری با تعریف یک لایه مرزی در اطراف سطح لغزش سعی در کاهش انرژی مصرفی عملگرها داشتند و کارایی کنترل پیشنهادی خود را به صورت آزمایشگاهی مورد بررسی قرار دادند [13].

در این مقاله با هدف پایدارسازی و کنترل زوایا و سَمت یک کوادروتور، ابتدا مدل دینامیکی با استفاده از روش نیوتن-اویلر تعیین شده و پارامترهای موردنیاز در مدلسازی سیستم نظیر جرم، ممان اینرسی، ضریب تراست و ضریب گشتاور درگ توسط روش‌های آزمایشگاهی و یک مدل فیزیکی واقعی مشخص می‌گردد. در ادامه با طراحی کنترل‌کننده PID اصلاح‌شده و کنترل غیرخطی حالت لغزشی، عملکرد هر کدام از آن‌ها در تعقیب سَمت کوادروتور و تحت شرایط عدم قطعیت در مدل و وجود نویز در سنسورها بررسی می‌شود. در نهایت، کنترل‌کننده‌های طراحی شده بر روی یک نمونه واقعی سه درجه آزادی پیاده‌سازی شده و نتایج آزمایشگاهی کنترل‌کننده‌های PID اصلاح‌شده و حالت لغزشی با یکدیگر و با نتایج حاصل از بخش شبیه‌سازی مقایسه می‌گردند.

2- سینماتیک و دینامیک کوادروتور

کوادورتورها یک وسیله شش درجه آزادی هستند که کنترل موقعیت و سَمت آن‌ها، از طریق کنترل سرعت چهار موتور الکتریکی آن‌ها انجام می‌گیرد. اصولا به منظور توصیف حرکت و تعیین معادلات سینماتیکی و دینامیکی یک وسیله پرنده، از دو دستگاه مختصات اینرسی و دستگاه مختصات بدنی استفاده می‌شود. تصویر شماتیک یک کوادروتور با پیکربندی اسپایدر[6]، و دستگاه‌های مختصات اینرسی (E) و بدنی (B) تعریف شده، در شکل 1 نشان داده شده است.

از آن‌جا که امکان محاسبه بردار سرعت زاویه‌ای یک جسم در حال دوران، با مشتق‌گیری از هیچ بردار دیگری وجود ندارد، با استفاده از ماتریس دوران زوایای اویلر (با ترتیب دوران z-y-x) می‌توان مولفه‌های بردار سرعت زاویه‌ای کوادروتور را برحسب نرخ زوایای اویلر و در دستگاه مختصات بدنی محاسبه نمود [14]:

[1] Backstepping
[2] Real Time
[3] Micro-Electro-Mechanical Systems
[4] set point
[5] Integral Of Absolute Error
[6] Spider

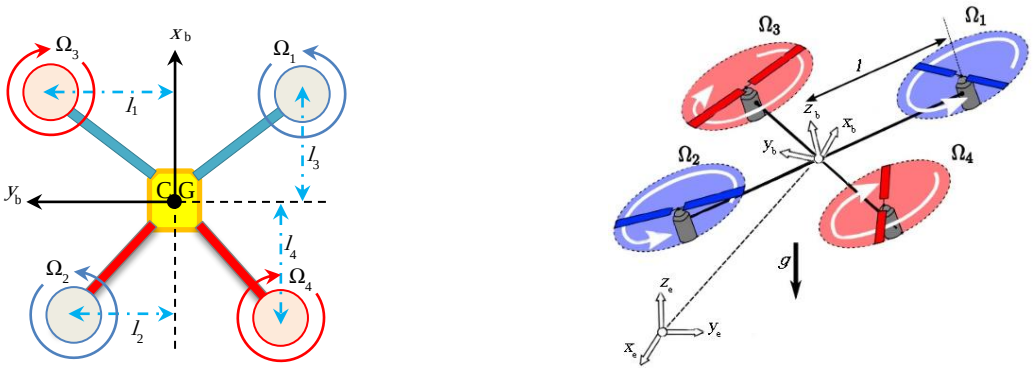

Fig. 1 Quadrotor schematic, inertial reference frame and body fixed reference frame

شکل 1 شماتیک کوادروتور، دستگاه مختصات اینرسی و دستگاه مختصات بدنی

$$\begin{bmatrix}\dot{\omega}_x\\ \dot{\omega}_y\\ \dot{\omega}_z\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\ddot{\phi}-\ddot{\psi}S\theta-\dot{\psi}\dot{\theta}C\theta\\ \ddot{\psi}S\phi C\theta+\dot{\phi}\dot{\psi}C\phi C\theta-\dot{\theta}\dot{\psi}S\phi S\theta+\ddot{\theta}C\phi-\dot{\phi}\dot{\theta}S\phi\\ \ddot{\psi}C\phi C\theta-\dot{\phi}\dot{\psi}S\phi C\theta-\dot{\theta}\dot{\psi}C\phi S\theta-\ddot{\theta}S\phi-\dot{\phi}\dot{\theta}C\phi\end{bmatrix} \quad (1)$$

که با فرض دورآن‌های با زوایای کوچک، مولفه‌های بردار سرعت زاویه‌ای آن در دستگاه بدنی برابر با نرخ تغییرات زوایای اویلر است.

در هر مجموعه پیشرانش، نیروها و اثرات آیرودینامیکی مختلفی همچون نیروی تراست، نیروی هاب، گشتاور درگ، گشتاور رولینگ[1]، اثر فلپینگ تیغه‌ها[2] و اثر زمین وجود دارد. نیروی تراست و گشتاور درگ ناشی از چرخش روتورها به عنوان اصلی‌ترین نیروهای آیرودینامیکی روتورها شناخته می‌شوند که همواره در جهت محور z دستگاه مختصات بدنی قرار دارند و می‌توانند به ترتیب با روابط زیر تقریب زده شوند [15]:

$$T=b\Omega^2 \quad (2)$$

$$\tau_d=d\Omega^2 \quad (3)$$

در این روابط b و d به ترتیب ضرایب نیروی تراست و گشتاور درگ هر روتور؛ و Ω سرعت چرخش آن‌هاست.

با در نظر گرفتن فرضیات زیر:

- زوایای دوران رول و پیچ کوادروتور کوچک هستند.
- ساختار بدنه کوادروتور یک جسم صلب بوده و ماتریس اینرسی آن در دستگاه مختصات بدنی، به شکل قطری است.
- از اثرات آیرودینامیکی نیروی هاب، گشتاور رولینگ، اثر فلپینگ ملخ‌ها و اثر زمین و نیروی درگ ناشی از حرکت کوادروتور در هوا صرف‌نظر می‌گردد.
- از اثر ژیروسکوپی ملخ‌های روتورها صرف نظر می‌شود.
- ضریب تراست و گشتاور درگ هر روتور مقدار ثابتی است.

معادلات دینامیکی کوادروتور بشکل زیر بیان خواهد شد:

$$\begin{cases}\ddot{X}=(S\phi S\psi+C\phi S\theta C\psi)\dfrac{u_1}{m}\\ \ddot{Y}=(-S\phi C\psi+C\phi S\theta S\psi)\dfrac{u_1}{m}\\ \ddot{Z}=-g+C\phi C\theta\dfrac{u_1}{m}\end{cases} \quad \text{(4-الف)}$$

$$\begin{cases}\ddot{\phi}=\dot{\theta}\dot{\psi}\dfrac{(I_y-I_z)}{I_x}+\dfrac{u_2}{I_x}\\ \ddot{\theta}=\dot{\phi}\dot{\psi}\dfrac{(I_z-I_x)}{I_y}+\dfrac{u_3}{I_y}\\ \ddot{\psi}=\dot{\phi}\dot{\theta}\dfrac{(I_x-I_y)}{I_z}+\dfrac{u_4}{I_z}\end{cases} \quad \text{(4-ب)}$$

[1] Rolling moment
[2] Blade flapping

در این روابط $X=[x,y,z,\phi,\theta,\psi,\dot{x},\dot{y},\dot{z},\dot{\phi},\dot{\theta},\dot{\psi}]^{\mathrm{T}}$ به‌عنوان بردار حالت و $u=[u_1,u_2,u_3,u_4]^{\mathrm{T}}$ به‌عنوان بردار ورودی انتخاب شدند که برای یک فریم اسپایدر که در "شکل 1" نشان داده شده است:

$$\begin{cases}u_1=b(\Omega_1^2+\Omega_2^2+\Omega_3^2+\Omega_4^2)\\ u_2=b(l_2(\Omega_2^2-\Omega_4^2)+l_1(\Omega_3^2-\Omega_1^2))\\ u_3=b(l_4(\Omega_2^2+\Omega_4^2)-l_3(\Omega_3^2-\Omega_1^2))\\ u_4=d(\Omega_3^2+\Omega_4^2-\Omega_1^2-\Omega_2^2)\end{cases} \quad (5)$$

همچنین $[x,y,z]^{\mathrm{T}}$ مختصات مرکز جرم کوادروتور نسبت به دستگاه اینرسی، $[\phi,\theta,\psi]^{\mathrm{T}}$ مولفه‌های زوایای اویلر تعریف شده، g شتاب گرانش زمین، m جرم کوادروتور و I_x, I_y, I_z ممان اینرسی آن در دستگاه بدنی و نسبت به محورهای اصلی می‌باشد.

با استفاده از رابطه (5) سرعت چرخش هر موتور کوادروتور نیز می‌تواند براساس رابطه زیر تعیین شود:

$$\begin{cases}\Omega_1^2=\dfrac{1}{2(l_3+l_4)}(\dfrac{l_4u_1}{b}-\dfrac{u_3}{b})-\dfrac{1}{2(l_1+l_2)}(\dfrac{u_2}{b}+\dfrac{l_2u_4}{d})\\ \Omega_2^2=\dfrac{1}{2(l_3+l_4)}(\dfrac{l_3u_1}{b}+\dfrac{u_3}{b})+\dfrac{1}{2(l_1+l_2)}(\dfrac{u_2}{b}-\dfrac{l_1u_4}{d})\\ \Omega_3^2=\dfrac{1}{2(l_3+l_4)}(\dfrac{l_4u_1}{b}-\dfrac{u_3}{b})+\dfrac{1}{2(l_1+l_2)}(\dfrac{u_2}{b}+\dfrac{l_2u_4}{d})\\ \Omega_4^2=\dfrac{1}{2(l_3+l_4)}(\dfrac{l_3u_1}{b}+\dfrac{u_3}{b})+\dfrac{1}{2(l_1+l_2)}(\dfrac{u_2}{b}+\dfrac{l_1u_4}{d})\end{cases} \quad (6)$$

که در این رابطه l_1 تا l_4 فاصله‌های افقی و عمودی مرکز تراست موتورها از مرکز جرم پرنده است که در "شکل 1" نیز نشان داده شده‌اند.

در صورتی که یک مدل سه درجه آزادی از کوادروتور همانند "شکل 2" در نظر گرفته شود که در آن پرنده به جای دوران حول مرکز جرم خود، حول مرکز دوران مقیدشده بر روی بستر آزمایشگاهی دوران می‌کند؛ معادله (4-ب) به دلیل اثر گشتاور ناشی از نیروی وزن پرنده حول مرکز دوران بستر آزمایشگاهی، به شکل زیر تغییر خواهد کرد:

$$\begin{cases}\ddot{\phi}=\dot{\theta}\dot{\psi}\dfrac{(I_y-I_z)}{I_x}+\dfrac{u_2}{I_x}+\dfrac{mgl}{I_x}S\phi C\theta\\ \ddot{\theta}=\dot{\phi}\dot{\psi}\dfrac{(I_z-I_x)}{I_y}+\dfrac{u_3}{I_y}+\dfrac{mgl}{I_y}C\phi S\theta\\ \ddot{\psi}=\dot{\phi}\dot{\theta}\dfrac{(I_x-I_y)}{I_z}+\dfrac{u_4}{I_z}\end{cases} \quad (7)$$

که در این رابطه فرض بر آن است که مختصات مرکز دوران کوادروتور در دستگاه مختصات بدنی کواروتور برابر با (0,0,-l) باشد.

3- شناسایی پارامترهای سیستم

در این بخش، به‌منظور مدل‌سازی سیستم، پارامترهایی همچون جرم، ممان

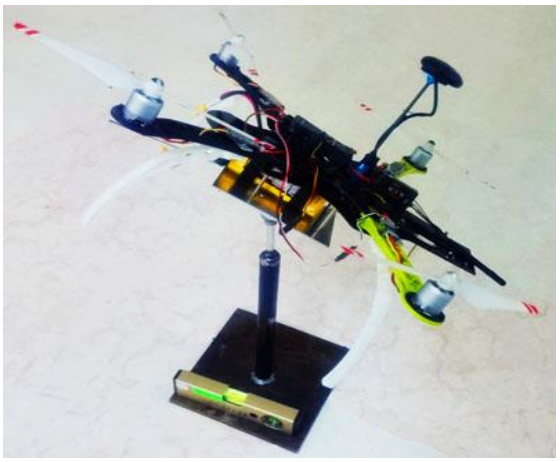

Fig. 2 Actual physical 3DOF sample of the quadrotor

شکل 2 نمونه فیزیکی واقعی سه درجه آزادی از کوادروتور

اینرسی، ضریب تراست و ضریب گشتاور درگ کوادروتور با روش‌های آزمایشگاهی اندازه‌گیری می‌گردند.

3-1- اندازه‌گیری مقادیر ممان اینرسی حول محورهای اصلی دوران

روش آونگ پیچشی معلق دو سیم[1] یک از روش‌های متداول به‌منظور محاسبه ممان اینرسی اجسام صلب در صنعت است (شکل 3). این روش قادر به محاسبه ممان اینرسی یک جسم صلب حول محور دوران خود و در راستای سیم‌های متصل‌شده با طول مساوی L می‌باشد. بدین ترتیب با نوسان جسم موردنظر می‌توان با استفاده از رابطه زیر ممان اینرسی کوادروتور را در دستگاه بدنی و حول سه محور اصلی آن محاسبه نمود [16]:

$$I = \frac{mg\tau^2}{4\pi^2}\frac{b_1 b_2}{L} \tag{8}$$

در این رابطه b_1 و b_2 فاصله دو سیم از مرکز جرم جسم موردنظر؛ و τ دوره تناوب هر نوسان است.

بدین ترتیب، نتایج حاصل از آزمایش‌های انجام شده به ازای 20 نوسان و حول هر سه محور اصلی کوادروتور در دستگاه بدنی در جدول 1 نشان داده شده و همچنین جرم کوادروتور نمونه برابر با m=1304 g اندازه‌گیری شده است.

3-2- اندازه‌گیری ضریب تراست

به منظور اندازه‌گیری ضریب تراست مجموعه پیشرانش، از یک مکانیزم

Fig. 3 Measuring moment of inertia by bifilar suspension method

شکل 3 اندازه‌گیری ممان اینرسی به کمک روش آونگ پیچشی معلق دو سیم

[1] Bifilar Suspension

جدول 1 ممان اینرسی کوادروتور حول محورهای اصلی و در دستگاه مختصات بدنی

Table 1 Princpal moment of inertia of the quadrotor body fixed reference frame

محور	τ (s)	L (m)	b_1 (m)	b_2 (m)	I (kg.mm^2)
X	1.126	0.98	0.22	0.22	20328
Y	1.513	1.00	0.14	0.16	16637
Z	1.884	0.96	0.12	0.23	33117

الاکلنگی که در "شکل 4" نشان داده شده استفاده می‌گردد. بر این اساس، یکی از روتورها در انتهای یک سر از مکانیزم متصل شده و انتهای دیگر آن می‌تواند با حرکت الاکلنگی خود، نیروی معادل با تراست تولیدی روتور را بر به یک ترازوی دیجیتالی وارد کند. در شرایط سکون، دو طرف مکانیزم در حالت تعادل با یکدیگر باقی می‌مانند.

بدین ترتیب در "شکل 5"، تراست ناشی از دوران یکی از ملخ‌ها به ازای دور سرعت‌های مختلف موتور که توسط سنسور دورسنج نوری اندازه‌گیری شده، مشاهده می‌شود. با توجه به "شکل 5" شیب نمودار حاصل از ضریب تراست هر مجموعه پیشرانش برابر است با $b = 9.8\times10^{-6}$ N.s^2.

3-3- اندازه‌گیری ضریب گشتاور درگ

به طور کلی، در انتخاب موتورهای الکتریکی چند پارامتر نقش اصلی را ایفا می‌کنند که یکی از این پارامترها ثابت گشتاور (K_T) موتور است. این پارامتر مقدار گشتاور تولیدی یک موتور را برحسب جریان مصرفی آن نشان می‌دهد [17]:

$$\tau_m = K_T i \tag{9}$$

ثابت ولتاژ (K_V) نیز به‌عنوان یکی دیگر از این پارامترهای مهم موتورها

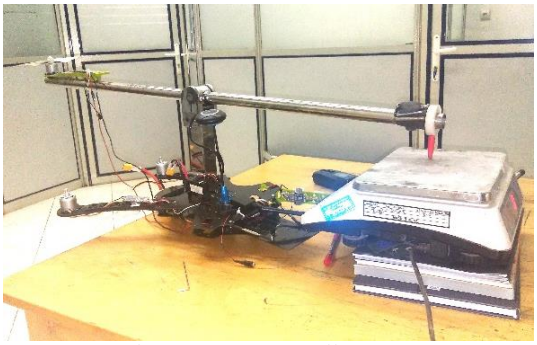

Fig. 4 Mechanism of measuring thrust coefficient rotor

شکل 4 مکانیزم اندازه‌گیری ضریب تراست روتور

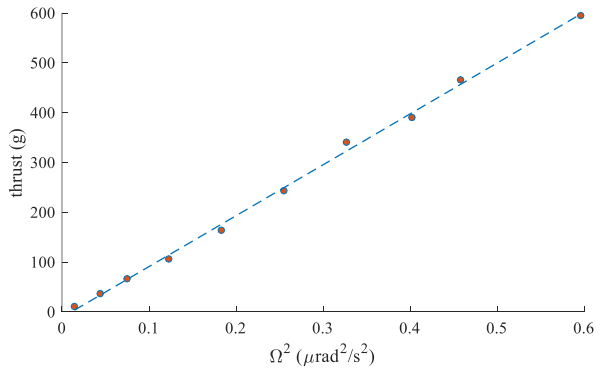

Fig. 5 Graph thrust versus speed of motor

شکل 5 نمودار تراست در برابر سرعت موتور

شناخته می‌شود که نشان‌دهنده رابطه بین دور موتور و ولتاژ تغذیه آن‌هاست [17]:

$$\Omega = K_V V \tag{10}$$

که در این روابط V ولتاژ ورودی موتور، i جریان مصرفی موتور، τ_m گشتاور الکتریکی تولیدی و Ω سرعت دورانی موتور است.

با صرف نظر از توان هدررفته و سهم اندوکتانس سیم‌پیچ‌ها توان ورودی و خروجی هر موتور با یکدیگر برابر خواهند بود که در این صورت:

$$\tau_m \Omega = iV \tag{11}$$

بدین ترتیب با استفاده از روابط (9) تا (11):

$$K_T K_V = 1 \tag{12}$$

با در نظر گرفتن دینامیک موتورها در حالت پایدار:

$$\tau_m + \tau_L = 0 \tag{13}$$

که در این رابطه τ_L گشتاور بار مکانیکی وارد بر موتور است که در پرنده‌ها این گشتاور همان گشتاور درگ ناشی از چرخش ملخ‌ها خواهد بود.

با توجه به ثابت ولتاژ موتورهای مورد بررسی dji 2213A که برابر 800 rpm/v است؛ می‌توان با اندازه‌گیری جریان مصرفی هر موتور در دورهای مختلف، ضریب گشتاور درگ را محاسبه نمود.

معمولا نتایج تجربی نشان می‌دهد که در اثر اتصال ملخ به موتورها به عنوان یک بار خارجی، ثابت ولتاژ آن‌ها تا 25 درصد مقدار نامی کاهش پیدا می‌کند. بنابراین در محاسبه گشتاور مصرفی موتورها از مقدار K_V=600 rpm/v استفاده می‌گردد.

نتایج بدست آمده از این آزمایش در "شکل 6" نشان داده شده که بر این اساس شیب این نمودار برابر با ضریب گشتاور درگ و مقدار $d = 2.07\times10^{-7}$ N.m.s^2 خواهد بود.

4- طراحی کنترل‌کننده سَمت کوادروتور

4-1- طراحی کنترل PID اصلاح‌شده

کنترل‌کننده PID یکی از رایج‌ترین الگوریتم‌های کنترلی است که در اکثر حلقه‌های فیدبک یا بازخورد از آن استفاده می‌گردد. سادگی طراحی و پیاده‌سازی، عملکرد مناسب در فرآیندهای مختلف و قابلیت تنظیم ساده این کنترل‌کننده که حتی بدون شناخت از مدل سیستم امکان‌پذیر است، سبب شده تا امروزه بیش از هزاران ابزار مهندسی کنترل در سراسر جهان توسط چنین کنترل‌کننده‌هایی کنترل شوند.

مهمترین مشکل کنترل‌کننده‌های PID آن است که این کنترل‌کننده فقط برای سیستم‌های خطی مناسب بوده و بنابراین سیستم‌های غیرخطی باید حول نقطه تعادل خود و یا یک نقطه کاری خطی‌سازی شوند که نقطه تعادل مدل در رابطه (7) برابر با زوایای رول و پیچ صفر خواهد بود.

به‌طور کلی، ساختار کنترل‌کننده‌های PID معمولی به‌دلیل عملیات مشتقگیری از خروجی سیستم دارای مشکلاتی است. در شرایطی که یک ورودی پله به سیگنال مرجع سیستم اضافه گردد، خروجی مشتقگیر کنترل‌کننده‌های PID معمولی یک تکانه یا ضربه خواهد بود. این حرکت می‌تواند باعث اشباع عملگرها شده و سیستم را از منطقه خطی دور کند که به همین دلیل اکثر ساختارهای PID تنها از سیگنال مشتق خروجی استفاده می‌کنند [18]. چنین ساختارهایی از کنترل‌کننده PID که علاوه بر سیگنال خطای کنترل، براساس سیگنال خروجی سیستم نیز طراحی می‌گردند؛ به کنترل‌کننده‌های PID اصلاح شده مرسوم هستند [19].

با توجه به نکات ذکر شده، مطابق با "شکل 6" به منظور کنترل زوایای سَمت کوادروتور ابتدا خطای زاویه با استفاده از یک کنترل‌کننده P به یک نرخ چرخش مطلوب تبدیل شده و سپس خطای نرخ چرخش مطابق با یک کنترل‌کننده PID، به فرمان موتورها تبدیل می‌گردد. این حلقه کنترلی نمونه‌ای از ساختارهای کنترل‌کننده‌های PID اصلاح‌شده است.

در "شکل 6"، کنترل‌کننده P زاویه سَمت، جهت تولید یک نرخ زاویه مطلوب به کار می‌رود که با انتخاب مقادیر بزرگ برای ضریب آن، نرخ چرخش پرنده نیز سریع‌تر خواهد بود. مقدار ضریب کنترل‌کننده P نرخ زوایا، مهمترین نقش را در تنظیم صحیح حرکت پرنده دارد که با انتخاب مقادیر بزرگ آن، پاسخ موتورها نیز سریع‌تر بوده تا بتوانند پرنده را به نرخ چرخش مطلوب برساند. کنترل‌کننده I نرخ زوایا، به منظور جبران نیروهای خارجی که می‌تواند پرنده را برای یک مدت زمان طولانی از نرخ مطلوب خارج کند در نظر گرفته شده که هر چه مقدار ضریب آن بیشتر باشد؛ کنترل‌کننده با سرعت بیشتری سعی در حفظ نرخ مطلوب خواهد داشت که البته همین عامل، سبب افزایش فراجهش پاسخ سیستم نیز خواهد شد. کنترل‌کننده D نرخ زوایا، جهت تعدیل پاسخ پرنده در نظر گرفته شده که انتخاب بالای ضریب آن می‌تواند سبب ارتعاشات غیرعادی سیستم گردد.

بدین ترتیب، با توجه به بلوک دیاگرام "شکل 7" و معادله خطی‌سازی شده رابطه (7)، و با استفاده از معیار پایداری راث-هورویتز، شرط پایداری سیستم حلقه بسته عبارت است از:

$$I < \frac{k_p k'_p k'_d}{k'_i} + \frac{{k'_p}^2}{k'_i} + \frac{k'_p}{k_p} \tag{14}$$

که در این رابطه، I ممان اینرسی کوادروتور در دستگاه بدنی و حول محورهای اصلی (x,y,z) می‌باشد.

4-2- طراحی کنترل حالت لغزشی

تئوری کلاسیک کنترل حالت لغزشی به‌عنوان یکی از روش‌های کنترل مقاوم

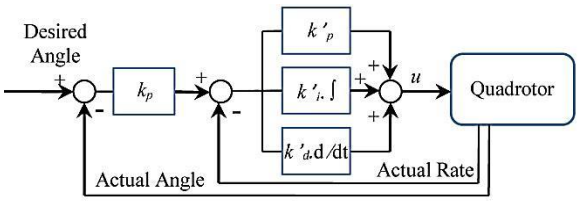

Fig. 7 Modified PID control structure

شکل 7 ساختار کنترل PID اصلاح‌شده

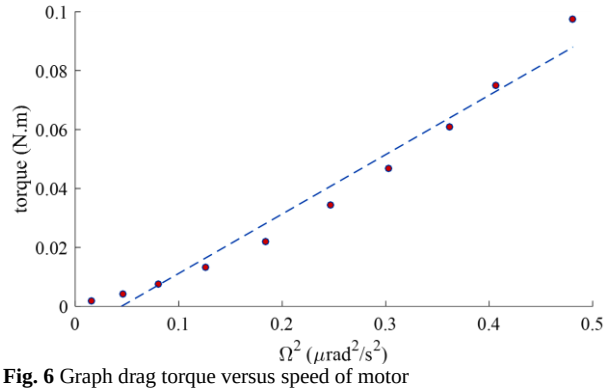

Fig. 6 Graph drag torque versus speed of motor

شکل 6 نمودار گشتاور درگ در برابر سرعت موتور

از سال 1980 مطرح گردید. این روش شامل یک فرآیند طراحی دو مرحله‌ای است که گام اول آن طراحی سطح لغزش مناسبی است که بتواند پایداری هر مسیری از سیستم را که بر روی آن قرار می‌گیرد تضمین کند؛ و مرحله دوم طراحی کنترل‌کنندهی است که بتواند سیستم را به روی سطح لغزش موردنظر برساند [20].

در معادله (7) می‌توان با تعریف $\ddot{\sigma} = [\ddot{\phi}, \ddot{\theta}, \ddot{\psi}]^{\mathrm{T}}$، معادلات دینامیکی سیستم را به شکل زیر نمایش داد:

$$\ddot{\sigma} = v \triangleq f(X) + g(X)u \tag{15}$$

در صورتی که در مدل دینامیکی عواملی همچون اغتشاش و یا عدم قطعیت در مدل در نظر گرفته شود، معادله (15) را می‌توان به‌شکل زیر نمایش داد:

$$\ddot{\sigma} = v + \rho \tag{16}$$

که در این رابطه، ρ بردار اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها است. بردار خطای سَمت زوایای کوادروتور به‌شکل:

$$e = X_{\mathrm{d}} - X \tag{17}$$

و بردار سطح لغزش برای هر درجه آزادی:

$$s_i = \dot{e}_i + \lambda_i e_i,\ i = 1,2,3 \tag{18}$$

تعریف می‌شوند که در این روابط، λ_i ضریب ثابت و مثبتی است.

با توجه به آن‌که معادلات دینامیکی هر زیرسیستم در رابطه (7) همگی از مرتبه دو هستند؛ بدیهی است که اگر سیستم بر روی سطح لغزش تعریف شده در رابطه (18) قرار گیرد، خطای تعقیب به سمت صفر میل خواهد کرد. بنابراین، قانون کنترل باید به گونه‌ای طراحی شود که بردار سطح لغزش به سمت صفر میل کند.

با توجه به معادله سطح لغزش در (18):

$$\dot{s}_i = \ddot{e}_i + \lambda_i \dot{e}_i,\ i = 1,2,3 \tag{19}$$

و با جایگذاری مشتق دوم خطای تعقیب از (16) و (17) در رابطه (19):

$$\dot{s}_i = \ddot{\sigma}_{\mathrm{d}_i} + \lambda_i \dot{e}_i - v_i - \rho_i \tag{20}$$

با هدف ارضای رابطه (20)؛ v باید به‌صورت زیر تعریف شود:

$$v_{i_{eq}} \triangleq \hat{u}_i = \ddot{X}_{\mathrm{d}_i} + \lambda_i \dot{e}_i \tag{21}$$

که در نهایت با توجه به $\hat{u}_i$ و یک ترم شامل نرخ تناسبی و یک ترم تابع علامت، ورودی کنترلی مطابق زیر طراحی می‌شود:

$$v_i = \hat{u}_i + k_i s_i + p_i \mathrm{sign}(s_i) \tag{22}$$

که k_i و p_i ضرایب ثابت و مثبتی هستند.

مهمترین مشکل کنترل‌کننده‌های حالت لغزشی وجود پدیده چترینگ است که در ساده‌ترین شکل، با تعریف یک لایه مرزی در اطراف سطح لغزش و جاگزینی تابع sat به جای تابع sign در ورودی کنترلی می‌توان پدیده چترینگ را بهبود بخشید [21,13]:

$$\mathrm{sat}(s_i) \begin{cases} \mathrm{sign}(s_i) & , |s_i| \geq \beta_i \\ \dfrac{s_i}{\beta_i} & , |s_i| \leq \beta_i \end{cases} \tag{23}$$

که در این رابطه $\beta_i > 0$ خواهد بود. هرچه مقدار ضریب β_i بزرگتر باشد، نوسان ورودی کنترلی بیشتر کاهش می‌یابد؛ اما از طرفی این امر، سبب کاهش قوام سیستم نیز کاهش می‌گردد که به همین دلیل باید یک مقدار مناسب نسبی برای β_i تعیین گردد.

ورودی‌های کنترلی در معادله (7) که همان u_2, u_3 و u_4 هستند، می‌توانند براساس روابط زیر تعیین شوند:

$$[u_2, u_3, u_4]^{\mathrm{T}} = [I_x v_\phi, I_y v_\theta, I_z v_\psi]^{\mathrm{T}} - [\delta_2, \delta_3, \delta_4]^{\mathrm{T}} \tag{24}$$

$$\begin{bmatrix} \delta_2 \\ \delta_3 \\ \delta_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}\dot{\psi}(I_y - I_z) - mglS\phi C\theta \\ \dot{\phi}\dot{\psi}(I_z - I_x) - mglS\phi C\theta \\ \dot{\theta}\dot{\psi}(I_x - I_y) \end{bmatrix} \tag{25}$$

از طرفی با جایگذاری معادله (22) در (20) دینامیک حلقه بسته سطح لغزش برابر است با:

$$\dot{s}_i + k_i s_i + p_i \mathrm{sign}(s_i) = 0 \tag{26}$$

و با انتخاب تابع لیاپانوف به‌شکل:

$$V_i = 0.5 \dot{s}_i \tag{27}$$

می‌توان پایداری کنترل‌کننده طراحی شده را اثبات نمود. با فرض وجود مقدار ثابت و مثبت μ_i و با شرط:

$$|\rho_i| < \mu_i, \quad p_i > \mu_i \tag{28}$$

مشتق تابع لیاپانوف در رابطه (27)، همواره منفی معین خواهد بود:

$$\dot{V}_i = s_i(-k_i s_i - p_i \mathrm{sign}(s_i) - \rho_i) \tag{29}$$

باتوجه به آن‌که در این مقاله، کوادروتور به صورت یک سیستم سه درجه آزادی در نظر گرفته شده و تنها کنترل سَمت آن بررسی می‌شود؛ در صورتی که کوادروتورها سیستمی با چهار ورودی کنترلی هستند؛ بنابراین سیستم در حالت فراعملگر بوده و باید یکی از ورودی‌های کنترلی پرنده به صورت دستی تعیین شود.

بدین ترتیب، در ادامه و در نتایج مربوط به بخش شبیه‌سازی و پیاده‌سازی آزمایشگاهی، ورودی u_1 که میانگین تراست تمامی موتورهای پرنده است با مقدار ثابتی که توسط کاربر تعیین می‌شود، مشخص می‌گردد و سایر ورودی‌ها (u_2, u_3 و u_4) براساس قوانین کنترل پیشنهادی محاسبه خواهند شد.

از طرف دیگر، معمولا در کنترل پهپادها به خصوص در موارد رادیوکنترلی، هدف کنترل نرخ زاویه یاو بوده و زاویه یاو مستقیما کنترل نمی‌شود. از این رو در نتایج مربوطه، زوایای رول و پیچ پرنده براساس هر یک از کنترل‌کننده‌های پیشنهادی؛ و نرخ زاویه یاو تنها توسط یک کنترل‌کننده PID معمولی کنترل‌کننده می‌گردند.

5- شبیه‌سازی

در این بخش نتایج حاصل از بخش طراحی کنترل سَمت کوادروتور، تحت شرایط اغتشاش و وجود نویز درسنسورها شبیه‌سازی و بررسی می‌گردد. در طول روند شبیه‌سازی، مقادیر ضرایب کنترل‌کننده PID اصلاح‌شده برای زوایای رول و پیچ عبارتند از:

$$k_{p_\phi} = k_{p_\theta} = 6.5\ ,\ k'_{p_\phi} = k'_{p_\theta} = 1$$
$$k'_{i_\phi} = k'_{i_\theta} = 0.2\ ,\ k'_{d_\phi} = k'_{d_\theta} = 0.005$$

و پارامترهای کنترل‌کننده حالت لغزشی برای زوایای رول و پیچ برابر با مقادیر زیر تعیین شده‌اند:

$$\lambda = [4.5,\ 4.5]^{\mathrm{T}}\ ,\ \ \beta = [5,\ 5]^{\mathrm{T}}$$
$$k = [25,\ 35]^{\mathrm{T}}\ ,\ \ p = [15,\ 20]^{\mathrm{T}}$$

که در هر دو الگوریتم از یک کنترل‌کننده PID معمولی برای کنترل نرخ زاویه یاو استفاده شده که ضرایب آن برابر است با:

$$k_{p_\psi} = 6\ ,\ k_{i_\psi} = 0.4\ ,\ k_{d_\psi} = 0.01$$

عملکرد کنترل‌کننده‌ها با در نظر گرفتن نویز سفید با قدرت 10^{-9} در سنسور ژیروسکوپ؛ و در حضور اغتشاش‌های سیسنوسی که به ترتیب برای ورودی‌های u_1 تا u_4 با دامنه‌های 1، 0.04، 0.04 و 0.04 فرض شده‌اند؛ بررسی می‌گردد.

بر این اساس، به ترتیب در "شکل‌های 8 و 9"، عملکرد کنترل‌کننده‌های

PID اصلاح‌شده و حالت لغزشی به کمک نتایج شبیه‌سازی نشان داده شده است.

با توجه به نتایج به‌دست آمده، عملکرد کنترل‌کننده حالت لغزشی به عنوان یک کنترل‌کننده مقاوم در تعقیب مسیر و تحت شرایط وجود نویز و اغتشاش در سیستم، بسیار مناسب‌تر از روش PID اصلاح شده است؛ هرچند که خطای ناشی از تعقیب مسیر به ازای کنترل‌کننده PID اصلاح‌شده نیز خطای نسبتا ناچیزی است.

همچنین نمودار ورودی‌های کنترلی و سرعت موتورهای پرنده، برای هر دو کنترل‌کننده طراحی شده در "شکل‌های 10 تا 13" نشان داده شده که بدین منظور، همانگونه که پیش از این نیز ذکر شد؛ بدلیل بررسی کنترل سَمت کوادروتور به صورت یک سیستم سه درجه آزادی، یکی از ورودی کنترلی سیستم باید توسط کاربر تعیین گردد که بر همین اساس در طول فرآیند شبیه‌سازی کنترل‌کننده‌ها، u_1 (مجموع تراست تولیدی تمامی موتورها) به عنوان یک مقدار ثابت 11.76 نیوتنی در نظر گرفته می‌شود.

با توجه به نتایج بدست آمده، ورودی‌های هر دو کنترل‌کننده از نظر حداکثر توان مصرفی ساختار مشابهی دارند، اگرچه ورودی سیستم در کنترل‌کننده حالت لغزشی تا حدی با مشکل چترینگ یا نوسان مواجه است.

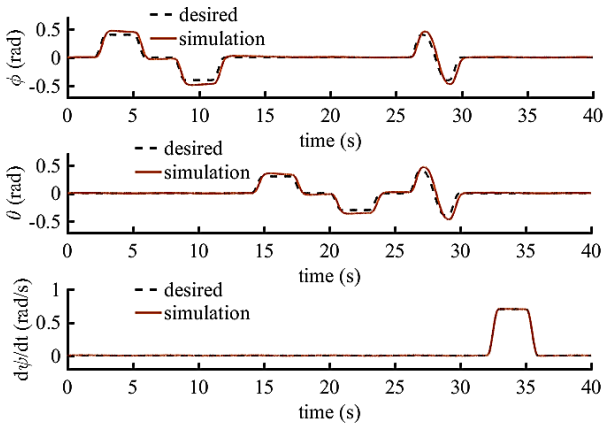

Fig. 8 Simulation of quadrotor attitude tracking with modified PID control

شکل 8 شبیه‌سازی تعقیب سَمت کوادروتور با کنترل PID اصلاح‌شده

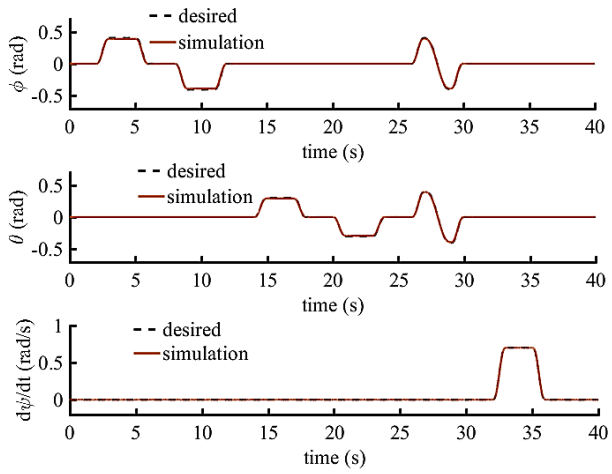

Fig. 9 Simulation of quadrotor attitude tracking with sliding mode control

شکل 9 شبیه‌سازی تعقیب سَمت کوادروتور با کنترل حالت لغزشی

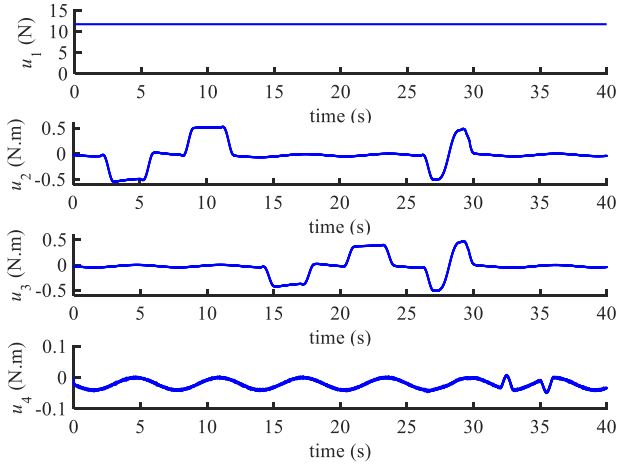

Fig. 10 Inputs control of quadrotor with modified PID control simulationally

شکل 10 نتایج شبیه‌سازی ورودی‌های کنترلی کوادروتور با کنترل PID اصلاح‌شده

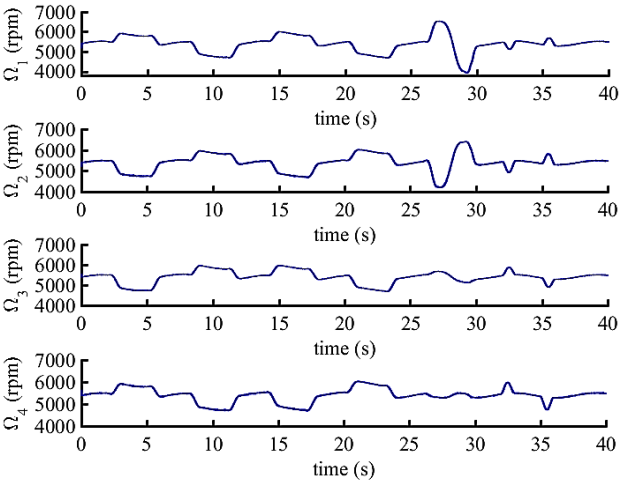

Fig. 11 Speed of each rotor of quadrotor with modified PID control simulationally

شکل 11 سرعت هر روتور کوادروتور با کنترل PID اصلاح‌شده به صورت شبیه‌سازی

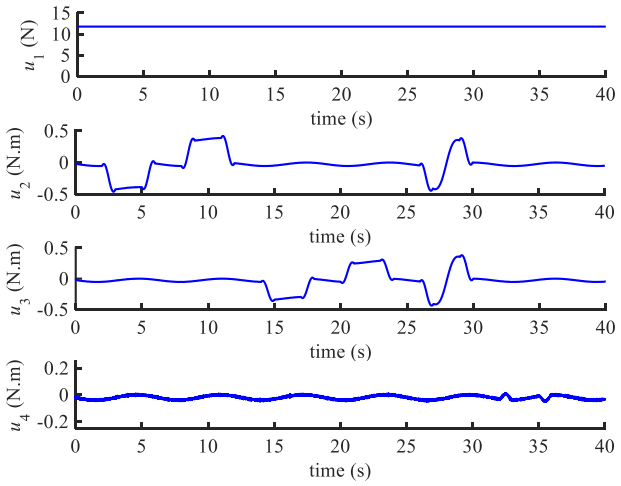

Fig. 12 Inputs control of quadrotor with sliding mode control simulationally

شکل 12 نتایج شبیه‌سازی ورودی‌های کنترلی کوادروتور با کنترل حالت لغزشی

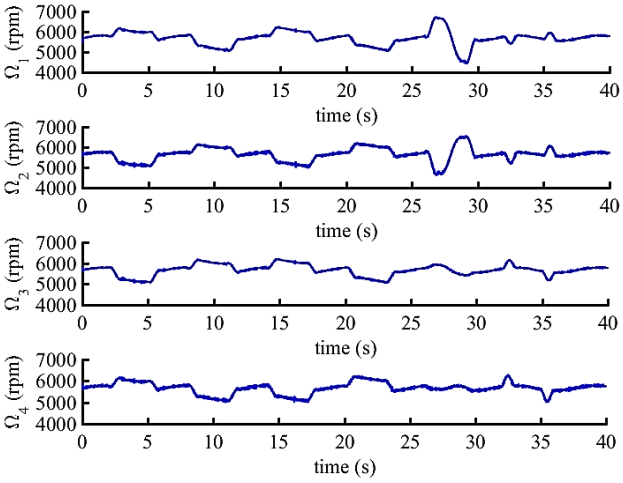

Fig. 13 Speed of each rotor of quadrotor with sliding mode control simulationally

شکل 13 سرعت هر روتور کوادروتور با کنترل حالت لغزشی به صورت شبیه‌سازی

6- پیاده‌سازی آزمایشگاهی

در این قسمت کنترل‌کننده‌های طراحی شده در بخش‌های قبل، بر روی یک مدل فیزیکی سه درجه آزادی واقعی پیاده‌سازی شده و نتایج بدست آمده مورد تحلیل و بررسی قرار می‌گیرند. بدین منظور، مقادیر ضرایب کنترل‌کننده PID اصلاح‌شده برای زوایای رول و پیچ به شکل زیر تنظیم می‌گردند:

$$k_{p_\phi} = k_{p_\theta} = 6.5\ ,\ k'_{p_\phi} = k'_{p_\theta} = 0.6$$
$$k'_{i_\phi} = k'_{i_\theta} = 0.2\ ,\ k'_{d_\phi} = k'_{d_\theta} = 0.005$$

همچنین پارامترهای کنترل‌کننده حالت لغزشی برای زوایای رول و پیچ برابر با مقادیر زیر انتخاب شده‌اند:

$$\lambda = [4.5,\ 4.5]^{\mathrm{T}}\ ,\ \ \beta = [3.5,\ 3.5]^{\mathrm{T}}$$
$$k = [30,\ 41]^{\mathrm{T}}\ ,\ \ p = [10,\ 14]^{\mathrm{T}}$$

که به مانند بخش شبیه‌سازی، در هر دو الگوریتم از یک کنترل‌کننده PID معمولی برای کنترل نرخ زاویه یاو استفاده شده که ضرایب آن برابر با مقادیر زیر تعیین شده‌اند:

$$k_{p_\psi} = 6\ ,\ k_{i_\psi} = 0.4\ ,\ k_{d_\psi} = 0.01$$

بر این اساس؛ با درنظر گرفتن خطاها و ساده‌سازی‌های موجود در بخش مدلسازی که هر کدام از آن‌ها می‌توانند به عنوان یک نامعینی یا عدم قطعیت در مدل در نظر گرفته شوند، عملکرد هر کدام از کنترل‌کننده‌های PID اصلاح‌شده و حالت لغزشی در تعقیب زوایای سَمت کوادروتور در "شکل‌های 14 و 15" نشان داده شده است.

در این بخش، ضرایب هر دو کنترل‌کننده به نحوی تعیین شده‌اند که سیستم بهترین عملکرد را از خود نشان دهد. بدین منظور در ابتدا از ضرایب مورد استفاده در بخش شبیه‌سازی استفاده شد و سپس با تغییرات مداوم آن‌ها، سعی در انتخاب ضرایبی شده که کمترین خطای تعقیب مسیر به وجود آید. در آزمایش‌های مورد نظر، نمودار ورودی‌های کنترلی و سرعت موتورهای پرنده برای هر دو کنترل‌کننده PID اصلاح‌شده و حالت لغزشی، در "شکل‌های 16 تا 19" نمایش داده شده است. در نتایج آزمایشگاهی، ورودی u_1 به صورت آنلاین یا برخط، توسط کاربر و به کمک رادیوکنترل قابل تنظیم می‌باشد که مقدار آن، به صورت درصدی از حداکثر میانگین تراست همه موتورها تعیین و در "شکل‌های 16 و 18" نشان داده شده است.

با توجه به نتایج بدست آمده از بخش آزمایشگاهی، و پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌ها بر روی یک مدل سه درجه آزادی واقعی از کوادروتور، نتایج بخش شبیه‌سازی کنترل‌کننده‌ها مورد صحه‌گذاری قرار گرفته است. نتایج به‌دست آمده در این بخش به مانند بخش شبیه‌سازی گواه آن است که کنترل‌کننده حالت لغزشی به عنوان یک کنترل‌کننده غیرخطی و مقاوم قابلیت تعقیب کامل مسیر زاویه‌ای تعریف شده را دارد؛ اگرچه مشکل این روش نوسان و چترینگ ورودی کنترلی است. از طرفی با وجود آنکه توانایی کنترل‌کننده PID نیز در تعقیب سَمت کوادروتور قابل قبول می‌باشد، اما خطای این روش نسبت به روش حالت لغزشی قابل ملاحظه است.

7- نتیجه‌گیری

در این مقاله با هدف کنترل سَمت کوادروتور، پس از مدل‌سازی دینامیکی این پرنده، کنترل‌کننده‌های PID اصلاح‌شده و حالت لغزشی طراحی می‌گردند. بدین منظور ابتدا پارامترهای فیزیکی موردنیاز یک مدل فیزیکی واقعی از کوادروتور شناسایی شده، و عملکرد کنترل‌کننده‌ها در نتایج

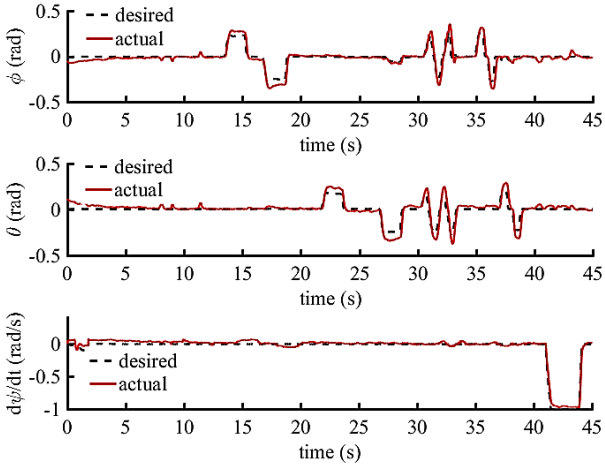

Fig. 14 Experiment and implementing modified PID controller for quadrotor attitude tracking

شکل 14 آزمایش و پیاده‌سازی کنترل‌کننده PID اصلاح‌شده به منظور تعقیب سَمت کوادروتور

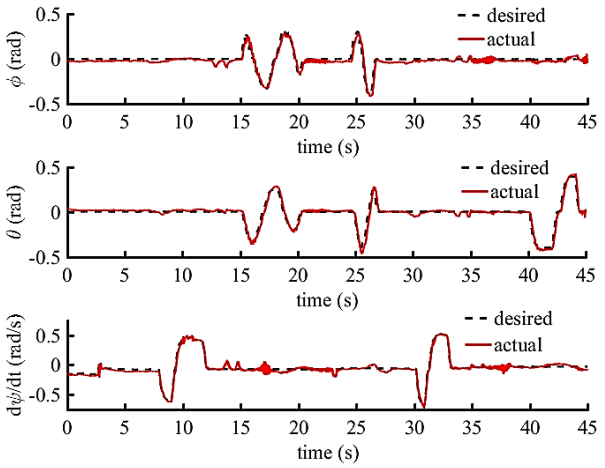

Fig. 15 Experiment and implementing sliding mode controller for quadrotor attitude tracking

شکل 15 آزمایش و پیاده‌سازی کنترل‌کننده حالت لغزشی به منظور تعقیب سَمت کوادروتور

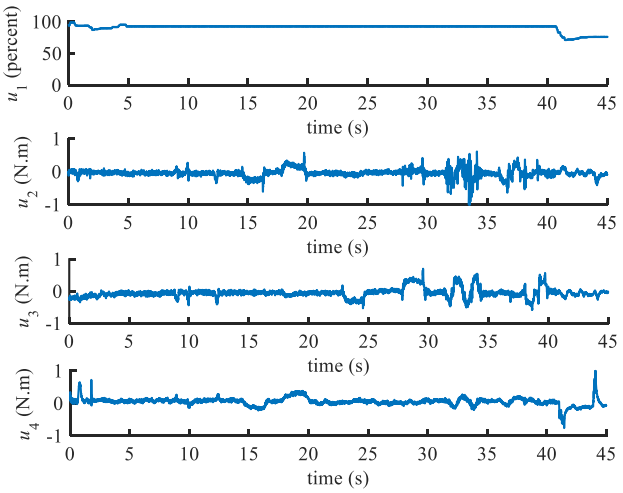

Fig. 16 Inputs control of quadrotor with modified PID control experimentally

شکل 16 ورودی‌های کنترلی کوادروتور با کنترل PID اصلاح‌شده به صورت آزمایشگاهی

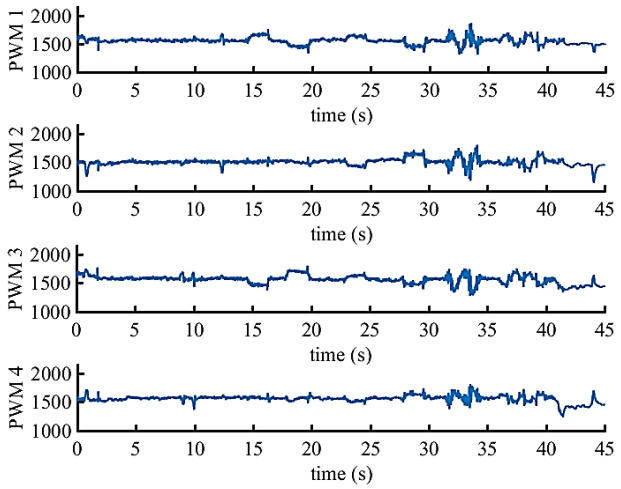

Fig. 17 Speed of each rotor of quadrotor with modified PID control experimentally

شکل 17 سرعت هر روتور کوادروتور با کنترل PID اصلاح‌شده به صورت آزمایشگاهی

شبیه‌سازی و آزمایشگاهی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

اگرچه کنترل‌کننده‌های PID، به دلیل سادگی و قابلیت‌های بالایی که دارند بیشترین توجه را در میان تمامی کنترل‌کننده‌های مورد استفاده در صنعت به خود جلب کرده‌اند؛ اما عدم توانایی این کنترل‌کننده در تعقیب کامل مسیر یک سیستم غیرخطی، مهمترین مشکل این کنترل‌کننده‌ها می‌باشد.

استفاده از کنترل‌کننده‌های حالت لغزشی به عنوان شناخته‌شده‌ترین روش در میان کنترل‌کننده‌های غیرخطی، این مزیت را برای یک سیستم دینامیکی ایجاد می‌کند تا علاوه بر تعقیب کامل مسیر طراحی شده، قابلیت جبران و خنثی‌سازی عدم قطعیت‌های موجود در مدل و یا اغتشاشات خارجی را داشته باشد.

در نهایت، هر کدام از کنترل‌کننده‌ها بر روی یک نمونه واقعی یک کوادروتور که بر روی یک بستر آزمایشگاهی سه درجه آزادی متصل شده است، پیاده‌سازی شده و نتایج بدست آمده از بخش شبیه‌سازی

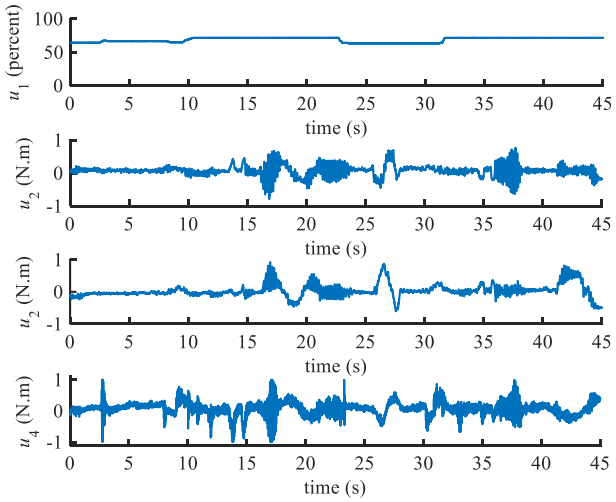

Fig. 18 Inputs control of quadrotor with sliding mode control experimentally

شکل 18 ورودی‌های کنترلی کوادروتور با کنترل حالت لغزشی به صورت آزمایشگاهی

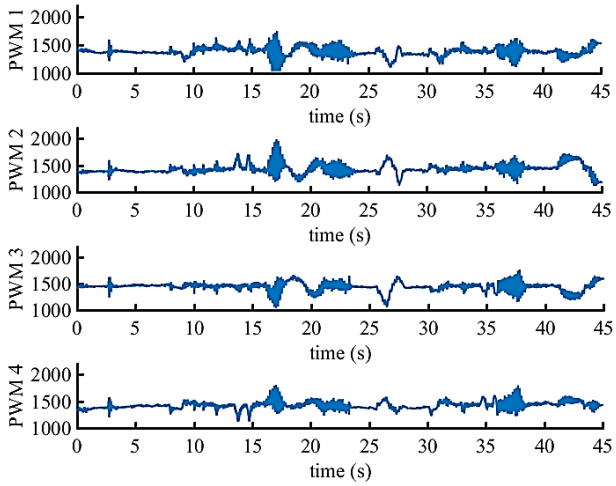

Fig. 19 Speed of each rotor of quadrotor with sliding mode control experimentally

شکل 19 سرعت هر روتور کوادروتور با کنترل حالت لغزشی به صورت آزمایشگاهی

کنترل‌کننده‌ها توسط نتایج آزمایشگاهی مورد صحه‌گذاری قرار می‌گیرند. نتایج به‌دست آمده چه در بخش شبیه‌سازی، و چه در بخش آزمایشگاهی، نشان‌دهنده برتری روش حالت لغزشی در تعقیب کامل مسیر و جبران عدم قطعیت‌های مدل، نسبت به روش PID است.

8- مراجع

[1] S. Bouabdallah , P. Murrieri, R. Siegwart, Design and control of an indoor micro quadrotor, *International Conference on Robotics 8 Automation IEEE*, USA, New Orleans, Vol. 5, No. 5, pp. 4393-4398, 26 April-1 May, 2004.

[2] S. Bouabdallah, R. Siegwart, Backstepping and sliding-mode techniques applied to an indoor micro quadrotor, *International Conference on Robotics and Automation IEEE*, Spain, Barcelona, pp. 2247-2252, April 18-22, 2005.

[3] P. Castillo, A. Dzul, R. Lozano, Real-time stabilization and tracking of a four-rotor mini rotorcraft, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 12, No. 4, pp. 510-516, 2004.

[4] E. Davoodi, M. Rezaei, Dynamic modeling, simulation and control of a quadrotor using MEMS sensors' experimental data, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 3, pp. 175-184, 2014. (in Persian فارسی)

[5] M. Mohammadi, A. M. Shahri, Adaptive nonlinear stabilization control for a quadrotor UAV: Theory, simulation and experimentation, *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, Vol. 72, No. 1, pp. 105-122, 2013.

[6] R. Zhang, Q. Quan, K. Y. Cai, Attitude control of a quadrotor aircraft subject to a class of time-varying disturbances, *IET Control Theory and Applications*, Vol. 5, No. 9, pp. 1140–1146, 2011.

[7] H. Bouadi, S. S. Cunha, A. Drouin, F. Mora-Camino, Adaptive sliding mode control for quadrotor attitude stabilization and altitude tracking, *International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI)*, Hungary, Budapest, Vol. 12, No.12, p. 449-455, November 21-22, 2011.

[8] K .Alexis, G .Nikolakopoulos, A .Tzes, Experimental constrained optimal attitude control of a quadrotor subject to wind disturbances, *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 12, No. 6, pp. 1289-1302, 2014.

[9] H. Bolandi, M. Rezaei, R. Mohsenipour, H. Nemati, S. M. Smailzadeh, Attitude control of a quadrotor with optimized PID controller, *Intelligent Control and Automation*, Vol. 4, No. 3, pp. 335-342, 2013.

[10] A .H .Ahmed, A .N .Ouda, A .M .Kamel, Y .Z .Elhalwagy, Attitude stabilization and altitude control of quadrotor, *International Computer Engineering Conference (ICENCO)*, Egypt, Cario, Vol. 12, pp. 123-130, december 28-29, 2016.

[11] 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*, Vol. 7, No. 3, pp. 419-428, 2009.

[12] B. Sumantri, N. Uchiyama, S. Sano, Y. Kawabata, Robust tracking control of a Quad-Rotor helicopter utilizing sliding mode control with a nonlinear sliding surface, *Journal of System Design and Dynamics*, Vol. 7, No. 2, pp. 226-241, 2013.

[13] B. Sumantri, N. Uchiyama, S. Sano, Least square based sliding mode control for a quad-rotor helicopter and energy saving by chattering reduction, *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 66-67, No. 8, pp. 769-784, 2016.

[14] H. Baruh, *Analytical Dynamics*, pp. 355-372, Singapore: McGraw-Hill Education, 1999.

[15] Y. Naidoo, R. Stopforth, G. Bright, Quad-Rotor unmanned aerial vehicle helicopter modelling & control, *International Journal of Advanced Robotic Systems*, Vol. 8, No. 4, pp. 139-149, 2011.

[16] J. W. Then, K. Chiang, Experimental Determination of Moments of Inertia by the Bifilar Pendulum Method, *American Journal of Physics*, Vol. 38, No. 3, pp. 537-539, 1970.

[17] M. W. Spong, S. Hutchinson, M. Vidyasagar, *Robot Modeling and Control*, Edition 1, pp. 231-237, New York: Wiley, 2005.

[18] D. Xue, Y. Q. Chen, D. P. Atherton, *Linear Feedback Control: Analysis and Design with MATLAB*, pp. 183-198, Philadelphia: SIAM (Society for Industrial and Applied Mathematics), 2007.

[19] W. Mitkowski, J. Kacprzyk, K. Oprzedkiewicz, P. Skruch, *Trends in Advanced Intelligent Control, Optimization and Automation*, pp. 77-86, Switzerland: Springer (Advances in Intelligent Systems and Computing 577), 2017.

[20] X. Yu, M. Ö. Efe, *Recent Advances in Sliding Modes: From Control to Intelligent Mechatronics*, pp. 5-35, Berlin: Springer-Verlag, 2015.

[21] M. Doakhan, M. Kabganian, R. Nadafi, A. Kamali Eigoli, Trajectory tracking of a quadrotor for obstacle avoidance using super-twisting sliding mode controller and observer, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 17, No. 8, pp. 333-342, 2017 .(in Persian فارسی)