مجله مهندسی مکانیک مدرس، آبان 1397، دوره 18، شماره 08، صص 45-54

ماهنامه علمی پژوهشی

مهندسی مکانیک مدرس

mme.modares.ac.ir

of SID

کنترل ردیابی مسیر کوادروتور با استفاده از کنترل‌کننده تناسبی- انتگرالی- مشتقی فازی مرتبه کسری در حضور اغتشاش باد

فرهاد پریوش[1]، علی قاسمی[2*]

1- کارشناسی‌ارشد، مهندسی مکاترونیک، دانشگاه صنعتی شاهرود، شاهرود
2- استادیار، مهندسی مکانیک، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد تهران شمال، تهران
* تهران، صندوق پستی 1651153311، a.ghasemi@iau-tnb.ac.ir

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل
دریافت: 17 دی 1396
پذیرش: 01 اردیبهشت 1397
ارائه در سایت: 21 اردیبهشت 1397

کلید واژگان:
کوادروتور
ردیابی مسیر
کنترل تناسبی- انتگرالی- مشتقی
سیستم‌های فازی
محاسبات مرتبه کسری

چکیده

کوادروتور یکی از رایج‌ترین مدل‌های پرنده بدون سرنشین با چهار ملخ محرک است که ساختار مکانیکی ساده، سبک و کوچکی دارد و در عین حال از قابلیت مانوردهی بالایی برخوردار است. با این حال دینامیک غیرخطی و زیرتحریک این پرنده بدون سرنشین چهار ملخه نیازمند کنترل‌کننده‌های پیشرفته‌تری برای غلبه بر اغتشاش‌های خارجی، حفظ تعادل و ردیابی دقیق مسیر پرواز است. به ویژه زیرسیستم دینامیکی زیرتحریک کوادروتور نیازمند پاسخی سریع، بدون بالازدگی و با کمترین خطای حالت دائم است. در این مقاله با بهره‌گیری از سیستم‌های فازی و مرتبه کسری، کنترل‌کننده تناسبی- انتگرالی- مشتقی فازی مرتبه کسری برای هدایت سیستم کوادروتور به منظور بهبود سرعت پاسخ‌گویی، دقت ردیابی و مقاومت سیستم کنترل نسبت به کنترل‌کننده سنتی تناسبی- انتگرالی- مشتقی طراحی شده است. ساختار کنترل‌کننده زیرسیستم دینامیکی زیرتحریک کوادروتور براساس تئوری کنترل حلقه داخلی- بیرونی طراحی شده که در آن از تحلیل سینماتیک معکوس صریح و تحلیلی سیستم برای ارتباط حلقه‌های داخلی و بیرونی استفاده شده است، همچنین در مدل دینامیکی کوادروتور، دینامیک موتورها و اشباع محرکه‌ها لحاظ شده و تأثیر آن بر عملکرد کنترل‌کننده‌ها بررسی شده است. برای ارزیابی عملکرد ردیابی کنترل‌کننده‌ها یک مسیر به شکل مانور هوایی هشت طراحی شده و عملکرد کنترل‌کننده‌ها در غیاب و در حضور اغتشاش باد سنجیده شده است. دقت کنترل‌کننده‌ها در ردیابی مسیر حرکت براساس شاخص‌های بیشترین قدر مطلق خطا و انتگرال قدر مطلق خطا مطالعه و مقایسه شده است که نشان می‌دهد کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری به خوبی توانسته عملکرد سیستم را بهبود ببخشد.

Trajectory Tracking Control of Quadrotor using Fractional-Order Fuzzy PID Controller in the Presence of Wind Disturbance

Farhad Parivash[1], Ali Ghasemi[2*]

1- Mechanical and Mechatronics Engineering Department, Shahrood University of Technology, Shahrood, Iran.
2- Department of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering, North Tehran Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran
* P.O.B. 1651153311, Tehran, Iran, a.ghasemi@iau-tnb.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 07 January 2018
Accepted 21 April 2018
Available Online 11 May 2018

Keywords:
Quadrotor
Trajectory Tracking
PID Control
Fuzzy Systems
Fractional Calculus

ABSTRACT

Quadrotor is one the most popular models of unmanned aerial vehicles with four actuated propellers which has a simple, light weight, small mechanical structure and high maneuverability. However, its nonlinear under-actuated dynamics needs more advanced controllers for rejection of external disturbances, balancing and precise trajectory tracking. In particular, the under-actuated subsystem of the quadrotor's dynamics needs a fast response without overshoot and steady state error. In this paper, fuzzy fractional-order proportional-integral derivative (FOFPID) controller is designed for quadrotor control system using fuzzy and fractional order systems to improve response speed, tracking accuracy and system robustness respect to the conventional PID controller. Controller architecture of the under-actuated subsystem of the quadrotor's dynamics is designed based on the inner-outer loop control theory which is employed explicit and analytical inverse kinematic of system to connect the inner and outer loops. Also, dynamics of the motors and actuators saturation are considered in the quadrotor's dynamics model and their effects are studied on the controllers' performance. In order to evaluate tracking performance of controllers, trajectory of an eight aerial maneuver is designed and controllers' performance is assessed in the absence and presence of wind disturbance. Trajectory tracking accuracy of the controllers is studied according to the maximum absolute error and integral of absolute error criterions and is compared that shows the proposed FOFPID controller has successfully improved performance of the quadrotor system.

www.SID.ir

Archive of SID

1- مقدمه

امروزه پرنده‌های بدون سرنشین کاربردهای گسترده‌ای در حوزه فعالیت‌های شهری و نظامی دارند. از متداول‌ترین کاربردهای شهری پرنده‌های بدون سرنشین می‌توان بازرسی و کنترل ترافیک، تحویل بسته، عملیات جستجو و نجات و بازرسی عمومی زیرساخت‌ها مانند خطوط انتقال برق، جاده‌ها، پل‌ها و سدها را مثال زد، همچنین می‌توان از پرنده‌های بدون سرنشین برای شناسایی و تهیه نقشه از محیط‌های ناشناخته و بازرسی محیط‌های آلوده و خطرناک استفاده کرد [1]. کوادروتور در دسته پرنده‌های بدون سرنشین چند پروانه‌ای قرار دارد و به دلیل قابلیت منحصر به فرد آن در برخاست و فرود عمودی و همچنین قابلیت پرواز ساکن برای بسیاری از کاربردها در محیط‌های داخلی و خارجی مناسب است. با این حال دینامیک غیرخطی و زیرتحریک این پرنده بدون سرنشین چهار ملخه سبب شده که پایدارسازی و کنترل حرکت آن مسأله چالش‌برانگیزی باشد [2]. تاکنون فعالیت‌های پژوهشی متعددی در زمینه طراحی، شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده کوادروتور صورت پذیرفته است. کنترل‌کننده سنتی تناسبی- انتگرالی- مشتقی[1] [3] و روش خطی‌سازی پسخورد [4] ابتدایی‌ترین و متداول‌ترین روش‌های کنترلی هستند که برای سیستم دینامیکی کوادروتور طراحی و پیاده‌سازی شده‌اند. با این حال در کاربردهای خارجی که مکان‌نمایی کوادروتور مشکل‌تر بوده و نیروهای اغتشاشی مانند وزش باد عملکرد سیستم را تحت تأثیر قرار می‌دهد؛ حفظ تعادل، غلبه بر اغتشاش‌ها و ردیابی دقیق مسیر برای کنترل‌کننده دشوارتر است.

در همین راستا کنترل‌کننده‌های پیشرفته‌تری چون روش مدل لغزشی [5]، روش پسگام [6]، روش پیش‌بین [7]، روش مقاوم [8]، روش تطبیقی [9] و روش‌های ترکیبی [11,10] برای سیستم کوادروتور طراحی شده است. با وجود این‌که این کنترل‌کننده‌ها عملکرد بسیار خوبی در شبیه‌سازی‌های عددی نشان داده‌اند، ولی چندان مناسب پیاده‌سازی عملی در واحد کنترل‌کننده روی برد کوادروتو نیستند. چرا که محاسبه قانون کنترل آن‌ها پیچیده و زمان‌بر است. علاوه‌بر این حتی در پیاده‌سازی‌های عملی ثابت و از راه دور واحد کنترل‌کننده نیز با محدودیت‌هایی همراه هستند؛ در واقع زمان محاسبه و مخابره دستورهای کنترلی عملکرد بی‌وقفه کوادروتور را در کاربردهای عملی دور برد مختل می‌کند [12]. به همین دلیل در اغلب کابردهای دور برد و خودمختار کوادروتور رایج‌ترین کنترل‌کننده روی برد، کنترل‌کننده سنتی PID است. تنظیم بهینه بهره‌ها در کنترل‌کننده PID برای داشتن پاسخی سریع، بدون بالازدگی و مقاوم در برابر اغتشاش متناسب با مسیرها و شرایط کاری مختلف کار بسیار مشکلی است. چرا که شیوه تنظیم بهره‌ها برای تأمین پاسخ سریع در تقابل با پاسخی بدون بالازدگی و مقاوم در برابر اغتشاش عمل می‌کند [13]. تاکنون روش‌های متعددی برای بهبود مشخصه‌های پاسخ کنترل‌کننده PID به کار گرفته شده است که از این جمله می‌توان روش فازی و روش مرتبه‌کسری را نام برد. در [14] از دو سیستم فازی ممدانی با مجموع 98 قانون فازی برای تنظیم مداوم بهره‌های کنترل‌کننده PID در پایدارکننده زاویه‌ای کوادروتور استفاده شده و عملکرد سیستم کنترل در حضور اغتشاش بررسی شده است. در [15] نیز از سیستم‌های فازی ممدانی و سوگنو با توابع عضویت بیضوی مستقیم به عنوان بخشی از قانون کنترل در کنار یک کنترل‌کننده PD استفاده شده و عملکرد سیستم کنترل کوادروتور در ردیابی یک مسیر مانور هوایی هشت در حضور اغتشاش باد بررسی شده است، همچنین در کار پیشین نویسندگان [16]، یک کنترل‌کننده فازی PID براساس سیستم‌های فازی ممدانی برای کنترل کوادروتور در ردیابی مسیر بیضوی در ارتفاع ثابت طراحی شده است. بررسی نتایج در پژوهش‌های پیشین نشان می‌دهد که اگر چه کنترل‌کننده فازی PID عملکرد بهتری نسبت به کنترل‌کننده PID به لحاظ بهبود سرعت پاسخ، حذف بالازدگی و حذف نویز دارد، اما به لحاظ مقاومت در برابر اغتشاش‌های خارجی تفاوت چشمگیری در عملکرد کنترل‌کننده‌های فازی PID و PID سنتی در کنترل حرکت انتقالی جانبی کوادروتور دیده نمی‌شود.

در واقع کنترل مقاوم حرکت انتقالی جانبی کوادروتور در گرو پایدارسازی و کنترل مناسب زیرسیستم دینامیکی زیرتحریک کوادروتور است. در اغلب موارد برای کنترل زیرسیستم دینامیکی زیرتحریک کوادروتور از الگوی کنترل حلقه داخلی- بیرونی[2] استفاده می‌شود [17]. در این ایده کنترلی تأمین نیروهای مورد نیاز برای حرکت انتقالی جانبی کوادروتور از طریق تنظیم زاویه‌های چرخش رول و پیچ تأمین می‌شوند. رفتار پاسخ خروجی در این الگوی کنترلی وابسته به عملکرد کنترل‌کننده‌ها در حلقه‌های داخلی، بیرونی و رابط میان آن‌هاست. در سیستم دینامیکی زیرتحریک کوادروتور، تحلیل سینماتیک معکوس نگاشتی از نیروهای مورد نیاز در حرکت انتقالی کوادروتور به زاویه چرخش رول و پیچ آن است. این نگاشت در واقع همان رابط میان حلقه‌ها در الگوی کنترلی حلقه داخلی- بیرونی است [18]. البته روش‌های کنترلی هم ارائه شده که در آن نیازی به حل سینماتیک معکوس در حلقه زیرتحریک کوادروتور نیست [19]. با این حال به دلیل اهمیت حفظ تعادل و پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور، الگوی کنترل حلقه داخلی- بیرونی در پیاده‌سازی عملی مرسوم‌تر است.

به تازگی استفاده از محاسبات مرتبه کسری در زمینه کنترل سیستم‌های غیرخطی که دارای عدم قطعیت هستند و در شرایط کاری خود با نویز و اغتشاش‌های خارجی روبه‌رو هستند، بسیار مورد توجه محققان قرارگرفته است. در [20] کنترل‌کننده PID مرتبه کسری برای یک بازوی مکانیکی یک درجه آزادی صفحه‌ای با اهرم انعطاف‌پذیر طراحی و پیاده‌سازی شده است که نشان می‌دهد کنترل‌کننده PID مرتبه کسری در برابر عدم قطعیت‌های ساختاری مدل و اغتشاش‌های خارجی مقاوم است. در [21] نیز یک کنترل‌کننده PID فازی مرتبه کسری برای یک بازوی مکانیکی دو درجه آزادی طراحی شده و عملکرد مناسب ردیابی مسیر در فضای مفصلی تحت تأثیر نیروهای اغتشاشی محقق شده است. کنترل‌کننده PID مرتبه کسری نسبت به همتای مرتبه صحیح خود پایداری نسبی بیشتری دارد، بدین معنی که محدوده وسیع‌تری برای قرارگیری قطب‌های سیستم حلقه بسته دارد. همچنین در برابر اغتشاش‌های خارجی و عدم قطعیت‌های مدل دینامیکی مقاوم‌تر است. علاوه‌بر این پارامترهای قابل تنظیم بیشتری دارد که آزادی عمل بیشتری را برای تنظیم ویژگی‌های پاسخ کنترل‌کننده در اختیار قرار می‌دهد. به همین دلیل استفاده از محاسبات مرتبه کسری در طراحی پیشین کنترل‌کننده فازی PID نویسندگان با هدف بهبود مقاومت سیستم در برابر اغتشاش‌های خارجی مورد توجه قرار گرفته است.

در این پژوهش کنترل‌کننده PID فازی مرتبه کسری برای دینامیک غیرخطی زیرتحریک کوادروتور طراحی شده است. هدف این کنترل‌کننده تأمین پاسخی سریع بدون بالازدگی و در عین حال مقاوم در برابر اغتشاش باد است. قانون کنترل در هر شش درجه آزادی کوادروتور شامل کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری و یک بخش خطی‌ساز برای جبران اثر عبارت‌های غیرخطی مدل دینامیکی کوادروتور است. کنترل‌کننده پیشنهادی

[1] Proportional-Integral-Derivative (PID)

[2] Inner-outer loop control paradigm

www.SID.ir

Archive of SID

PID فازی مرتبه کسری از جمع دو کنترل‌کننده PI و PD فازی مرتبه‌کسری با سیستم فازی مشترک شکل گرفته است. کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری، ساختاری ساده و محاسباتی مختصر دارد که برای پیاده‌سازی عملی روی برد مناسب است.

الگوی کنترل حلقه داخلی- بیرونی برای کنترل مقاوم حرکت انتقالی جانبی کوادروتور با استفاده از کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری اجرا شده که در آن از تحلیل سینماتیک معکوس صریح و تحلیلی سیستم برای ارتباط حلقه‌های داخلی و بیرونی استفاده شده است. در حالی که در اغلب پژوهش‌ها از یک رابطه تقریبی [17,15,11,4] یا از رابطه برآمده از معادلات خطی‌سازی شده کوادروتور استفاده شده است [9]. اشباع محرکه‌ها مسأله بسیار مهمی است که در اغلب پژوهش‌ها ی یاد شده از جمله [19,16,12,11,7,5,4,2] در نظر گرفته نشده است؛ بنابراین برای تطابق هر چه بیشتر شبیه‌سازی با شرایط واقعی عملکرد کوادروتور، دینامیک موتورها و اشباع محرکه‌ها در مدل دینامیکی کوادروتور لحاظ شده و تأثیر آن بر عملکرد کنترل‌کننده‌ها بررسی شده است. علاوه‌بر این مسیر مطلوب حرکت با استفاده از روش حداقل مربعات خطا به شکل مانور هوایی هشت طراحی شده که در مقایسه با مسأله تنظیم [22,17,14,10,3]، ردیابی مسیرهای خطی [8,7,4]، بیضوی [16,7] یا دائمی سینوسی [17,11] برای کنترل‌کننده مسأله چالش‌برانگیزتری است.

ادامه مقاله بدین شرح سازمان‌دهی شده است: در بخش دوم مدل دینامیکی کوادروتور شامل دینامیک بدنه و دینامیک موتورها تشریح شده است. در بخش سوم ساختار کنترل حلقه بسته کوادروتور معرفی و کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری طراحی شده است. شبیه‌سازی‌ها و تحلیل نتایج در بخش چهارم قرار گرفته است. جمع‌بندی و نتیجه‌گیری نیز در بخش پنجم بحث شده است.

2- مدل دینامیکی کوادروتور

کوادروتور یکی از رایج‌ترین مدل‌های پرنده بدون سرنشین با چهار ملخ محرک است که ساختار مکانیکی ساده، سبک و کوچکی دارد؛ در عین حال از قابلیت مانوردهی بالایی نیز برخوردار است. 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 1 نشان داده شده است. در این مدل شماتیک ساختار فیزیکی کوادروتور قرینه و همگن فرض شده است به

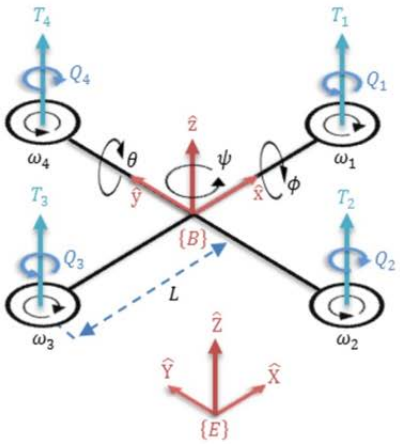

Fig. 1 Schematic view of the Quadrotor

شکل 1 نمای شماتیک کوادروتور

طوری که مرکز هندسی و مرکز جرم بر هم منطبق بوده و در محل تلاقی بازوها واقع شده‌اند.

2-1- دینامیک بدنه کوادروتور

برای تحلیل دینامیکی بدنه کوادروتور یک دستگاه مختصات اینرسی $\{E\}:\{O,(\hat{X},\hat{Y},\hat{Z})\}$ و یک دستگاه مختصات محلی $\{B\}:\{P,(\hat{x},\hat{y},\hat{z})\}$ تعریف شده است. مبدا دستگاه مختصات اینرسی در نقطه $O=[0,0,0]^{\mathrm{T}}$ واقع شده و جهت‌گیری آن معرف امتداد سه بعد در فضاست.

مبدا دستگاه مختصات محلی $\{B\}$ به مرکز جرم کوادروتور متصل است که موقعیت آن در دستگاه مختصات اینرسی $\{E\}$ با برادار $P=[X,Y,Z]^{\mathrm{T}}$ تعیین می‌شود. جهت‌گیری دستگاه مختصات محلی $\{B\}$ نسبت به دستگاه اینرسی $\{E\}$ براساس بردار زوایای اویلر $\Theta=[\phi,\theta,\psi]^{\mathrm{T}}$ تعیین می‌شود.

دینامیک بدنه کوادروتور شامل دینامیک حرکت انتقالی و دینامیک حرکت دورانی است. در این پژوهش دینامیک حرکت انتقالی کوادروتور در دستگاه اینرسی $\{E\}$ بر بردار انتقال $P=[X,Y,Z]^{\mathrm{T}}$ و دینامیک حرکت دورانی آن در دستگاه محلی $\{B\}$ و بر بردار دوران $\Theta=[\phi,\theta,\psi]^{\mathrm{T}}$ بررسی می‌شود. نیروی تراست (T) و گشتاور آیرودینامیکی (Q) ناشی از گردش ملخ براساس تئوری المان تیغه و تئوری تکانه مطابق رابطه (1) محاسبه می‌شوند [22].

$$T=b\omega^2$$
$$Q=d\omega^2 \qquad (1)$$

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 (2) بیان شده است [15] که در آن عبارت‌های $S_{\cdot}$ و $C_{\cdot}$ به ترتیب معرف $\sin(\cdot)$ و $\cos(\cdot)$ بوده و U_1 نیروی تعمیم‌یافته وارد به مرکز جرم کوادروتور در امتداد $\hat{z}$ که در واقع مجموع نیروهای تراست ایجاد شده است.

$$\begin{bmatrix}\ddot{X}\\ \ddot{Y}\\ \ddot{Z}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{(C_\phi S_\theta C_\psi+S_\phi S_\psi)U_1}{m}\\ \dfrac{(C_\phi S_\theta S_\psi-S_\phi C_\psi)U_1}{m}\\ \dfrac{(C_\phi C_\theta)U_1}{m}-g\end{bmatrix}$$
$$U_1=b(\omega_1^2+\omega_2^2+\omega_3^2+\omega_4^2) \qquad (2)$$

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 سبب 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 صرفه نظر می‌شود [15]. معادلات دینامیکی حرکت دورانی کوادروتور در دستگاه محلی $\{B\}$ نیز در رابطه (3) بیان شده‌اند [15].

$$\begin{bmatrix}\ddot{\phi}\\ \ddot{\theta}\\ \ddot{\psi}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{U_2-J_r\dot{\theta}\omega_r+(I_{yy}-I_{zz})\dot{\psi}\dot{\theta}}{I_{xx}}\\ \dfrac{U_3+J_r\dot{\phi}\omega_r+(I_{zz}-I_{xx})\dot{\psi}\dot{\phi}}{I_{yy}}\\ \dfrac{U_4+(I_{xx}-I_{yy})\dot{\theta}\dot{\phi}}{I_{zz}}\end{bmatrix}$$
$$U_2=Lb(\omega_4^2-\omega_2^2)$$
$$U_3=Lb(\omega_3^2-\omega_1^2)$$
$$U_4=d(\omega_1^2-\omega_2^2+\omega_3^2-\omega_4^2)$$
$$\omega_r=-\omega_1+\omega_2-\omega_3+\omega_4 \qquad (3)$$

www.SID.ir

Archive of SID

در آن U_2 گشتاور تعمیم‌یافته وارد به مرکز جرم کوادروتور حول محور $\hat{x}$ است که در واقع 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 به دست می‌آید. ω_r نیز جمع جبری سرعت دورانی چهار موتور است. پارامتر J_r ممان اینرسی روتور و پارامترهای I_{xx}، I_{yy} 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 روابط (3,2) نشان می‌دهد، کوادروتور یک سیستم چند ورودی- چند خروجی با شش درجه آزادی و چهار ورودی کنترلی (یک نیرو (U_1) و سه گشتاور (U_4, U_3, U_2) در مختصات تعمیم‌یافته) است. در نتیجه کوادروتور یک سیستم زیرتحریک است و می‌تواند مسیر مطلوب در چهار درجه آزادی را به صورت مستقل دنبال کند. در این پژوهش سه درجه‌آزادی انتقالی (X, Y, Z) و چرخش یاو (ψ) به عنوان چهار درجه آزادی مستقل برای طراحی مسیر حرکت و کنترل کوادروتور مد نظر قرار گرفته‌اند. ساختار زیرسیستم دینامیک بدنه کوادروتور در شکل 2 نشان داده شده است.

2-2- دینامیک موتورها

در این پژوهش محرکه‌های کوادروتور، موتور الکتریکی جریان مستقیم جاروبک‌دار در نظر گرفته شده است. فرض شده است که موتورها مستقیم و بدون استفاده از گیربکس به پروانه‌ها متصل شده‌اند و در شرایط ایده‌آل کار می‌کنند. با صرفه نظر از اثر القایی سیم‌پیچ به دلیل مقدار ناچیز آن، دینامیک موتور با معادله مرتبه اول (4) تقریب زده شده است [22].

$$\dot{\omega}_m = -\frac{d}{\eta J_r}\omega_m^2 - \frac{K_{tm}K_{em}}{R_m J_r}\omega_m + \frac{K_{tm}}{R_m J_r}V_a \quad (4)$$

در آن K_{tm} ثابت گشتاور موتور، K_{em} ثابت الکتریکی موتور، R_m مقاومت سیم‌پیچ داخلی موتور، η ضریب بازدهی موتور، ω_m سرعت دورانی روتور و V_a ولتاژ اعمال‌شده به سیم‌پیچ موتور است. مشخصات مفروض موتور براساس داده‌های یک نمونه تجاری تعیین شده‌اند که در آن ولتاژ نامی موتور 12 ولت و سرعت نامی آن 419 رادیان بر ثانیه (معادل 4000 دور بر دقیقه) است. با فرض عملکرد موتور در ناحیه خطی، کنترل سرعت حلقه باز رابطه (5) برای محاسبه ولتاژ مطلوب به کار گرفته شده است که در عمل ولتاژ به دست آمده از طریق واحد تغذیه و درایور به موتور اعمال می‌شود.

$$V_a^d = K_{em}\omega_m^d \quad (5)$$

برای تطابق با شرایط واقعی کارکرد موتورها و اعمال اثر اشباع محرکه‌ها در شبیه‌سازی با استفاده از تابع اشباع ولتاژ ورودی موتور در بازه $[0,12]$ ولت

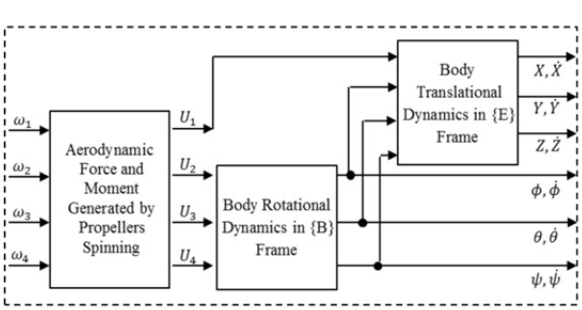

Fig. 2 Structure of the quadrotor's body dynamics sub-system

شکل 2 ساختار زیرسیستم دینامیک بدنه کوادروتور

و سرعت خروجی موتور در بازه $[0,419]$ رادیان برثانیه محدود شده است.

ساختار زیرسیستم دینامیک و کنترل دور موتورها در شکل 3 نشان داده شده است. جدول 1 مقادیر مفروض پارامترهای مدل دینامیکی کوادروتور را نشان می‌دهد.

3- طراحی کنترل‌کننده

در این پژوهش ساختار کنترل حلقه بسته کوادروتور مطابق شکل 4 طراحی شده است که در آن مسیر طراحی شده برای حرکت در چهار درجه آزادی به عنوان ورودی مرجع به کنترل‌کننده وارد می‌شود؛ کنترل‌کننده بر مبنای قانون کنترل طراحی شده، دستورهای کنترلی (سرعت مطلوب موتورها) را تولید می‌کند.

دستورهای کنترل سرعت به واحد دینامیک و کنترل سرعت موتورها اعمال شده و پاسخ دینامیکی موتورها به عنوان ورودی سرعت به دینامیک بدنه کوادروتور اعمال می‌شود.

3-1- تحلیل سینماتیک معکوس

در ساختار دینامیکی زیرتحریک کوادروتور، حرکت انتقالی در امتداد محورهای طولی و عرضی (X, Y) و مانورهای چرخشی رول و پیچ (ϕ, θ) با تحریک‌های مشترکی (U_2, U_3) ایجاد می‌شوند. در واقع نیروی حرکت انتقالی در امتداد محورهای طولی و عرضی در اثر چرخش حول محورهای رول و پیچ

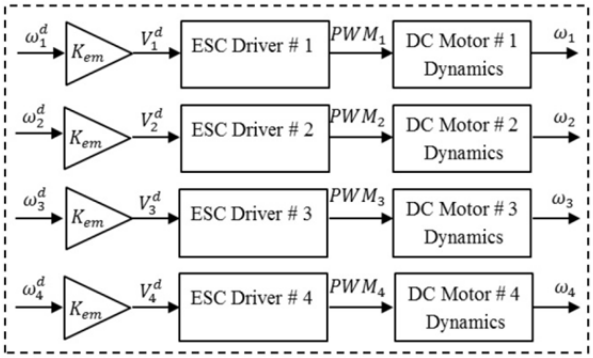

Fig. 3 Structure of the motor dynamics and control sub-system

شکل 3 ساختار زیرسیستم دینامیک و کنترل سرعت موتور

جدول 1 مقادیر مفروض پارامترهای مدل دینامیکی کوادروتور

Table 1 The assigned values of quadrotor's dynamic model parameters

نماد	نام	مقدار	واحد
I_{xx}	ممان اینرسی کوادروتور حول محور $\hat{x}$	0.007	kgm^2
I_{yy}	ممان اینرسی کوادروتور حول محور $\hat{y}$	0.007	kgm^2
I_{zz}	ممان اینرسی کوادروتور حول محور $\hat{z}$	0.012	kgm^2
L	طول بازوی کوادروتور	0.17	m
m	جرم کوادروتور	0.68	kg
g	شتاب گرانش	9.81	m/s^2
b	ثابت تراست	4.13e-5	Ns^2
d	ثابت درگ	8.5e-7	Nms^2
J_r	ممان اینرسی روتور	6.5e-5	kgm^2
K_{tm}	ثابت گشتاور موتور	0.025	Nm/A
K_{em}	ثابت الکتریکی موتور	0.025	Vs/Rad
R_m	مقاومت سیم‌پیچ موتور	0.1	Ω
η	ضریب بازدهی موتور	1	-

www.SID.ir

Archive of SID

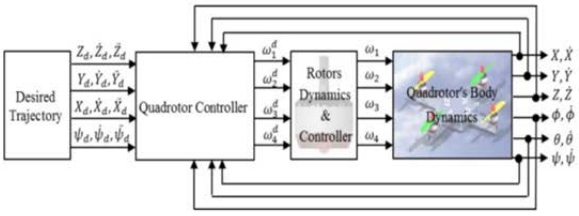

Fig. 4 Closed-Loop control system of quadrotor

شکل 4 سیستم کنترل حلقه بسته کوادروتور

به وجود می‌آید؛ بنابراین نیاز است تا مسأله سینماتیک معکوس در زیرسیستم زیرتحریک کوادروتور حل شده و رابطه صریحی بین نیروهای مورد نیاز در حرکت انتقالی و زاویه مطلوب چرخش رول و پیچ به دست بیاید.

در این پژوهش مقدار مطلوب چرخش رول (ϕ_d) و پیچ (θ_d) براساس نیروهای مورد نیاز در حرکت انتقالی طولی (U_y^d) و عرضی (U_x^d) در رابطه (6) به صورت تحلیلی و صریح به دست آمده‌اند. برای حفظ آرگمان توابع معکوس سینوس در محدوده [1,1-] باید از تابع اشباع استفاده کرد.

$$\begin{Bmatrix} U_y^d = \left(C_{\phi_d} S_{\theta_d} S_\psi - S_{\phi_d} C_\psi\right) U_1^d \\ U_x^d = \left(C_{\phi_d} S_{\theta_d} C_\psi + S_{\phi_d} S_\psi\right) U_1^d \end{Bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} S_\psi & -C_\psi \\ C_\psi & S_\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{\phi_d} S_{\theta_d} \\ S_{\phi_d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_y^d}{U_1^d} \\ \frac{U_x^d}{U_1^d} \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} C_{\phi_d} S_{\theta_d} \\ S_{\phi_d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_\psi U_y^d + C_\psi U_x^d}{U_1^d} \\ \frac{-C_\psi U_y^d + S_\psi U_x^d}{U_1^d} \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{Bmatrix} \phi_d \\ \theta_d \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} \arcsin\left(\frac{-C_\psi U_y^d + S_\psi U_x^d}{U_1^d}\right) \\ \arcsin\left(\frac{S_\psi U_y^d + C_\psi U_x^d}{C_{\phi_d} U_1^d}\right) \end{bmatrix} \quad (6)$$

3-2- ساختار زیرسیستم کنترل‌کننده

دینامیک حرکت دورانی رول و پیچ، دینامیک داخلی حرکت انتقالی جانبی کوادروتور محسوب می‌شوند. در نتیجه در اغلب موارد از الگوی کنترل حلقه داخلی- بیرونی برای کنترل حرکت انتقالی جانبی کوادروتور استفاده می‌شود. در این الگو حلقه‌های داخلی و بیرونی با بازخورد مجزا و مستقل کنترل می‌شوند در حالی که خروجی حلقه اول تعیین‌کننده ورودی مطلوب حلقه دوم است.

برای کنترل ارتفاع و چرخش یاو در کوادروتور از الگوی کنترل حلقه بسته ساده استفاده می‌شود. با وجود این‌که کوادروتور سیستم دینامیکی زیرتحریک دارد، نیازمند شش کنترل‌کننده مستقل برای ردیابی مسیر در چهار درجه آزادی و تنظیم پیوسته دو زاویه چرخش است. قانون کنترل هر شش کنترل‌کننده شامل دو بخش اصلی است: یک بخش خطی‌ساز ($FL.$) که برای جبران اثر عبارت‌های غیرخطی معادلات دینامیکی در نظر گرفته شده و یک بخش وابسته به خطا ($\nu.$) که برای تحقق ردیابی دقیق مسیر در قانون کنترل لحاظ شده است. قانون کنترل پیشنهادی در رابطه (7) بیان شده است.

$$\begin{aligned} U_y^d &= FL_y + m\nu_y; & Fl_y &= 0 \\ U_x^d &= FL_x + m\nu_x; & Fl_x &= 0 \\ U_1^d &= FL_z + \frac{m}{C_\phi C_\theta}\nu_z; & Fl_z &= \frac{m}{C_\phi C_\theta} g \\ U_2^d &= FL_\phi + I_{xx}\nu_\phi; & Fl_\phi &= \left(I_{zz} - I_{yy}\right)\dot\psi\dot\theta + J_r\dot\theta\omega_r \\ U_3^d &= FL_\theta + I_{yy}\nu_\theta; & FL_\theta &= (I_{xx} - I_{zz})\dot\psi\dot\phi - J_r\dot\phi\omega_r \\ U_4^d &= FL_\psi + I_{zz}\nu_\psi; & Fl_\psi &= (I_{yy} - I_{xx})\dot\theta\dot\phi \end{aligned} \quad (7)$$

پس از محاسبه نیرو و گشتاورهای مورد نیاز حرکت، دستور کنترل سرعت موتورها از رابطه (8) محاسبه می‌شود.

$$\begin{bmatrix} \omega_1^2 \\ \omega_2^2 \\ \omega_3^2 \\ \omega_4^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & b & b & b \\ 0 & -Lb & 0 & Lb \\ -Lb & 0 & Lb & 0 \\ d & -d & d & -d \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U_1^d \\ U_2^d \\ U_3^d \\ U_4^d \end{bmatrix} \quad (8)$$

در این پژوهش بخش وابسته به خطا در قانون کنترل یکبار براساس کنترل‌کننده سنتی PID و یک‌بار براساس کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری طراحی می‌شود. ساختار زیرسیستم کنترل‌کننده کوادروتور در شکل 5 نشان داده شده است.

3-3-کنترل‌کننده PID

با وجود توسعه چشمگیر نظریه‌های پیشرفته کنترل همچنان کنترل‌کننده سنتی PID رایج‌ترین شیوه کنترلی در پیاده‌سازی عملی و صنعتی است. قانون کنترل PID سنتی معمولا مطابق رابطه (9) معرفی می‌شود.

$$\nu. = K_p(e. + T_d\frac{de.}{dt} + \frac{1}{T_i}\int e.dt) \quad (9)$$

در آن K_p بهره تناسبی، $K_d = K_pT_d$ بهره مشتقی و $K_i = K_p/T_i$ بهره انتگرالی بوده و $e.$ معرف خطای ردیابی در درجه آزادی مورد نظر است. T_d و T_i نیز به ترتیب ثابت زمانی مشتق‌گیر و انتگرال‌گیر هستند. همواره در تنظیم بهره‌های کنترل‌کننده PID باید پایداری سیستم حلقه بسته و رفتار مناسب پاسخ مد نظر قرار بگیرد. برای تضمین پایداری، بهره‌ها باید به شیوه‌ای انتخاب شوند که همه ریشه‌های معادله مشخصه دینامیک حلقه بسته سیستم در حوزه فرکانس، مقادیر حقیقی منفی داشته باشند. رفتار ایده‌آل و مطلوب کنترل‌کننده PID در این پژوهش، داشتن پاسخی سریع، بدون بالازدگی و مقاوم در برابر اغتشاش‌های خارجی است. با این حال به دلیل تقابلی که در تنظیم بهره‌ها برای داشتن پاسخی سریع با داشتن پاسخی بدون بالازدگی و مقاوم وجود دارد، همواره تنظیم بهره‌ها با مصالحه انجام می‌شود. در پژوهش حاضر نیز بهره‌های کنترل‌کننده PID به روش سعی و خطا با شبیه‌سازی‌ها و مسیرهای متعدد به شکلی تنظیم شده‌اند که ضمن تضمین پایداری سیستم حلقه بسته، پاسخی سریع، بدون بالازدگی و تا حد امکان مقاوم داشته باشد.

3-4- کنترل‌کننده PID فازی مرتبه کسری

ساختار کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری در شکل 6 رسم

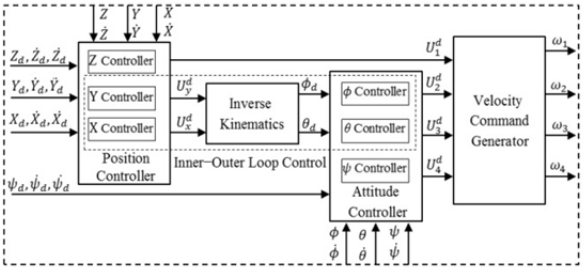

Fig. 5 Structure of qouadrotor's controller sub-system

شکل 5 ساختار زیرسیستم کنترل‌کننده کوادروتور

www.SID.ir

Archive of SID

شده است. در واقع کنترل‌کننده پیشنهادی متشکل از دو کنترل‌کننده PI و PD فازی مرتبه کسری با یک سیستم فازی مشترک است. هسته اصلی این کنترل‌کننده از یک کنترل‌کننده فازی منطقی تشکیل شده که در واقع یک سیستم فازی دو ورودی- تک خروجی از نوع ممدانی است.

ورودی‌های سیستم فازی نگاشت خطای ردیابی و مشتق مرتبه کسری آن در بازه [-1,1] هستند. K_e و K_d به ترتیب بهره نگاشت خطای ردیابی و مشتق مرتبه کسری آن هستند. U خروجی سیستم فازی است که همواره در محدوده [-1,1] قرار می‌گیرد. توابع عضویت برای ورودی‌ها و خروجی به صورت توابع گوسی در هفت سطح فازی مطابق شکل 7 تعریف شده است. بر مبنای این تعریف قوانین فازی با 49 قانون مطابق جدول 2 تعیین شده‌اند. در این سیستم فازی موتور استنتاج مینیمم- ماکزیمم ممدانی و غیرفازی‌سازی میانگین مراکز به کار گرفته شده است. خروجی کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری از رابطه (10) محاسبه می‌شود.

$$\nu. = \alpha \mathrm{U} + \beta D_{0,t}^{-\lambda}(U) \qquad (10)$$

در آن عبارت $D_{0,t}^{-\lambda}(U)$ معرف انتگرال مرتبه کسری خروجی سیستم فازی، α و β بهره‌های تنظیم خروجی هستند. در این قانون کنترل عبارت αU عملکردی مشابه با یک کنترل‌کننده PD مرتبه کسری دارد، در حالی که عبارت $\beta D_{0,t}^{-\lambda}(U)$ مانند یک کنترل‌کننده PI مرتبه کسری عمل می‌کند. انتگرال مرتبه کسری تابع $U(t)$ از رابطه (11) به دست می‌آید.

$$D_{0,t}^{-\lambda}U(t) = \frac{1}{\Gamma(\lambda)}\int_0^t (t-\tau)^{\lambda-1}U(\tau)d\tau \qquad (11)$$

در آن λ مرتبه انتگرال‌گیر و عبارت $\Gamma(\cdot)$ معرف تابع گاماست. مشتق مرتبه کسری تابع $U(t)$ بر اساس تعریف کاپوتو از رابطه (12) محاسبه می‌شود.

$${}_0^C D_t^{\mu}U(t) = \frac{1}{\Gamma(a-\mu)}\int_0^t (t-\tau)^{a-\mu-1}U^{(a)}(\tau)d\tau \qquad (12)$$

در آن، μ مرتبه مشتق‌گیر و a کوچک‌ترین عدد صحیح بزرگ‌تر از μ ($a-1<\mu<a$) است. تا به امروز ابزارهای متعددی برای محاسبه عددی مشتق و انتگرال مرتبه کسری معرفی شده است که مهم‌ترین آن‌ها عبارت از جعبه ابزار کرون[1] [23]، جعبه ابزار نینتجر[2] [24] و جعبه ابزار فامکان[3] [25] است. در این پژوهش جعبه ابزار فامکان برای محاسبه مشتق و انتگرال مرتبه کسری در نرم‌افزار متلب استفاده شده است. با توجه به تأثیر چشمگیر عملکرد سیستم فازی در حفظ پایداری و ردیابی مناسب مسیر، قوانین فازی باید به دقت و براساس دانش فرد خبره از سیستم دینامیکی کوادروتور تنظیم گردد.

علاوه‌بر این اگرچه کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری شش متغیر برای تنظیم رفتار پاسخ کنترل‌کننده دارد و آزادی عمل بیشتری در اختیار قرار می‌دهد؛ با این حال تنظیم مناسب متغیرهای کنترل‌کننده

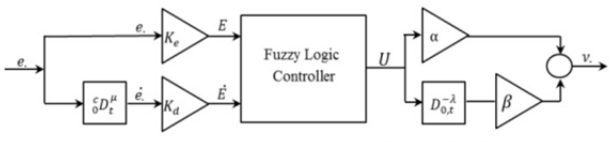

Fig. 6 Structure of the proposed fuzzy fractional-order PID controller

شکل 6 ساختار کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری

[1] CRONE toolbox
[2] NINTEGER toolbox
[3] FOMCON toolbox

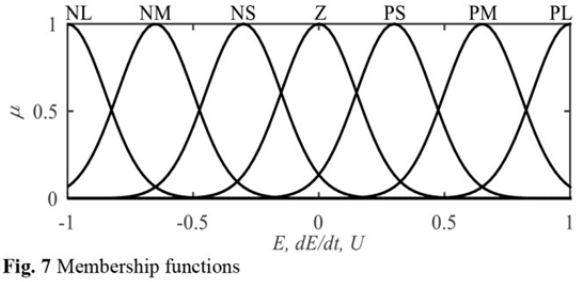

Fig. 7 Membership functions

شکل 7 توابع عضویت

جدول 2 مقدار فازی U براساس قوانین فازی

Table 2 Fuzzy value of U according to the fuzzy rules

				E.				
NL	NM	NS	Z	PS	PM	PL		
NL	NL	NL	NL	NM	NS	Z	NL	
NL	NL	NL	NM	NS	Z	PS	NM	
NL	NL	NM	NS	Z	PS	PM	NS	
NL	NM	NS	Z	PS	PM	PL	Z	*Ė.*
NM	NS	Z	PS	PM	PL	PL	PS	
NS	Z	PS	PM	PL	PL	PL	PM	
Z	PS	PM	PL	PL	PL	PL	PL	

PID فازی مرتبه کسری نسبت به کنترل‌کننده PID مشکل‌تر است.

4- شبیه‌سازی

برای مقایسه عملکرد کنترل‌کننده‌های طراحی شده در ردیابی مسیر مطلوب پرواز یک مانور هوایی هشت در نظر گرفته شده است. طراحی این مسیر در هر راستا شامل دو تابع متغیر با زمان در بازه‌های [0,30] ثانیه و [30,90] ثانیه است. هدف در بخش ابتدایی حرکت اوج‌گیری کوادروتور تا ارتفاع 3 متری با سرعت ثابت و حفظ ارتفاع خود به مدت 5 ثانیه است. کوادروتور در بخش ثانویه حرکت باید مسیر مانور هوایی هشت را دنبال کند که با توابع چندجمله‌ای درجه سوم و به روش حداقل مربعات خطا طراحی شده است.

مسیر مطلوب حرکت در رابطه (13) بیان شده که در آن $\tau = t - 30$ است. ضرایب توابع چند جمله‌ای مسیر در جدول 3 گزارش شده است. سرعت‌ها و شتاب‌های مطلوب حرکت در شبیه‌سازی‌ها براساس مشتق تحلیلی توابع مسیر حرکت محاسبه شده‌اند. بهره‌های کنترل‌کننده‌ها نیز براساس مقادیر گزارش شده در جدول 4 تنظیم شده‌اند.

$$X(t) = \begin{cases} 0 & 0 \le t \le 30 \\ a_3^x\tau^3 + a_2^x\tau^2 + a_1^x\tau + a_0^x & 30 \le t \le 90 \end{cases}$$
$$Y(t) = \begin{cases} 0 & 0 \le t \le 30 \\ a_3^y\tau^3 + a_2^y\tau^2 + a_1^y\tau + a_0^y & 30 \le t \le 90 \end{cases}$$
$$Z(t) = \begin{cases} 0.12t & 0 \le t \le 25 \\ 3 & 25 \le t \le 30 \\ 3 + 0.5\sin(\frac{\pi}{30}t) & 30 \le t \le 90 \end{cases}$$
$$\psi(t) = 0 \qquad 0 \le t \le 90 \qquad (13)$$

برای ارزیابی و مقایسه دقیق‌تر عملکرد ردیابی کنترل‌کننده‌ها دو شاخص بیشترین قدر مطلق خطا[4] و انتگرال قدر مطلق خطا[5] مطابق روابط (15,14) در نظر گرفته شده است. بیشترین قدر مطلق 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.

[4] Maximum Absolute Error (MAE)
[5] Integral of Absolute Error (IAE)

www.SID.ir

Archive of SID

$$\mathrm{MAE}(e.) = \max(|e.|) \quad (14)$$

$$\mathrm{IAE}(e.) = \int_0^t |e.|dt \quad (15)$$

عملکرد کنترل‌کننده‌های طراحی شده در ردیابی مسیر مطلوب حرکت یکباردر غیاب اغتشاش وزش باد و یکبار در حضور نیروی اغتشاشی وزش باد آزموده شده است. نیروی اغتشاش باد با تابع سینوسی $D_x = 0.3\sin(0.5t)$ در امتداد محور X شبیه‌سازی شده است [7].

عملکرد ردیابی مسیر مانور هوایی هشت با کنترل‌کننده‌های طراحی شده در غیاب نیروی اغتشاشی باد در شکل 8 نشان داده شده است. با وجود این‌که هر دو کنترل‌کننده در ابتدا انحراف قابل توجهی از مسیر مطلوب حرکت داشته‌اند، کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری به خوبی توانسته مسیر مطلوب حرکت را دنبال کند. در صورتی که کنترل‌کننده PID با این‌که انحراف اولیه کمتری از مسیر مطلوب حرکت داشته، نتوانسته در ادامه مسیر عملکرد ردیابی را در حد قابل قبولی بهبود ببخشد. برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده‌ها، خطای ردیابی مسیر در درجه‌های آزادی انتقالی و دورانی به ترتیب در شکل‌های 9 و 10 نشان داده شده‌اند.

علاوه‌بر این در یک سنجش دقیق‌تر کیفیت ردیابی مسیر توسط کنترل‌کننده‌ها براساس دو شاخص بیشترین قدر مطلق خطا و انتگرال قدر مطلق خطا برای هر شش درجه آزادی کوادروتور در جدول 5 گزارش شده است. نتایج برتر با رنگ آبی متمایز شده‌اند. براساس شاخص انتگرال قدر مطلق خطا، کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری در ردیابی حرکت انتقالی بهبود چشمگیری نسبت به کنترل‌کننده PID داشته است. در واقع کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری انحراف کمتری نسبت به کنترل‌کننده PID در سراسر مسیر حرکت داشته است؛ اگرچه براساس شاخص بیشترین قدر مطلق خطا، در راستای X عملکرد ضعیف‌تری داشته است.

همچنین کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری براساس هر دو شاخص عملکرد بهتری در حفظ چرخش یاو داشته است. از طرف دیگر کنترل‌کننده PID عملکرد بهتری در دینامیک حلقه داخلی و تنظیم زوایای رول و پیچ داشته است. البته باید توجه کرد که عملکرد کنترل‌کننده‌ها در تنظیم زوایای چرخش رول و پیچ متأثر از عملکرد کنترل‌کننده‌های حرکت انتقالی در راستای X و Y است.

در واقع کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری برای ردیابی مسیر حرکت انتقالی در راستای X و Y، دستور چرخش‌های سریع و با دامنه بالا برای حلقه داخلی تظیم زوایای رول و پیچ (ϕ_d و θ_d) تولید می‌کند. از

جدول 3 ضرایب توابع چند جمله‌ای مانور هشت

Table 3 Coefficients of the eight maneuver polynomials

a_3	a_2	a_1	a_0	جهت
0.0014142135	-0.0636396103	0.6363961030	2.7e-14	X
-1.0105e-17	-0.0070882292	0.2126468767	-3.43228e-4	Y

جدول 4 بهره‌های کنترل‌کننده‌ها

Table 4 Controllers' Gains

درجه آزادی	کنترل‌کننده PID فازی مرتبه کسری								کنترل‌کننده PID		
	λ	β	α	μ	K_d	K_e	K_d	K_i	K_p
X	0.8	0.1	80	0.8	2.5	0.8	40	5	80
Y	0.8	0.1	100	0.8	2	0.8	40	5	80
Z	0.5	20	15	1.5	0.9	2.5	4	1	5
ϕ	0.9	2	5	1.5	0.9	3	50	10	100
θ	0.9	4	10	1.5	1	3.2	50	10	100
ψ	0.5	1.1	15	1.5	0.9	3	50	5	100

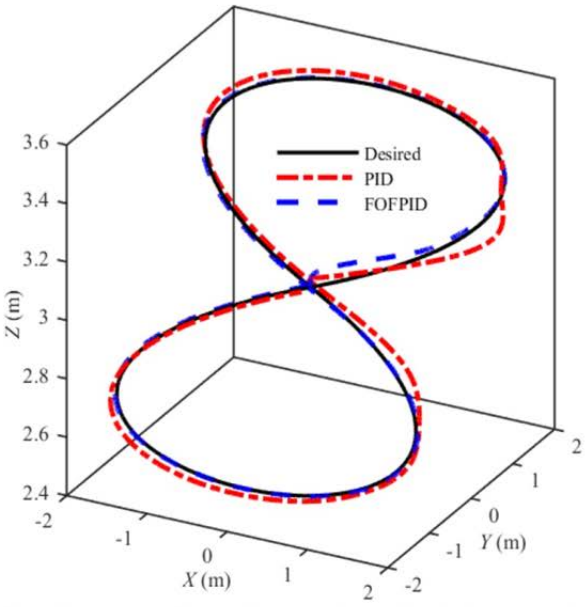

Fig. 8 Trajectory tracking performance of controllers in the absence of wind disturbance

شکل 8 عملکرد ردیابی مسیر کنترل‌کننده‌ها در غیاب اغتشاش باد

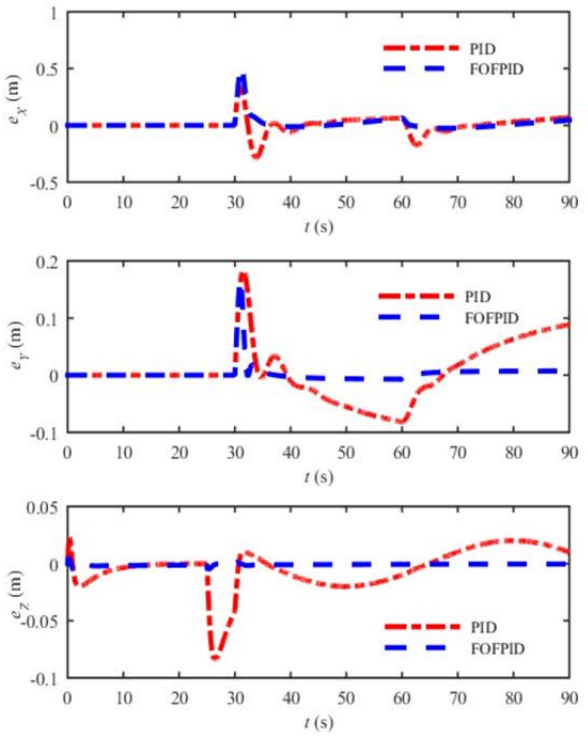

Fig. 9 Translational trajectory tracking errors in the absence of wind disturbance

شکل 9 خطای ردیابی مسیر حرکت انتقالی در غیاب اغتشاش باد

آن‌جا که در شبیه‌سازی دینامیکی سیستم کوادروتور دینامیک موتورها شبیه‌سازی شده و اشباع محرکه‌ها (سرعت چرخش موتورها) لحاظ شده است؛ سیستم کنترل چرخش رول و پیچ کوادروتور به دلیل محدودیت سرعت چرخش موتورها نمی‌تواند پاسخ سریع و دلخواه کنترل‌کننده را تأمین کند. در نتیجه در ابتدای حرکت علاوه‌بر افزایش چشمگیر شاخص بیشترین قدر مطلق خطا در زوایای رول و پیچ، انحراف بیشتری را در راستای X رقم

www.SID.ir

Archive of SID

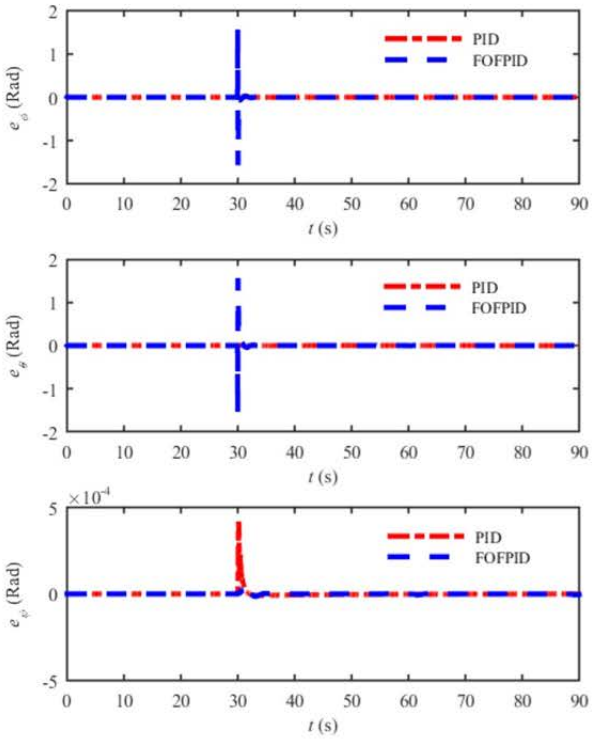

Fig. 10 Rotational trajectory tracking errors in the absence of wind disturbance

شکل 10 خطای ردیابی مسیر حرکت دورانی در غیاب اغتشاش باد

جدول 5 شاخص‌های MAE و IAE عملکرد کنترل‌کننده‌ها در غیاب اغتشاش باد

Table 5 Controllers performance in term of MAE and IAE in the absence of wind disturbance

درجه آزادی	کنترل‌کننده PID فازی مرتبه کسری		کنترل‌کننده PID	
	IAE	MAE	IAE	MAE
X	2.0577	0.5242 (m)	3.4202	0.3380 (m)
Y	0.5245	0.1693 (m)	3.0380	0.1830 (m)
Z	0.0981	0.0072 (m)	1.2176	0.0838 (m)
ϕ	0.0787	1.5709 (Rad)	0.0069	0.0017 (Rad)
θ	0.1727	1.5709 (Rad)	0.0509	0.0454 (Rad)
ψ	1.20e-4	6.19e-5 (Rad)	3.41e-4	4.17e-4 (Rad)

زده است. در ادامه عملکرد ردیابی مسیر مانور هوایی هشت با کنترل‌کننده‌های طراحی شده در حضور نیروی اغتشاشی باد در شکل 11 نشان داده شده است. خطای ردیابی مسیر در درجه‌های آزادی انتقالی و دورانی به ترتیب در شکل‌های 12 و 13 نشان داده شده‌اند.

اگرچه هر دو کنترل‌کننده تحت تأثیر نیروی اغتشاشی باد از مسیر مطلوب حرکت منحرف شده‌اند؛ کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری مقاومت بیشتری در مقابل نیروی اغتشاش داشته و کمتر از مسیر مطلوب حرکت منحرف شده است. برتری عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری در ردیابی مسیر حرکت انتقالی به روشنی در شکل 12 نمایان شده است. علاوه‌بر این کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری در حفظ چرخش یاو موفق‌تر بوده است. با این حال مانند حالت پیشین کنترل‌کننده PID در تنظیم زاویه‌های چرخش رول و پیچ عملکرد بهتری داشته است. جزئیات عملکرد کنترل‌کننده‌ها در حضور اغتشاش باد براساس دو شاخص بیشترین قدر مطلق خطا و انتگرال قدر مطلق خطا در جدول 6 گزارش شده است. نتایج برتر با رنگ آبی متمایز شده‌اند. براساس هر دو شاخص کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری عملکرد برتری نسبت به کنترل‌کننده PID در کنترل چهار درجه آزادی مستقل مورد نظر داشته است.

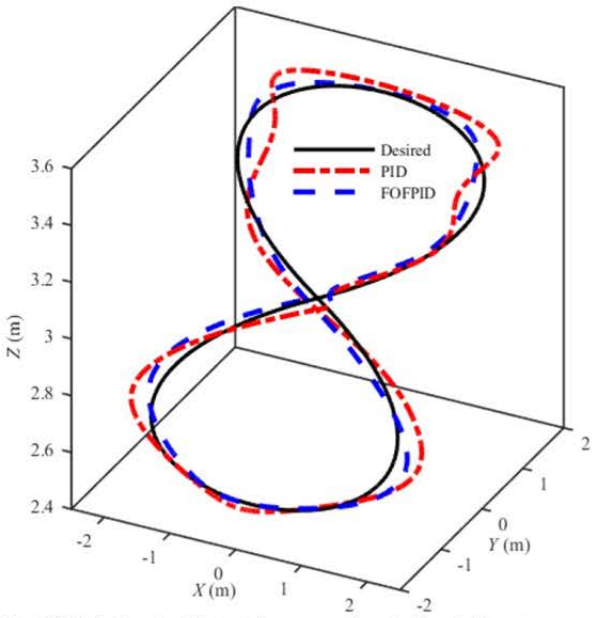

Fig. 11 Trajectory tracking performance of controllers in the presence of wind disturbance

شکل 11 عملکرد ردیابی مسیر کنترل‌کننده‌ها در حضور اغتشاش باد

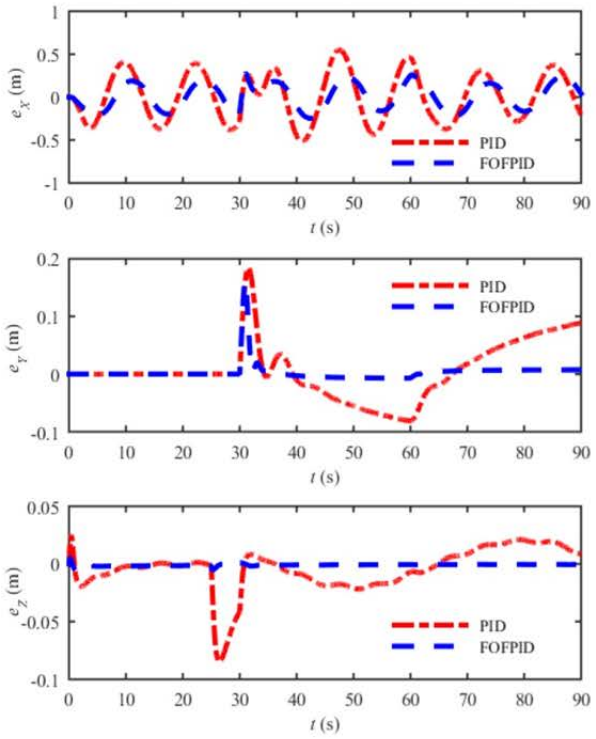

Fig. 12 Translational trajectory tracking errors in the presence of wind disturbance

شکل 12 خطای ردیابی مسیر حرکت انتقالی در حضور اغتشاش باد

www.SID.ir

Archive of SID

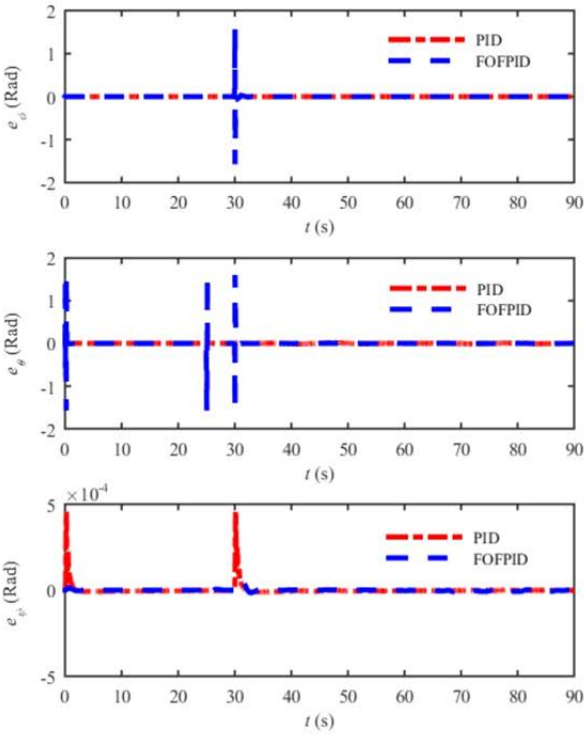

Fig. 13 Rotational trajectory tracking errors in the presence of wind disturbance

شکل 13 خطای ردیابی مسیر حرکت دورانی در حضور اغتشاش باد

جدول 6 شاخص‌های MAE و IAE عملکرد کنترل‌کننده‌ها در حضور اغتشاش باد

Table 6 Controllers performance in term of MAE and IAE in the absence of wind disturbance

کنترل‌کننده PID		کنترل‌کننده PID فازی مرتبه کسری		درجه آزادی
MAE	IAE	MAE	IAE	
0.5495 (m)	22.1160	0.2753 (m)	12.1287	X
0.1849 (m)	3.0418	0.1626 (m)	0.5254	Y
0.0850 (m)	1.2096	0.0072 (m)	0.0974	Z
0.0017 (Rad)	0.0071	1.5709 (Rad)	0.0726	ϕ
0.0453 (Rad)	0.3085	1.6029 (Rad)	0.2071	θ
4.60e-4 (Rad)	6.87e-4	6.03e-5 (Rad)	2.60e-4	ψ

5- نتیجه‌گیری

در این پژوهش یک کنترل‌کننده PID فازی مرتبه کسری برای دینامیک غیرخطی زیرتحریک کوادروتور طراحی شده و عملکرد آن در شبیه‌سازی کامپیوتری با کنترل‌کننده سنتی PID در حضور اغتشاش باد مقایسه شده است. نکته قابل توجه این است که کنترل‌کننده PID در حلقه داخلی تنظیم زوایای رول و پیچ بهتر از کنترل‌کننده پیشنهادی عمل می‌کند؛ با این حال در ردیابی مسیر حرکت انتقالی جانبی کوادروتور که وابسته به دینامیک زیرتحریک سیستم است، عملکرد ضعیف‌تری داشته است. در واقع در الگوی کنترل حلقه داخلی- بیرونی، پایداری حلقه داخلی برای پایداری حلقه بیرونی لازم است، اما ردیابی دقیق در حلقه داخلی تضمین کننده ردیابی دقیق در حلقه بیرونی نیست. رفتار الگوی کنترل حلقه داخلی- بیرونی برآیندی از عملکرد کنترل‌کننده‌ها در حلقه داخلی، حلقه بیرونی و ارتباط میان آن‌ها است.

اگرچه کنترل‌کننده PID فازی مرتبه کسری به دلیل اشباع محرکه‌ها عملکرد ضعیف‌تری در حلقه داخلی تنظیم زوایا داشته است. با این حال برآیند عملکرد آن در الگوی کنترل حلقه داخلی- بیرونی مناسب‌تر بوده و توانسته عملکرد بهتری در ردیابی مسیر حرکت انتقالی جانبی کوادروتور فراهم کند. در مجموع کنترل‌کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری در کنترل دینامیک زیرتحریک حرکت انتقالی جانبی کوادروتور کارآمدتر بوده و با بهره‌های کنترلی ثابت توانسته است پاسخی سریع، بدون بالازدگی و در عین حال مقاوم در برابر اغتشاش باد برای سیستم دینامیکی کوادروتور فراهم کند. در صورتی که این هدف برای یک کنترل‌کننده PID سنتی با بهره‌های ثابت در سراسر مسیر ممکن نیست. در ادامه کار با توجه به این‌که تنظیم مداوم پارامترهای توابع عضویت در سیستم فازی می‌تواند عملکرد سیستم کنترل را در مقابله با عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری بهبود ببخشد، طراحی کنترل‌کننده تطبیقی PID فازی مرتبه کسری برای سیستم کوادروتور مد نظر قرار گرفته است.

6- فهرست علایم

NL	منفی بزرگ
NM	منفی متوسط
NS	منفی کوچک
PL	مثبت بزرگ
PM	مثبت متوسط
PS	مثبت کوچک
Z	صفر

7- مراجع

[1] K. P. Valavanis, G. J. Vachtsevanos, *Handbook of Unmanned Aerial Vehicles*, pp. 83-104, Netherlands: Springer, 2014.

[2] L. Wang, H. Jia, The trajectory tracking problem of quadrotor uav: global stability analysis and control design based on the cascade theory, *Asian Journal of Control*, Vol. 16, No. 2, pp. 574–588, 2014.

[3] J. Li, Y. Li, Dynamic analysis and pid control for a quadrotor, *Proccedings of IEEE International Conference of Mechatronics and Automation*, Beijing, China, August 7-10, 2011.

[4] M. Belkheiri, A. Rabhi, A. El Hajjaji, C. Pegard, Different linearization control techniques for a quadrotor system, *2nd International Conference on Communications, Computing and Control Applications*, Marseilles, France, December 6-8, 2012.

[5] H. Wang, X. Ye, Y. Tian, G. Zheng, et al, Model free–based terminal smc of quadrotor attitude and position, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 52, No. 5, pp. 2519-2528, 2016.

[6] H. Lu, C. Liu, M. Coombes, L. Guo, et al, Online optimisation-based backstepping control design with application to quadrotor, *IET Control Theory and Applications*, Vol. 10, No. 14, pp. 1601-1611, 2016.

[7] D. Ma, Y. Xia, T. Li, K. Chang, Active disturbance rejection and predictive control strategy for a quadrotor helicopter, *IET Control Theory and Applications*, Vol. 10, No. 17, pp. 2213-2222, 2016.

[8] S. Islam, P. X. Liu, A. El Saddik, Robust control of four-rotor unmanned aerial vehicle with disturbance uncertainty, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 3, pp. 1563-1571, 2015.

[9] Z. T. Dydek, A. M. Annaswamy, E. Lavretsky, Adaptive control of quadrotor uavs: a design trade study with flight evaluations, *IEEE Transactions on control systems technology*, Vol. 21, No. 4, pp. 1400-1406, 2013.

[10] B. Zhao, B. Xian, Y. Zhang, X. Zhang, Nonlinear robust adaptive tracking control of a quadrotor uav via immersion and invariance methodology, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 5, pp. 2891-2902, 2015.

[11] A. Mottahedi, A. Akbarzadeh Kalat, Adaptive robust sliding mode control of quadrotor in the presence of wind disturbance, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 12, pp. 95-102, 2016. (in Persian فارسی)

[12] A. Roza, M. Maggiore, A class of position controllers for underactuated vtol vehicles, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 59, No. 9, pp. 2580–2585, 2014.

[13] M. D. Hua, T. Hamel, P. Morin, C. Samson, Introduction to feedback control of underactuated vtol vehicles: a review of basic control design ideas and principles, *IEEE Control Systems*, Vol. 33, No. 1, pp. 61–75, 2013.

www.SID.ir

Archive of SID

[14] V. Tikani, H. Shahbazi, Design and implementation of attitude pid controller with fuzzy system to adjust the controller gain values for quadrotor, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 9, pp. 19-28, 2016. (in Persian فارسی)

[15] E. Kayacan, R. Maslim, Type-2 fuzzy logic trajectory tracking control of quadrotor vtol aircraft with elliptic membership functions, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 22, No. 1, pp. 339-348, 2017.

[16] F. Parivash, A. Ghasemi, Trajectory tracking control for a quadrotor using fuzzy pid control scheme, *IEEE 4th International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation*, Tehran, Iran, December 22, 2017.

[17] R. Naldi, M. Furci, R. G. Sanfelice, L. Marconi, Robust global trajectory tracking for underactuated vtol aerial vehicles using inner-outer loop control paradigms, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 62, No. 1, pp. 97-112, 2017.

[18] N. Cao, A. F. Lynch, Inner–outer loop control for quadrotor uavs with input and state constraints, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 24, No. 5, pp. 1797-1804, 2016.

[19] C. Izaguirre-Espinosa, A. J. Muñoz-Vázquez, A. Sánchez-Orta, V. Parra-Vega, et al, Fractional attitude-reactive control for robust quadrotor position stabilization without resolving underactuation, *Control Engineering Practice*, Vol. 53, No. 1, pp. 47-56, 2016.

[20] H. Delavari, A. Azizkhani, P. Shiuooei, Design and practical implementation of a fractional order pid controller for a single flexible-link robot, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 17, No. 10, pp. 411-419, 2017. (in Persian فارسی)

[21] R. Sharma, K. P. S. Rana, V. Kumar, Performance analysis of fractional order fuzzy pid controllers applied to a robotic manipulator, *Expert Systems with Applications*, Vol. 41, No. 9, pp. 4274-4289, 2014.

[22] A. A. Mian, W. Daobo, Modeling and backstepping-based nonlinear control strategy for a 6 dof quadrotor helicopter, *Aeronautics*, Vol. 21, No. 3, pp. 261-268, 2008.

[23] A. Oustaloup, P. Melchior, P. Lanusse, O. Cois, et al, The crone toolbox for matlab, *IEEE International Symposium on Computer-Aided Control System Design*, Anchorage, USA, September 25-27, 2000.

[24] D. Vlerio, J. S. Costa, Ninteger a non-integer control toolbox for matlab, *the 1st IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications*, Bordeaux, France, July 19-21, 2004.

[25] A. Tepljakov, E. Petlenkov, J. Belikov, Fomcon: A matlab toolbox for fractional-order system identification and control, *Microelectronics and Computer Science*, Vol. 2, No. 2, pp. 51-62, 2011.

www.SID.ir