



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

فرهاد پریوش¹، علی قاسمی^{2*}

1- کارشناسی ارشد، 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

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 زیرتحرک 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 زیرتحرک کوادروتور نیازمند پاسخی سریع، بدون بالا زدگی و با کمترین خطای حالت دائم است. در این مقاله با بهره‌گیری از سیستم‌های فازی و مرتبه کسری، کنترل‌کننده تناسبی-انتهالی-مشتقی فازی مرتبه کسری برای هدایت سیستم کوادروتور به منظور بهبود سرعت پاسخ‌گویی، دقت ردیابی و مقاومت سیستم کنترل نسبت به کنترل‌کننده سنتی تناسبی-انتهالی-مشتقی طراحی شده است. ساختار کنترل‌کننده زیرسیستم دینامیکی زیرتحرک 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.

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-انتهالی-مشتقی

سیستم‌های فازی

محاسبات مرتبه کسری

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

Farhad Parivash¹, 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 of 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 (FOFPI) 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 FOFPI controller has successfully improved performance of the quadrotor system.

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 پایداری و کنترل حرکت آن مسأله چالش‌برانگیزی باشد [2]. تاکنون فعالیت‌های پژوهشی متعددی در زمینه طراحی، شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی کنترل کننده کوادروتور صورت پذیرفته است. کنترل کننده سنتی تناسبی- انتگرالی- مشتقی¹ [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 کنترل کننده دشوارتر است.

در همین راستا کنترل کننده‌های پیشرفته‌تری چون روش مدل لغزشی [5]، روش پس‌گام [6]، روش پیش‌بین [7]، روش مقاوم [8]، روش تطبیقی [9] و روش‌های ترکیبی [10، 11] برای سیستم کوادروتور طراحی شده است. با وجود این‌که این کنترل کننده‌ها عملکرد بسیار خوبی در شبیه‌سازی‌های عددی نشان داده‌اند، ولی چندان مناسب پیاده‌سازی عملی در واحد کنترل کننده روی برد کوادروتو نیستند، چرا که محاسبه قانون کنترل آن‌ها پیچیده و زمان‌بر است. علاوه بر این حتی در پیاده‌سازی‌های عملی ثابت و از راه دور واحد کنترل کننده 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 کاربردهای دور برد و خودمختار کوادروتور رایج‌ترین کنترل کننده روی برد، کنترل کننده سنتی PID است. تنظیم بهینه بهره‌ها در کنترل کننده 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 کنترل کننده PID به کار گرفته شده است که از این جمله می‌توان روش فازی و روش مرتبه کسری را نام برد. در [14] از دو سیستم فازی ممدانی با مجموع 98 قانون فازی برای تنظیم مداوم بهره‌های کنترل کننده PID در پایداری کننده 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 کنترل کننده 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 کنترل کننده 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 کنترل کننده فازی PID عملکرد بهتری نسبت به کنترل کننده PID به لحاظ بهبود سرعت پاسخ، حذف بالازدگی و حذف نویز دارد، اما به لحاظ مقاومت در برابر اغتشاش‌های خارجی تفاوت چشمگیری در عملکرد کنترل کننده‌های فازی PID و PID سنتی در کنترل حرکت انتقالی جانبی کوادروتور دیده نمی‌شود. در واقع کنترل مقاوم حرکت انتقالی جانبی کوادروتور در گرو پایداری و کنترل مناسب زیرسیستم دینامیکی زیرتحریک کوادروتور است. در اغلب موارد برای کنترل زیرسیستم دینامیکی زیرتحریک کوادروتور از الگوی کنترل حلقه داخلی- بیرونی² 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 کنترل کننده‌ها 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 پایداری 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 قرار گرفته است. در [20] کنترل کننده PID مرتبه کسری برای یک بازوی مکانیکی یک درجه آزادی صفحه‌ای با اهرم انعطاف‌پذیر طراحی و پیاده‌سازی شده است که نشان می‌دهد کنترل کننده PID مرتبه کسری در برابر عدم قطعیت‌های ساختاری مدل و اغتشاش‌های خارجی مقاوم است. در [21] نیز یک کنترل کننده 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. کنترل کننده 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. علاوه بر این پارامترهای قابل تنظیم بیشتری دارد که آزادی عمل بیشتری را برای تنظیم ویژگی‌های پاسخ کنترل کننده در اختیار قرار می‌دهد. به همین دلیل استفاده از محاسبات مرتبه کسری در طراحی پیشین کنترل کننده فازی PID نویسندگان با هدف بهبود مقاومت سیستم در برابر اغتشاش‌های خارجی مورد توجه قرار گرفته است.

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

² Inner-outer loop control paradigm¹ Proportional-Integral-Derivative (PID)

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. مبدأ دستگاه مختصات اینرسی در نقطه $O = [0, 0, 0]^T$ واقع شده و جهت‌گیری آن معرف امتداد سه بعد در فضا است.

مبدأ 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 $\{E\}$ براساس بردار زوایای اوپلر $\theta = [\phi, \theta, \psi]^T$ 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 $P = [X, Y, Z]^T$ و دینامیک حرکت دورانی آن در دستگاه محلی $\{B\}$ و بر بردار دوران $\theta = [\phi, \theta, \psi]^T$ 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].

$$\begin{aligned} T &= b\omega^2 \\ Q &= d\omega^2 \end{aligned} \quad (1)$$

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 C و S 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.

$$\begin{bmatrix} \ddot{X} \\ \ddot{Y} \\ \ddot{Z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(C_\phi S_\theta C_\psi + S_\phi S_\psi)U_1}{m} \\ \frac{(C_\phi S_\theta S_\psi - S_\phi C_\psi)U_1}{m} \\ \frac{(C_\phi C_\theta)U_1}{m} - g \end{bmatrix} \quad (2)$$

$U_1 = b(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2)$ پارامترهای m و g نیز به ترتیب معرف جرم کوادروتور و شتاب گرانش هستند. با توجه به این که 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 ژيروسکوپی 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].

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

$$\begin{aligned} U_2 &= Lb(\omega_4^2 - \omega_2^2) \\ U_3 &= Lb(\omega_3^2 - \omega_1^2) \\ U_4 &= d(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \\ \omega_r &= -\omega_1 + \omega_2 - \omega_3 + \omega_4 \end{aligned} \quad (3)$$

PID فازی مرتبه کسری از جمع دو کنترل کننده PI و PD فازی مرتبه کسری با سیستم فازی مشترک شکل گرفته است. کنترل کننده 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 کنترل کننده 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 مسئله بسیار مهمی است که در اغلب پژوهش‌ها 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 کنترل کننده بررسی شده است. علاوه بر این مسیر مطلوب حرکت با استفاده از روش حداقل مربعات خطا به شکل مانور هوایی هشت طراحی شده که در مقایسه با مسئله تنظیم [22,17,14,10,3]، ردیابی مسیرهای خطی [8,7,4]، بیضوی [16,7] یا دائمی سینوسی [17,11] برای کنترل کننده مسئله چالش برانگیزتری 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 کنترل کننده 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.

2-2 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

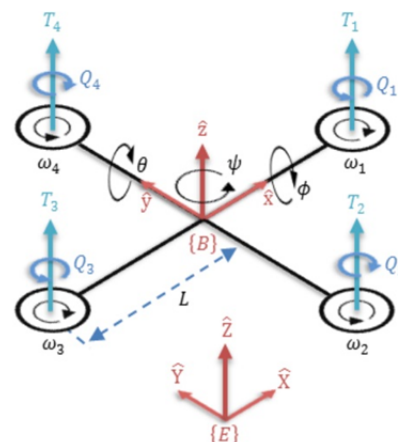


Fig. 1 Schematic view of the Quadrotor

شکل 1 نمای شماتیک کوادروتور

و سرعت خروجی موتور در بازه [0,419] رادیان بر ثانیه 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 کنترل کننده

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 کنترل کننده وارد می‌شود؛ کنترل کننده 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 زیرتحریر 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

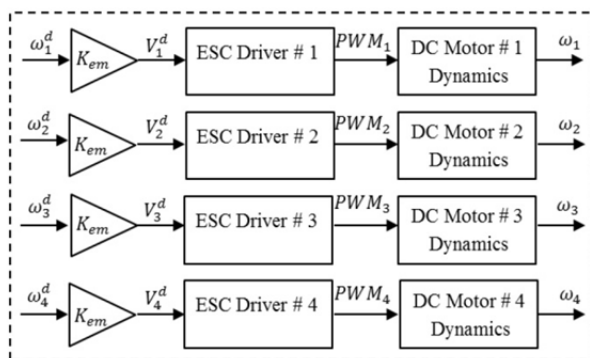


Fig. 3 Structure of the motor dynamics and control sub-system

شکل 3 ساختار زیرسیستم دینامیک و کنترل سرعت موتور

جدول 1 مقادیر مفروض پارامترهای مدل دینامیکی کوادروتور

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	4.13×10^{-5}	Ns^2
d	ثابت درگ	8.5×10^{-7}	Nms^2
J_r	ممان اینرسی روتور	6.5×10^{-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	-

در آن U_2 گشتاور تعمیم یافته 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 تعمیم یافته 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 تعمیم یافته 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. همان طور 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_2, U_3, U_4) در مختصات تعمیم یافته) است. در نتیجه کوادروتور یک سیستم زیرتحریر است و می‌تواند مسیر مطلوب در چهار درجه آزادی را به صورت مستقل دنبال کند. در این پژوهش سه درجه آزادی 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 اعمال شده 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

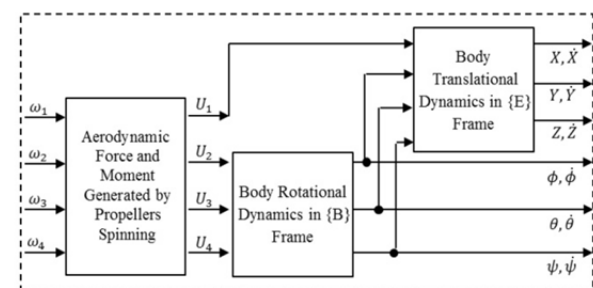


Fig. 2 Structure of the quadrotor's body dynamics sub-system

شکل 2 ساختار زیرسیستم دینامیک بدنه کوادروتور

$$\begin{aligned} U_1^d &= FL_z + \frac{m}{C_\phi C_\theta} v_z; & FL_z &= \frac{m}{C_\phi C_\theta} g \\ U_2^d &= FL_\phi + I_{xx} v_\phi; & FL_\phi &= (I_{zz} - I_{yy}) \dot{\psi} \dot{\phi} + J_r \dot{\theta} \omega_r \\ U_3^d &= FL_\theta + I_{yy} v_\theta; & FL_\theta &= (I_{xx} - I_{zz}) \dot{\psi} \dot{\theta} - J_r \dot{\phi} \omega_r \\ U_4^d &= FL_\psi + I_{zz} v_\psi; & FL_\psi &= (I_{yy} - I_{xx}) \dot{\theta} \dot{\phi} \end{aligned} \quad (7)$$

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

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

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

3-3- کنترل کننده PID

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

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

در آن K_p بهره تناسبی، $K_d = K_p T_d$ بهره مشتقی و $K_i = K_p / T_i$ بهره انتگرالی بوده و e معرف خطای ردیابی در درجه آزادی مورد نظر است. T_i و T_d نیز به ترتیب ثابت زمانی مشتق‌گیر و انتگرال‌گیر هستند. همواره در تنظیم بهره‌های کنترل کننده 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 کنترل کننده 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 کنترل کننده 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- کنترل کننده PID فازی مرتبه کسری

ساختار کنترل کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری در شکل 6 رسم

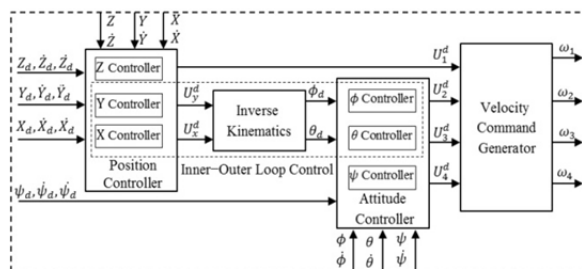


Fig. 5 Structure of quadrotor's controller sub-system

شکل 5 ساختار زیرسیستم کنترل کننده کوادروتور

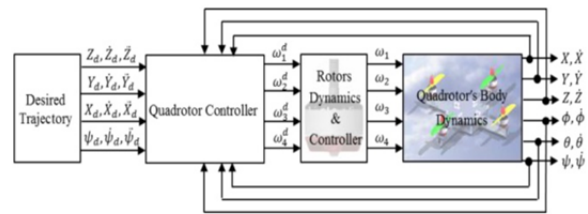


Fig. 4 Closed-Loop control system of quadrotor

شکل 4 سیستم کنترل حلقه بسته کوادروتور

به وجود می‌آید؛ بنابراین نیاز است تا مسأله سینماتیک معکوس در زیرسیستم زیرتحرک 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.

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

3-2- ساختار زیرسیستم کنترل کننده

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 تعیین کننده ورودی مطلوب حلقه دوم است.

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

$$\begin{aligned} U_y^d &= FL_y + mv_y; & FL_y &= 0 \\ U_x^d &= FL_x + mv_x; & FL_x &= 0 \end{aligned}$$

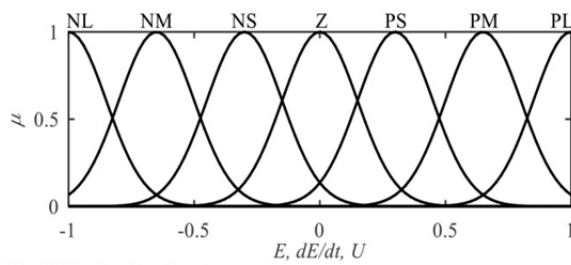


Fig. 7 Membership functions

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
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 کنترل کننده PID مشکل تر است.

4- شبیه سازی

برای مقایسه عملکرد کنترل کننده های 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 بازه های [0,30] ثانیه و [30,90] ثانیه است. هدف در بخش ابتدایی حرکت اوج گیری 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 چندجمله ای 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 جمله ای مسیر در جدول 3 گزارش شده است. سرعت ها و شتاب های مطلوب حرکت در شبیه سازی ها براساس مشتق تحلیلی توابع مسیر حرکت محاسبه شده اند. بهره های کنترل کننده ها نیز براساس مقادیر گزارش شده در جدول 4 تنظیم شده اند.

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

برای ارزیابی و مقایسه دقیق تر عملکرد ردیابی کنترل کننده ها دو شاخص بیشترین قدر مطلق خطا⁴ و انتگرال قدر مطلق خطا⁵ مطابق روابط (14,15) در نظر گرفته شده است. بیشترین قدر مطلق خطا شاخصی است که بیشترین میزان انحراف از مسیر مطلوب حرکت را در لحظه ای خاص نشان می دهد؛ حال آن که شاخص انتگرال قدر مطلق خطا کیفیت ردیابی را در تمام طول مسیر حرکت منعکس می کند.

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

ورودی های سیستم فازی نگاشت خطای ردیابی و مشتق مرتبه کسری آن در بازه $[-1,1]$ هستند. K_d و K_e به ترتیب بهره نگاشت خطای ردیابی و مشتق مرتبه کسری آن هستند. U خروجی سیستم فازی است که همواره در محدوده $[-1,1]$ قرار می گیرد. توابع عضویت برای ورودی ها 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 شده اند. در این سیستم فازی موتور استنتاج مینیمم- ماکزیمم مددانی و غیرفازی سازی میانگین مراکز به کار گرفته شده است. خروجی کنترل کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری از رابطه (10) محاسبه می شود.

$$v = \alpha U + \beta D_{0,t}^{-\lambda}(U) \quad (10)$$

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

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

در آن λ مرتبه انتگرال گیر و عبارت $\Gamma(\cdot)$ معرف تابع گاما است. مشتق مرتبه کسری تابع $U(t)$ بر اساس تعریف کاپوتو از رابطه (12) محاسبه می شود.

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

در آن، μ مرتبه مشتق گیر و a کوچک ترین عدد صحیح بزرگ تر از μ از $(a-1 < \mu < a)$ است. تا به امروز ابزارهای متعددی برای محاسبه عددی مشتق و انتگرال مرتبه کسری معرفی شده است که مهم ترین آن ها عبارت از جعبه ابزار کرو¹ [23]، جعبه ابزار نینتجر² [24] و جعبه ابزار فامکان³ [25] است. در این پژوهش جعبه ابزار فامکان برای محاسبه مشتق و انتگرال مرتبه کسری در نرم افزار 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.

علاوه بر این اگرچه کنترل کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری شش متغیر برای تنظیم رفتار پاسخ کنترل کننده دارد و آزادی عمل بیشتری در اختیار قرار می دهد؛ با این حال تنظیم مناسب متغیرهای کنترل کننده

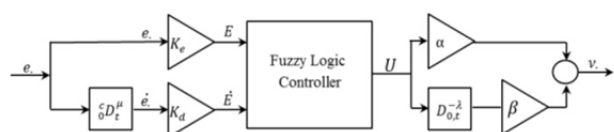


Fig. 6 Structure of the proposed fuzzy fractional-order PID controller

شکل 6 ساختار کنترل کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری

⁴ Maximum Absolute Error (MAE)

⁵ Integral of Absolute Error (IAE)

¹ CRONE toolbox

² NINTEGER toolbox

³ FOMCON toolbox

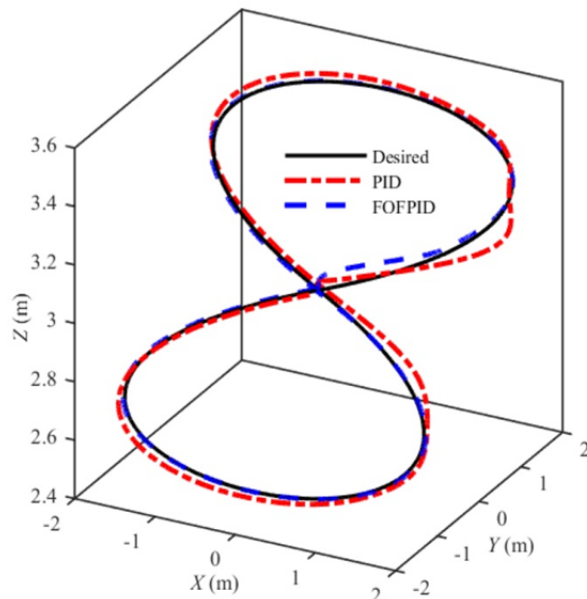


Fig. 8 Trajectory tracking performance of controllers in the absence of wind disturbance

شکل 8 عملکرد ردیابی مسیر کنترل کننده‌ها در غیاب اغتشاش باد

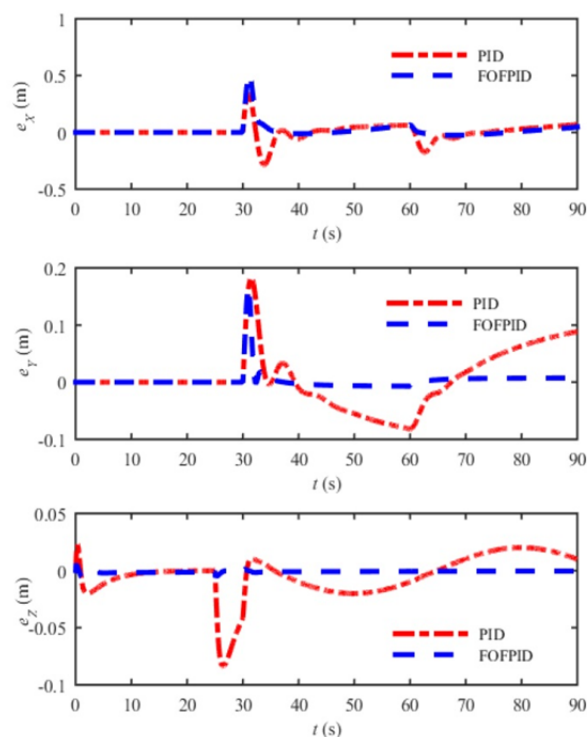


Fig. 9 Translational trajectory tracking errors in the absence of wind disturbance

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 کنترل کننده را تأمین کند. در نتیجه در ابتدای حرکت علاوه بر افزایش چشمگیر شاخص بیشترین قدر مطلق خطا در زوایای رول و پیچ، انحراف بیشتری را در راستای X رقم

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

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

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

علاوه بر این در یک سنجش دقیق‌تر کیفیت ردیابی مسیر توسط کنترل کننده‌ها 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، کنترل کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری در ردیابی حرکت انتقالی بهبود چشمگیری نسبت به کنترل کننده PID داشته است. در واقع کنترل کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری انحراف کمتری نسبت به کنترل کننده PID در سراسر مسیر حرکت داشته است؛ اگرچه براساس شاخص بیشترین قدر مطلق خطا، در راستای X عملکرد ضعیف‌تری داشته است.

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

در واقع کنترل کننده 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 تنظیم زوایای رول و پیچ (θ_d و ϕ_d) تولید می‌کند. از

جدول 3 ضرایب توابع چند جمله‌ای مانور هشت

Table 3 Coefficients of the eight maneuver polynomials

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

جدول 4 بهره‌های کنترل کننده‌ها

Table 4 Controllers' Gains

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

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 کنترل کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری عملکرد برتری نسبت به کنترل کننده PID در کنترل چهار درجه آزادی مستقل مورد نظر داشته است.

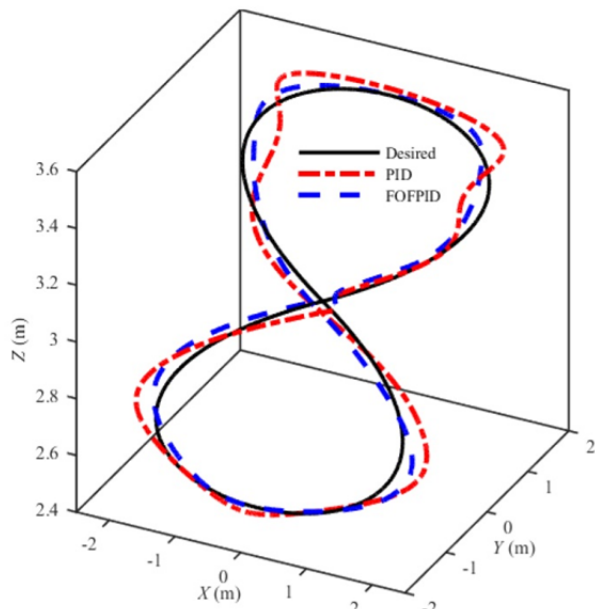


Fig. 11 Trajectory tracking performance of controllers in the presence of wind disturbance

شکل 11 عملکرد ردیابی مسیر کنترل کننده‌ها در حضور اغتشاش باد

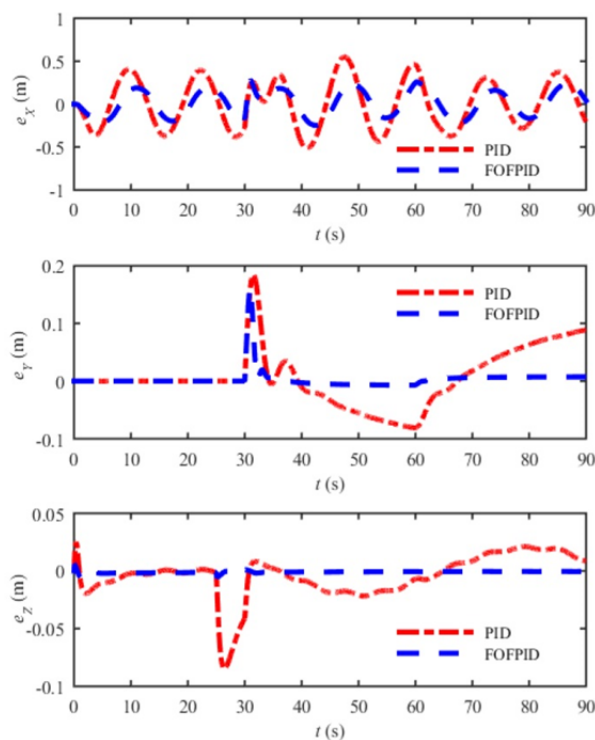


Fig. 12 Translational trajectory tracking errors in the presence of wind disturbance

شکل 12 خطای ردیابی مسیر حرکت انتقالی در حضور اغتشاش باد

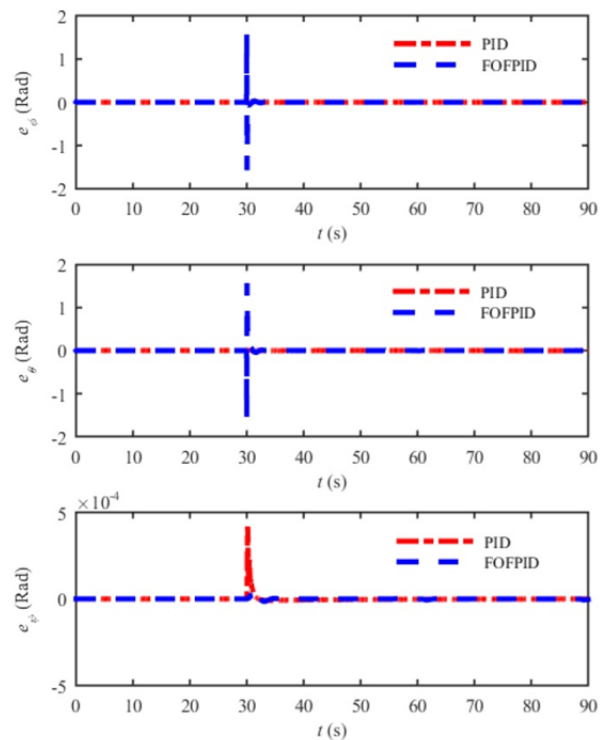


Fig. 10 Rotational trajectory tracking errors in the absence of wind disturbance

شکل 10 خطای ردیابی مسیر حرکت دورانی در غیاب اغتشاش باد

جدول 5 شاخص‌های MAE و IAE عملکرد کنترل کننده‌ها در غیاب اغتشاش باد

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

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

زده است. در ادامه عملکرد ردیابی مسیر مانور هوایی هشت با کنترل کننده‌های 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 کنترل کننده تحت تأثیر نیروی اغتشاشی باد از مسیر مطلوب حرکت منحرف شده‌اند؛ کنترل کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری مقاومت بیشتری در مقابل نیروی اغتشاش داشته و کمتر از مسیر مطلوب حرکت منحرف شده است. برتری عملکرد کنترل کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری در ردیابی مسیر حرکت انتقالی به روشنی در شکل 12 نمایان شده است. علاوه بر این کنترل کننده پیشنهادی PID فازی مرتبه کسری در حفظ چرخش یاو موفق‌تر بوده است. با این حال مانند حالت پیشین کنترل کننده PID در تنظیم زاویه‌های چرخش رول و پیچ عملکرد بهتری داشته است. جزئیات عملکرد کنترل کننده‌ها در حضور اغتشاش باد

اگرچه کنترل کننده 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 کنترل کننده 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 کنترل کننده PID سنتی با بهره‌های ثابت در سراسر مسیر ممکن نیست. در ادامه کار با توجه به این که تنظیم مداوم پارامترهای توابع عضویت در سیستم فازی می‌تواند عملکرد سیستم کنترل را در مقابله با عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری بهبود بخشد، طراحی کنترل کننده تطبیقی PID فازی مرتبه کسری برای سیستم کوادروتور مد نظر قرار گرفته است.

6- فهرست علائم

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, *Proceedings 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)
- [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.

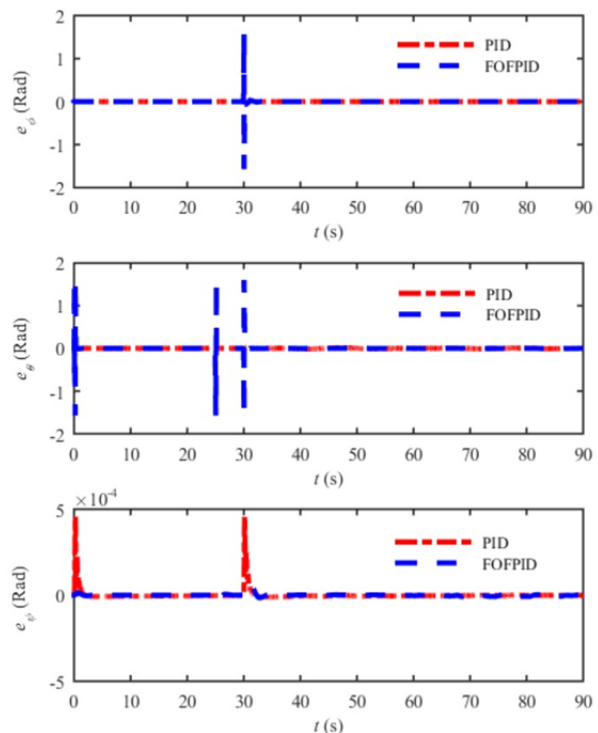


Fig. 13 Rotational trajectory tracking errors in the presence of wind disturbance

شکل 13 خطای ردیابی مسیر حرکت دورانی در حضور اغتشاش باد

جدول 6 شاخص‌های MAE و IAE عملکرد کنترل کننده‌ها در حضور اغتشاش باد

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

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

5- نتیجه گیری

در این پژوهش یک کنترل کننده PID فازی مرتبه کسری برای دینامیک غیرخطی زیرتحریک کوادروتور طراحی شده و عملکرد آن در شبیه‌سازی کامپیوتری با کنترل کننده سنتی PID در حضور اغتشاش باد مقایسه شده است. نکته قابل توجه این است که کنترل کننده PID در حلقه داخلی تنظیم زوایای رول و پیچ بهتر از کنترل کننده 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 کنترل کننده‌ها در حلقه داخلی، حلقه بیرونی و ارتباط میان آن‌ها است.

- Vol. 53, No. 1, pp. 47-56, 2016.
- [20] H. Delavari, A. Azizkhani, P. Shiuoei, 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.
- [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*,