

کنترل هوشمند هلی کوپتر چهار موتور بدون سرنشین در حالت معلق در هوا

ندا شمشیری^(۱) - عباس چترایی^(۲)

(۱) کارشناس ارشد - گروه برق، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، اصفهان، ایران

(۲) استادیار - گروه برق، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، اصفهان، ایران

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۴/۵/۶

تاریخ دریافت: ۱۳۹۴/۳/۱۰

خلاصه: هلی کوپتر چهار موتور (کوادروتور)، یک هواپیمای بدون سرنشین با چهار موتور است. به دلیل قابلیت‌های منحصر به فرد این وسیله از جمله نقصان تحریک بودن، پرواز و فرود عمودی، حرکت درجا، درجات آزادی بیشتر و کاربردهای نظامی و غیرنظامی، توجه ویژه بسیاری از محققین را به خود معطوف کرده است. به دلیل دینامیک غیرخطی و پیچیده این سیستم چندمتغیره با شش درجه آزادی، مدل‌سازی و کنترل این وسیله یکی از زمینه‌های چالش‌برانگیز در مهندسی کنترل به شمار می‌آید. در این مقاله مدل‌سازی کوادروتور با استفاده از معادلات نیوتن- اویلر توصیف می‌گردد. پایدارسازی و کنترل ارتفاع و وضعیت این وسیله توسط سه کنترل‌کننده PID کلاسیک، فازی- PID و فازی- عصبی مبتنی بر PID صورت می‌پذیرد و همچنین عملکرد این کنترل‌کننده‌ها در حضور اغتشاش و نامعینی جرمی مورد بررسی قرار می‌گیرند. هدف اصلی این مقاله طراحی الگوریتم PID هوشمند می‌باشد که از تلفیق منطق فازی و شبکه‌های عصبی ساخته شده و کنترل‌کننده فازی- عصبی مبتنی بر PID را مطرح می‌نماید. نتایج شبیه‌سازی‌های صورت گرفته توسط نرم‌افزار MATLAB ارائه می‌شوند.

کلمات کلیدی: کنترل‌کننده فازی، کنترل‌کننده عصبی- فازی، کنترل‌کننده PID، کوادروتور، مدل‌سازی.

Intelligent Control of Quadrotor Unmanned Helicopter in Hovering Mode

Neda Shamshiri⁽¹⁾ - Abbas Chatraei⁽²⁾

(1) MSc - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Isfahan, Iran

nedashamshiri@yahoo.com

(2) Assistant Professor - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Isfahan, Iran

abbas.chatraei@gmail.com

A Quadrotor helicopter is an unmanned aerial vehicle (UAV). This vehicle has attracted lots of researchers' attention because of its unique abilities such as being an under-actuated system, vertical take-off and landing, spot movement, more degree of freedom (DOF) and military and non- military functions. Because of nonlinear and complex dynamic, modeling and controlling this vehicle is one of the most challenging areas in control engineering. In this paper modeling of a Quadrotor will be described using Newton-Euler equations. Stabilizing and controlling of altitude and its attitude are done by three controller including classic PID, Fuzzy- PID and Neural- Fuzzy based on PID. Performances of these controllers are analyzed in the presence of disturbances and mass uncertainties. The main aim of this paper is designing an intelligent PID algorithm which is made by combining fuzzy logic and neural system and it will introduce a Neural- Fuzzy controller which is based on PID. Simulation results are presented by MATLAB software.

Index Terms: Fuzzy controller, modeling, neural- fuzzy controller, PID controller, quadrotor.

نویسنده مسئول: ندا شمشیری، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، اصفهان، ایران ، nedashamshiri@yahoo.com

۱- مقدمه

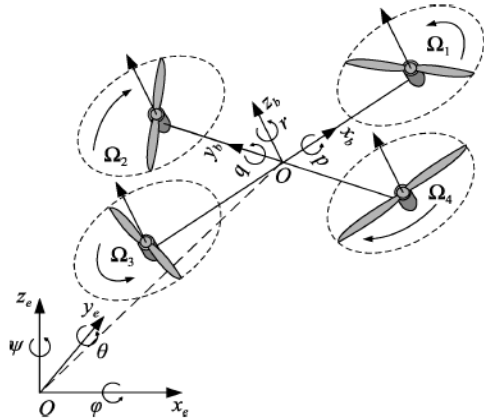
کوادروتور یک هواپیمای بدون سرنشین با چهار موتور است که هر کدام از موتورها در رأس یک چارچوب متقاطع قرار گرفته‌اند. توانایی پرواز و فرود عمودی در محیط‌های مختلف، معلق ماندن در هوا و درجات آزادی بیشتر این وسیله با نیازهای نظامی و غیرنظامی منطبق گشته و کاربردهای آن در زمینه‌های زیادی از جمله امداد و نجات، گشت مرزبانی، عکسبرداری هوایی، کشف معادن، کنترل ترافیک، گشت مرزی و تحقیقات علمی می‌باشد [۱]. کوادروتورها دارای مدل دینامیکی پیچیده، چندمتغیره و غیرخطی هستند و از آنجا که دارای شش درجه آزادی در مقابل چهار عملگر می‌باشند در زمره سیستم‌های نقصان تحریک قرار می‌گیرند. سیستم‌های نقصان تحریک دارای تعداد ورودی کنترلی کمتر در مقایسه با تعداد درجه آزادی سیستم هستند [۲]. از این رو کنترل این وسیله با دشواری‌های زیادی روبه‌رو است.

در دهه‌ی گذشته توجه به کوادروتور و هواپیماهای بدون سرنشین افزایش یافته است و الگوریتم‌های کنترلی موجود رو به افزایش است. لویز برگویت و ژاکوب برگویت موفق به ساخت اولین هلی کوپتر چهار موتوره شدند. این ماشین پرنده بسیار سنگین، بزرگ و سرنشین دار بود [۲]. از آن زمان تحقیقات زیادی صورت گرفته و پیشرفت‌های شگرفی نیز حاصل شده است. در [۳]، کنترل موقعیت افقی کوادروتور توسط کنترل کننده PI و کنترل موقعیت عمودی این وسیله توسط کنترل کننده PID صورت گرفته است. الگوریتم کنترلی در برابر اثرات سیستمی مثل اثرات آیرودینامیکی و نیروهای کوریولیس مقاوم می‌باشد و اثر نیروی گرانشی جبران شده است. مرجع [۴] به طراحی کنترل کننده PID برای تنظیم موقعیت و وضعیت کوادروتور پرداخته است. بهره‌های کنترل کننده PID به صورت مستقیم انتخاب شدند. کنترل کننده موجب پایداری سیستم شده است. پاسخ زمانی خوب سیستم با خطاهای دائمی تقریباً صفر و بالادگی کمی همراه است. در [۵]، از کنترل کننده‌های PID و LQ برای کنترل کوادروتور میکرو در فضای بسته استفاده شد. هر دو کنترل کننده قادر به کنترل وضعیت کوادروتور در حالت معلق در هوا با وجود اختلالات ناچیزی شدند.

مرجع [۶] از دو روش کنترلی PID و LQR برای پایداری کوادروتور استفاده کرده است که هر دو موفق به پایداری و کنترل شده‌اند؛ اما الگوریتم LQR دارای پاسخ سریع‌تر و خطای حالت ماندگار نسبتاً کمی می‌باشد. مرجع [۷] نتایج حاصل از مطالعات شبیه‌سازی شده برای کنترل وضعیت و ارتفاع غیرخطی کوادروتور را نشان می‌دهد. کنترل این وسیله توسط روش پسگام برای تنظیم بهره‌های PID، روش کنترلی سطح پویا می‌باشد. از تئوری لیاپانوف برای تضمین پایداری استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی، اثربخشی دو کنترل کننده را نشان می‌دهد اما کنترل کننده سطح پویا مقاوم‌تر می‌باشد. در [۸]، پس از مدل‌سازی کوادروتور به پایداری و کنترل ارتفاع و وضعیت این وسیله توسط کنترل کننده PID کلاسیک و PID مبتنی بر الگوریتم ژنتیک پرداخته شده است که به وسیله تنظیم بهره‌های کنترل کننده

PID توسط الگوریتم ژنتیک، عملکرد کنترل کننده مورد تأیید واقع شد. در [۹]، از کنترل کننده فازی-PID برای کنترل کوادروتور و کاهش تأثیر نویزهای خارجی در عملکرد سیستم و افزایش مقاومت سیستم استفاده شده و کنترلی انعطاف‌پذیرتر را به وجود آورده است. مرجع [۱۰] به کنترل کوادروتوری می‌پردازد که مدل غیرخطی آن در آزمایشگاه دانشگاه فردوسی مشهد به دست آمده است. ابتدا شبیه‌سازی حرکت این وسیله در محیط سیمولینک نرم‌افزار MATLAB طراحی شده و سپس خطی‌سازی با روش لاگرانژ و کنترل نیمه خودکار مورد بررسی قرار گرفته است. کنترل کوادروتور با استفاده از کنترل کننده‌های PID و فازی-PID صورت پذیرفته است که نتایج نشان‌دهنده کنترل مقاوم فازی-PID در حضور اغتشاش می‌باشد. مرجع [۱۱] از روش کنترل فازی-مد لغزشی برای کنترل وضعیت کوادروتور استفاده کرده است که این کنترل کننده با وجود اغتشاشات خارجی قادر به کنترل کوادروتور شده است. مرجع [۱۲] از روش شبکه عصبی به‌عنوان تخمین‌گری که برای به‌دست آوردن برخط ضرائب PID کسری آموزش دیده، استفاده کرده است که این روش موجب کنترل بهتر سیستم شده و بر نامعینی‌ها و مشکلات غیرخطی سیستم غلبه کرده است. در [۱۳]، از منطق فازی برای کنترل ارتفاع کوادروتور در حالت معلق در هوا استفاده شده است و نتایج نشان‌دهنده رسیدن مقدار خطای حالت دائمی به صفر با زمان نشست ۱۵ ثانیه می‌باشد. از منطق فازی برای پایداری کوادروتور در [۱۴] استفاده شده است. مدل فازی به کار برده شده برای کنترل مدل غیرخطی این وسیله، تاکاگی-سونگو-کانگ می‌باشد. نتایج به دست آمده نشان‌دهنده اثربخشی و مقاوم بودن کنترل کننده طراحی شده می‌باشد. مرجع [۱۵] طراحی شبکه عصبی تطبیقی را بیان می‌کند که از این کنترل کننده برای پایداری کوادروتور در حضور یک اختلال سینوسی استفاده شده است. کاهش خطای ردیابی، بدون انحراف وزن‌های شبکه، توسط دو لایه پنهان موازی صورت گرفته است. در [۱۶]، کنترل پرواز کوادروتور با شبکه‌های عصبی تطبیقی صورت پذیرفته است. برای رسیدن به این هدف، از روش خطی‌سازی فیدبک به جهت معرفی خطای معکوس سیستم و برای تولید سیگنال کنترل تطبیقی از ساختار شبکه عصبی برخط استفاده شده است و از مدل تخمین‌گر معکوس برای تعریف متغیرهای کنترل استفاده شده است. شبیه‌سازی‌های صورت گرفته نشان‌دهنده کارایی مطلوب شبکه عصبی تطبیقی می‌باشد. در [۱۷]، از یک سیستم فازی-عصبی-تطبیقی برای کنترل کوادروتور استفاده شده است. در ابتدا یک کنترل کننده PID برای کنترل سیستم غیرخطی طراحی شده و پس از آن الگوریتم ژنتیک برای تنظیم بهره‌های PID استفاده شده، سپس نتایج ورودی و خروجی سیستم‌ها به‌عنوان آموزش و بررسی داده برای طراحی سیستم فازی-عصبی-تطبیقی استفاده می‌شوند. نتایج به‌دست آمده اثر بخشی کنترل کننده فازی-عصبی-تطبیقی برای کوادروتور را نشان می‌دهد.

افزایش) سرعت موتور جلو ایجاد می‌شود که باعث دوران کوادروتور حول محور y ها می‌شود. همچنین، حرکت پیچش (Yaw) با افزایش (یا کاهش) سرعت موتورهای جلو و عقب و کاهش (یا افزایش) سرعت موتورهای کناری ایجاد می‌شود [۲۰]. برای مدل‌سازی دینامیک کوادروتور یک دستگاه مختصات اینرسی و یک دستگاه مختصات ثابت بدنه در نظر می‌گیریم [۲۱]. همانطور که در شکل (۱) مشاهده می‌شود، مبدأ مختصات ثابت بدنه، مرکز جرم کوادروتور می‌باشد.



شکل (۱): پیکربندی کوادروتور به همراه دستگاه‌های مختصات آن [۲۰]
Fig. (1): A quadrotor configuration with its frame [20]

حرکت چرخشی کوادروتور به وسیله سه زاویه اوپلر می‌باشد که شامل زاویه چرخش (ϕ)، زاویه غلتش (θ) و زاویه پیچش (ψ) می‌باشند و به صورت بردار $\Omega^T = (\phi, \theta, \psi)$ هستند. موقعیت این وسیله در دستگاه اینرسی با بردار $\Gamma^T = (x, y, z)$ نشان داده می‌شوند. ماتریس دوران R به صورت معادله (۱) می‌باشد و از آن برای انتقال بردارها از دستگاه ثابت بدنه به دستگاه اینرسی استفاده می‌شود که در آن $c\theta$ و $s\theta$ به ترتیب به معنای $\cos \theta$ و $\sin \theta$ می‌باشند.

$$R = \begin{pmatrix} c\psi.c\theta & c\psi.s\theta.s\phi - s\psi.c\phi & c\psi.s\theta.c\phi + s\psi.s\phi \\ s\psi.c\theta & s\psi.s\theta.s\phi + c\psi.c\phi & s\psi.s\theta.c\phi - c\psi.s\phi \\ -s\theta & c\theta.s\phi & c\theta.c\phi \end{pmatrix} \quad (1)$$

$F_i = b_i \omega_i^2$ نیروی رانش تولید شده توسط موتور i ام و $i=1,2,3,4$ است؛ که b عامل رانش و ω_i سرعت موتور i ام می‌باشند. نیروی رانش اعمال شده از چهار موتور به بدنه هواپیما، به صورت معادله (۲) داده شده است.

$$T = \sum_{i=1}^4 |F_i| = b \cdot \sum_{i=1}^4 \omega_i^2 \quad (2)$$

معادلات (۳) اولین مجموعه معادلات دیفرانسیلی هستند که شتاب کوادروتور را توصیف می‌کنند.

$$\begin{pmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{pmatrix} = g \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} - R \cdot \frac{T}{m} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3)$$

عموماً اثبات پایداری سیستم‌های کنترل با کنترل‌کننده‌های هوشمند نظیر فازی، عصبی یا ترکیبی از این دو، بسیار مشکل می‌باشد [۱۸]. ولی با توجه به اینکه پایداری سیستم‌های مختلف خطی و غیرخطی با کنترل‌کننده استاندارد PID، در مراجع مختلف و کاربردهای عملی نشان داده شده است، کنترل‌کننده پیشنهادی در این مقاله به صورت تطبیقی، بهره‌های کنترلی را تنظیم و بهترین عملکرد را ارائه می‌دهد و از طرف دیگر با انواع و اقسام ورودی‌های مطلوب و نویز و اغتشاش، عملکرد مطلوب کنترل‌کننده پیشنهادی شبیه‌سازی شده است که نشان از پایداری مجانبی این سیستم کنترلی دارد.

هدف اصلی این مقاله پس از بیان جزئیات مدل کوادروتور، تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده PID توسط تلفیق منطق فازی و شبکه‌های عصبی می‌باشد که الگوریتم هوشمند فازی-عصبی مبتنی بر PID را بیان می‌کند. علت استفاده از کنترل‌کننده‌های فازی و شبکه عصبی عملکرد پویا، برخط، مقاوم و تطبیق‌پذیر آنها است. در این مقاله، پارامترهای PID تنظیم شده توسط کنترل‌کننده فازی وارد کنترل‌کننده شبکه عصبی مبتنی بر PID می‌شوند و پس از آموزش پویای شبکه، پارامترهای جدید PID به دست می‌آیند و سیگنال کنترلی محاسبه می‌گردد. بر اساس الگوریتم فوق، عملکرد کوادروتور در حالت معلق در هوا توسط کنترل‌کننده هوشمند فازی-عصبی PID به صورت مطلوب می‌باشد. برای ارزیابی بهتر عملکرد این کنترل‌کننده، شبیه‌سازی انواع مختلف اغتشاشات، نویز و نامعینی جرمی به سیستم انجام و نتایج به دست آمده ردیابی مجانبی کنترل‌کننده فازی-عصبی مبتنی بر PID را نشان می‌دهند. عملکرد کنترل‌کننده فازی-عصبی با استفاده از شبیه‌سازی در نرم‌افزار MATLAB با کنترل‌کننده‌های PID کلاسیک و فازی- PID در مواردی از جمله عدم وجود اغتشاش، با در نظر گرفتن اغتشاش و یا در حضور نامعینی جرمی مقایسه می‌شود. این مقاله شامل چندین بخش است. در بخش دوم مدل ریاضی کوادروتور شرح داده خواهد شد. کنترل‌کننده‌ها در بخش سوم ارائه می‌شوند. شبیه‌سازی‌هایی که اهداف مقاله را دنبال می‌کنند در بخش چهارم ارائه می‌گردد. در بخش پنجم نتیجه‌گیری راجع به کنترل ارتفاع و وضعیت کوادروتور بیان می‌شود.

کوادروتور دارای چهار موتور است، هرکدام از موتورها در رأس یک چارچوب متقاطع قرار گرفته‌اند، موتورهای جلو و عقب پادساعتگرد و موتورهای سمت چپ و سمت راست ساعتگرد می‌باشند. پرواز این وسیله توسط تغییر سرعت هر یک از موتورها کنترل می‌شود [۱۹]. با افزایش (یا کاهش) سرعت تمام موتورها به یک اندازه، یک نیروی عمودی با توجه به مختصات ثابت بدنه به وجود می‌آید و ارتفاع از سطح زمین را افزایش (یا کاهش) می‌دهد. حرکت چرخش (Roll) با افزایش (یا کاهش) سرعت موتور چپ و کاهش (یا افزایش) سرعت موتور راست تولید می‌شود که باعث دوران کوادروتور حول محور x ها می‌شود. حرکت غلتش (Pitch) با افزایش (یا کاهش) سرعت موتور عقب و کاهش (یا

شد [۲۲]. همانطور که قبلاً اشاره شد ورودی‌ها به صورت (۶)، در نظر گرفته می‌شوند که u_1 حرکت در امتداد محور Z را کنترل می‌کند، u_2 دوران حول محور X (زاویه چرخش) را کنترل می‌کند، u_3 دوران حول محور Y (زاویه غلتش) را کنترل می‌کند و u_4 دوران حول محور Z (زاویه پیچش) را کنترل می‌کند. کنترل‌کننده‌هایی که طراحی می‌شوند باید مقادیر پارامترهای u_i را به دست آورند و سپس پارامترهای سرعت چهار موتور به وسیله (۶)، تعیین می‌شوند. از رابطه (۱۰)، برای کنترل ارتفاع و از (۱۱) تا (۱۳)، برای کنترل وضعیت کوادروتور استفاده می‌شود. برای طراحی کنترل‌کننده کوادروتور با فرض این که این وسیله در حالت معلق در هوا می‌باشد زوایای θ و ψ (به ترتیب برای چرخش و غلتش) همیشه نزدیک به صفر می‌باشند. با فرض این حالت رابطه (۱۰) این وسیله به صورت (۱۴)، بازنویسی می‌شود.

$$\ddot{z} = g - \frac{u_1}{m} \quad (14)$$

همچنین، از (۱۱) تا (۱۳)، برای کنترل وضعیت کوادروتور استفاده می‌شود. در این معادلات u_5 از اختلاف سرعت بین موتورهایی که در جهت عکس عقربه‌های ساعت می‌چرخند (موتورهای جلو و عقب) با موتورهایی که در جهت عقربه‌های ساعت می‌چرخند (موتورهای سمت چپ و راست) به دست می‌آید و این پارامتر در حالت ناوبری در افق به دلیل یکسان بودن موتورها بسیار کوچک است، از طرفی با توجه به این که نرخ تغییر در زوایای چرخش، غلتش و پیچش کوچک می‌باشند، عبارت‌های $\dot{\theta}$ و $\dot{\psi}$ تقریباً برابر صفرند. این فرض همیشه حتی برای سرعت‌های زیاد نیز درست است زیرا تغییر زاویه‌ها به تدریج می‌باشند. بنابراین، معادله‌های (۱۱) تا (۱۳) به صورت (۱۵) تا (۱۷) بازنویسی می‌شوند.

$$\dot{\phi} = \frac{L}{I_x} u_2 \quad (15)$$

$$\dot{\theta} = \frac{L}{I_y} u_3 \quad (16)$$

$$\dot{\psi} = \frac{L}{I_z} u_4 \quad (17)$$

۳-۱- کنترل‌کننده PID کلاسیک

کنترل‌کننده‌های PID به دلیل عملکرد مقاوم و ساختار ساده‌ای که دارند معمولاً برای کنترل فرآیندهای صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرند [۲۳]. معادله یک کنترل‌کننده PID به صورت (۱۸) می‌باشد.

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) d\tau + k_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (18)$$

که k_p بهره تناسبی، K_i بهره انتگرالی و k_D بهره مشتق‌گیر نامیده می‌شوند. از روش زیگلر-نیکولز برای تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده‌ها استفاده شده است. با توجه به این روش برای کنترل ارتفاع بهره‌های ($k_p=6$ ، $k_i=1$ و $k_D=3$) و برای کنترل وضعیت (زاویه‌های اولیه) بهره‌های ($k_p=0.3$ ، $k_i=0.475$ و $k_D=0.11875$) انتخاب می‌شوند. پاسخ‌های سیستم در بخش چهارم ارائه خواهند شد.

دومین مجموعه معادلات دیفرانسیل (۴)، به وسیله ماتریس اینرسی I (که یک ماتریس قطری با ممان اینرسی‌های I_{xx} ، I_{yy} و I_{zz} روی قطر اصلی می‌باشد)، اینرسی روتور I_R و بردار τ که نشان‌دهنده گشتاور اعمال شده به بدنه کوادروتور می‌باشند، به دست می‌آید.

$$I \cdot \ddot{\Omega} = -(\dot{\Omega} \times I \cdot \dot{\Omega}) - \sum_{i=1}^4 I_R \left(\dot{\Omega} \times \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \omega_i + \tau \quad (4)$$

که بردار τ به صورت (۵) تعریف می‌شود.

$$\tau = \begin{pmatrix} Lb(\omega_3^2 - \omega_4^2) \\ Lb(\omega_1^2 - \omega_2^2) \\ d(\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_3^2 - \omega_4^2) \end{pmatrix} \quad (5)$$

که d فاکتور کشش و L فاصله مرکز جرم بدنه تا محور چرخش ملخ‌ها هستند. چهار سرعت چرخشی ω_i موتورها، متغیرهای ورودی واقعی هستند، اما با توجه به مدل به دست آمده متغیرهای ورودی می‌توانند به صورت معادلات (۶) تعریف شوند.

$$u_1 = b(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2)$$

$$u_2 = b(\omega_3^2 - \omega_4^2) \quad (6)$$

$$u_3 = b(\omega_1^2 - \omega_2^2)$$

$$u_4 = d(\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_3^2 - \omega_4^2)$$

که u_1 نشان‌دهنده نیروی رانش اعمال شده بر بدنه کوادروتور می‌باشد، u_2 نشان‌دهنده نیرویی است که منجر به گشتاور چرخش، نیروی u_3 منجر به گشتاور غلتش و نیروی u_4 منجر به گشتاور پیچش می‌شوند. از این‌رو بردار $u^T = (u_1, u_2, u_3, u_4)$ را به عنوان متغیرهای ورودی سیستم در نظر می‌گیریم. همچنین، گشتاور ژيروسکوپ به سرعت چرخشی موتورها وابسته است که به صورت معادله (۷) در نظر گرفته می‌شود.

$$u_5 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3 - \omega_4 \quad (7)$$

بنابراین، از بررسی روابط (۳) و (۴) مدل دینامیکی سیستم به صورت معادلات (۸) تا (۱۳) می‌باشد.

$$\ddot{x} = -(\cos \phi \cdot \sin \theta \cdot \cos \psi + \sin \phi \cdot \sin \psi) \cdot \frac{u_1}{m} \quad (8)$$

$$\ddot{y} = -(\cos \phi \cdot \sin \theta \cdot \sin \psi - \sin \phi \cdot \cos \psi) \cdot \frac{u_1}{m} \quad (9)$$

$$\ddot{z} = g - (\cos \phi \cdot \cos \theta) \cdot \frac{u_1}{m} \quad (10)$$

$$\dot{\phi} = \dot{\theta} \psi \left(\frac{I_y - I_z}{I_x} \right) - \frac{I_R}{I_x} \dot{\theta} u_5 + \frac{L}{I_x} u_2 \quad (11)$$

$$\dot{\theta} = \dot{\phi} \psi \left(\frac{I_z - I_x}{I_y} \right) + \frac{I_R}{I_y} \dot{\phi} u_5 + \frac{L}{I_y} u_3 \quad (12)$$

$$\dot{\psi} = \dot{\theta} \dot{\phi} \left(\frac{I_x - I_y}{I_z} \right) + \frac{L}{I_z} u_4 \quad (13)$$

۳- طراحی الگوریتم‌های کنترلی ارتفاع و وضعیت

در این بخش کنترل‌کننده‌های PID کلاسیک، PID خودتنظیم مبتنی بر منطق فازی و کنترل‌کننده فازی-عصبی مبتنی بر PID ارائه خواهند

Table (1): Fuzzy rules for k_p
جدول (۱): قوانین فازی برای k_p

ec \ e	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

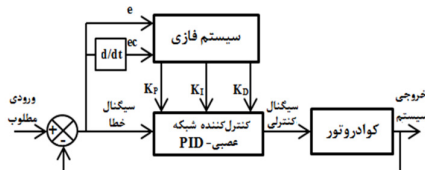
Table (2): Fuzzy rules for k_I
جدول (۲): قوانین فازی برای k_I

ec \ e	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PB
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

Table (3): Fuzzy rules for k_D
جدول (۳): قوانین فازی برای k_D

ec \ e	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PS	NS	NB	NB	NB	NM	PS
NM	PS	NS	NB	NM	NM	NS	ZO
NS	ZO	NS	NM	NM	NS	NS	ZO
ZO	ZO	NS	NS	NS	NS	NS	ZO
PS	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO
PM	PB	NS	PS	PS	PS	PS	PB
PB	PB	PM	PM	PM	PS	PS	PB

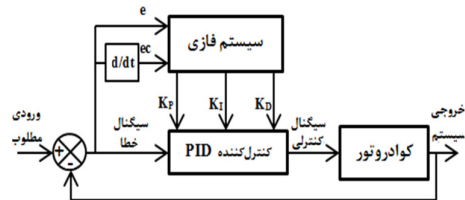
۳-۳- کنترل کننده فازی عصبی با قابلیت تطبیقی تنظیم بهره‌ها
کنترل کننده فازی- عصبی مبتنی بر PID شامل کنترل کننده فازی و کنترل کننده شبکه عصبی- PID می‌باشد که بلوک دیاگرام آن در شکل (۴) نشان داده شده است. در این بلوک دیاگرام، پارامترهایی که توسط کنترل کننده فازی طراحی شده در زیربخش ۳-۲ اصلاح شدند، وارد کنترل کننده شبکه عصبی می‌شوند و پس از اصلاح و آموزش پویا، پارامترهای جدید k_p ، k_I و k_D به دست می‌آیند. شبکه عصبی تناسبی- انتگرالی- مشتق‌گیر (NN PID) در واقع اعمال یک شبکه‌ی عصبی برای تنظیم پارامترهای PID می‌باشد و ساختار این کنترل کننده به شکل نوروون‌های PID می‌باشد. در این مقاله، ساختار شبکه ۱-۲-۳ مورد استفاده قرار گرفته است. این ساختار به صورت شکل (۵) می‌باشد.



شکل (۴): بلوک دیاگرام یک کنترل کننده فازی- شبکه عصبی- PID
Fig. (4): The block diagram of a Fuzzy- Neural Network- PID Controller

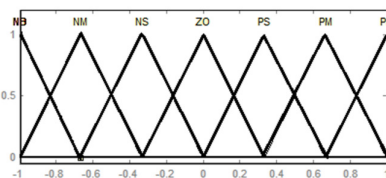
۲-۳- سیستم فازی- عصبی برای تنظیم بهره‌های PID

موفقیت کنترل کننده PID وابسته به انتخاب مناسب بهره‌های این کنترل کننده است و پیدا کردن بهترین بهره برای این کنترل کننده دارای دشواری‌هایی می‌باشد [۲۴]. به همین دلیل، دسته‌ای از قوانین تنظیم بهره‌های PID را تعریف می‌کنیم و سپس این قوانین را وارد سیستم فازی می‌کنیم تا بهره‌های PID به صورت برخط آموزش ببینند. طراحی این قوانین برای کنترل کننده به صورت آنالیزهای تئوری و تجربی می‌باشد. این کنترل کننده، خطا و تغییرات آن را به عنوان ورودی دریافت می‌کند و با استفاده از قوانین، بهره‌های PID را به صورت برخط تغییر می‌دهد. در فرآیند استنتاج فازی، برای هر زیرمجموعه ورودی و خروجی، هفت عنصر منفی و بزرگ (NB)، منفی و متوسط (NM)، منفی و کوچک (NS)، صفر (ZO)، مثبت و کوچک (PS)، مثبت و متوسط (PM) و مثبت و بزرگ (PB) در نظر می‌گیریم. در شکل (۲) بلوک دیاگرام یک کنترل کننده PID خودتنظیم مبتنی بر منطق فازی نشان داده شده است. همانطور که در شکل مشخص است، سیستم فازی دارای دو ورودی خطا و تغییرات خطا و سه خروجی k_p ، k_I و k_D می‌باشد. این بلوک دیاگرام فقط کنترل یک درجه آزادی سیستم کوادروتور را نشان می‌دهد. برای کنترل ارتفاع و وضعیت به سه کنترل کننده دیگر شبیه به این کنترل کننده نیاز داریم. توابع عضویت تمام ورودی‌ها و خروجی‌ها یکسان انتخاب شده است و به صورت مثلثی می‌باشند. در شکل (۳) این توابع عضویت نشان داده شده‌اند. پهنای مجموعه‌های فازی برای کنترل کننده‌ها یکسان نبوده و با سعی و خطا به دست آمده است. محدوده پهنای مجموعه‌های فازی برای ورودی خطا [۱-۱] و برای تغییرات خطا [۱۰-۱۰] به دست آمده و محدوده پهنای مجموعه‌های فازی خروجی برای k_p [۰/۲ ۰/۷]، برای k_I [۰/۰۱ ۰/۰۱] و برای k_D [۰/۱ ۰/۱۵] به دست آمده است. همچنین، جداول (۱) تا (۳) قوانین فازی برای تنظیم ضرایب PID را بیان می‌کنند. اصلاح برخط ضرایب PID، کنترل این وسیله را بهبود می‌بخشد.



شکل (۲): بلوک دیاگرام یک کنترل کننده فازی- PID

Fig. (2): The block diagram of a Fuzzy- PID Controller



شکل (۳): توابع عضویت ورودی‌ها و خروجی‌ها

Fig. (3): Membership functions for the all inputs and outputs

$$W(k+1) = W(k) - \alpha \frac{\partial E}{\partial W} \quad (26)$$

فرمول تنظیم وزن‌ها از لایه‌ی مخفی به لایه‌ی خروجی به صورت (۲۷) و از لایه‌ی ورودی به لایه مخفی به صورت (۲۸) می‌باشد.

$$W_j(k+1) = W_j + \alpha \sum_{k=1}^N \delta'(k) x'_j(k) \quad (27)$$

$$\delta'(k) = [r(k) - y(k)] \text{sign} \frac{y(k+1) - y(k)}{v(k) - v(k-1)} \quad \text{و}$$

$$W_{ij}(k+1) = W_{ij}(k) + \alpha \delta_j(k) x_i(k) \quad (28)$$

$$\delta_j(k) = \delta'(k) W_j \text{sign} \frac{u'_j(k) - u'_j(k-1)}{\text{ne } t'_j(k) - \text{ne } t'_j(k-1)} \quad \text{و}$$

اصلاح برخط ضرایب PID، کنترل این وسیله را بهبود می‌بخشد. طراحی این کنترل‌کننده برای کنترل ارتفاع و کنترل وضعیت کوادروتور سبب عملکرد مقاوم و تطبیق‌پذیرتر نسبت به کنترل‌کننده‌های PID کلاسیک و PID خود تنظیم مبتنی بر منطق فازی می‌شود. همچنین، توسط اعمال اغتشاش و نامعینی جرمی به بررسی عملکرد این کنترل‌کننده‌ها می‌پردازیم. به همین جهت، اغتشاشات از زمان ۵ ثانیه به سیستم وارد می‌شوند و به صورت رابطه (۲۹) می‌باشند. در (۲۹) محدوده اغتشاش ارتفاع z ، $a=0$ و $b=10$ در نظر گرفته شده و برای محدوده اغتشاشات زوایای اوپلر، $a=0$ و $b=0.1$ در نظر گرفته شده‌اند و u_i ($i=1,2,3,4$)، سیگنال‌های کنترلی به دست آمده از کنترل‌کننده‌ها می‌باشند.

if $t \leq 5$
 constant=0
 else
 constant = a + (b-a).*rand(1,1) (۲۹)

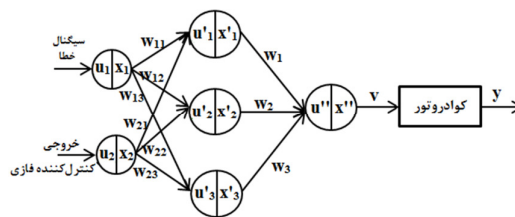
end
 $u_i(t) = u_i(t) + \text{constant}$
 همچنین جهت بررسی تأثیر عامل نامعینی جرمی بر روی عملکرد کنترل‌کننده‌ها، جرم سیستم را در زمان ۵ ثانیه از ۰/۵ کیلوگرم به ۱ کیلوگرم افزایش می‌دهیم. در بخش بعد نتایج شبیه‌سازی‌های صورت گرفته مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

مقادیر مورد استفاده برای شبیه‌سازی در جدول (۴) آمده است.

Table (4): The constant values

جدول (۴): مقادیر ثابت

نماد	توضیحات و واحد	مقدار
m	جرم کوادروتور (g)	500
g	ثابت گرانش (m/s^2)	9.81
L	فاصله مرکز جرم بدنه تا محور چرخش ملخ‌ها (cm)	22.5
b	فاکتور رانش	3.13×10^{-7}
d	فاکتور کشش	9×10^{-7}
I_{xx}	ممان اینرسی بدنه حول محور x ($N.m/rad/s^2$)	0.0086
I_{yy}	ممان اینرسی بدنه حول محور y ($N.m/rad/s^2$)	0.0086
I_{zz}	ممان اینرسی بدنه حول محور z ($N.m/rad/s^2$)	0.0172
α	نرخ یادگیری شبکه عصبی	0.01
t	زمان نمونه برداری (second)	0.01



شکل (۵): ساختار شبکه عصبی - PID
 Fig. (5): PID neural network structure

در ساختار شبکه‌ی نورون‌های PID، اولین لایه، لایه‌ی ورودی می‌باشد که دارای یک نورون خطا و یک نورون پارامترهای کنترل PID که پس از اصلاح توسط کنترل‌کننده فازی به دست آمده، می‌باشد. به‌وسیله محاسبه تابع فعالیت خطی، خروجی لایه‌ی اول، x_i ($i=1,2$) می‌باشد. سه نورون در لایه‌ی مخفی شبکه وجود دارد که نورون‌های تناسبی، انتگرالی و مشتق‌گیر هستند. ورودی‌های این نورون‌ها مقادیر وزن‌دار شده از لایه‌ی ورودی به لایه مخفی می‌باشند که به صورت (۱۹)، به دست می‌آیند.

$$\text{net}'_j(k) = \sum_{i=1}^2 w_{ij} x_i(k) \quad (19)$$

نورون‌های تناسبی، انتگرالی و مشتق‌گیر به صورت معادلات (۲۰) تا (۲۲) تعیین می‌شوند.

$$u'_1(k) = \text{ne } t'_1(k) \quad (20)$$

$$u'_2(k) = u'_2(k-1) + \text{net}'_2(k) \quad (21)$$

$$u'_3(k) = \text{net}'_3(k) - \text{net}'_3(k-1) \quad (22)$$

مقدار خروجی هر نورون در لایه مخفی، از آموزش و یادگیری مقدار ورودی هر نورون توسط تابع فعالیت اشباع (۲۳) به دست می‌آید.

$$x'_j(k) = f(u'_j(k)) = \begin{cases} 1 & u'_j(k) > 1 \\ u'_j(k), & -1 \leq u'_j(k) \leq 1 \\ -1 & u'_j(k) < -1 \end{cases} \quad (23)$$

برای محاسبه خروجی، تنها یک نورون در این لایه وجود دارد. ورودی این نورون به صورت معادله (۲۴) می‌باشد.

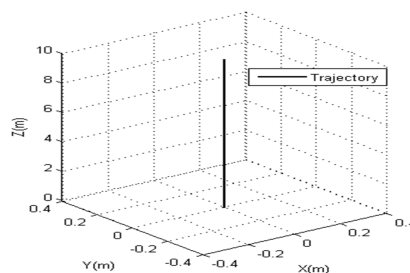
$$u''(k) = \sum_{j=1}^3 w_j x'_j(k) \quad (24)$$

از تابع تناسبی (۲۰) به همراه تابع فعالیت اشباع (۲۳) برای به دست آوردن مقدار خروجی استفاده می‌شود. سپس سیستم خروجی را با مقدار مرجع مقایسه می‌کند اگر خطای به دست آمده، ملزومات شبکه را برآورده نسازد، فرآیند پس انتشار خطا صورت خواهد پذیرفت و در نهایت میانگین مربعات خطای به دست آمده از خروجی واقعی و خروجی مطلوب به حداقل خواهد رسید. میانگین مربعات خطا به صورت معادله (۲۵) به دست می‌آید که در آن N تعداد تکرار می‌باشد.

$$E = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (r(k) - y(k))^2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N e^2(k) \quad (25)$$

بر طبق روش گرادین شیب مقادیر وزن‌های شبکه اصلاح می‌شوند. معادله تکرار شونده اصلاح وزن‌ها به صورت (۲۶) می‌باشد که در آن α نرخ یادگیری است.

(۱۴) سیگنال‌های کنترلی u_4 که دوران حول محور Z (زاویه پیچش) را کنترل می‌کنند، ارائه شده‌اند. همانگونه که از شکل‌های (۱۱) تا (۱۴) مشخص است، سیگنال‌های کنترلی محدود می‌باشند و سیگنال‌های کنترلی u_1 با گذشت زمان تقریباً $2/5$ ثانیه به مقدار ثابت ۵ نیوتن همگرا می‌شوند. سیگنال‌های u_2 ، u_3 و u_4 با گذشت زمان کوتاهی به مقدار صفر نیوتن همگرا می‌شوند.

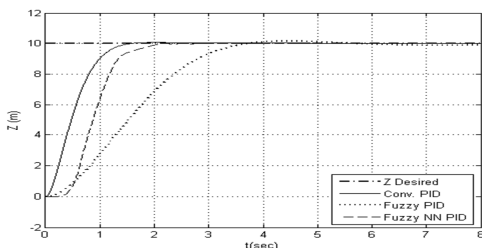


شکل (۶): مسیر حرکت کوادروتور

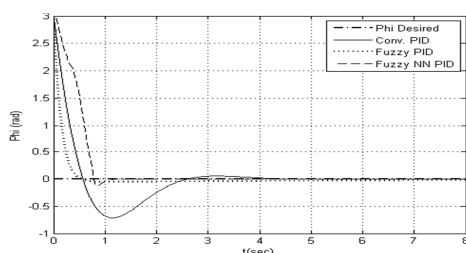
Fig. (6): The trajectory of the quadrotor

۴- نتایج شبیه‌سازی

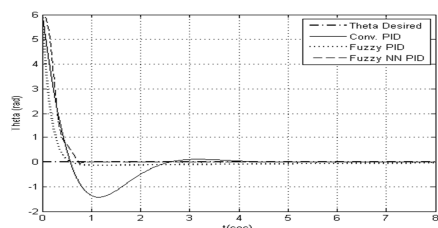
مدل دینامیکی کوادروتور به همراه کنترل‌کننده‌های طراحی شده، توسط نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی شده است. هدف از این کار آزمایش پایدارسازی این وسیله توسط کنترل‌کننده‌های ذکر شده در بخش سوم می‌باشد. فرض می‌کنیم که کوادروتور از سطح زمین و با زوایای چرخش برابر ۳ رادیان، غلتش برابر ۶ رادیان و پیچش برابر ۲- رادیان شروع به حرکت کند. این وسیله باید به ارتفاع ۱۰ متر برسد و زوایا را به صفر تغییر دهد و خود را در حالت معلق در هوا پایدار سازد. مسیر حرکت کوادروتور در فضای سه‌بعدی به صورت شکل (۶) می‌باشد. هر سه کنترل‌کننده طراحی شده بر روی دینامیک کوادروتور پیاده‌سازی شده و نتایج آن‌ها با هم مقایسه شده‌اند. نتایج سه روش بر روی مدل دینامیکی کوادروتور به همراه نمودارهای سیگنال‌های کنترلی آن‌ها در شکل (۷) تا (۱۴) آورده شده‌اند. در شکل (۷) پاسخ‌های کوادروتور برای ارتفاع Z نشان داده شده است. پایدارسازی دینامیک کوادروتور توسط سه روش کنترلی تحقق یافته است. همانگونه که مشخص است کنترل‌کننده فازی-عصبی مبتنی بر PID، زمان نشست، بالازدگی و خطای حالت دائمی کمتری نسبت به دو کنترل‌کننده دیگر دارا می‌باشد. شکل (۸) پاسخ‌های کوادروتور برای زاویه چرخش را نشان می‌دهد. با توجه به این پاسخ‌ها کنترل‌کننده فازی-عصبی مبتنی بر PID دارای کمترین زمان نشست و خطای حالت دائمی می‌باشد. پاسخ‌های کوادروتور برای زاویه غلتش در شکل (۹) نشان داده شده است. کنترل‌کننده فازی-عصبی- PID دارای کمترین زمان نشست می‌باشد و خطای حالت دائمی آن تقریباً با کنترل‌کننده PID کلاسیک برابر است. در شکل (۱۰) پاسخ‌های کوادروتور برای زاویه پیچش ارائه شده است. کمترین زمان نشست متعلق به کنترل‌کننده فازی-عصبی- PID می‌باشد و کنترل‌کننده PID دارای کمترین خطای حالت دائمی است. در شکل‌های (۷) تا (۱۰) کنترل‌کننده فازی در مقایسه با دو کنترل‌کننده دیگر، دارای زمان نشست، بالازدگی و خطای حالت دائمی نسبتاً بیشتری می‌باشد. در شکل (۱۱) نمودارهای سیگنال کنترلی u_1 ، برای کنترل ارتفاع Z کوادروتور نشان داده شده است. در شکل (۱۲) نمودارهای سیگنال‌های کنترلی u_2 که همان کنترل دوران حول محور X (زاویه چرخش) می‌باشند و در شکل (۱۳) سیگنال‌های کنترلی u_3 که همان کنترل دوران حول محور Y (زاویه غلتش) هستند و در شکل



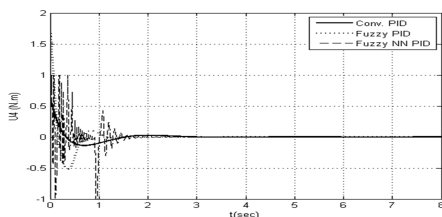
شکل (۷): پاسخ کنترل ارتفاع کوادروتور با کنترل‌کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی-عصبی- PID (خط چین) Fig. (7): The response of the altitude control of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers



شکل (۸): پاسخ کنترل زاویه چرخش کوادروتور با کنترل‌کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی-عصبی- PID (خط چین) Fig. (8): The response of the roll angle control of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers



شکل (۹): پاسخ کنترل زاویه غلتش کوادروتور با کنترل‌کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی-عصبی- PID (خط چین) Fig. (9): The response of the pitch angle control of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers



شکل (۱۴): سیگنال کنترل زاویه پیچش کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی (نقطه چین) و فازی-عصبی (خط چین)

Fig. (14): The yaw angle control signal of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers

برای مقایسه بهتر پاسخ‌ها، با توجه به شکل‌های (۷) تا (۱۰) مقادیر بالازدگی، زمان نشست و خطای حالت دائمی پاسخ‌های کنترل کننده‌های پیاده‌سازی شده بر روی معادلات دینامیکی کوادروتور، در جداول (۵) تا (۸) آورده شده‌اند.

Table (5): Settling time, overshoot and steady state error values of the altitude responses

جدول (۵): مقادیر زمان نشست، بالازدگی و خطای حالت دائمی پاسخ‌های ارتفاع

کنترل ارتفاع z	زمان نشست (ثانیه)	مقدار بالازدگی (درصد)	خطای حالت دائمی (متر)
کنترل کننده PID کلاسیک	7.93	0.801	0.0198
کنترل کننده فازی - PID	9.7	1.756	0.0775
کنترل کننده فازی - عصبی - PID	2.2	0.285	0.0018

Table (6): Settling time and steady state error values of the roll angle responses

جدول (۶): مقادیر زمان نشست و خطای حالت دائمی پاسخ‌های زاویه چرخش

کنترل زاویه چرخش	زمان نشست (ثانیه)	خطای حالت دائمی (رادیان)
کنترل کننده PID کلاسیک	4	1.5483×10^{-4}
کنترل کننده فازی - PID	7.5	0.0195
کنترل کننده فازی - عصبی - PID	1	8.7935×10^{-5}

Table (7): Settling time and steady state error values of the pitch angle responses

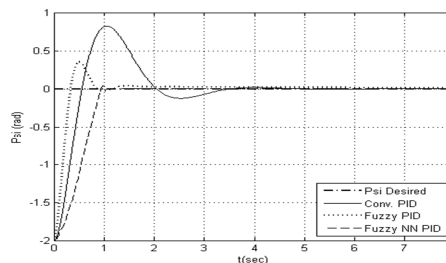
جدول (۷): مقادیر زمان نشست و خطای حالت دائمی پاسخ‌های زاویه غلتش

کنترل زاویه غلتش	زمان نشست (ثانیه)	خطای حالت دائمی (رادیان)
کنترل کننده PID کلاسیک	4.25	3.0967×10^{-4}
کنترل کننده فازی - PID	12.4	0.0429
کنترل کننده فازی - عصبی - PID	0.87	4.8714×10^{-4}

Table (8): Settling time and steady state error values of the yaw angle responses

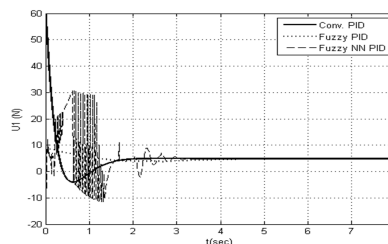
جدول (۸): مقادیر زمان نشست و خطای حالت دائمی پاسخ‌های زاویه پیچش

کنترل زاویه پیچش	زمان نشست (ثانیه)	خطای حالت دائمی (رادیان)
کنترل کننده PID کلاسیک	3.3	1.9127×10^{-5}
کنترل کننده فازی - PID	4.6	0.0137
کنترل کننده فازی - عصبی - PID	1.03	0.0018



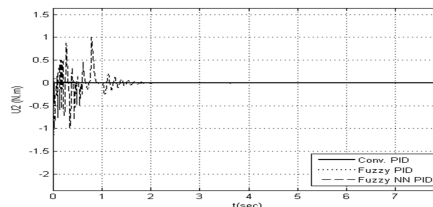
شکل (۱۰): پاسخ کنترل زاویه پیچش کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی (نقطه چین) و فازی-عصبی (خط چین)

Fig. (10): The response of the yaw angle control of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers



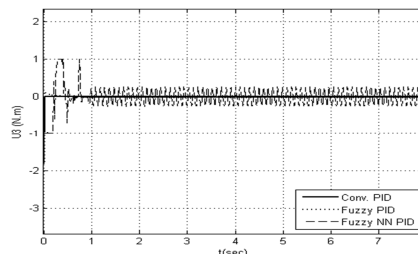
شکل (۱۱): سیگنال کنترل ارتفاع کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی (نقطه چین) و فازی-عصبی (خط چین)

Fig. (11): The attitude control signal of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers



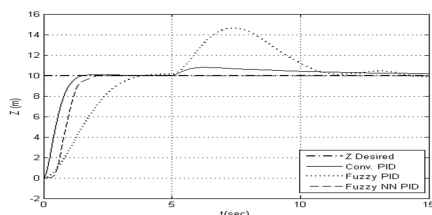
شکل (۱۲): سیگنال کنترل زاویه چرخش کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی (نقطه چین) و فازی-عصبی (خط چین)

Fig. (12): The roll angle control signal of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers



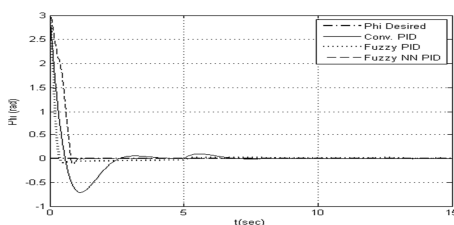
شکل (۱۳): سیگنال کنترل زاویه غلتش کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی (نقطه چین) و فازی-عصبی (خط چین)

Fig. (13): The pitch angle control signal of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers



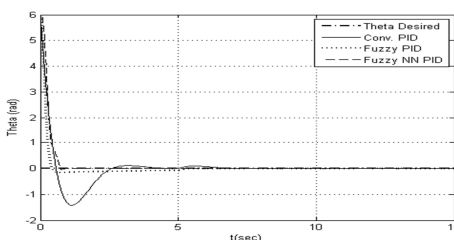
شکل (۱۵): پاسخ کنترل ارتفاع کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی- عصبی- PID (خط چین) با در نظر گرفتن اغتشاش

Fig. (15): The response of the altitude control of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers with disturbance



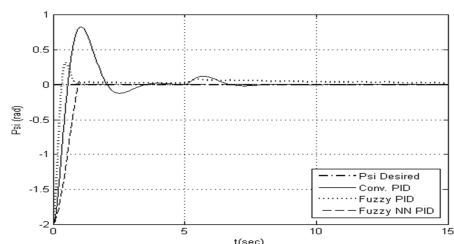
شکل (۱۶): پاسخ کنترل زاویه چرخش کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی- عصبی- PID (خط چین) با در نظر گرفتن اغتشاش

Fig. (16): The response of the roll angle control of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers with disturbance



شکل (۱۷): پاسخ کنترل زاویه غلتش کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی- عصبی- PID (خط چین) با در نظر گرفتن اغتشاش

Fig. (17): The response of the pitch angle control of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers with disturbance

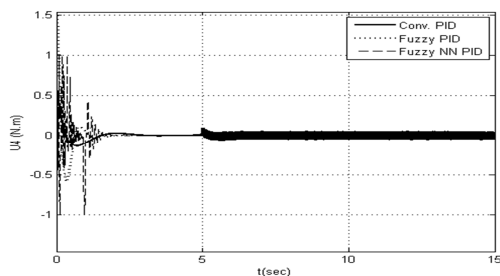


شکل (۱۸): پاسخ کنترل زاویه پیچش کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی- عصبی- PID (خط چین) با در نظر گرفتن اغتشاش

Fig. (18): The response of the yaw angle control of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers with disturbance

با توجه به نتایج به دست آمده کنترل کننده‌های طراحی شده قادر به کنترل معادلات دینامیکی کوادروتور شده‌اند و به ترتیب کنترل کننده‌های فازی- عصبی- PID، PID کلاسیک و فازی- PID دارای بهترین عملکرد می‌باشند.

برای بررسی بهتر عملکرد کنترل کننده‌ها، اغتشاشات بیان شده در بخش (۳) به سیستم وارد می‌شوند. شکل‌های (۱۵) تا (۲۲) بیان کننده پاسخ‌های سیستم و سیگنال‌های کنترلی آن‌ها در حضور اغتشاشات می‌باشند. شکل (۱۵) پاسخ‌های کوادروتور برای ارتفاع z با حضور اغتشاش را نشان می‌دهد. در این شکل کنترل کننده فازی- عصبی- PID دارای کمترین زمان نشست، بالازدگی و خطای حالت دائمی می‌باشد. همانگونه که مشخص است، اغتشاش در زمان ۵ ثانیه به سیستم وارد شده که با مقایسه این پاسخ‌ها با پاسخ‌های بدون اغتشاش نشان داده شده در شکل (۷)، کاملاً واضح است که کنترل کننده PID کلاسیک و فازی- PID دارای بالازدگی زیادی در حضور اغتشاش هستند اما کنترل کننده فازی- عصبی- PID با آموزش برخط خود دارای بهترین عملکرد می‌باشد. همانگونه که مشخص است کنترل کننده PID کلاسیک بالازدگی کمتری نسبت به کنترل کننده فازی- PID دارد که این امر بر تنظیم بهره‌های PID به صورت مطلوب دلالت دارد. پاسخ‌های کوادروتور برای زاویه چرخش به صورت شکل (۱۶) هستند. با حضور اغتشاش در زمان ۵ ثانیه، به ترتیب کنترل کننده‌های فازی- عصبی- PID، فازی- PID و PID کلاسیک دارای کمترین زمان نشست و عملکرد بهتر می‌باشند و هر دو کنترل کننده فازی- عصبی- PID و PID کلاسیک خطای دائمی کمی دارند. شکل (۱۷) پاسخ‌های کوادروتور برای زاویه غلتش در حضور اغتشاش را نشان می‌دهد. در این شکل کنترل کننده فازی- عصبی- PID دارای بهترین زمان نشست و خطای حالت دائمی است و با اعمال اغتشاش در زمان ۵ ثانیه در عملکرد آن هیچ اختلالی به وجود نیامده است. همچنین، کنترل کننده فازی دارای عملکرد مقاوم‌تری نسبت به کنترل کننده PID کلاسیک می‌باشد، اما کنترل کننده PID کلاسیک دارای خطای حالت دائمی بهتری نسبت به کنترل کننده فازی- PID می‌باشد. شکل (۱۸) پاسخ‌های کوادروتور برای زاویه پیچش را نشان می‌دهد. با مقایسه شکل (۱۸) و شکل (۱۰) کاملاً مشخص است که با حضور اغتشاش در زمان ۵ ثانیه کنترل کننده فازی- عصبی- PID دارای بهترین عملکرد می‌باشد و پس از کنترل کننده فازی- عصبی- PID، کنترل کننده‌های PID کلاسیک و فازی- PID به ترتیب دارای کمترین زمان نشست هستند. در شکل‌های (۱۹) تا (۲۲) به ترتیب سیگنال‌های کنترلی u_1 ، u_2 ، u_3 و u_4 نشان داده شده‌اند. این سیگنال‌ها حتی با حضور اغتشاش بزرگ نیز محدود می‌باشند و موجب کنترل کوادروتور در حالت معلق در هوا می‌شوند.



شکل (۲۲): سیگنال کنترل زاویه پیچش کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی- عصبی- PID (خط چین) با در نظر گرفتن اغتشاش

Fig. (22): The yaw angle control signal of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers with disturbance

حال، برای مقایسه بهتر پاسخ‌ها در حضور اغتشاشات، با توجه به شکل‌های (۱۵) تا (۱۸) مقادیر بالازدگی، زمان نشست و خطای حالت دائمی پاسخ‌های کنترل کننده‌های پیاده‌سازی شده بر روی معادلات دینامیکی کوادروتور، در جداول (۹) تا (۱۲) آورده شده‌اند.

Table (9): Settling time, overshoot and steady state error values of the altitude responses with disturbance

جدول (۹): مقادیر زمان نشست، بالازدگی و خطای حالت دائمی پاسخ‌های ارتفاع با در نظر گرفتن اغتشاش

کنترل ارتفاع z	زمان نشست (ثانیه)	مقدار بالازدگی (درصد)	خطای حالت دائمی (متر)
کنترل کننده PID کلاسیک	23	7.929	0.1757
کنترل کننده فازی- PID	بزرگ	46.240	0.1114
کنترل کننده فازی- عصبی- PID	2.22	2.85	0.0018

Table (10): Settling time and steady state error values of the roll angle responses with disturbance

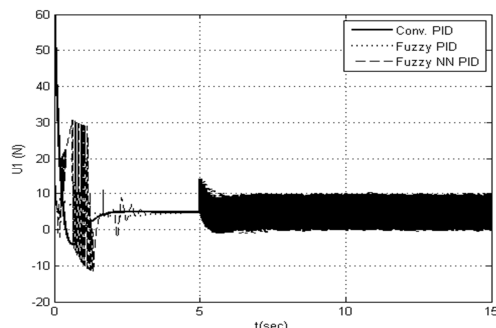
جدول (۱۰): مقادیر زمان نشست و خطای حالت دائمی پاسخ‌های زاویه چرخش با در نظر گرفتن اغتشاش

کنترل زاویه چرخش	زمان نشست (ثانیه)	خطای حالت دائمی (رادیان)
کنترل کننده PID کلاسیک	7	3.3430×10^{-4}
کنترل کننده فازی- PID	5.5	0.0096
کنترل کننده فازی- عصبی- PID	1	8.7935×10^{-5}

Table (11): Settling time and steady state error values of the pitch angle responses with disturbance

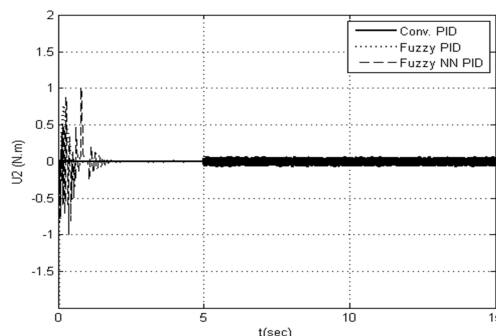
جدول (۱۱): مقادیر زمان نشست و خطای حالت دائمی پاسخ‌های زاویه غلتش با در نظر گرفتن اغتشاش

کنترل زاویه غلتش	زمان نشست (ثانیه)	خطای حالت دائمی (رادیان)
کنترل کننده PID کلاسیک	6.7	3.4340×10^{-4}
کنترل کننده فازی- PID	5.3	0.0018
کنترل کننده فازی- عصبی- PID	0.8	4.8714×10^{-4}



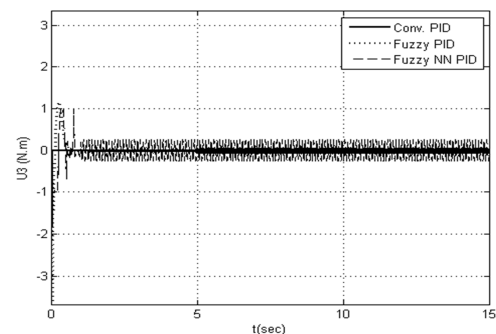
شکل (۱۹): سیگنال کنترل ارتفاع کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی- عصبی- PID (خط چین) با در نظر گرفتن اغتشاش

Fig. (19): The attitude control signal of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers with disturbance



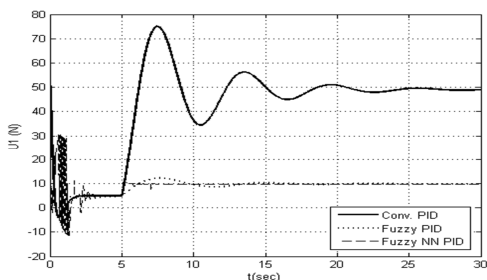
شکل (۲۰): سیگنال کنترل زاویه چرخش کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی- عصبی- PID (خط چین) با در نظر گرفتن اغتشاش

Fig. (20): The roll angle control signal of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers with disturbance



شکل (۲۱): سیگنال کنترل زاویه غلتش کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی- عصبی- PID (خط چین) با در نظر گرفتن اغتشاش

Fig. (21): The pitch angle control signal of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers with disturbance



شکل (۲۴): سیگنال کنترل ارتفاع کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی- عصبی- PID (خط چین) با حضور نامعینی جرمی

Fig. (24): The attitude control signal of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers with mass uncertainty

جدول (۱۳): مقادیر زمان نشست، بالازدگی و خطای حالت دائمی پاسخ‌های ارتفاع با حضور نامعینی جرمی

کنترل ارتفاع z	زمان نشست (ثانیه)	مقدار بالازدگی (درصد)	خطای حالت دائمی (متر)
کنترل کننده PID کلاسیک	39.5	0.801	0.0198
کنترل کننده فازی- PID	28	1.756	0.0775
کنترل کننده فازی- عصبی- PID	12.5	0.285	0.0018

با توجه به شکل (۲۳) و جدول (۱۳) و مقایسه آن‌ها با شکل (۷) و جدول (۵)، همانگونه که مشخص است کنترل کننده فازی- عصبی مبتنی بر PID دارای بهترین عملکرد می‌باشد. همچنین، کنترل کننده فازی- PID زمان نشست کمتری نسبت به کنترل کننده کلاسیک دارد و همانگونه که از شکل (۲۳) مشخص است، این کنترل کننده عملکرد نسبتاً مقاوم‌تری در مقایسه با کنترل کننده کلاسیک دارد. همانگونه که از شکل (۲۴) مشخص است، سیگنال‌های کنترلی محدود می‌باشند، اما سیگنال کنترلی u_1 کنترل کننده PID با در نظر گرفتن اغتشاش، بر خلاف سیگنال کنترلی u_1 کنترل کننده PID بدون در نظر گرفتن اغتشاش در شکل (۱۱)، با گذشت زمان بیشتر تقریباً ۲۵ ثانیه به مقدار ثابت ۵۰ نیوتن همگرا شده است و سیگنال کنترلی u_1 کنترل کننده فازی- عصبی- PID پس از گذشت ۵ ثانیه و سیگنال کنترلی u_1 کنترل کننده فازی- PID پس از گذشت ۱۴ ثانیه به مقدار ۱۰ نیوتن رسیده‌اند.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله مدل‌سازی کوادروتور با معادلات نیوتون- اویلر صورت پذیرفت. از دیرباز مسئله تنظیم و بهینه‌سازی پارامترهای کنترل کننده PID مورد توجه تحقیقات کنترلی بوده است. در این مقاله از کنترل کننده‌های PID کلاسیک که ضرایب آن‌ها به روش زیگلر- نیکولز تنظیم شدند، فازی- PID و فازی- عصبی مبتنی بر PID استفاده شد. در اصل

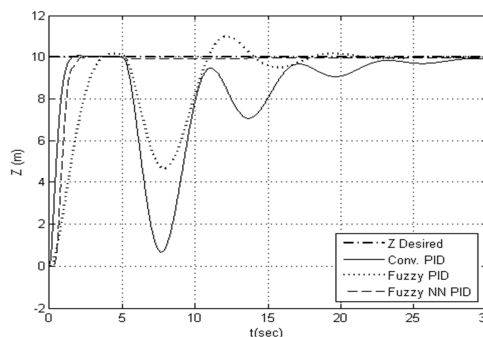
Table (12): Settling time and steady state error values of the yaw angle responses with disturbance

جدول (۱۲): مقادیر زمان نشست و خطای حالت دائمی پاسخ‌های زاویه پیچش با در نظر گرفتن اغتشاش

کنترل زاویه پیچش	زمان نشست (ثانیه)	خطای حالت دائمی (رادیان)
کنترل کننده PID کلاسیک	6.5	0.0011
کنترل کننده فازی- PID	8.16	0.0241
کنترل کننده فازی- عصبی- PID	1.01	0.0018

همانگونه که مشخص می‌باشد کنترل کننده‌های طراحی شده موفق به کنترل معادلات دینامیکی کوادروتور در حضور اغتشاشات شده‌اند و کنترل کننده فازی- عصبی مبتنی بر PID با خاصیت تطبیق‌پذیری، مقاوم و آموزش بر خط خود دارای بهترین عملکرد است و پس از آن کنترل کننده فازی- PID دارای عملکرد نسبتاً مقاوم‌تری در مقایسه با کنترل کننده PID کلاسیک می‌باشد.

در زمان ۵ ثانیه به کوادروتور جرمی معادل با ۰/۵ کیلوگرم که با جرم کوادروتور مورد بررسی برابر است، اضافه می‌نماییم و به مقایسه نتایج می‌پردازیم. همانطور که از معادلات دینامیکی کوادروتور معلوم در هوا (۱۴) تا (۱۷) نیز مشخص است، جرم کوادروتور تنها بر کنترل ارتفاع آن مؤثر می‌باشد و پاسخ‌های کنترل کننده‌ها و سیگنال‌های کنترلی آن‌ها در شکل‌های (۲۳) و (۲۴) آمده‌اند و همچنین، به جهت بررسی بهتر پاسخ‌ها و مقایسه راحت‌تر آن‌ها، زمان نشست، مقدار بالازدگی و خطای حالت دائمی پاسخ‌های کنترل کننده‌های پیاده‌سازی شده بر روی معادلات دینامیکی کوادروتور، در جدول (۱۳) آمده‌اند.



شکل (۲۳): پاسخ کنترل ارتفاع کوادروتور با کنترل کننده‌های PID کلاسیک (خط ممتد)، فازی- PID (نقطه چین) و فازی- عصبی- PID (خط چین) با حضور نامعینی جرمی

Fig. (23): The response of the altitude control of the quadrotor using classical PID (solid line), fuzzy PID (dotted line) and neural fuzzy PID (dashed line) controllers with mass uncertainty

این مقاله با هدف استفاده از مزیت‌های هر دو الگوریتم‌های کنترلی فازی و شبکه عصبی، به ترکیب این دو کنترل‌کننده پرداخته است. نتایج تحقیقات انجام شده در این پژوهش نشان می‌دهند که کنترل‌کننده فازی-عصبی مبتنی بر PID با آموزش بر خط خود دارای عملکرد پویا و حالت ماندگار با عملکرد خوب، قابلیت خود تنظیم بهتر و مقاوم می‌باشد و در محیط‌های نویزی و پر از اغتشاش و برای سیستم‌هایی که پارامترهای داخلی آنها در حال تغییر و همچنین سیستم‌هایی که در مدل دینامیکی آنها نامعینی وجود دارد کاربرد خواهد داشت.

References

- [1] M.W. Bailey, "Unmanned aerial vehicle path planning and image processing for orthoimagery and digital surface model generation", Master's thesis, Vanderbilt University, Nashville, Dec. 2012.
- [2] S. Raza, G. Wail, "Intelligent flight control of an autonomous quadrotor, motion control", University of Ottawa: In Tech, federico casolo ed, 2010.
- [3] S. González-Vázquez, J. Moreno-Valenzuela, "A new nonlinear pi/pid controller for quadrotor posture regulation", Proceeding of the IEEE/CERMA, pp. 642 – 647, Morelos, Oct. 2010.
- [4] J. Li, Y. Li, "Dynamic analysis and pid control for a quadrotor", Proceeding of the IEEE/ICMA, pp.573 –578, Beijing, Aug. 2011.
- [5] S. Bouabdallah, A. Noth, R. Siegwart, "PID versus LQ control techniques applied to an indoor micro quadrotor", Proceeding of the IEEE/ROAS, Vol. 3, pp.2451 – 2456, Sendai, Japan, Oct 2004.
- [6] S. Khatoun, D. Gupta, L. Das, "PID LQR control for a quadrotor: Modeling and simulation", Proceeding of the IEEE/ICACCI, pp.769– 802, New Delhi, Oct. 2014.
- [7] S. Vaitheeswaran, R. Mekala, "Non-linear attitude control methods for quadrotor MAVs: A study", Proceeding of the IEEE/CCIP, pp.1–6, Noida, March 2015.
- [8] H. Noshahri, H. Kharrati, "PID controller design for unmanned aerial vehicle using genetic algorithm," Proceeding of the IEEE/ISIE, pp.213– 217, Istanbul, June 2014.
- [9] B. Erginer, A. Erdin, "Design and implementation of a hybrid fuzzy controller for a quadrotor vtol vehicle", International Journal of Control, Automation and Systems, Vol. 10, pp.61–70, Feb. 2012.
- [10] E.A. Seidabad, S. Vandaki, A.V. Kamyad, "Designing fuzzy PID controller for quadrotor", International Journal of Advanced Research in Computer Science Technology, Vol. 2, pp. 221– 227, Dec. 2014.
- [11] M. Mirzaei, F.S. Nia, H. Mohammadi, "Applying adaptive fuzzy sliding mode control to an underactuated system", Proceeding of the IEEE/ICIA, pp.654- 659, Shiraz, 2011.
- [12] M. Efe, "Neural network assisted computationally simple PID control of a quad rotor uav", IEEE Trans. on Industrial Informatics, Vol. 7, pp.354 –361, April. 2011.
- [13] N. Raharja, Iswanto, M. Faris, A. Cahyadi, "Hover position quadrotor control with fuzzy logic", Proceeding of the IEEE/ICITACEE, pp.89– 92, Semarang, Nov. 2014.
- [14] A. Rabhi, M. Chadli, C. Pegard, "Robust fuzzy control for stabilization of a quadrotor", Proceeding of the IEEE/ICAR, pp.471 – 475, Tallinn, June 2011.
- [15] H. Boudjedir, F. Yacef, O. Bouhali, N. Rizoug, "Adaptive neural network for a Quadrotor unmanned aerial vehicle", International Journal in Foundations of Computer Science and Technology, Vol.2, pp.1–13, July 2012.
- [16] B.Y. Lee, H.I. Lee, Min-Jea Tahk, "Analysis of adaptive control using on-line neural networks for a quadrotor uav", Proceeding of the IEEE/ICCAS, pp.1840–1844, Korea, Oct. 2013.
- [17] M. Mahfouz, M. Ashry, G. Elnashar, "Design and control of quad-rotor helicopters based on adaptive neuro-fuzzy inference system", International Journal of Engineering Research Technology (IJERT), Vol. 2, pp. 479–485, Dec. 2013.
- [18] White, David Ashley, Donald A. Sofge, eds. Handbook of Intelligent Control: Neural, Fuzzy, and Adaptive Approaches. Van Nostrand Reinhold Company, 1992.
- [19] Y. Amir, V. Abbass, "Modeling of quadrotor helicopter dynamics", Proceeding of the IEEE/ICSMA, pp. 100-105, Gyeonggi-do, April 2008.
- [20] X. Gong, Z.C. Hu, C.J. Zhao, Y. Bai, Y.T. Tian, "Adaptive back stepping sliding mode trajectory tracking control for a quad-rotor", IEEE International Journal of Automation and Computing, Vol. 9, pp. 555–560, Oct. 2012.
- [21] H. Voos, "Nonlinear state-dependent riccati equation control of a quadrotor uav", Proceeding of the IEEE/ICCACACSD, pp.2547–2552, Munich, Germany, Oct. 2006.
- [22] A.A. Zamani, S.M. Kargar-Dehnavi, "Compensation of actuator's saturation by using fuzzy logic and imperialist competitive algorithm in a system with PID controller", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology (JIPET), Vol. 3, No. 11, pp. 21-26, Summer 2013. (in Persian)
- [23] M. Lotfi-Forushani, B. Karimi, Gh. Shahgholian, "Optimal PID controller tuning for multivariable aircraft longitudinal autopilot based on particle swarm optimization algorithm", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology (JIPET), Vol. 3, No. 9, pp. 41-50, Spring 2012. (in Persian)
- [24] M. Safaei, S. Hosseini, M. Hosseini-Toodeshki, "A general method for designing fractional order PID controller", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology (JIPET), Vol. 3, No. 12, pp. 25-34, Winter 2013. (in Persian)