مکانیک سازه‌ها و شاره‌ها/ سال ۱۳۹۷/ دوره ۸/ شماره ۲/ صفحه ۳۷-۵۰

مجله علمی پژوهشی مکانیک سازه‌ها و شاره‌ها

DOI: 10.22044/jsfm.2018.3004.2286

طراحی الگوریتم‌های کنترلی انتگرال-مشتق گیر- تناسبی مرتبه کسری و معمولی همراه با بررسی تجربی عملکرد آن برای کنترل موقعیت زاویه‌ای کوادروتور

وحید تیکنی[۱] و حامد شهبازی[۲،*]

[۱] کارشناسی ارشد، گروه مهندسی مکانیک، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان

[۲] استادیار، گروه مهندسی مکانیک، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان

مقاله مستقل، تاریخ دریافت: ۱۳۹۵/۱۰/۰۳؛ تاریخ بازنگری: ۱۳۹۷/۰۱/۱۹؛ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۳/۱۹

چکیده

در این مقاله به طراحی و پیاده سازی الگوریتم کنترلی PID و PID مرتبه کسری با استفاده از الگوریتم‌های فراابتکاری برای کنترل موقعیت زاویه‌ای کوادروتور پرداخته شده و عملکرد این دو کنترل، مورد ارزیابی و مقایسه قرار گرفته شده است. استفاده محاسبات کسری در الگوریتم کنترلی PID، منجر به پاسخ مطلوب‌تری نسبت مشتق و انتگرال مرتبه‌ی اول می‌شود. به منظور طراحی بهینه کنترل‌گر، از الگوریتم‌های بهینه‌سازی ژنتیک و ازدحام ذرات برای تنظیم بهره‌های کنترلی و تعیین مرتبه‌های مشتق و انتگرال استفاده شده است و عملکرد این دو الگوریتم در کاهش تابع هزینه مقایسه شده‌اند. به منظور بررسی تجربی عملکرد الگوریتم کنترلی PID، بستر آزمایشگاهی شامل، کوادروتور و حسگرهای مورد نیاز طراحی شده است. فیلتر کالمن با ادغام اطلاعات خروجی حسگرهای ژیروسکوپ و شتاب‌سنج، نویز حسگرها را حذف نموده و تخمین مناسبی از موقعیت زاویه‌ای سازه ارائه می‌دهد. عملکرد الگوریتم کنترلی PID با ورودی‌های پله و هنگام اعمال اغتشاشات خارجی ضربه‌ای، مورد ارزیابی قرار گرفته شده است.

کلمات کلیدی: کنترل‌گر PID؛ کنترل‌گر مرتبه کسری PID؛ کوادروتور؛ فیلتر کالمن؛ کنترل‌گر زاویه‌ای کوادروتور؛ الگوریتم بهینه‌سازی.

Design PID and Fractional-Order PID Controller and Experimental Evaluation of PID Controller Performance for Attitude Control of Quadrotor

Vahid Tikani[1], Hamed Shahbazi[2,*]

[1] MSc, Mechanical Engineering Department, University of Isfahan, Isfahan, Iran.

[2] Assistant Professor, Mechanical Engineering Department, University of Isfahan, Isfahan, Iran.

Abstract

The purpose of this paper is to design a fractional order PID (FOPID) controller base on stochastic algorithms for attitude control of quadrotor. The model is based on usage of Fractional calculus in the PID Controllers which can provide novel and higher performance extension for FOPID controllers. Here, the main goal is to design an optimal PID and FOPID controller using stochastic algorithms. Therefor two stochastic algorithms are used for optimal tuning of FOPID parameters. Genetic Algorithm (GA) and Particle Swarm Optimization are compared in minimizing the performance criteria formula which leads to a better performance in controlling of the plant. A quadrotor is installed on an experimental test stand includes of accelerometers, gyroscopes and microcontroller with one and three degrees of freedom to test the performance of PID controller. Kalman filter is used to reduce the noises by combination of accelerometer and gyroscope output. The result of the experiments in the paper shows that the quadrotor can perform desired motions successfully with the controller in the response of step input and while it is subjected to external disturbances

Keywords: PID Controller; FOPID Controller; Quadrotor; Kalman Filter; Attitude Controller; Optimization Algorithm.

* نویسنده مسئول؛ تلفن: ۵۶۲۸ ۷۹۳ ۰۳۱۳؛ فکس: ۵۶۱۹ ۷۹۳ ۰۳۱۳

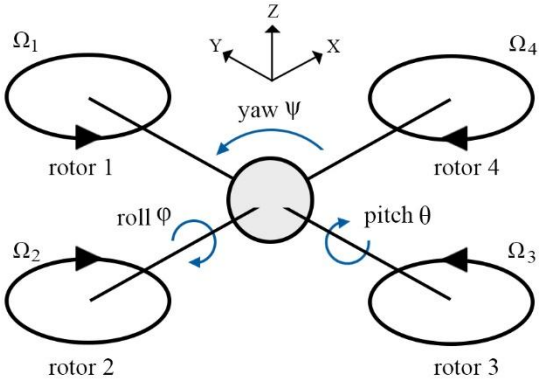
آدرس پست الکترونیک: shahbazi@eng.ui.ac.ir

۱- مقدمه

کوادروتور یک پهباد چهارملخه است که قابلیت پرواز در راستاهای مختلف را برای این سازه ممکن می‌کند. پهبادها در دهه‌های اخیر برای کاربردهای نظامی و غیر نظامی (از جمله: آتش‌نشانی، عملیات جستجو و نقشه برداری)، مورد توجه محققان قرار گرفته است. طراحی و کنترل این پهبادها، از مهمترین چالش‌های پیش رو در زمینه طراحی ربات‌های پرنده به‌شمار می‌رود. ساختار کوادروتورها نسبت به پهبادهای ملخ‌دار، مشابه مزیت‌های قابل توجهی دارند. در این نوع از ربات‌ها به جای استفاده از یک پیشران، از چهار پیشران مستقل استفاده شده که در چهار گوشه کوادروتور نصب شده‌اند. این ساختار موجب می‌شود که با کاهش گشتاور در سیستم، ملخ‌ها بتوانند با سرعت بیشتری حرکت کنند و علاوه بر افزایش بهره‌وری موتورها، قابلیت مانور در این ربات پرنده افزایش یابد. کوادروتورها به سبب قابلیت نشست و برخاست عمودی در دسته عمود پروازها قرار می‌گیرند. ظرفیت حمل بار، سادگی ساختاری، قابلیت مانورپذیری بالا، داشتن قیود حرکتی کم و هزینه پایین تعمیر و نگهداری، از جمله ویژگی‌هایی است که موجب شده این وسیله مورد توجه قرار بگیرد. از دسته مشکلاتی که برسر راه طراحی و توسعه‌ی چنین ربات‌هایی وجود دارد، مسئله پایداری این نوع پهبادها است. با توجه به کاربرد فراوان این نوع از ربات‌های پرنده، توسعه الگوریتم‌های کنترلی برای پایدارسازی آن‌ها، مورد توجه پژوهشگران قرار گرفته است. الگوریتم‌های کنترلی خطی متعددی برای پایدارسازی این ربات چهارملخه تا به حال ارایه شده است که از این دسته می‌توان به الگوریتم‌های کنترلی PD و LQR اشاره کرد [۱و۲]. بدین ترتیب ساختار کوادروتور و الگوریتم کنترلی بر پایه خطی سازی فیدبک برای کنترل زوایا و ارتفاع، توسط بوعبدلله و همکارانش، مورد بررسی قرار گرفت [۳]. الگوریتم‌های کنترلی کلاسیک و روش کنترلی تناسبی، مشتق‌گیر، تناسبی به دلیل سادگی در طراحی و پیاده‌سازی برای کنترل زاویه‌ای و ارتفاع این سازه استفاده شده‌اند [۴و۵]. با پیشرفت نظریه‌های کنترل هوشمند، روش‌هایی مانند، روش‌های عصبی، فازی و روش-های ترکیبی با کنترلرهای کلاسیک ارائه شدند که منجر به بهبود پاسخ کنترلرهای کلاسیک شدند [۶-۹]. یکی از روش-های توسعه کنترل کننده‌های PID کلاسیک، استفاده از کنترل کننده‌های PID مرتبه کسری بر اساس حسابان کسری است. حسابان کسری (مشتق و انتگرال با مرتبه کسری)، یک مبحث ریاضی با بیش از ۳۰۰ سال سابقه تاریخی است؛ اما اخیرا در حوزه علم و مهندسی، به شدت مورد استقبال قرار گرفته است. کنترل‌کننده‌ها و سیستم‌های دینامیک مرتبه کسری بر اساس حسابان مرتبه کسری می باشند [۱۲-۱۰]. در سال ۱۹۹۹ پودلوبنی تعمیمی از کنترل کننده‌های PID، به نام PID مرتبه کسری را بیان نمود و تاثیرات مثبت چنین کنترل کننده‌هایی را روی پاسخ متحرک سیستم‌های مرتبه کسری نشان داد [۱۳]. تواضعی و حایری نیز، به بررسی بهبود عملکرد کنترل‌کننده‌های مرتبه کسری در دفع اغشاشات پرداختند[۱۴]. با بیان ایده طراحی کنترل کننده‌های مرتبه کسری با استفاده از الگوریتم‌های تکاملی چانگ و همکارانش، از الگوریتم ژنتیک برای طراحی کنترل کننده PID مرتبه کسری (FOPID[1])، به منظور بهینه سازی یک سیستم چند متغیره استفاده کردند [۱۵]؛ همچنین در [۱۶] از الگوریتم ازدحام ذرات برای طراحی این نوع از الگوریتم کنترلی استفاده شده است.

۲- مدل دینامیکی کوادروتور

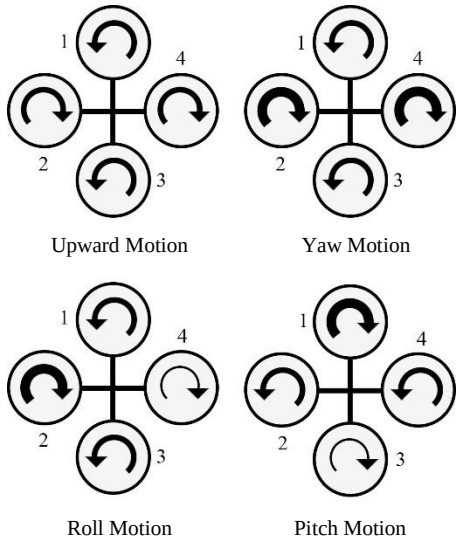
کوادروتور یک سیستم چند ورودی چندخروجی (MIMO) محسوب می‌شود. همانگونه که در شکل ۱ نشان داده شده است، کوادروتور دارای چهار روتور متصل به یک بدنه است، با تغییر سرعت این روتورها، امکان حرکت در راستاهای مختلف برای کوادروتور فراهم می‌شود.



شکل ۱- ساختار کوادروتور

[1] Fractional Order PID

موتورهای شماره ۱ و ۳ در راستای پادساعتگرد می‌چرخند و موتورهای شماره ۲ و ۴، در راستای ساعتگرد گردش می‌کنند. شکل ۲ نحوه تغییر سرعت روتورهای کوادروتور را برای ایجاد حرکت‌های مختلف نشان می‌دهد. برای حرکت در راستای عمودی سرعت هر چهار روتور به یک میزان کاهش و یا افزایش پیدا می‌کند. تغییر سرعت روتورهای ۲ و ۴ منجر به حرکت در راستای رول[1] چرخش حول محور x می‌شود. با تغییر سرعت روتورهای ۱ و ۳، سازه در راستای پیچ[2] حول محور y می‌چرخد. حرکت در راستای یاو[3] حول محور z نیز، با افزایش یا کاهش همزمان سرعت روتورهای مقابل هم صورت می‌گیرد.



شکل ۲- تغییر سرعت روتورها در حرکات مختلف

با استفاده از رابطه نیوتون-اویلر، معادلات حرکت کوادروتور با رابطه (۱) استخراج می‌شود [۱]:

$$\ddot{x} = (\cos\phi\sin\theta\cos\psi + \sin\phi\sin\psi)\frac{U_1}{m} \quad \text{(۱-الف)}$$

$$\ddot{y} = (\cos\phi\sin\theta\sin\psi - \sin\phi\cos\psi)\frac{U_1}{m} \quad \text{(۱-ب)}$$

$$\ddot{z} = -g + (\cos(\phi)\cos(\theta))\frac{U_1}{m} \quad \text{(۱-ج)}$$

$$\ddot{\varphi} = \dot{\theta}\dot{\psi}\left[\frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}}\right] + \frac{J_r}{I_{xx}}\dot{\theta}\Omega_r + \frac{1}{I_{xx}}U_2 \quad \text{(۱-د)}$$

$$\ddot{\theta} = \dot{\theta}\dot{\psi}\left[\frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}}\right] - \frac{J_r}{I_{yy}}\dot{\phi}\Omega_r + \frac{1}{I_{yy}}U_3 \quad \text{(۱-هـ)}$$

$$\ddot{\psi} = \dot{\theta}\dot{\phi}\left[\frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}}\right] + \frac{1}{I_{yy}}U_4 \quad \text{(۱-و)}$$

سه زاویه‌ی φ و θو ψ موقعیت زاویه‌ای کوادروتور را بیان می‌کنند. x و y و z، موقعیت مرکز جرم کوادروتور را نشان می‌دهند.m و I_x و I_y و I_z ، جرم و ممان‌های اینرسی کوادروتور و J_R ممان اینرسی روتورها است.Ω_r مجموع سرعت‌های زاویه‌ای تیغه‌های پرواز است که با رابطه (۲) تعریف می‌شود:

$$\Omega_r = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3 - \omega_4 \quad (۲)$$

U_1 و U_2 و U_3 و U_4 ورودی‌های سیستم و به ترتیب نیروی مجموع بالابرنده و مومنتم‌های رول و پیچ و یاو تولیدی توسط تیغه‌های پروازی می‌باشند که با رابطه (۳) تعریف می‌شوند:

$$U_1 = b(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) \quad \text{(۳-الف)}$$

$$U_2 = b(\omega_3^2 - \omega_4^2) \quad \text{(۳-ب)}$$

$$U_3 = b(\omega_1^2 - \omega_2^2) \quad \text{(۳-ج)}$$

$$U_4 = d(\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_3^2 - \omega_4^2) \quad \text{(۳-د)}$$

b نمایش ضریب بالابرندگی و d ضریب بازدارندگی است.

۳- کنترلر موقعیت زاویه‌ای کوادروتور

دو الگوریتم کنترلی تناسبی-انتگرال‌گیر-مشتق‌گیر کلاسیک و PID مرتبه کسری برای پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور طراحی می‌شود. همانگونه که اشاره شد، ورودی‌های کنترلی توسط معادلات ۳ مشخص می‌شوند. سه ورودی کنترلی U_2 و U_3 و U_4 برای کنترل زوایا تولید می‌شود که حرکت‌های رول، پیچ و یاو را کنترل می‌کند.

۳-۱- کنترلر کلاسیک تناسبی-انتگرال‌گیر-مشتق‌گیر

کنترلر تناسبی- انتگرال‌گیر –مشتق‌گیر از دسته کنترلرهای مبتنی بر بازخورد است. با توجه به ساختار ساده و عملکرد مقاوم این نوع از کنترل‌کننده، طراحی و پیاده‌سازی آن در صنایع بسیار رواج دارد. رابطه کلی کنترلر تناسبی-انتگرال‌گیر- مشتق‌گیر به صورت رابطه (۴) است:

[1] Roll
[2] Pitch
[3] Yaw

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t) + K_D \frac{d}{dt} e(t) \qquad (۴)$$

بهره‌ی کنترلی تناسبی K_p، بازخورد کنترلی نسبت به خطای بین مقدار مطلوب و مقدار واقعی است. بهره کنترلی مشتق-گیر K_d بازخورد کنترلی به نرخ تغییر خطا و بهره کنترلی انتگرالی K_i، بازخورد کنترلی به مجموع مقادیر خطاست که در ورودی کنترلی لحاظ شده‌اند. برای کنترل زاویه‌ای کوادروتور سه ورودی کنترلی U_2 و U_3 و U_4 را برای کنترل جهت‌های رول، پیچ و یاو تولید می‌شوند.

۲-۳- کنترلر تناسبی-انتگرال‌گیر-مشتق‌گیر مرتبه کسری

الگوریتم کنترلی PID مرتبه کسری، تعمیم یافته‌ی الگوریتم کنترلی PID استاندارد با استفاده از حسابان کسری است. در مقایسه با الگوریتم کنترلی PID استاندارد، دو متغیر قابل تنظیم مشتق کسری و انتگرال کسری به الگوریتم کنترلی PID اضافه می‌شوند.

۲-۳-۱- حسابان کسری

حسابان کسری از شاخه‌های علم ریاضیات است و تعمیم مشتق و انتگرال معمولی به مرتبه غیر صحیح دلخواه است. عملگر مشتق و انتگرال غیر صحیح به صورت رابطه (۴) بیان می‌شود:

$$ {}_aD_t^\alpha = \begin{cases} \dfrac{d^\alpha}{dt^\alpha} & a > 0 \\ 1 & a = 0 \\ \displaystyle\int_a^t (d\tau)^\alpha & a < 0 \end{cases} \qquad (۴)$$

a و t محدوده‌های عملگر D و $\alpha \in R$ می‌باشد.

ریمن لیویل [1] و گرونواد لتنیکو [2] و کپتو [3] از تعاریف مشتق و انتگرال مرتبه کسری هستند. تعریف ریمن لیویل که از تعاریف پر کاربرد مشتق و انتگرال کسری محسوب می‌شود، در معادله ۵ ارائه شده است [۱۷].

$$ {}_aD_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \qquad (۵)$$

[1] Riemann Lioville
[2] Grünwald Letnikov
[3] Caputo

در عبارت فوق n عدد صحیح است، به صورتی‌که $n-1 < \alpha < n$ و Γ تابع گاما است و به صورت معادله ۶ تعریف می‌شود.

$$\Gamma(n) = \int_0^\infty t^{n-1} e^{-t} dt \qquad (۶)$$

۲-۳-۲- روش‌های تقریبی مرتبه صحیح

با توجه به اینکه معادلات دیفرانسیلی مرتبه کسری به راحتی معادلات دیفرانسلی معمولی قابل حل نمی‌باشند. اغلب از روش‌های تقریبی برای حل این معادلات استفاده می‌شود. از معروفترین روش‌های تقریبی، تقریب کرون است که به صورت رابطه ۷ بیان می‌شود [۱۷].

$$s^q \approx k \prod_{n=1}^{N} \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zn}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pn}}}, q > 0 \qquad (۷)$$

این تقریب در محدوده فرکانسی $[\omega_1 \omega_h]$، N تعداد صفرها و قطب‌ها است که از پیش تعیین می‌شود، بهره k طوری تنظیم می‌شود که رابطه ۷ از هردو سمت دارای بهره-ی واحد در ۱ رادیان بر ثانیه باشد. فرکانس‌های صفرها و قطب‌ها، از روابط (۸) به دست می‌آیند.

$$\omega_{z,1} = \omega_1 \sqrt{\eta} \qquad (۸\text{-الف})$$

$$\omega_{p,n} = \omega_{z,n} \upsilon, n = 1, \dots, N \qquad (۸\text{-ب})$$

$$\omega_{z,n+1} = \omega_{p,n} \eta, n = 1, \dots, N \qquad (۸\text{-ج})$$

$$\alpha = (\omega_h / \omega_n)^{\upsilon/N} \qquad (۸\text{-د})$$

$$\eta = (\omega_h / \omega_1)^{(1-\upsilon)/N} \qquad (۸\text{-هـ})$$

در این پژوهش از روش تقریب کرون استفاده شده است و محدوده‌ی فرکانسی به صورت [۰/۰۱ ۱۰۰] و مقدار N برابر ۵ منظور شده است.

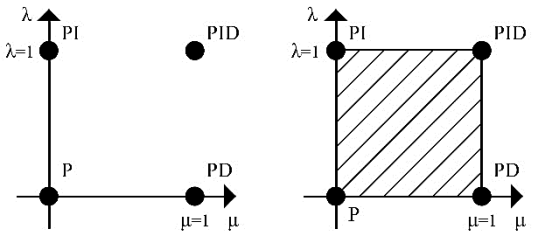
معادله دیفرانسیل الگوریتم کنترلی PID مرتبه کسری، به صورت رابطه ۹ ارائه می‌شود.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^\mu e(t) \qquad (۹)$$

تابع انتقال FOPID، در فضای لاپلاس به صورت رابطه (۱۰) بیان می‌شود:

$$G_c(s) = K_p + T_i s^{-\lambda} + T_d s^\mu \quad (\lambda, \mu > 0) \qquad (۱۰)$$

همانطور که مشخص است، در کنترل‌کننده FOPID علاوه بر پارامترهای K_P, K_D, K_I دو پارامتر μ و λ نیز باید مقداردهی شوند. ارتباط بین کنترل‌کننده FOPID و کنترل‌کننده استاندارد PID ، در شکل ۳ نشان داده شده است.



شکل ۳- الگوریتم کنترلی PID و PID مرتبه کسری

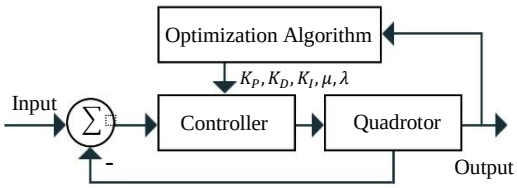
همانطور که مشاهده می‌شود، کنترل کننده FOPID تعمیم یافته کنترل کننده PID است. کنترل کننده PID مرتبه کسری، دارای دامنه بیشتری بوده و امکان تنظیم دقیق‌تری برای سیستم حلقه بسته فراهم می‌کند.

۴- الگوریتم‌های بهینه‌سازی

الگوریتم های تکاملی در مقایسه با سایر الگوریتم‌های بهینه-سازی برتری‌هایی دارند که موجب شده است، به طور گسترده مورد استفاده قرار بگیرند. این الگوریتم‌ها، نیاز به معرفی کامل مسئله ندارند. به علاوه اینکه محدودیتی در مورد تابع شایستگی ندارند و لزومی ندارد که این تابع پیوسته یا مشتق‌پذیر باشد. تنظیم بهره‌های کنترلی مسأله‌ای با چندین مجهول به شمار می‌رود. همانگونه که در شکل ۴ نشان داده شده است، با انتخاب تابع هزینه مناسب این ضرایب توسط الگوریتم‌های بهینه‌سازی به گونه‌ای انتخاب شوند تا سیستم عملکرد مناسبی داشته باشد.

الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات و ژنتیک برای این منظور انتخاب شده‌اند. روش بهینه سازی ازدحام ذرات، یک روش سراسری کمینه‌سازی است که با استفاده از آن می‌توان به حل مسائلی پرداخت که جواب آنها یک نقطه یا سطح در فضای چند بعدی است. در این الگوریتم مجموعه ذراتی در فضای پاسخ فرض می‌شوند و یک سرعت ابتدایی به آنها اختصاص داده می‌شود، همچنین کانال‌های ارتباطی بین ذرات در نظر گرفته می‌شود. سپس این ذرات در فضای پاسخ حرکت می‌کنند و نتایج حاصله بر مبنای یک ملاک شایستگی پس از هر بازه زمانی محاسبه می‌شود.

عملکرد الگوریتم ژنتیک متشکل از توابع شایستگی، انتخاب، تقاطع و جهش است. تابع شایستگی معیاری از خوب بودن کروموزوم است؛ یعنی چقدر این رشته کروموزوم مناسب فضای فعلی مسئله است و آن را حل می‌کند. تابع انتخاب عمل انتخاب یک زوج است. تابع تقاطع عمل جابجا کردن ژن بین دو فرد در حال تولید است و جهش نیز عمل تغییر کروموزوم به صورت تصادفی است.



شکل ۴- روند محاسبه بهره‌های کنترلی با استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی

۴-۱- تابع هزینه

به منظور محاسبه بهره‌های کنترلی K_P, K_D, K_I و دو پارامتر μ و λ در کنترل‌کننده، تابع هزینه‌ی مناسبی باید منظور شود. تابع هزینه می‌تواند بر اساس مشخصه‌های مطلوب طراح برای مثال میزان فراجهش M_p، زمان فراز t_r، مقدار پاسخ ماندگار e_{ss} و زمان نشست t_s، تعریف شود. معیارهای مختلفی برای سنجش عملکرد یک کنترل‌کننده وجود دارد، مانند انتگرال مرتبه دوم خطا (ISE) ، انتگرال قدرمطلق خطا (IAE) و انتگرال مرتبه دوم خطا با مقدار وزنی زمان (ITSE) که در پاسخ به ورودی پله محاسبه و ارزیابی می‌شوند. روابط معیارهای (ISE)، (IAE) و (ITSE) به ترتیب، در معادلات شماره ۱۱ آمده است.

$$\mathrm{ISE} = \int_0^\infty e^2(t)dt \qquad (۱۱\text{-الف})$$

$$\mathrm{IAE} = \int_0^\infty |e(t)|dt \qquad (۱۱\text{-ب})$$

$$\mathrm{ITSE} = \int_0^\infty te^2(t)dt \qquad (۱۱\text{-ج})$$

سه معیار مذکور دارای مزایا و معایبی هستند؛ برای مثال کمینه‌سازی با استفاده از معیار انتگرال مرتبه دوم خطا و انتگرال قدرمطلق خطا ممکن است، فراجهش کمی را به همراه داشته باشد؛ اما زمان نشست را افزایش می‌دهد. از سوی دیگر، محاسبه رابطه انتگرال مرتبه دوم خطا با پارامتر وزنی زمان، پیچیده و زمان‌بر است. به همین منظور معیار جدیدی مبتنی بر مشخصه‌های سیستم منظور و مورد

استفاده قرار گرفته است. به این ترتیب تابع هزینه به صورت معادله ۱۲ تعریف می‌شود.

$$J_i = e^{-\beta}\left(M_{pi} + e_{ssi}\right) + (1 - e^{-\beta})(t_{si} + t_{ri}) \quad (۱۲)$$

مقدار β مطابق با خواسته‌های طراح از مساله قابل تغییر است، برای یکسان در نظر گرفتن تاثیر مشخصه‌های منظور شده در تابع هزینه این مقدار برابر ۰/۶۹ منظور شده است.

۲-۴- طراحی آزمایش با روش تاگوچی

تنظیم پارامتر یک روش عام برای بهبود کارایی و افزایش عملکرد الگوریتم‌های فراابتکاری به منظور رسیدن به یک جواب قابل قبول در یک زمان منطقی و توجیه پذیر است. مقدار بهینه پارامترها در چنین الگوریتم‌هایی به ساختار مسأله وابسته است. یکی از این روش‌های طراحی آزمایشات، روش تاگوچی است. این روش می‌تواند با کمترین تعداد آزمایشات، شرایط بهینه را تعیین کند و باعث کاهش چشم‌گیر زمان و هزینه انجام آزمایشات مورد نیاز می‌شود. در روش تاگوچی با توجه به تعداد پارامترهای انتخابی و سطوح مربوطه، از آرایه‌های متعامد مختلفی به عنوان ماتریس آزمایشات استفاده می‌شود. در این روش تغییرات با عاملی به نام نسبت سیگنال به نویز معرفی می‌شود و شرایط آزمایشی که دارای بیشترین مقدار سیگنال به نویز باشد، به عنوان شرایط بهینه انتخاب می‌شود.

الگوریتم‌های ژنتیک و ازدحام ذرات که برای طراحی الگوریتم کنترلی FOPID استفاده شده‌اند، دارای ضرایب عددی هستند که باید از پیش مقداردهی شوند. در الگوریتم PSO، ضریب وزنی و بیشینه سرعت، قدرت الگوریتم را برای گریز از پاسخ‌های محلی تعیین می‌کند؛ همچنین مقدار ضرایب C_1 و C_2 توانایی الگوریتم در جستجوی مناسب بین مجموعه فضای پاسخ را معین می‌کند ؛ بنابراین ضرایب C_1 و C_2 و ضریب وزنی W، سه مقدار قابل تنظیم در الگوریتم ازدحام ذرات به شمار می‌روند. تقاطع، درصد جهش، نرخ جهش و نوع برگزینش در الگوریتم ژنتیک نیز، چهار متغیر قابل تنظیم محسوب می‌شوند. بدین منظور ۴ فاکتور در الگوریتم ژنتیک شامل، درصدی از جمعیت که تقاطع بین آنها صورت می‌گیرد، درصدی از جمعیت که جهش روی آنها صورت می‌گیرد، نرخ جهش و روش انتخاب اعضا به منظور تقاطع در ۳ سطح مختلف، مورد بررسی قرار گرفته شده است. پارامترها و سطوح در نظر گرفته شده برای آنها به صورت جدول ۱ سطح بندی شده است.

پارامترها و سطوح منظور شده برای الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات شامل، ۳ فاکتور در ۳ سطح مختلف، مورد بررسی قرار گرفته شده است. این پارامترها در جدول ۲ نشان داده شده است.

جدول ۱- سطوح تعریف شده برای پارامترهای الگوریتم ژنتیک

مرحله	نرخ جهش	درصد جهش	تقاطع	نوع انتخاب
۱	۰/۱	۰/۱	۰/۶	Roulette Wheel
۲	۰/۱۵	۰/۱۵	۰/۷	Tournament
۳	۰/۲	۰/۲	۰/۸	Random

جدول ۲- سطوح تعریف شده برای پارامترهای الگوریتم PSO

مرحله	C_2	C_1	ضریب وزنی
۱	۱	۱	۰/۹
۲	۱/۵	۱/۵	۰/۶
۳	۲	۲	۰/۳

با توجه به تعداد فاکتورها و سطوح در نظر گرفته شده برای پارامترهای الگوریتم‌های بهینه‌سازی، روش پیشنهادی L9 با ۹ آزمایش برای طراحی آزمایش‌ها به کار گرفته شده است. در ادامه از فرمول درصد انحراف نسبی (RPD) برای بی‌مقیاس‌سازی نتایج به دست آمده از الگوریتم‌ها بهره گرفته شده است. فرمول RPD به صورت معادله ۱۴ قابل مقایسه است.

$$RPD = \frac{|Al_{sol} - Best_{sol}|}{|Best_{sol}|} \times 100 \quad (۱۴)$$

که در آن Al_{sol} مقدار بهینه تابع است که با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی به دست آمده است؛ همچنین $Best_{sol}$ بهترین مقدار به دست آمده از کل آزمایشات است. با توجه به اینکه مقادیر RPD فاصله بین مقادیر به دست آمده از الگوریتم و مقدار بهینه هستند، لذا در نرم افزار

مینی تب[1] با انتخاب حالت "Smaller is better" برای روش تاگوچی نمودارهای مربوط به نسبت S/N به دست می‌آید که در شکل‌ها نیز نشان داده شده است. خروجی سطوح بهینه به دست آمده از روش طراحی آزمایش تاگوچی، در شکل ۴ و ۵ نشان داده شده است.

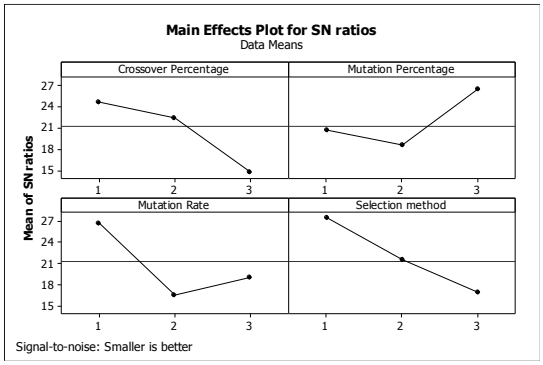
سطوح انتخاب شده از روش تاگوچی در جدول ۳ و ۴ به ترتیب برای الگوریتم‌های ژنتیک و ازدحام ذرات نشان داده شده است.

۵- نتایج شبیه‌سازی

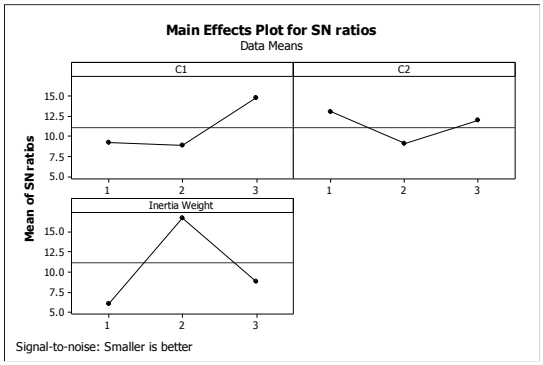
روش‌های متعددی برای تنظیم پارامترها و بهره‌های کنترلی در الگوریتم‌های کنترلی PID و FOPID، مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در این مقاله از الگوریتم‌های بهینه‌سازی برای طراحی الگوریتم کنترلی PID و FOPID استفاده شده است؛ بنابراین الگوریتم ژنتیک و ازدحام ذرات برای تنظیم و مقداردهی متغیرهای این دو الگوریتم کنترلی استفاده شده اند. مقدار تکرار برای هر دو الگوریتم، ۳۰۰ منظور شده است و پارامترهای هر دو الگوریتم، از روش تاگوچی محاسبه شده‌اند. پاسخ کنترل رول، پیچ و یاو با ورودی پله برای الگوریتم‌های کنترلی ارائه شده برای کنترل رول، یاو و پیچ به ترتیب در شکل‌های ۶ تا ۸ ترسیم شده‌اند. مشخصه‌های پاسخ به ورودی پله برای الگوریتم‌های کنترلی در جدول‌های ۵ تا ۷ آمده است. همانطور که مشخص است، الگوریتم کنترلی FOPID نسبت به PID و روش بهینه‌سازی ازدحام ذرات نسبت به الگوریتم ژنتیک منجر به پاسخ مطلوب‌تری می‌شوند.

۶- ساخت و توسعه نمونه آزمایشگاهی

به منظور بررسی تجربی الگوریتم کنترلی PID برای کنترل موقعیت زاویه‌ای کوادروتور، یک بستر آزمایشگاهی برای پیاده‌سازی و تست تجربی کنترل‌کننده مورد نیاز است. به منظور کم کردن پیچیدگی‌های کنترل و جلوگیری از آسیب دیدن سازه، بسترهای آزمایشگاهی برای محدود کردن درجات آزادی سیستم طراحی و ساخته شد. به همین منظور، دو پایه برای بررسی‌های آزمایشگاهی، طراحی شده است، پایه نشان داده شده در شکل ۹، چرخش در راستاهای رول، پیچ و یاو را برای کوادروتور عملی می‌کند و پایه نشان داده شده در شکل ۱۰، حرکت در راستاهای رول یا پیچ را امکان پذیر می‌کند.



شکل ۴- نمودار نسبت S/N برای الگوریتم ژنتیک



شکل ۵- نمودار نسبت S/N برای الگوریتم PSO

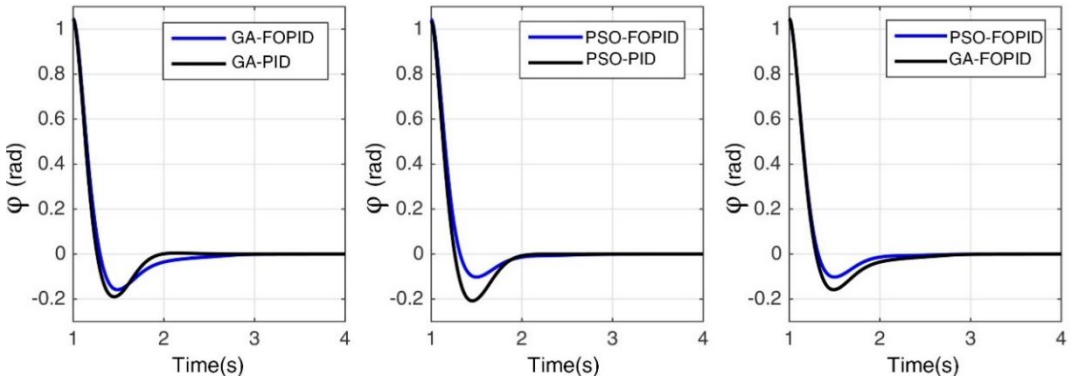
جدول ۳- نتایج روش تاگوچی برای الگوریتم ژنتیک

نوع متغیر	مقدار انتخاب شده
تقاطع	۰/۶
درصد جهش	۰/۲
نرخ جهش	۰/۱
نوع انتخاب	Roulette Wheel

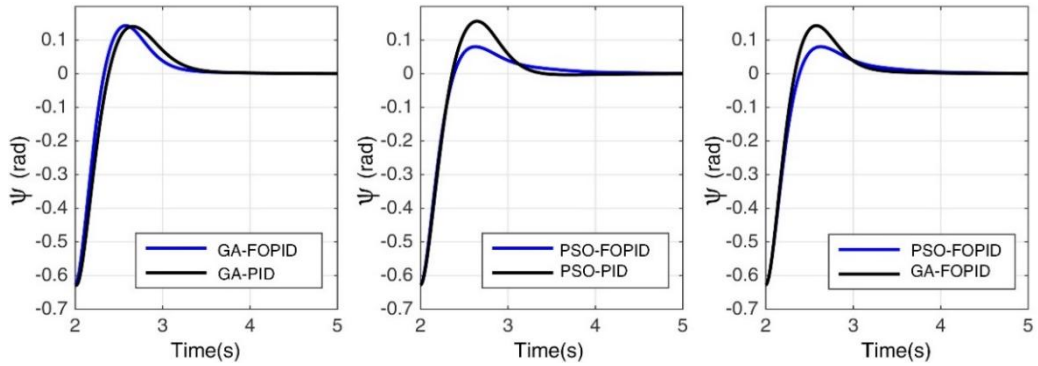
جدول ۴- نتایج روش تاگوچی برای الگوریتم PSO

نوع متغیر	مقدار انتخاب شده
C_1	۲
C_2	۱
ضریب وزنی	۰/۶

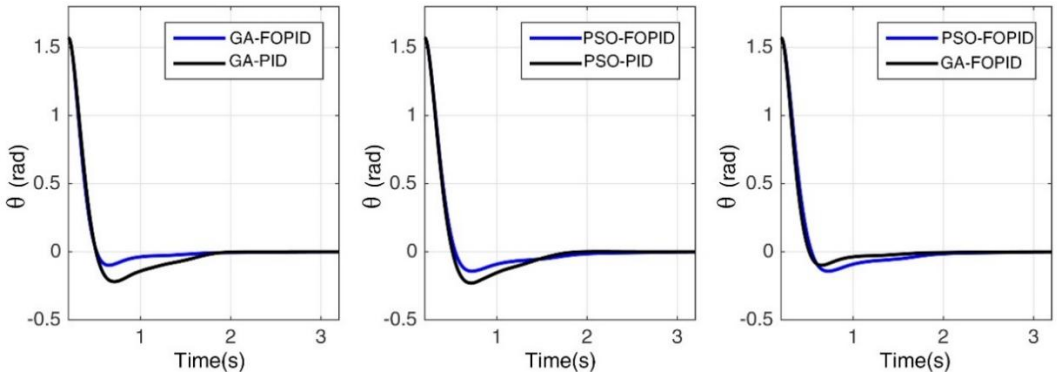
[1] Minitab



شکل ۶- پاسخ الگوریتم کنترلی PID و PID مرتبه کسری به ورودی پله برای کنترل رول



شکل ۷- پاسخ الگوریتم کنترلی PID و PID مرتبه کسری به ورودی پله برای کنترل یاو



شکل ۸- پاسخ الگوریتم کنترلی PID و PID مرتبه کسری به ورودی پله برای کنترل پیچ

جدول ۵- مقایسه الگوریتم کنترلی PID و FOPID در پاسخ به ورودی پله برای کنترل رول

الگوریتم کنترلی	t_s	t_r	$M_P(\%)$	μ	λ	K_I	K_D	K_P	E_{ss}
GA PID	۰/۷۷	۰/۲۶	۱۸/۱۲	۱	۱	۰/۵۶	۰/۱۴	۰/۹۶	۰
GA FOPID	۰/۸۹۶	۰/۲۹	۱۵/۱	۰/۶۳	۰/۵۶	۰/۳۵	۰/۹۱	۰/۵۹	۰
PSO PID	۰/۸۰۶	۰/۲۶	۱۹/۸۶	۱	۱	۰/۵۸	۰/۱۴	۰/۹۵	۰
PSO FPOID	۰/۷۵۶	۰/۳	۹/۷۶	۰/۶۸	۰/۵۲	۰/۰۴	۰/۷۶	۰/۵۱	۰

جدول ۶- مقایسه الگوریتم کنترلی PID و FOPID در پاسخ به ورودی پله برای کنترل یاو

الگوریتم کنترلی	t_s	t_r	$M_P(\%)$	μ	λ	K_I	K_D	K_P	E_{ss}
GA PID	۱/۰۹۳	۰/۳۶	۲۲/۳۸	۱	۱	۰/۸۰	۰/۱۹	۰/۸۵	۰
GA FOPID	۰/۹۵	۰/۳۱	۲۲/۷۶	۰/۹۱	۰/۴۱	۰/۴۸	۰/۹۲	۰/۵۸	۰
PSO PID	۱/۰۴۳	۰/۳۴	۲۴/۸۳	۱	۱	۰/۸۰	۰/۱۹۳	۰/۸۳	۰
PSO FPOID	۰/۹۲	۰/۳۵	۱۲/۷۷	۰/۷۸	۰/۳۵	۰/۱۱	۰/۷۴	۰/۲۸	۰

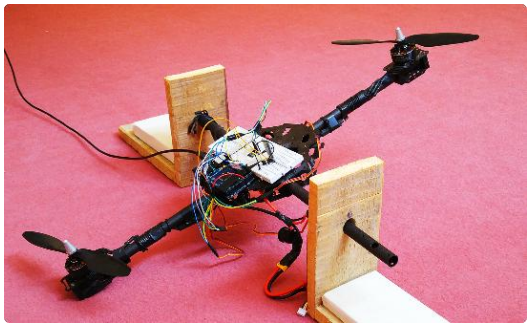
جدول ۷- مقایسه الگوریتم کنترلی PID و FOPID در پاسخ به ورودی پله برای کنترل پیچ

الگوریتم کنترلی	t_s	t_r	$M_P(\%)$	μ	λ	K_I	K_D	K_P	E_{ss}
GA PID	۱/۳۷	۰/۳۱	۱۳/۹۵	۱	۱	۰/۷۱	۰/۱۲	۰/۸۱	۰
GA FOPID	۰/۶۹۸	۰/۳	۶/۳۱	۰/۶۳	۰/۶۰	۰/۰۹	۰/۹۰	۰/۹۲	۰
PSO PID	۱/۳۰	۰/۳۱	۱۴/۵۶	۱	۱	۰/۷۲	۰/۱۲	۰/۸۰	۰
PSO FPOID	۱/۳۴	۰/۳۳	۹/۰۸	۰/۷۲	۰/۴۰	۰/۲۹	۰/۶۷	۰/۵۴	۰

برای حرکت در راستاهای عمودی و رول، پیچ و یاو، کوادروتور از چهار روتور به عنوان پیشران استفاده می‌کند. میکروکنترلر سیگنال، PWM مطلوب را برای چرخش موتورها تامین می‌کند. هر موتور نیاز به یک ملخ دارد که قدرت و توانایی در حمل بار به شکل و جنس این ملخ‌ها وابسته است. به عنوان بستر کنترلی کوادروتور، از یک میکروکنترلر آردوینو استفاده شده است. همانگونه که در شکل ۱۱ نشان داده شده، میکروکنترلر سیگنال آنالوگ را از حسگرهای شتاب‌سنج و ژیروسکوپ می‌خواند. این سیگنال توسط مبدل آنالوگ به دیجیتال به مقادیر دیجیتال تبدیل می‌شود تا بتواند در پردازش و محاسبات در میکروکنترلر مورد استفاده قرار بگیرد. میکروکنترلر با توجه به مقادیر خوانده شده و پاسخ مطلوب منظور شده برای کوادروتور، برای چهار موتور سیگنال PWM تولید می‌کند و به این ترتیب سرعت چرخش هر پیشران را معین می‌کند.

همانگونه که در شکل ۱۱ هم مشخص است، سیگنال PWM تولید شده توسط میکروکنترلر بین یک بازه مشخص محدود شده، وارد کنترلرهای سرعت (ESC) می‌شود. سرعت روتورهای کوادروتور با توجه به سیگنال ورودی PWM تنظیم می‌شود. به منظور اندازه‌گیری زاویه‌ی قرارگیری کوادروتور در راستای رول و پیچ، از حسگرهای شتاب‌سنج و ژیروسکوپ استفاده شده است. خروجی شتاب‌سنج و ژیروسکوپ، از یک سنسور IMU مبتنی بر حسگرهای MEMS به دست می‌آیند. شتاب‌سنج آنالوگ در حسگر IMU ، اطلاعات را در قالب ولتاژهایی در یک بازه مشخص به عنوان خروجی در اختیار قرار می‌دهد. جدول ۸ مشخصات اجزای نمونه آزمایشگاهی را ارائه می‌دهد.

شکل ۹- نحوه قرارگیری کوادروتور روی پایه با سه درجه آزادی



شکل ۱۰- نحوه قرارگیری کوادروتور روی پایه با یک درجه آزادی

جدول ۸- مشخصات اجزای نمونه آزمایشگاهی

نام قطعه	مدل	شرکت سازنده	توضیحات
موتور	MT3510	Emax	بیشینه نیروی پیشران: kg ۱/۷
کنترلرهای سرعت (ESC)	سری Simonk	Emax	جریان ۳۰A
برد کنترلی	Arduino Mega 2560	-	میکروکنترلر: ATmega1280
شتاب‌سنج	ADXL345	-	تراشه‌ی ماژول GY-80
ژیروسکوپ	L3G4200D	-	تراشه‌ی ماژول GY-80
ملخ	10×4.5L	-	-

۷- الگوریتم ترکیب خروجی حسگرها و نویز

حسگرهای IMU به دو دسته، آنالوگ و دیجیتال تقسیم‌بندی می‌شوند. حسگر با خروجی آنالوگ، خروجی را به صورت ولتاژ به میکروکنترلر می‌دهد، این ولتاژ با استفاده از ADC به مقادیر دیجیتال تبدیل می‌شود. واحد مقدار خروجی شتاب سنج g و واحد خروجی ژیروسکوپ deg/s است. با توجه به سرعت بالای روتورهای کوادروتور، ارتعاشات سازه موجب ایجاد نویز در حسگرها می‌شود. بدین منظور خروجی حسگرها با اعمال فیلتر کالمن ادغام و تخمین مناسبی از موقعیت زاویه‌ای کوادروتور به دست می‌آید. برای تخمین دقیق موقعیت زاویه‌ای کوادروتور، خروجی حسگرهای شتاب‌سنج و ژیروسکوپ با ضرایب وزنی مشخصی ادغام می‌شوند. ضرایب وزنی فیلتر کالمن در طی زمان و با توجه به تغییرات نویز داده‌های خروجی شتاب‌سنج، تغییر می‌کند. برای حسگر ADXL335، این مقدار در بازه‌ی ۲۷۰ الی ۳۳۰ میلی ولت (mv) در واحد شتاب g است. علاوه بر این، حسگرها دارای ولتاژ بایاس صفر ($V_{zero\ bias}$) از پیش تعیین شده هستند که ولتاژ در حالت بدون شتاب است.

ADC آردوینو دارای خروجی با دقت ۱۰ بیت است، بدان معنی که خروجی آن از مقدار ۰ تا ۱۰۲۳ است. برای هر کانال شتاب‌سنج، معادله (۱۵) برای تبدیل مقادیر خروجی ADC به ولتاژ خروجی (V_{out}) استفاده می‌شود [۱۸].

$$V_{out} = \frac{ADC_{out} \times ADC_{ref}}{1023} \quad (۱۵)$$

ADC_{ref} در برد آردوینو برابر ۳/۳ ولتاژ است، مگر آنکه یک ولتاژ خارجی به آن اعمال شود. ADC_{out} خروجی مبدل آنالوگ به دیجیتال است. با اعمال حساسیت حسگر در اختلاف ولتاژ خروجی و ولتاژ بایاس، ولتاژ خروجی به اطلاعات قابل پردازش تبدیل می‌شود [۱۸].

$$\text{Acceleration} = \frac{V_{out} \times V_{zero\ bias}}{\text{Sensitivity}} \quad (۱۶)$$

نرخ تغییرات زاویه‌ی کوادروتور از حسگر ژیروسکوپ به دست می‌آید. برای محاسبه موقعیت زاویه‌ای کوادروتور با استفاده از حسگر ژیروسکوپ می‌توان در واحد زمان از خروجی حسگر ژیروسکوپ انتگرال گرفت. با توجه به اینکه داده‌های حسگر به صورت گسسته انتگرال‌گیری می‌شوند و به علت وجود نویز در هر گام زمانی، در نهایت تخمین زاویه با استفاده از حسگر ژیروسکوپ با پدیده‌ی رانش[1]همراه است.

با ترکیب خروجی حسگرهای شتاب‌سنج و ژیروسکوپ با استفاده از فیلتر کالمن، نویز حسگرها به مقدار مطلوبی حذف شده و موقعیت زاویه‌ای سیستم با دقت قابل قبولی محاسبه می‌شود. ضرایب وزنی فیلتر کالمن در طی زمان و با تغییر نویز داده‌های خوانده شده از شتاب‌سنج تغییر می‌کند. R_{acc} بردار نویزی خروجی از حسگر شتاب‌سنج است، R_{gyro} نیز بردار خروجی حسگر ژیروسکوپ در سه راستای x و y و z در نظر گرفته شده است. بردارهای خروجی حسگرهای ژیروسکوپ و شتاب‌سنج به عنوان ورودی فیلتر کالمن به شمار می‌روند. فیلتر کالمن با ترکیب این دو بردار و با استفاده از معادلات ۱۷، مقدار نهاییR_{est}، موقعیت زاویه‌ای سازه را در هر سه جهت تخمین می‌زند.

$$R_{X\,est} = \frac{R_{X\,est} + R_{X\,est} \times w_{gyro}}{1 + w_{gyro}} \quad (۱۷\text{-الف})$$

$$R_{Y\,est} = \frac{R_{Y\,est} + R_{Y\,est} \times w_{gyro}}{1 + w_{gyro}} \quad (۱۷\text{-ب})$$

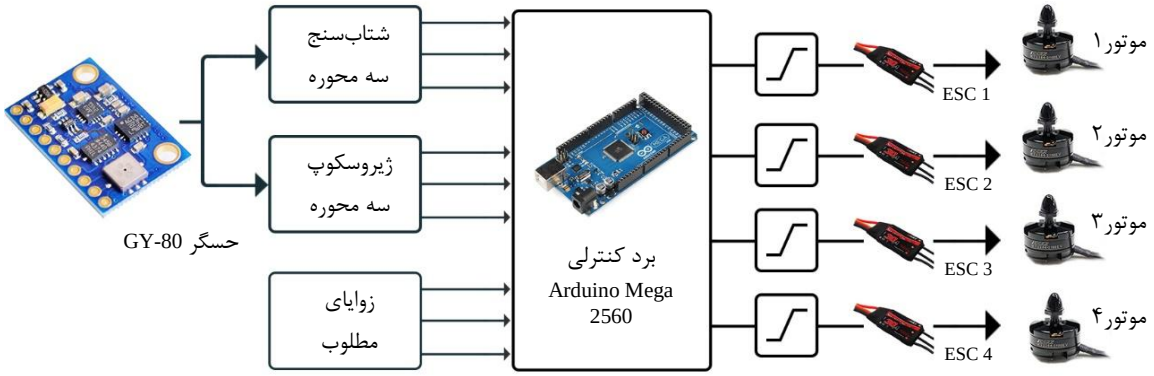
$$R_{Z\,est} = \frac{R_{Z\,est} + R_{Z\,est} \times w_{gyro}}{1 + w_{gyro}} \quad (۱۷\text{-ج})$$

w_{gyro} ضریب وزنی خروجی حسگر ژیروسکوپ است و با تغییرات نویز تغییر می‌کند. شکل ۱۱ نمایش خروجی

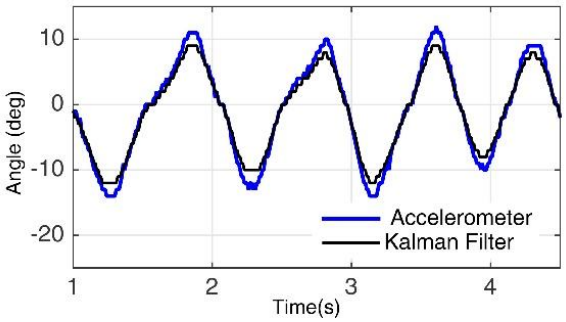
[1] Drift

حسگرها و فیلتر کالمن را در حالتی نشان می‌دهد که دستگاه خاموش است و با دست تغییر زاویه ایجاد می‌شود، در این حالت، لرزش چندانی وجود ندارد و خروجی حسگر شتاب-سنج نزدیک به فیلتر کالمن نزدیک است. حرکت سریع روتورها در کوادروتور، منجر به ایجاد ارتعاشات قابل توجهی در سیستم می‌شود. ارتعاشات، خروجی حسگر شتاب‌سنج را با نویز همراه می‌کند.

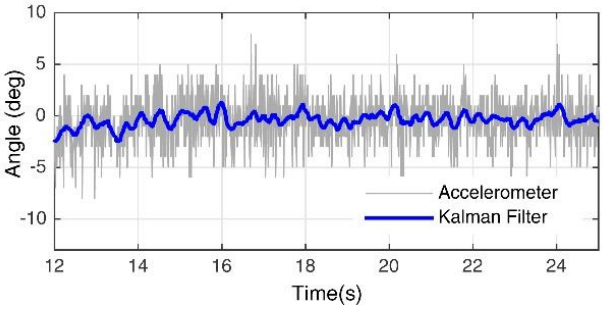
همانگونه که در شکل ۱۲ نشان داده شده است، خروجی حسگر شتاب‌سنج در حالتی که موتورها روشن هستند، با نویز زیادی همراه است و تخمین‌گر کالمن با ادغام خروجی حسگر شتاب‌سنج و ژیروسکوپ مقدار نویز را به میزان مطلوب حذف کرده است.



شکل ۱۱- ساختار بلوکی نمونه‌ی آزمایشگاهی



شکل ۱۲- خروجی حسگر شتاب‌سنج و فیلتر کالمن در حالت موتور خاموش

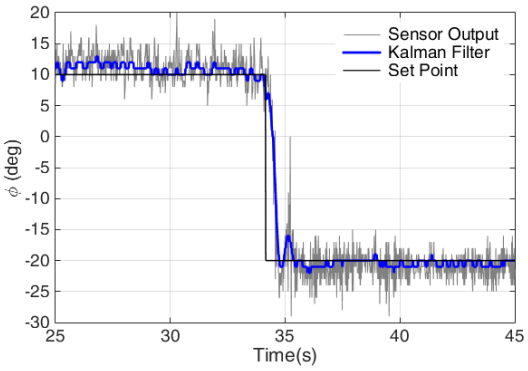


شکل ۱۳- خروجی حسگر شتاب‌سنج و فیلتر کالمن در حالت موتور روشن

۸- نتایج آزمایش‌های تجربی

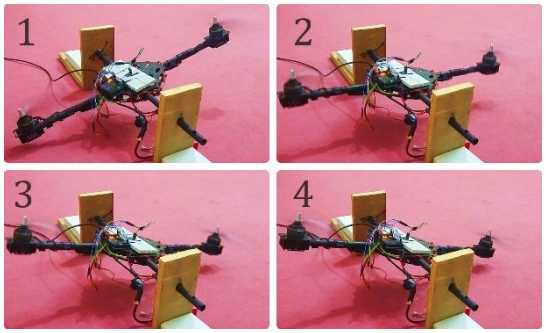
با توجه به پیچیدگی در محاسبات مشتق و انتگرال مرتبه کسری و تنظیم بهره‌های کنترلی و مرتبه‌های مشتق و انتگرال در کنترلر PID مرتبه کسری، صرفا الگوریتم کنترلی PID برای کنترل موقعیت زاویه‌ای کوادروتور در مدل آزمایشگاهی با یک درجه آزادی اعمال شد و پاسخ این کنترل‌کننده به ورودی پله و برقراری پایداری سازه هنگام اعمال اغتشاشات خارجی ارزیابی شد. برای بررسی عملکرد و کارایی این نوع از کنترلر، آزمایش‌های متعددی صورت گرفت. در آزمایش اول کنترلر کوادروتور را در کنترل رول از زاویه‌ی ۱۰ درجه به ۲۰- درجه کنترل می‌کند. همانطور که در شکل ۱۴ ترسیم شده است، الگوریتم کنترلی PID پاسخ

مطلوبی در پاسخ به ورودی پله ارائه داده است. برای نمایش عملکرد فیلتر کالمن، خروجی بدون اعمال فیلتر نیز ترسیم شده است.



شکل ۱۴- نتایج تجربی کنترل زاویه با استفاده از کنترلر PID- آزمایش اول

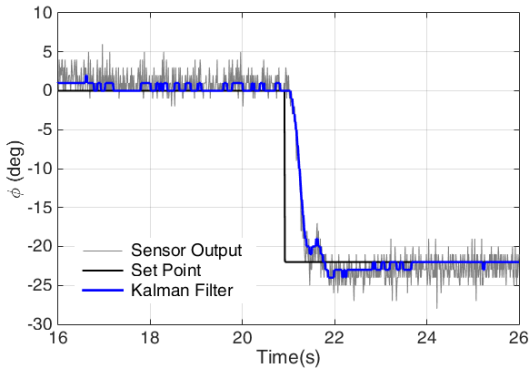
دنباله تصاویر این آزمایش در شکل ۱۵ نشان داده شده است.



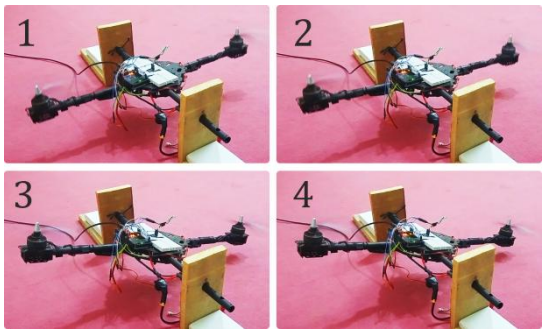
شکل ۱۵- دنباله تصاویر عملکرد کنترلر در آزمایش اول

برای ارزیابی پاسخ الگوریتم کنترلی به ورودی پله، زاویه‌ی ۱۰ درجه به عنوان زاویه مطلوب در آزمایش دوم منظور شده است. همانطور که در شکل ۱۶ نشان داده شده است، کنترلر PID با سرعت و دقت قابل قبولی کوادروتور را در تغییر زاویه‌ی اولیه به زاویه‌ی مطلوب می‌رساند. دنباله تصاویر این آزمایش، در شکل ۱۷ نمایش داده شده است.

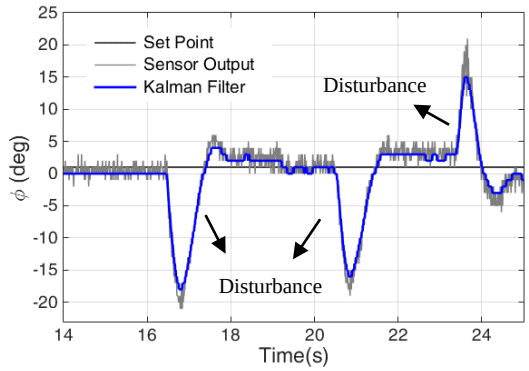
برای بررسی مقاومت الگوریتم کنترلی PID پیاده سازی شده در برابر اغتشاشات خارجی ضربه‌ای، چندین اغتشاش تصادفی به صورت مکرر به سیستم وارد شده است. شکل ۱۸ پاسخ کنترلر PID را نسبت به اغتشاشات ضربه‌ای اعمال شده نشان می‌دهد. شکل ۱۹ دنباله تصاویر این آزمایش را نشان می‌دهد.



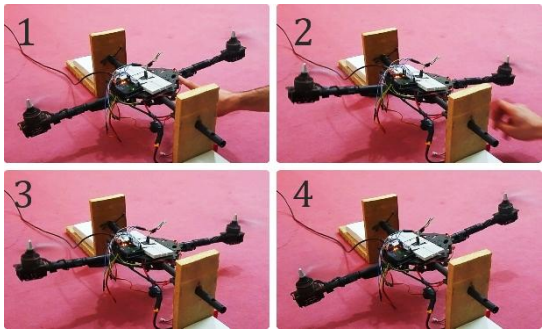
شکل ۱۶- نتایج تجربی کنترل زاویه با استفاده از کنترلر PID- آزمایش دوم



شکل ۱۷- دنباله تصاویر عملکرد کنترلر در آزمایش دوم



شکل ۱۸- کنترل زاویه در شرایط اعمال اغتشاشات خارجی



شکل ۱۹- دنباله تصاویر عملکرد کنترلر فازی در پاسخ به اغتشاشات خارجی

مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده‌ی پیاده‌سازی شده، قادر است با سرعت مطلوبی پایداری سیستم را برقرار کند.

۹- نتیجه‌گیری و جمع‌بندی

در این مقاله به طراحی و شبیه‌سازی الگوریتم‌های کنترلی PID و PID مرتبه کسری برای کنترل موقعیت زاویه‌ای کوادروتور پرداخته شد. به منظور تنظیم بهره‌های کنترلی و مرتبه‌های انتگرال‌گیری و مشتق‌گیری، از الگوریتم‌های بهینه‌سازی ازدحام ذرات و ژنتیک استفاده شده است. با انتخاب تابع هزینه مناسب، نتایج بهینه‌سازی با استفاده از الگوریتم‌ها در کنترلری PID و FOPID مقایسه شده‌اند. الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات با کاهش بیشتر تابع هزینه، منجر به پاسخ مطلوب‌تری شده است و استفاده از محاسبات کسری در الگوریتم کنترلی PID، پاسخ مناسب‌تری نسبت به انتگرال و مشتق مرتبه‌ی اول ارائه داد. در ادامه به منظور بررسی تجربی عملکرد کنترلر فازی برای کوادروتور، یک مدل آزمایشگاهی طراحی و توسعه داده شد و کنترلر PID برای کنترل موقعیت زاویه‌ای پیاده‌سازی شد. حرکت روتورها موجب ایجاد ارتعاشات قابل توجهی در مدل آزمایشگاهی می‌شود، ارتعاشات به وجود آمده، خروجی حسگرها را با نویز قابل توجهی همراه می‌کند. با ادغام خروجی حسگرهای ژیروسکوپ و شتاب‌سنج با استفاده از فیلتر کالمن، نویز حسگرها به میزان مطلوبی حذف شده و موقعیت زاویه‌ای کوادروتور به دست می‌آید. در نهایت با انجام آزمایش‌های متعدد با اعمال ورودی پله، کنترلر PID نتایج قابل قبولی در رسیدن به زاویه مطلوب و مقاومت در برابر اغتشاشات ضربه‌ای خارجی ارائه می‌کند.

۱۰- مراجع

[1] Bouabdallah S (2007) Design and control of quadrotors with application to autonomous flying. Ecole Polytechnique Federale de Lausanne.

[2] Erginer B, Altuğ E (2007) Modeling and PD control of a quadrotor VTOL vehicle. Intelligent Vehicles Symposium, 2007 IEEE 894-899.

[3] Bouabdallah S, Murrieri P, Siegwart R (2004) Design and control of an indoor micro quadrotor. Robotics and Automation, 2004. Proceedings. ICRA'04. 2004 IEEE International Conference on. Vol 5.

[4] Salih AL, Moghavvemi M, Mohamed HA, Gaeid KS (2010) Flight PID controller design for a UAV quadrotor. Scientific Research and Essays 5(23): 3660-3667.

[5] Gonzalez-Vazquez S, Moreno-Valenzuela J (2010) A new nonlinear PI/PID controller for quadrotor posture regulation. In Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference (CERMA), 2010.

[6] Rezazadeh S, Alinaghizadeh Ardestani M, Shahidi Sadeghi P (2013) Optimal attitude control of a quadrotor UAV using Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS). ICCIA 219-223.

[7] Gao YJ, Chen DX, Li RM (2011) Research on control algorithm of microquadrotor aircraft [J]. Computer and Modernization 10:003.

[8] Zerikat M, Chekroun S (2007) Design and implementation of a hybrid fuzzy controller for a high performance induction motor. World Academy of Science, Engineering and Technology 26: 263-269.

[9] Mahfouz M, Ashry M, Elnashar G (2013) Design and control of quad-rotor helicopters based on adaptive neuro-fuzzy inference system. International Journal of Engineering Research and Technology 2(12). ESRSA Publications.

[10] Oldhum KB, Spanier J (1974) The fractional calculus: Theory and applications of differentiation and integration to arbitrary order. Academic Press.

[11] Safaei M, Hosseinia S, Osseini-Toodeshki MH (2013) A general method for designing fractional order PID controller. 3(12): 25-34. (in Persian)

[12] Miller KS, Ross B (1993) An introduction to the fractional calculus and fractional differential equations. Wiley, New York.

[13] Podlubny I (1999) Fractional-order systems and PIλDμ controllers. IEEE Trans. on Automatic Control 44(1): 208-213.

[14] Tavazoei MS, Haeri M (2008) Choas control via a simple fractional order controller. Phys Lett A 372: 798-807.

[15] Chang LY, Chen HC (2009) Tuning of fractional PID controllers using adaptive genetic algorithm for active Magnetic bearing system. WSEAS Trans Sys 8: 226-236.

[16] Majid LYZ, Masoud KG, Nasser S, Mostafa P (2009) Design of a fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization. Control Engineering Practice 17(12): 1380-1387.

[17] Aghababa MP (2016) Optimal design of fractional-order PID controller for five bar linkage robot using a new particle swarm optimization algorithm. Soft Computing 20(10): 4055-4067.

[18] Schmidt MD (2011) Simulation and control of a quadrotor unmanned aerial vehicle.