بررسی تحلیلی عملکرد الگوریتم‌های فرا ابتکاری بر بهینه‌سازی عملکرد کنترلر پهپاد چهارروتوره

حامد شهبازی[1]، وحید تیکنی[2]

۱ استادیار، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، shahbazi@eng.ui.ac.ir

۲ دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان

تاریخ دریافت: ۱۳۹۴/۱۱/۲۵

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۵/۰۲/۰۷

چکیده

با توجه به مدل دینامیکی غیرخطی و کوپل پهپاد چهارروتوره، طراحی کنترلر برای آن با تعداد زیادی از پارامترهای طراحی به‌هم وابسته درگیر است. در این مقاله کاربرد الگوریتم‌های فرا ابتکاری برای طراحی و بهینه‌سازی پارامترهای کنترلر PID برای پهپاد چهارروتوره بررسی شده است. برای این منظور سه روش بهینه‌سازی ازدحام ذرات، جستجوی هارمونی و الگوریتم ژنتیک انتخاب شده است. روش ازدحام ذرات با بهینه‌سازی بهتر بهره‌های کنترلی، در نهایت با کاهش بیشتر تابع هزینه نسبت به سایر الگوریتم های تکاملی پاسخ مناسب‌تری می‌دهد. یک مجموعهٔ آزمایشگاهی دو درجه آزادی شامل حسگرهای شتاب‌سنج و ژیروسکوپ به‌همراه میکروکنترلر برای پیاده‌سازی کنترلر زاویه‌ای PID طراحی و ساخته شده است. با توجه به اینکه داده‌های آزمایشگاهی خطا و نوفه دارند، از فیلتر کالمن برای کاهش نوفهٔ حسگر استفاده شده است. در نهایت استفاده از فیلتر کالمن برای فیلتر داده‌های آزمایشگاهی به کنترل زاویه‌ای مناسب مجموعه منجر شده است.

واژگان کلیدی

کنترل، فیلتر کالمن، الگوریتم فرا ابتکاری، پهپاد چهارروتوره، بهینه‌سازی

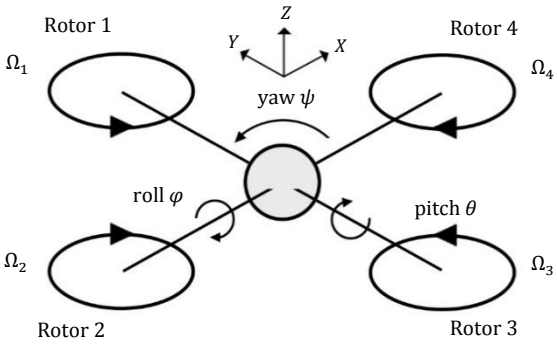
۱. مقدمه

پهپاد چهارروتور پرنده‌ای با شش درجه آزادی حرکت، با قابلیت پرواز عمودی و انجام مانورهای پیچیده است. این سازه ساختاری صلیب‌شکل دارد که از چندین ملخ در گوشه‌های آن تشکیل شده است و با استفاده از تغییر سرعت ملخ‌ها می‌تواند حرکات و مانورهای مختلفی انجام دهد. این وسیله به‌سبب قابلیت نشست و برخاست عمودی در دستهٔ عمودپـروازها قرار می‌گیرد. در مآخذ [۱-۲] از تئوری لیاپانوف برای حصول اطمینان از پایداری سیستم استفاده شده است. روش‌های کنترلی تناسبی - مشتق گیر - انتگرالی در مراجع [۳-۴] برای طراحی کنترلر به‌کار گرفته شده‌اند. با پیشرفت در نظریه‌های کنترل هوشمند، کنترلرهای هوشمند فازی، فازی عصبی و کنترلرهای عصبی ارائه شده‌اند که می‌توانند با ترکیب با کنترلر مشتق‌گیر - تناسبی کلاسیک آثار مثبتی بر این

کنترلر کلاسیک بگذارند [۵–۷]. در مأخذ [۶] یک سیستم مشتق‌گیر - تناسبی فازی برای تعقیب مسیر و کاهش آثار اغتشاشات خارجی طراحی شده است. در مأخذ [۷] یک کنترلر عصبی مشتق‌گیر تناسبی طراحی شده که مقادیر پارامترهای کنترلر مشتق‌گیر - تناسبی را بهبود بخشیده و بر عوامل غیرخطی و نامعینی‌ها غلبه می‌کند. در مأخذ [۸] نیز چهارروتوری براساس روش اویلر - نیوتن برای تمرکز بر پایدارسازی و کنترل با استفاده از تصاویر مدلسازی شده است. سوتر و همکاران (۲۰۰۲) نیز به بررسی طراحی کنترلر با استفاده از سروکنترلرهای مبتنی بر تصویر پرداختند [۹]. در مأخذ [۱۰] نیز کنترلی برمبنای شبکهٔ عصبی برای چهارروتور طراحی شده است. برای تخمین موقعیت چهارروتور از یک فیلتر کالمن استفاده شده است [۱۱]. لی و همکاران (۲۰۰۹) نیز به طراحی کنترلر اسلایدینگ مود برای چهارروتور پرداخته‌اند [۱۲]. یک کنترلر فازی هیبریدی نیز با هدف بهبود عملکرد کنترلرهای کلاسیک برای کنترل چهارروتور طراحی شده است [۱۳]. در مأخذ [۱۴] به مقایسهٔ کنترلر PID و فازی پرداخته است. طراحی کنترلر فازی برای سیستم‌های دینامیکی بسیار مورد استفاده قرارگرفته [۱۵–۱۹] که از آن جمله می‌توان به طراحی کنترلر فازی - منطقی برای چهارروتور اشاره کرد [۲۰–۲۲]. در برخی مقالات نیز پژوهشگران اقدام به طراحی کنترلر فازی برای کنترل جهت‌گیری و پایدارسازی آن در وضعیت ایستا نموده‌اند [۲۳–۲۴]. روش LQR هم به‌سبب مزیت در ارائهٔ سیگنال ورودی بهینه از فیدبک متغیرها موضوع برخی از پژوهش‌ها قرار گرفته است [۲۵]. روش‌های کنترلی ارائه‌شده در بخش همگی به تعدادی پارامتر مجهول وابسته‌اند. در مدلسازی کنترلرها تعیین و مقداردهی پارامترهای کنترلی از چالش‌های پیش روی طراحان است که عموماً مقادیر به روش‌های متعددی از قبیل سعی و خطا تنظیم می‌شوند و دقت مطلوبی برخوردار ندارند. بدین‌منظور در این مقاله روشی مبتنی بر الگوریتم‌های تکاملی برای محاسبی بهینهٔ بهره‌های کنترلی در کنترلر PID ارائه شده است. به‌منظور بررسی عملکرد کنترلر PID، یک مدل آزمایشگاهی برای پیاده‌سازی کنترلر رول، پیچ و یاو طراحی و توسعه داده شده است.

۲. مدلسازی دینامیکی چهارروتور

مطالعهٔ دینامیک سازهٔ چهارروتور به شناخت هرچه بیشتر فیزیک و رفتار آن کمک می‌کند. این نوع از پهپادها شکلی صلیبی دارند که چهار روتور در گوشه‌های آن به‌عنوان پیشران، نیروی مورد نیاز برای پرواز این سازه را فراهم می‌کنند. حرکت چهارروتور با استفاده از تغییر سرعت چرخش روتورها انجام می‌گیرد. پیکربندی چهارروتور در شکل ۱ مشاهده می‌شود متشکل از دو بال است و هر کدام دارای موتورهایی در انتهای خود هستند. موتورهای ۱ و ۳ در راستای ساعتگرد؛ و ۲ و ۴ در راستای پادساعتگرد می‌چرخند.



شکل ۱. ساختار پهپاد چهارروتوره

به‌منظور به‌دست آوردن مدل دینامیکی سیستم به‌صورت مدل فضای حالت متغیرهای حالت را به‌صورت $\dot{X} = f(X,U)$ منظور می‌کنیم که U بردار ورودی و X بردار متغیرهای حالت است و به‌صورت ۱ تعریف می‌شوند [۱].

$$X = \left[\phi \;\; \dot{\phi} \;\; \theta \;\; \dot{\theta} \;\; \psi \;\; \dot{\psi} \;\; z \;\; \dot{z} \;\; x \;\; \dot{x} \;\; y \;\; \dot{y}\right] \quad (۱)$$

$$U = \left[U_1 \;\; U_2 \;\; U_3 \;\; U_4\right] \quad (۲)$$

برای مدلسازی چهارروتور به تعریف دو دستگاه مختصات روی سیستم دستگاه مختصات روی بدنه و دستگاه مختصات روی زمین نیاز است. چرخش چهارروتور با سه زاویهٔ اویلری ϕ و θ و ψ مشخص شده‌اند که به‌ترتیب نمایش حرکت‌های رول و پیچ و یاو هستند و ماتریس $\Omega^T = (\phi, \theta, \psi)$ را تشکیل می‌دهند. موقعیت چهارروتور از دستگاه روی زمین با $r^T = (x, y, z)$ مشخص می‌شود. ماتریس انتقال از دستگاه روی بدنه به دستگاه روی زمین با R صورت می‌گیرد که $c\theta$ نمایش $\cos\theta$ و $s\theta$ نمایش $\sin\theta$ است.

$$R = \begin{bmatrix} c\psi.c\theta & c\psi.s\theta.s\phi - s\psi.c\phi & c\psi.s\theta.c\phi - s\psi.s\phi \\ s\psi.c\theta & s\psi.s\theta.s\phi - c\psi.c\phi & s\psi.s\theta.c\phi - c\psi.s\phi \\ -s\theta & c\theta.s\phi & c\theta.c\phi \end{bmatrix} \quad (۳)$$

نیروی تولیدی توسط روتور i به‌صورت $F_i = b\,\omega_i^2$ است که در آن b نمایش ضریب بالابرنده و ω_i نمایش سرعت زاویه‌ای روتور است. بنابراین نیروی کلی وارد بر سیستم به‌صورت معادلهٔ ۴

و معادلهٔ دیفرانسیل برای شتاب چهارروتور به‌صورت معادلهٔ ۵ خواهد بود.

$$T=\sum_{i=1}^{4}|F_i|=b\sum_{i=1}^{4}\omega_i^{\,2} \qquad (۴)$$

$$\begin{bmatrix}\ddot{x}\\ \ddot{y}\\ \ddot{z}\end{bmatrix}=g\begin{bmatrix}0\\0\\1\end{bmatrix}-R\frac{T}{m}\begin{bmatrix}0\\0\\1\end{bmatrix} \qquad (۵)$$

ماتریس اینرسی سیستم I است و ممان اینرسی سیستم I_R است که M گشتاور وارد بر بدنه را نشان می‌دهد و گشتاور ژیروسکوپی M_G است. بنابراین معادلهٔ دیفرانسیل برای حرکت دورانی سیستم به‌صورت رابطهٔ ۶ خواهد بود.

$$I\ddot{\Omega}=-\left(\dot{\Omega}\times I\dot{\Omega}\right)-M_G+M \qquad (۶)$$

به‌طوری‌که ماتریس M به‌صورت ۷ تعریف می‌شود.

$$M=\begin{bmatrix}Lb\left(\omega_3^{\,2}-\omega_4^{\,2}\right)\\ Lb\left(\omega_1^{\,2}-\omega_2^{\,2}\right)\\ d\left(\omega_1^{\,2}+\omega_2^{\,2}-\omega_3^{\,2}-\omega_4^{\,2}\right)\end{bmatrix} \qquad (۷)$$

باید توجه داشت که ω_i چهار سرعت زاویه‌ای روتورهای سیستم هستند. معادلات دینامیکی سیستم با استفاده از معادلات ۴ و ۵ به‌صورت روابط ذیل تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned}
\ddot{x}&=\left(\cos\phi\sin\theta\cos\psi+\sin\phi\sin\psi\right)\frac{u_1}{m}\\
\ddot{y}&=\left(\cos\phi\sin\theta\sin\psi-\sin\phi\cos\psi\right)\frac{u_1}{m}\\
\ddot{z}&=-g+\left(\cos\phi\cos\theta\right)\frac{u_1}{m}\\
\ddot{\phi}&=\dot{\theta}\dot{\psi}\left[\frac{I_{yy}-I_{zz}}{I_{xx}}\right]+\frac{J_r}{I_{xx}}\dot{\theta}\Omega_d+\frac{1}{I_{xx}}u_2\\
\ddot{\theta}&=\dot{\theta}\dot{\psi}\left[\frac{I_{zz}-I_{xx}}{I_{yy}}\right]-\frac{J_r}{I_{yy}}\dot{\phi}\Omega_d+\frac{1}{I_{yy}}u_3\\
\ddot{\psi}&=\dot{\theta}\dot{\phi}\left[\frac{I_{xx}-I_{yy}}{I_{zz}}\right]+\frac{1}{I_{yy}}u_4
\end{aligned} \qquad (۸)$$

به‌طوری‌که x و y و z موقعیت مرکز جرم در سازه، ϕ و θ و ψ زوایای اویلر هستند. همچنین m و I_x و I_y و I_z جرم و ممان اینرسی چهارروتور و L فاصلهٔ بین روتورها و مرکز جرم و J_R و Ω_R ممان اینرسی و سرعت زاویه‌ای تیغه‌های پرواز هستند. همچنین U_1 و U_2 و U_3 و U_4 ورودی‌های سیستم و به‌ترتیب نیروی مجموع و مومنتم‌های رول و پیچ و یاو تولیدشده توسط تیغه‌های پروازی می‌باشند که به‌صورت روابط ۹ تعریف می‌شوند.

$$\begin{aligned}
u_1&=b\left(\omega_1^{\,2}+\omega_2^{\,2}+\omega_3^{\,2}+\omega_4^{\,2}\right)\\
u_2&=b\left(\omega_3^{\,2}-\omega_4^{\,2}\right)\\
u_3&=b\left(\omega_1^{\,2}-\omega_2^{\,2}\right)\\
u_4&=d\left(\omega_1^{\,2}+\omega_2^{\,2}-\omega_3^{\,2}-\omega_4^{\,2}\right)
\end{aligned} \qquad (۹)$$

گشتاور Ω_d نیز به‌صورت ۱۰ تعریف می‌شود:

$$\Omega_d=\omega_1+\omega_2-\omega_3-\omega_4 \qquad (۱۰)$$

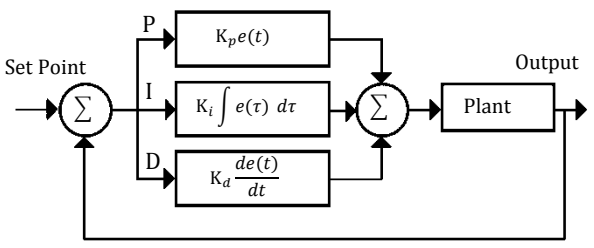
تابع انتقال بین نرخ تغییرات سرعت‌های زاویه‌ای $\left(\dot{\phi},\dot{\theta},\dot{\psi}\right)$ و سرعت‌های خطی (p,q,r) می‌تواند به‌صورت یک ماتریس واحد منظور شود.

۳. کنترلر مشتق‌گیر - تناسبی - انتگرال‌گیر

کنترلر مشتق‌گیر - تناسبی - انتگرال‌گیر از دسته کنترلرهای مبتنی بر بازخورد است که به‌صورت عمده در سیستم‌های کنترلی استفاده می‌شود. با توجه به ساختار ساده و عملکرد مقاوم این نوع کنترلر، طراحی و پیاده‌سازی آن در صنایع بسیار رواج دارد. تابع انتقال این کنترلر در فضای لاپلاس به‌صورت رابطهٔ ۱۱ است.

$$u(t)=K_p e(t)+K_I\int_0^t e(t)+K_D\frac{d}{dt}e(t) \qquad (۱۱)$$

بهرهٔ کنترلی K_p بازخورد کنترلی نسبت به خطای بین مقدار مطلوب و مقدار واقعی است. بهرهٔ کنترلی دیفرانسیلی 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. بلوک دیاگرام کنترلر PID در شکل ۲ نمایش داده شده است.



شکل ۲. بلوک دیاگرام کنترلر تناسبی - مشتق‌گیر - انتگرال‌گیر

روش کنترل کلاسیک مشتق‌گیر - تناسبی - انتگرال‌گیر ارائه شده در مآخذ [۶-۷] معادلات زیر را به ورودی‌های کنترلی پهپاد چهارروتور ارائه می‌کند.

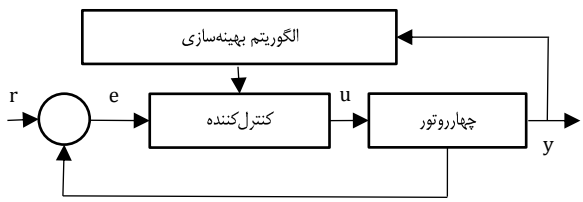
$$U(1)=\frac{m\left(g+k_{pz}E_z+K_{dz}(-\dot{z})+K_{iz}\int E_z\right)}{\cos\phi\cos\theta} \qquad (۱۲)$$

$$U(2) = \left(k_{pp}E_p + K_{dp}(-\dot{\phi}) + K_{ip}\int E_p\right)$$
$$U(3) = \left(k_{pt}E_t + K_{dt}(-\dot{\theta}) + K_{it}\int E_t\right)$$
$$U(4) = \left(k_{ps}E_s + K_{ds}(-\dot{\psi}) + K_{is}\int E_s\right)$$

در این معادلات m جرم کلی پرنده K_p و K_d و K_i به‌ترتیب بهره‌های کنترلی نسبی و مشتق‌گیر و انتگرال‌گیر هستند.

۳. الگوریتم‌های بهینه‌سازی

الگوریتم های تکاملی در مقایسه با سایر الگوریتم های بهینه‌سازی برتری‌هایی دارند که سبب شده است به‌طور گسترده مورد استفاده قرار بگیرند. مثلاً، این الگوریتم‌ها به معرفی کامل مسئله نیاز ندارند و تنها با داشتن اطلاعات چندی در مورد تعریف مسئله می‌توانند کار کنند. همچنین محدودیتی در مورد تابع شایستگی ندارند و لزومی ندارد که این تابع پیوسته یا مشتق‌پذیر باشد. تنظیم بهره‌های کنترلی مسئله‌ای با چندین مجهول به‌شمار می‌رود که با انتخاب تابع هزینه یا تابع برازندگی این ضرایب توسط الگوریتم‌ها به‌گونه‌ای انتخاب شوند تا سیستم عملکرد مناسبی داشته باشد (شکل ۳). تنظیم بهره‌های کنترلی برای کنترلر تناسبی – مشتق‌گیر – انتگرال‌گیر با استفاده از سه الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات، جستجوی هارمونی و الگوریتم ژنتیک انجام گرفته است.



شکل ۳. روند محاسبهٔ بهره‌های کنترلی با الگوریتم‌های فرا ابتکاری

۳-۱. الگوریتم ژنتیک

الگوریتم ژنتیک، الگوریتمی محاسباتی است که با توجه به تکامل ایجاد شده است. الگوریتم ژنتیک برای جستجو در فضاهای بزرگ که به‌طور ضعیف توصیف شده‌اند، به‌کار می‌روند. الگوریتم ژنتیک استاندارد از مدل تولید جنسی هپلویید استفاده می‌کند. در الگوریتم ژنتیک استاندارد جمعیت مجموعه‌ای از گونه‌های عددی باینری هستند. هر گونه یک رشتهٔ کروموزوم را نشان می‌دهد. عملکرد الگوریتم ژنتیک متشکل از توابع شایستگی، انتخاب، تقاطع و جهش است. تابع شایستگی معیاری از خوب‌بودن 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 جابه‌جاکردن ژن بین دو فرد در حال تولید است و جهش نیز عمل تغییر کروموزوم به‌صورت تصادفی است.

۳-۲. الگوریتم ازدحام ذرات

روش بهینه‌سازی ازدحام ذرات یک روش سراسری کمینه‌سازی است که با استفاده از آن می‌توان به حل مسائلی که جواب آنها یک نقطه یا سطح در فضای چندبعدی می‌باشد، پرداخت. 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 حاصل برمبنای یک ملاک شایستگی پس از هر بازهٔ زمانی محاسبه می‌شود. با گذشت زمان، ذرات به‌سمت ذراتی که دارای ملاک شایستگی بالاتری هستند و در گروه ارتباطی یکسانی قرار دارند، شتاب می‌گیرند. با اینکه هر روش در محدوده‌ای از مسائل به‌خوبی کار می‌کند، این روش در حل مسائل بهینه‌سازی پیوسته موفقیت بسیاری از خود نشان داده است.

۳-۳. الگوریتم جستجوی هارمونی

طرح کلی الگوریتم جستجوی هارمونی برگرفته از رفتار طبیعی و واقعی موسیقی‌دانان در ساخت بهترین هارمونی است. منبع موسیقی‌دانان با توجه به ابزاری که برای ساخت موسیقی در اختیار دارند به‌صورت تصادفی اقدام به نواختن موسیقی با ابزارهای موجود می‌نمایند. وقتی یک موسیقی‌دان صدایی را فی‌البداهه می‌سازد معمولاً از یکی از این سه قانون پیروی می‌کند: نواختن صدای مجاور و نزدیک صدایی که در حافظه‌اش داد و نواختن صدایی تصادفی از درجه صداهای محتمل. با ترکیب نت‌های موسیقی در الگوریتم هارمونی‌های متفاوتی ایجاد می‌شوند و بهترین هارمونی در حافظه ذخیره می‌شود، اگر هارمونی جدید بهتر از هارمونی موجود در حافظه باشد هارمونی جدید در حافظه قرار می‌گیرد و هارمونی قبلی از حافظه حذف می‌شود. این پردازش تا وقتی به یک هارمونی بی‌نظیر برسیم، ادامه خواهد داشت.

۴. تابع هزینه

برای مقداردهی مناسب بهره‌های کنترلی در کنترلر تابع هزینهٔ مناسبی باید منظور شود. تابع هزینه می‌تواند براساس

مشخصه‌های مطلوب تعریف شود. برای مثال میزان فراجهش M_p، زمان فراز t_r، مقدار پاسخ ماندگار e_{ss} و زمان نشست t_s. معیارهای مختلفی برای سنجش عملکرد یک کنترلر 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 در معادلهٔ ۱۳ آمده است.

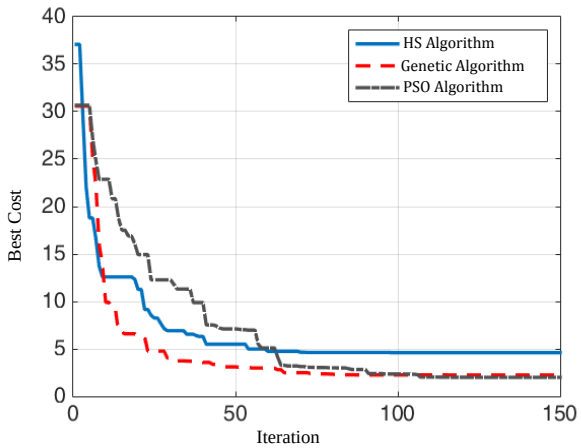
$$ISE = \int_0^\infty e^2(t)\,dt$$
$$IAE = \int_0^\infty |e(t)|\,dt \qquad (۱۳)$$
$$ITSE = \int_0^\infty te^2(t)\,dt$$

معیارهای مزایا و معایبی دارند؛ مثلاً کمینه‌سازی با استفاده از معیار انتگرال مرتبه دوم خطا و انتگرال قدر مطلق خطا ممکن است فراجهش کمی داشته باشد، اما زمان نشست را افزایش می‌دهد. از طرفی محاسبهٔ رابطهٔ انتگرال مرتبه دوم خطا با پارامتر وزنی زمان پیچیده است. لذا معیار جدیدی مبتنی بر مشخصه‌های سیستم استفاده شده است. به این ترتیب تابع هزینه مطابق معادلهٔ ۱۴ تعریف می‌شود. مقدار β مطابق خواسته‌های طراح از مسئله قابل تغییر است، برای یکسان در نظر گرفتن تأثیر مشخصه‌های منظورشده در تابع هزینهٔ این مقدار برابر ۰/۶۹ منظور شده است.

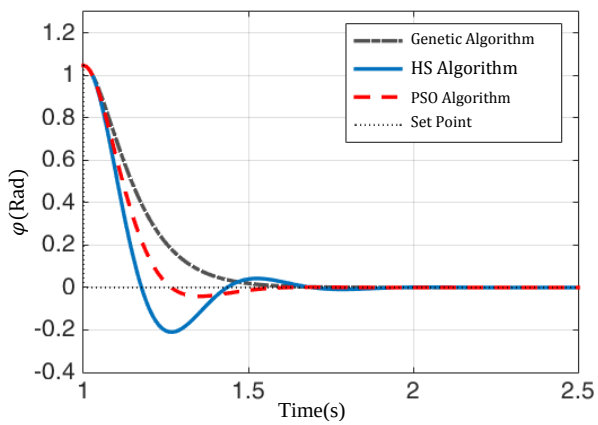
$$J_i = e^{-\beta}\left(M_{pi} + e_{ssi}\right) + \left(1 - e^{-\beta}\right)\left(t_{si} + t_{ri}\right) \qquad (۱۴)$$

۵. نتایج شبیه‌سازی

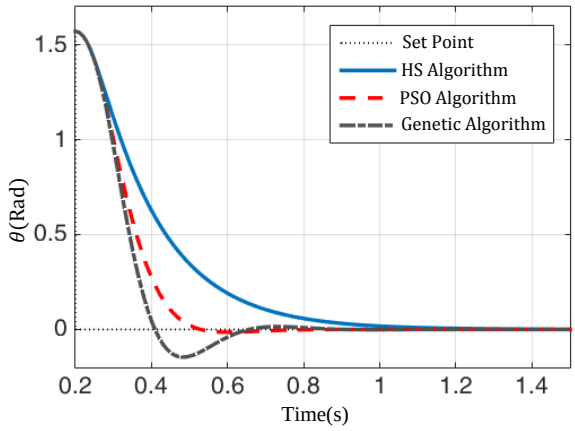
الگوریتم‌های بهینه‌سازی روی کنترلر پیاده‌سازی شدند تا به بررسی و بهبود عملکرد کنترلر پس از تنظیم بهره‌های کنترلی توسط این روش‌های فرا ابتکاری و مقایسهٔ عملکرد آنها پرداخته شود. تعداد تکرار در همهٔ الگوریتم‌ها برابر منظور شده و الگوریتم‌ها به‌صورت مستقل به محاسبهٔ بهره‌های کنترلی به‌منظور کاهش تابع هزینه اقدام می‌کنند. به این ترتیب تابع هزینه برای طراحی کنترلر PID با استفاده از سه روش بهینه‌سازی فرا ابتکاری در شکل ۴ نمایش داده شده است. پاسخ‌های سیستم به ورودی پله برای کنترل رول، پیچ و یاو به‌ترتیب در شکل‌های ۵ تا ۷ آمده است.



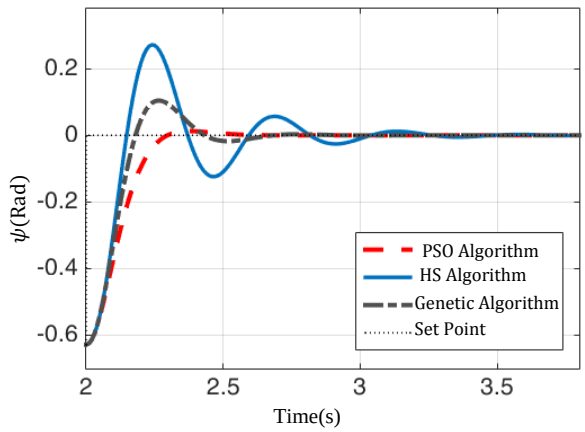
شکل ۴. تابع هزینهٔ طراحی کنترلر PID با الگوریتم‌های فرا ابتکاری



شکل ۵. پاسخ کنترلر PID به ورودی پله برای کنترل رول



شکل ۶. پاسخ کنترلر PID به ورودی پله برای کنترل پیچ



شکل ۷. پاسخ کنترلر PID به ورودی پله برای کنترل یاو

مشخصه‌های پاسخ کنترلر به ورودی پله برای کنترل رول در جدول ۱ آمده است. همچنین مشخصه‌های پاسخ کنترلر به ورودی پله برای کنترل پیچ در جدول ۲ آمده است. مشخصه‌های پاسخ کنترلر به ورودی پله برای کنترل یاو نیز در جدول ۳ ذکر شده است. به‌طور کلی الگوریتم ازدحام ذرات به‌خاطر جستجوی بهتر که در فضای پارامترها انجام می‌دهد به تابع هزینهٔ کمتری منجر می‌شود. اما هر دو الگوریتم نسبت به الگوریتم جستجوی هارمونی پاسخ مناسب‌تری ارائه می‌دهند.

جدول ۱. مشخصه‌های پاسخ کنترلر به ورودی پله برای کنترل رول

کنترلر	K_p	K_D	K_I	M_p (%)	t_r	t_s	E_{ss}
GA PID	۰/۵۶	۰/۲۱	۰/۱۲	۰	۰/۴۲	۰/۴۱	۰
PSO PID	۰/۷۴	۰/۱۶	۰/۱۴	۴/۱۵	۰/۲۶	۰/۲۴	۰
HS PID	۰/۷۱	۰/۱۲	۰/۱۸	۲۱	۰/۱۸	۰/۴۰	۰

جدول ۲. مشخصه‌های پاسخ کنترلر به ورودی پله برای کنترل پیچ

کنترلر	K_p	K_D	K_I	M_p (%)	t_r	t_s	E_{ss}
GA PID	۰/۳۸	۰/۰۹	۰/۸۶	۹/۲۸	۰/۲۱	۰/۴۰	۰
PSO PID	۰/۶۲	۰/۳۹	۰/۱۱	۰/۹	۰/۲۹	۰/۲۸	۰
HS PID	۰/۷۳	۰/۲۷	۰/۲۳	۰	۰/۶۴	۰/۶۳	۰

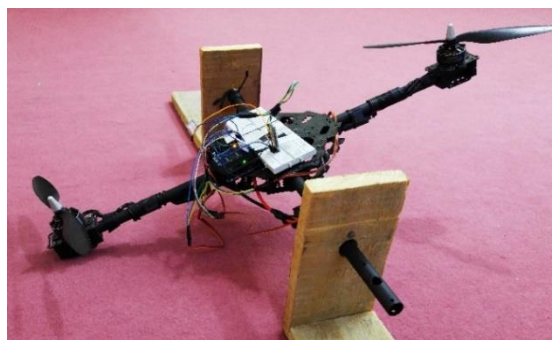
جدول ۳. مشخصه‌های پاسخ کنترلر به ورودی پله برای کنترل یاو

کنترلر	K_p	K_D	K_I	M_p (%)	t_r	t_s	E_{ss}
GA PID	۰/۸۲	۰/۲۰	۰/۰۲	۱۶/۵	۰/۱۸	۰/۳۶	۰
PSO PID	۰/۹۴	۰/۲۲	۰/۰۶	۱/۹۸	۰/۲۵	۰/۲۴	۰
HS PID	۰/۹۵	۰/۴۱	۰/۲۱	۲۴/۴۳	۰/۱۵	۰/۷۳	۰

٦. معرفی نمونهٔ آزمایشگاهی

طراحی یک سیستم کنترلی برای ربات نیازمند طراحی یک بستر آزمایشگاهی برای پیاده‌سازی و تست عملی کنترلر است. طراحی و ساخت یک پایه برای محدودکردن درجات آزادی سیستم به‌منظور کم‌کردن پیچیدگی‌های کنترل و جلوگیری از آسیب‌دیدن سازه مورد اهمیت است. به‌همین منظور دو پایه برای طراحی کنترلر طراحی شده است به این ترتیب که پایه نشان داده شده در شکل ۸ حرکت و چرخش در راستاهای رول، پیچ و یاو را برای کوادروتور عملی می‌کند و پایه نمایش داده شده در شکل ۹ حرکت در راستاهای رول و پیچ را برای سازه امکان‌پذیر می‌کند. مدل حرکت در یک بعد برای تست و پیاده‌سازی عملی در ادامه مورد استفاده قرار گرفته شده است.

شکل ۸ نحوهٔ قرارگیری ربات روی پایه با سه درجه آزادی



شکل ۹. نحوهٔ قرارگیری ربات روی پایه با یک درجه آزادی

کوادروتور یا پهپاد چهارروتوره یک سیستم شش درجه آزادی که از چهار روتور به‌عنوان پیشران استفاده می‌کند. پیشران‌ها موتورهایی DC هستند که جریان و ولتاژ مورد نیاز آنها توسط باتری و PWM برای چرخش آنها توسط یک میکروکنترلر تأمین می‌شود. به‌عنوان هستهٔ کنترلی کوادروتور از یک میکروکنترلر آردوینو استفاده شده است. آردوینو یک بستر محاسباتی فیزیکی متن‌باز است که براساس یک برد میکروکنترلر ساده تهیه شده است. همان‌گونه که در شکل ۱۰ مشاهده می‌شود، میکروکنترلر سیگنال آنالوگ را از شتاب‌سنج و ژایروسکوپ می‌خواند. این سیگنال به مقادیر دیجیتال تبدیل می‌شود تا بتواند در میکروکنترلر مورد استفاده قرار بگیرد. میکروکنترلر با توجه به مقادیر خوانده‌شده و مقادیر مطلوب منظورشده برای کوادروتور برای چهار موتور سیگنال PWM تولید می‌کند و به این ترتیب سرعت چرخش هر پیشران را معین می‌کند. همان‌گونه که در شکل هم مشخص است سیگنال PWM تولیدشده توسط میکروکنترلر وارد کنترلرهای سرعت (ESC) می‌شود و در خروجی سرعت موتورهای را تعیین می‌کند. مقادیر شتاب‌سنج و ژایروسکوپ از یک حسگر IMU مبتنی بر حسگرهای ممز به دست می‌آیند. حسگر GY80 در شکل ۱۰ برای محاسبهٔ موقعیت زاویه‌ای با حسگر شتاب‌سنج و ژایروسکوپ مورد استفاده قرار گرفته است.

۷. الگوریتم ترکیب حسگرها و نوفه

سه استراتژی عمده برای ترکیب داده‌ها موجود است. نخستین روش با عنوان روش اصلاح شناخته می‌شود، برای مثال اطلاعات خروجی از یک حسگر برای اطلاح دیگری استفاده می‌شود. استراتژی دوم اختلاط نام دارد که با ترکیب و اختلاط بخش‌های یک حسگر اقدام به تولید داده می‌کند. روش سوم یا بهترین روش برای ترکیب اطلاعات حسگرها ادغام است. در این روش مقادیر هر حسگر با منظور کردن ضرایب وزنی و آماری مختلف با هم ترکیب می‌شوند تا بهینه‌ترین پاسخ ممکن را در خروجی تولید کند. به‌طورکلی الگوریتم‌های ادغام از فیلتر کالمن برای تشخیص سیگنال نوفه در طول زمان استفاده می‌کند تا سیگنالی نزدیک به مقدار واقعی تولید کند. فیلتر مکمل نیز نوع دیگری از فیلترهای

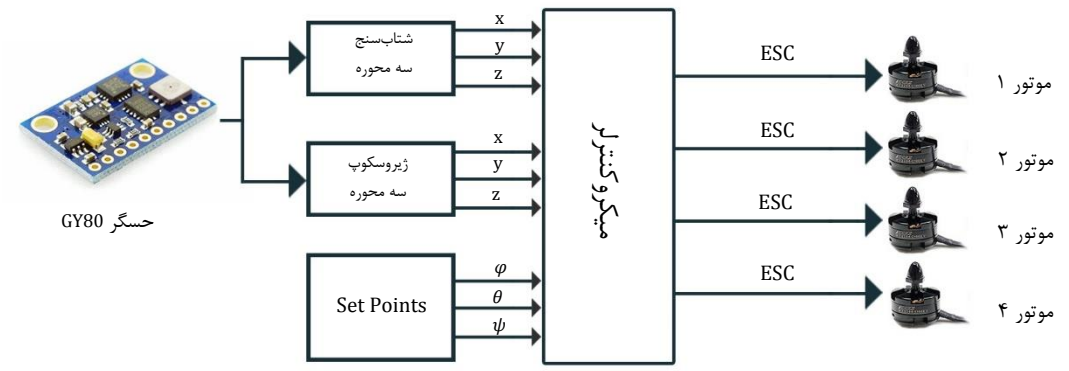
مورد استفاده برای کاهش نوفه است که در واقع (حالت پایدار) کالمن و مقدار ثابت فیلتر کالمن است. دو نوع از حسگرهای IMU وجود دارد، حسگرهای دیجیتال و حسگرهای آنالوگ. حسگر آنالوگ خروجی را به‌صورت ولتاژ به میکروکنترلر می‌دهد، میکروکنترلر با استفاده از آنالوگ به دیجیتال (ADC) این مقدار را به مقادیر دیجیتال تبدیل می‌کند. واحد مقدار خروجی شتاب‌سنج g و واحد خروجی ژایروسکوپ درجه بر ثانیه است است. برای تخمین دقیق موقعیت کوادروتور خروجی حسگرهای شتابسنج و ژایروسکوپ با ضرایب وزنی مشخص ادغام می‌شوند. فیلتر کالمن این ضرایب وزنی در طی زمان و با تغییر به نوفهٔ داده‌های خوانده شده از شتاب‌سنج تغییر می‌کند. بردار R_{acc} به‌عنوان بردار نوفهٔ R_{gyro} بردار محاسبه شده، هر دو کسینوس زاویهٔ بردار شتاب را در سازه مشخص می‌کنند. با ترکیب این دو مقدار با ضرایب وزنی مشخص مقدار نهایی R_{est} در هر جهت به‌دست می‌آید. در یک فیلتر کالمن معمولی، ضریب وزنی ژایرو $weight_{gyro}$ با تغییرات نوفه تغییر می‌کند. شکل ۱۱ نمایش خروجی حسگرها و فیلتر کالمن در حالتی‌که دستگاه خاموش است و با دست تغییر زاویه ایجاد می‌شود را نشان می‌دهد. با توجه به اینکه در این حالت لرزش چندانی وجود ندارد، خروجی حسگر شتاب‌سنج به فیلتر کالمن نزدیک است.

$$Rx_{est} = \frac{Rx_{acc} + Rx_{gyro} \times weight_{gyro}}{1 + weight_{gyro}}$$
$$Ry_{est} = \frac{Ry_{acc} + Ry_{gyro} \times weight_{gyro}}{1 + weight_{gyro}} \qquad (۱۵)$$
$$Rz_{est} = \frac{Rz_{acc} + Rz_{gyro} \times weight_{gyro}}{1 + weight_{gyro}}$$

وقتی موتورها روشن هستند، به‌خاطر وجود ارتعاشات در سیستم، نوفهٔ حسگرها به‌مراتب بیشتر است، بنابراین همان‌طور که در شکل ۱۲ نیز نمایش داده شده است، خروجی حسگر ژایروسکوپ و شتاب‌سنج در حالتی که موتورها روشن هستند نامطلوب است و تخمین‌گر کالمن مقدار نوفه را به مقدار مطلوبی حذف می‌کند.

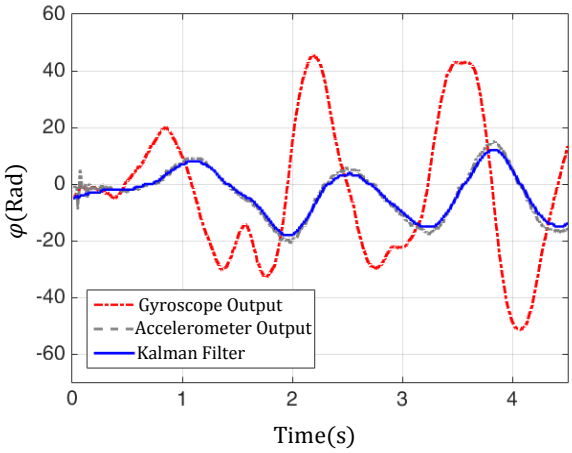
۸. نتایج آزمایشگاهی

برای بررسی عملکرد کنترلر تناسبی - مشتق‌گیر - انتگرال‌گیر در کنترل زاویهٔ کوادروتور این کنترلر در مدل آزمایشگاهی پیاده‌سازی شد. آزمایش‌های متعددی برای بررسی عملکرد و کارایی این نوع از کنترلر صورت گرفت. در آزمایش اول کنترلر PID برای تغییر زاویه از ۱۰ درجه به ۲۰- سیستم را کنترل می‌کند. همان‌گونه که در شکل ۱۳ مشاهده می‌شود، کنترل زاویه برای این آزمایش به‌خوبی انجام شده است.

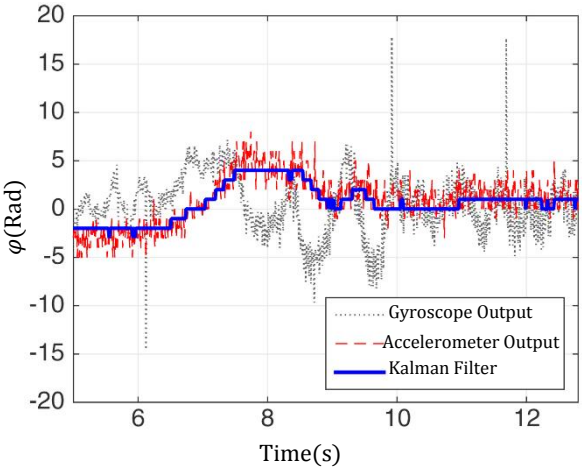


شکل ۱۰. بلوک دیاگرام نمونهٔ آزمایشگاهی

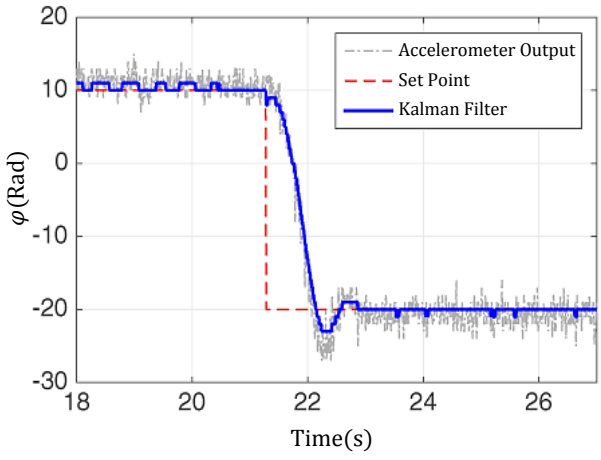
در آزمایش دوم برای کنترل زاویهٔ رول، زاویهٔ صفر درجه به‌عنوان زاویهٔ مطلوب به‌عنوان ورودی به کنترلر داده شده است. نتیجهٔ آزمایش در شکل ۱۴ نشان داده و مشاهده می‌شود که خروجی کنترلر منجر به پاسخ مناسب با سرعت و دقت قابل قبولی شده است. برای بررسی مقاومت کنترلر PID پیاده‌سازی‌شده در برابر اغتشاشات خارجی چند اغتشاش تصادفی به سیستم وارد شده است. در شکل ۱۶ نیز دنبالهٔ تغییرات زاویهٔ ربات از زاویهٔ ۱۰ درجه به ۲۰- با شماره‌های ۱ تا ۹ نمایش داده شده است. روند تغییرات نمایش داده‌شده حرکت بهینه و نرم پرنده از زاویهٔ اولیه به ۲۰- را به‌خوبی نشان می‌دهد.



شکل ۱۱. خروجی حسگرها و فیلتر کالمن در حالت موتور خاموش



شکل ۱۲. خروجی حسگرها و فیلتر کالمن در حالت موتور روشن

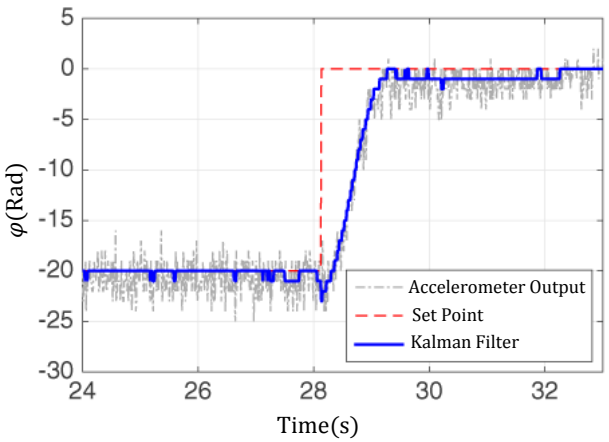


شکل ۱۳. نتایج تجربی کنترل زاویه با استفاده از کنترلر **PID** آزمایش اول

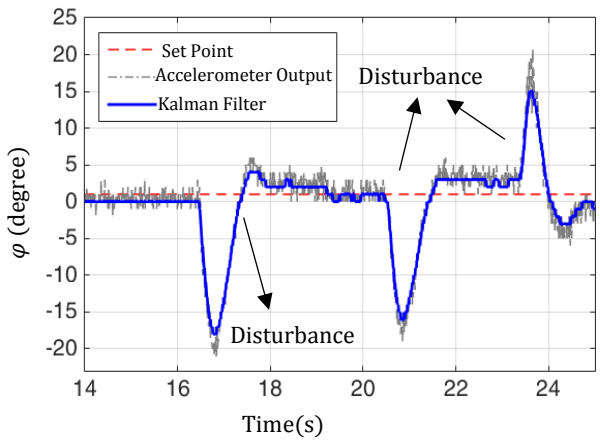
۹. نتیجه‌گیری

این مقاله به بررسی تحلیلی عملکرد روش‌های هوش تکاملی و الگوریتم‌های فرا ابتکاری در طراحی کنترلر تناسبی - مشتق‌گیر - انتگرال‌گیر برای پهپاد چهارروتوره پرداخته است. سه الگوریتم فرا ابتکاری معرفی و به‌صورت مجزا اقدام به تنظیم بهره‌های کنترلی کنترلر PID با توجه به تابع هزینهٔ از پیش تعیین‌شده نمودند و

نتایج با هم مقایسه شدند. الگوریتم ازدحام ذرات به‌خاطر جستجوی بهتر که در فضای پارامترها انجام می‌دهد به تابع هزینهٔ کمتری منجر می‌شود. الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات و الگوریتم ژنتیک هر دو نسبت به الگوریتم جستجوی هارمونی پاسخ مناسب‌تری ارائه می‌دهند. در ادامه به‌منظور بررسی عملکرد کنترلر PID برای کنترل زاویهٔ چهارروتور، مدل آزمایشگاهی طراحی و توسعه‌یافته و کنترلر برای کنترل موقعیت زاویه‌ای سیستم پیاده سازی شده است. با ایجاد نوفه در سیستم به‌خاطر حرکت روتورها با ادغام اطلاعات حسگرهای شتاب‌سنج و ژایروسکوپ و با استفاده از فیلتر کالمن نوفهٔ سیستم به میزان مطلوبی برطرف شده و تخمین مناسبی از موقعیت سیستم برای کنترل ارائه می‌شود. در نهایت با آزمایش‌های متعدد کنترلر و با اعمال ورودی پله به آن، کنترلر نتایج مطلوبی در رسیدن به زاویهٔ مطلوب و در مقاومت با اغتشاشات خارجی از خود نشان داد.



شکل ۱۴. نتایج تجربی کنترل زاویه با استفاده از کنترلر PID آزمایش دوم

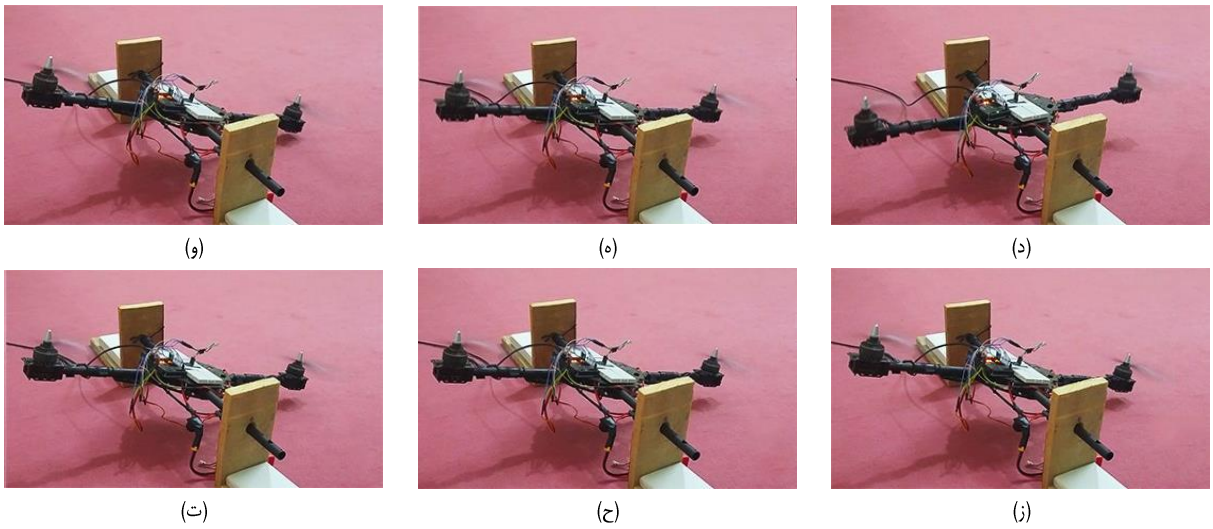


شکل ۱۵. نتایج تجربی کنترل زاویه با استفاده از کنترلر PID با اعمال اغتشاش خارجی

(ج)

(ب)

(الف)



شکل ۱۶. دنبالهٔ تصاویر عملکرد کنترلر PID در پاسخ به ورودی پله برای زاویهٔ ۲۰-

۷. مآخذ

[1] S. Bouabdallah, R. Siegwart, G. Caprari, Design and control of an indoor coaxial helicopter, *Proceedings of the International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 2930-2935, 2006.

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

[3] J. Li, Y. Li, Dynamic analysis and PID control for a quadrotor, *Proceedings of the International Conference on Mechatronics and Automation*, pp. 573-578, 2011.

[4] B. Erginer, E. Altug, Modeling and PD control of a quadrotor VTOL vehicle, *Proceedings of the Intelligent Vehicles Symposium*, pp. 894-899, 2007.

[5] B. Erginer, E. Altug, Design and implementation of a hybrid fuzzy logic controller for a quadrotor VTOL vehicle, *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 10, No. 1, pp.61-70, 2012.

[6] T. Sangyam, P. Laohapiengsak, W. Chongcharoen, I. Nilkhamhang, Path tracking of UAV using self-tuning PID controller based on fuzzy logic, *Proceedings of the SICE Annual Conference*, pp. 1265-1269, 2010.

[7] M. O. Efe, Neural network assisted computationally simple PI-D control of a quadrotor UAV, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 7, No. 2, pp. 354-361, 2011.

[8] E. Altuğ, J. P. Ostrowski, C. J. Taylor, Control of a quadrotor helicopter using dual camera visual feedback, *The International Journal of Robotics Research*, Vol. 24, No. 5, pp. 329-341, 2005.

[9] D. Suter, T. Hamel, R. Mahony, Visual servo control using homography estimation for the stabilization of an x4-flyer, *Proceedings of the 41st IEEE Conference on decision and control*, Vol. 3, pp. 2872-2877, 2002.

[10] J. Dunfied, M. Tarbouchi, G. Labonte, Neural network based control of a four rotor helicopter, *Proceedings of the International Conference on Industrial Technology*, Vol. 3, pp. 1543-1548, 2004.

[11] M. G. Earl, R. D. Andrea, Real-time attitude estimation techniques applied to a four rotor helicopter, *Proceedings of the 43rd IEEE Conference on Decision and Control*, 2004.

[12] D. Lee, H. J. Kim, S. Sastry, Feedback linearization vs. adaptive sliding mode control for a quadrotor helicopter, *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 7, No. 3, pp. 419-428, 2009.

[13] B. Erginer, E. Altuğ, Design and implementation of a hybrid fuzzy logic controller for a quadrotor VTOL vehicle, *International*

Journal of Control, Automation and Systems, Vol.10, No. 1, pp. 61-70, 2012.

[14] A. Sharma, P. A. Barve, Controlling of quad-rotor uav using PI-D controller and fuzzy logic controller, *International Journal of Electrical, Electronics and Computer Engineering*, Vol. 1, No. 2, pp. 38-41, 2012.

[15] L. X. Wang, *A course in fuzzy systems and control: Desing of Fuzzy Systems from Input-Output Data*, 1997.

[16] C. C. Lee, Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. II, *IEEE Transactions on systems, man, and cybernetics*, Vol. 20, No. 2, pp. 419-435, 1990.

[17] L. Reznik, *Fuzzy controllers handbook*, first Edittion, Newnes, 1997.

[18] E. H. Kwun Fung, Y. Kwong Wong, Y. Ma, C. W. Marcus Yuen, W. Keung Wong, Smart hanger dynamic modeling and fuzzy controller design, *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 9, No. 4, pp. 691-700, 2011.

[19] A. Hafaifa, F. Laaouad, K. Laroussi, A numerical structural approach to surge detection and isolation in compression systems using fuzzy logic controller, *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 9, No. 1, pp. 69-79, 2011.

[20] M. Sugeno, *Development of an intelligent unmanned helicopter, at the Fuzzy modeling and control*, CRC Press, Boca Raton, 1999.

[21] B. Kadmiry, D. Driankov, Fuzzy control of an autonomous helicopter, *Proceedings of the IFSA World Congress and 20th NAFIPS International Conference*, pp. 2797-2802, 2001.

[22] C. Cavalcante, J. Cardoso, J. J. Ramos, O. R. Neves, Design and tuning of a helicopter fuzzy controller, *Proceedings of the International Joint Conference of the Fourth IEEE International Conference on Fuzzy Systems and The Second International Fuzzy Engineering Symposium*, Vol. 3, pp. 1549-1554, 1995.

[23] N. I. Vitzilaios, N. C. Tsourveloudis, An experimental test bed for small unmanned helicopters, J*ournal of Intelligent and Robotic Systems,* Vol. 54, No. 5, pp. 769-794, 2009.

[24] R. D. Garcia, K. P. Valavanis, *The implementation of an autonomous helicopter testbed, In Unmanned Aircraft Systems*, pp. 423-454, Springer Netherlands, 2008.

[25] I. D. Cowling, J. F. Whidborne, A. K. Cooke, Optimal trajectory planning and LQR control for a quadrotor UAV, *Proceedings of the International Conference on Control*, Glasgow, UK, 2006.