

طراحی کنترل کننده برای مدل غیرخطی کوادروتور با استفاده از فیدبک خطی ساز و PID مرتبه کسری با تنظیم بر اساس تئوری شبکه عصبی

کوادروتور یک سیستم زیر تحریک و غیرخطی کوپل شده است. جهت کنترل، از روش پس‌خوراند خطی ساز^۲ (FL) بر اساس دینامیک سیستم استفاده شده است و به این ترتیب سیستم غیرخطی پیچیده به یک سیستم خطی ساده تبدیل می‌گردد، علاوه بر این از ترکیب کنترل کننده PID مرتبه کسری^۳ (FOPID) با فیدبک خطی ساز استفاده می‌شود تا تنظیم موقعیت کوادروتور به دقت انجام شود. تنظیم ضرایب کنترل کننده FOPID به دلیل داشتن دو پارامتر بیشتر نسبت به کنترل کننده عادی PID، دارای پیچیدگی بیشتری است برای همین از شبکه‌های عصبی^۴ (NNS) برای تنظیم پارامترهای FOPID استفاده می‌شود. برای به‌روزرسانی وزن‌های شبکه عصبی از الگوریتم پس انتشار خطا^۵ (BP) بهره برده می‌شود. از شبکه‌های عصبی به دلیل انعطاف‌پذیری و آموزش بر خط می‌توان برای غلبه بر نامعینی‌ها و افزایش قوام کنترل کننده استفاده کرد. پیاده‌سازی عملگر مرتبه کسری به دلیل داشتن بعد^۶ بی‌نهایت با مشکلاتی مواجه است و در این مقاله از تقریب بهینه اوستالوپ برای تخمین و پیاده‌سازی عملگر کسری استفاده می‌شود. در نهایت نتایج شبیه‌سازی برای بررسی دقت روش ارائه شده و همچنین مقاومت آن ارائه می‌شوند.

میرابوالفضل مختاری^۱
استادیار

واژه‌های راهنما: کوادروتور، فیدبک خطی ساز، PID، مرتبه کسری، شبکه عصبی

۱- مقدمه

وسایل هوایی بدون سرنشین به خاطر توانایی‌شان در عملیات جستجو، نجات، حفاظت، نقشه‌برداری، بررسی پل‌ها و ساختمان‌ها و همچنین فیلم‌برداری، به موضوعی با اهمیت فزاینده تبدیل شده‌اند. در ضمن کوادروتورها به دلیل توانایی در فرود و بلند شدن عمودی و همچنین چابکی و کنترل پذیری‌شان وسیله‌ای مهم در این دسته هستند و طبعاً به موضوعی جذاب در بین محققان تبدیل گشته‌اند.

^۱ استادیار، گروه خلبانی، دانشکده مهندسی و پرواز، دانشگاه امام علی (ع)، تهران s.abolfazl.mokhtari@aut.ac.ir

تاریخ دریافت: ۱۳۹۸/۰۲/۲۶، تاریخ پذیرش: ۱۳۹۸/۰۵/۰۵

^۲ Feedback Linearization

^۳ Fractional Order PID

^۴ Neural Networks

^۵ Back Propagation

^۶ Dimension

برای کوادروتور مدل‌های دینامیکی متفاوتی ارائه شده از جمله [۱]، [۲]، و روش‌های کنترلی مختلفی از جمله استفاده از جبران ساز برای کنترل دینامیکی [۳]، و یا استفاده از ایده فیدبک خطی ساز مانند مقاله‌ای که توسط آلتوگ و همکارانش انجام شد [۴] و به کار بردن ترکیب فیدبک خطی ساز (FL) و کنترل کننده خطی مقاوم H_∞ [۵]، همچنین از مبحث حسابان مرتبه کسری نیز در امر کنترل کوادروتور استفاده شده است به‌عنوان مثال استفاده از کنترل مود لغزشی مرتبه کسری [۶] و یا استفاده از PID مرتبه کسری [۷].

کنترل دینامیک غیرخطی و کوپل کوادروتور توسط یک روش عادی مانند PID با مشکلات بنیادین مواجه است برای همین جهت کنترل حالت‌های کوادروتور در هنگام پیاده‌سازی PID معمولاً زوایای رول، پیچ، یاو و ارتفاع به دلیل اینکه ورودی‌های کنترلی مجزایی دارند در نظر گرفته می‌شود [۸]–[۱۰]. اما در مقاله [۱۱] با استفاده از روش اغتشاش برای دی کوپله کردن معادلات، امکان کنترل هر شش حالت فراهم شده بود ولی درنهایت از تقریب خطی برای دینامیک کوادروتور استفاده شده بود. این تقریب‌های خطی برای طراحی کنترل کننده منجر به کاهش کیفیت عملکرد دستگاه در واقعیت و مواجه شدن با نامعینی‌ها و اغتشاشات می‌شود. اما در این مقاله حالت‌های جابه‌جایی x, y, z و زاویه ψ (که دارای ورودی کنترلی کوپل شده هستند) به‌عنوان خروجی مدنظر قرار می‌گیرند و با پیاده‌سازی فیدبک خطی ساز، دینامیک غیرخطی کوادروتور به یک دینامیک خطی تبدیل می‌شود در ادامه از PID مرتبه کسری (FOPID) استفاده می‌شود که به دلیل داشتن دو پارامتر اضافه‌تر نسبت به PID از انعطاف‌پذیری بالاتری برخوردار است و درنهایت برای تنظیم پارامترهای FOPID از تنظیم با استفاده از شبکه عصبی استفاده می‌شود که این امر کنترل کننده را نسبت به نامعینی‌های مدل، اغتشاش و نویز فرآیند مقاوم می‌کند.

حسابان مرتبه کسری تأثیر خود را در کاربردهای نظری و عملی در مسائل مهندسی به اثبات رسانده است و به خاطر انعطاف، اپراتور کسری در زمینه طراحی کنترل کننده‌ها موفق بوده است. کنترل کننده‌های مرتبه کسری مختلفی در مقالات مختلف ارائه شده است. از جمله جبران کننده پیش‌خور- پس‌خور^۱ مرتبه کسری [۱۲]، کنترل کننده مرتبه کسری مقاوم [۱۳]، [۱۴] کنترل کننده تطبیقی مرتبه کسری [۱۵]، [۱۶] و همچنین کنترل کننده‌های فازی مرتبه کسری [۱۷]–[۱۹]

همان‌طور که مشخص است PID کنترل کننده اصلی در عمل و صنعت است. ولی باگذشت زمان و پیشرفت فناوری و افزایش احتیاج به عملیاتی با دقت بالاتر، به کنترل کننده‌های اصلاح شده‌ای که بتوانند ضعف‌های کنترل کننده PID را مرتفع کنند احتیاج است. عملگرهای مرتبه کسری با به ارمغان آوردن انعطاف بیشتر به کنترل کننده باعث بهبود عملکرد و افزایش قوام در کنترل کننده می‌شوند؛ اما تنظیم ضرایب و مرتبه‌های کنترل کننده PID مرتبه کسری (FOPID) مسئله‌ای بسیار پیچیده می‌شود همان‌گونه که توسط پادلوبنی اشاره شده است [۲۰]. قوانین برای تنظیم پارامترهای FOPID توسط محققان مختلفی بررسی شده است [۲۱]–[۲۴]. تنظیم پارامترهای مرتبه کسری در کاربردهای صنعتی توسط مونج و ویناگر [۲۵]، [۲۶] ارائه شد. مشخص کردن پارامترها بر اساس الگوریتم‌های بهینه‌سازی نیز در چندین مقاله ارائه شده است [۲۷]–[۲۹]. شبکه‌های عصبی در علم کنترل به خاطر توانایی یادگیری و انطباقشان مورد توجه واقع شده‌اند. به‌عنوان مثال یک جبران کننده غیرخطی تطبیقی که از شبکه‌های عصبی استفاده می‌کند توسط احمد راد ارائه شد [۳۰].

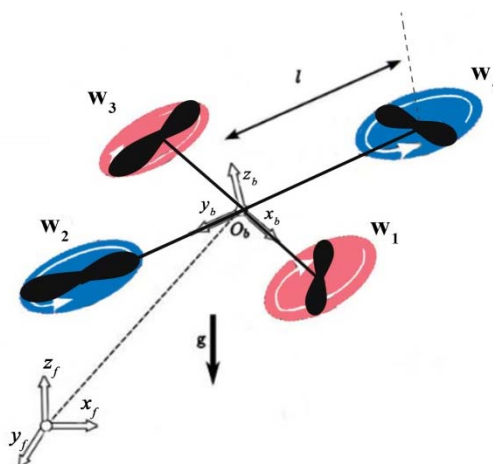
¹ Lead-lag

استوگیانوس و همکاران [۳۱]، یک کنترل کننده پیش‌بینانه مدل بر اساس شبکه عصبی پیشنهاد داده‌اند. شبکه‌های عصبی همچنین با موفقیت برای تنظیم ضرایب کنترل کننده PID مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۳۲]– [۳۴]. به علاوه در تنظیم پارامترهای FOPID تعدادی مقاله ارائه شده است. اوی و همکارانش [۳۵] شبکه عصبی شعاعی را برای تنظیم FOPID برای یک دینامیک مرتبه یک با تأخیر زمانی ارائه داده‌اند. همچنین به شبکه عصبی شعاعی برای تنظیم پنج پارامتر FOPID توسط شان و تانگ [۳۶] ارائه شد. در این مقاله سعی شد در اقدامی نوین از ترکیب فیدبک خطی‌ساز و PID مرتبه کسری برای کنترل سیستم غیرخطی استفاده شود که منجر به افزایش قوام سیستم کنترلی می‌گردد و الگوریتم پیشنهادی در حضور نامعینی و عدم قطعیت پارامترها و همچنین نویز فرآیند به صورت شبیه‌سازی بررسی می‌شود. همچنین در مورد استفاده از شبکه عصبی باید ذکر شود که روش‌های تنظیم در مقالات [۳۵]، [۳۶] برای دینامیک‌های خطی مرتبه یک با تأخیر زمانی ارائه شده‌اند حال آنکه در مقاله حاضر از این روش تنظیم، برای کنترل دینامیک غیر خطی سیستم کوادروتور استفاده می‌شود.

۲- دینامیک کوادروتور

شمای کوادروتوری که مورد بررسی قرار می‌گیرد در شکل (۱) نمایش داده شده است. هر جفت از روتورها در جهت مخالف با جفت دیگری حرکت می‌کنند تا اثر ممان آن را خنثی کنند. مکان مطلق کوادروتور به مختصات (x_f, y_f, z_f) و زوایای اوایلر (ψ, θ, ϕ) مشخص می‌شود. با توجه به روابط دینامیکی کوادروتور در مرجع [۳۷]، رابطه نیروهای خارجی وارد بر سیستم b به صورت زیر بیان می‌شود:

$$m\dot{V}_b = F_b \quad (1)$$



شکل ۱- مدل کوادروتور و محورهای مختصات

که F_b نیروهای خارجی را نشان می‌دهد m جرم کوادروتور و با فرض اینکه $V_f = \{u_f, v_f, \omega_f\}$ سرعت مطلق کوادروتور نسبت به دستگاه مختصات ثابت، و $V_b = \{u_b, v_b, \omega_b\}$ سرعت مطلق کوادروتور نسبت به دستگاه مختصات بدنه باشد. رابطه V_b و V_f به صورت $V_b = R(\psi, \theta, \phi) \cdot V_f$ است که $R(\psi, \theta, \phi)$ ماتریس چرخش است:

$$R = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \cos \psi \sin \theta \sin \phi - \cos \phi \sin \psi & \cos \phi \cos \psi \sin \theta + \sin \phi \sin \psi \\ \cos \theta \sin \phi & \sin \theta \sin \phi \sin \psi + \cos \phi \sin \psi & \cos \phi \sin \theta \sin \psi - \cos \psi \sin \phi \\ -\sin \theta & \cos \theta \sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \quad (2)$$

و رابطه دینامیکی مربوط به ممان‌های خارجی نیز در رابطه زیر مطرح می‌شود:

$$J\dot{\Omega} + \Omega \times J\Omega = M_b \quad (3)$$

که M_b به عنوان ممان‌های خارجی در نظر گرفته می‌شود و $\Omega = \{p, q, r\}^T$ به عنوان سرعت زاویه‌ای و J به عنوان ماتریس اینرسی با فرض توزیع وزن متقارن کوادروتور به صورت زیر است:

$$J = \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} \quad (4)$$

رابطه بین مشتق حالت‌های حرکت چرخشی (ψ, θ, ϕ) و بردار سرعت زاویه‌ای به صورت زیر مطرح می‌گردد:

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sin \phi \sin \theta}{\cos \theta} & \frac{\cos \phi \sin \theta}{\cos \theta} \\ 0 & \cos \theta & -\sin \phi \\ 0 & \frac{\sin \phi}{\cos \theta} & \frac{\cos \phi}{\cos \theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (5)$$

در طراحی کنترل کننده توصیه می‌شود به دلیل کاهش محاسبات و پیاده‌سازی به صورت عملی از مدل دینامیکی ساده استفاده شود به همین دلیل از اثرات آئرو دینامیکی، ژيروسکوپی گشتاور چرخشی و نیروهای هاب صرف نظر می‌شود. بدین ترتیب نیروها و گشتاورهای خارجی به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$F_b = \begin{bmatrix} (\cos \phi \cos \psi \cos \theta + \sin \phi \sin \psi)u_1 \\ (\cos \phi \sin \psi \sin \theta - \sin \phi \cos \psi)u_1 \\ mg - (\cos \phi \cos \theta)u_1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$M_b = \begin{bmatrix} u_2 l \\ u_3 l \\ u_4 \end{bmatrix} \quad (7)$$

g شتاب گرانشی، l فاصله موتور از مرکز جرم است همچنین u_1, u_2, u_3, u_4 نیروهای ورودی هستند و رابطه آنها با سرعت چرخش روتورها به صورت زیر است.

$$\begin{cases} u_1 = C_b(W_1^2 + W_2^2 + W_3^2 + W_4^2) \\ u_2 = C_b l(W_2^2 - W_4^2) \\ u_3 = C_b l(W_3^2 - W_1^2) \\ u_4 = C_d(W_2^2 + W_4^2 - W_3^2 - W_1^2) \end{cases} \quad (8)$$

در اینجا C_b و C_d ضریب نیروی تراست و گشتاور هستند و W_1, W_2, W_3, W_4 سرعت چرخش هر کدام از روتورها می باشند. بدین ترتیب معادلات دینامیکی کوادروتور به شکل روابط (۹) و (۱۰) بیان می گردند. پارامترهای ΔI و Δm نشان دهنده نامعینی در پارامترهای جرم و ممان اینرسی سیستم هستند که می تواند در اثر حمل بارهای مختلف توسط کوادروتور ایجاد گردد.

$$\begin{cases} \ddot{x} = (\sin \phi \sin \psi + \cos \phi \sin \theta \cos \psi) \frac{u_1}{m + \Delta m} \\ \ddot{y} = (-\sin \phi \cos \psi + \cos \phi \sin \theta \sin \psi) \frac{u_1}{m + \Delta m} \\ \ddot{z} = -g + \cos \phi \cos \theta \frac{u_1}{m + \Delta m} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \ddot{\phi} = \dot{\theta} \dot{\psi} \frac{(I_{yy} + \Delta I_{yy} - I_{zz} + \Delta I_{zz})}{I_{xx} + \Delta I_{xx}} + \frac{u_2}{I_{xx} + \Delta I_{xx}} \\ \ddot{\theta} = \dot{\phi} \dot{\psi} \frac{(I_{zz} + \Delta I_{zz} - I_{xx} + \Delta I_{xx})}{I_{yy} + \Delta I_{yy}} + \frac{u_3}{I_{yy} + \Delta I_{yy}} \\ \ddot{\psi} = \dot{\phi} \dot{\theta} \frac{(I_{xx} + \Delta I_{xx} - I_{yy} + \Delta I_{yy})}{I_{zz} + \Delta I_{zz}} + \frac{u_4}{I_{zz} + \Delta I_{zz}} \end{cases} \quad (10)$$

۳- طراحی کنترل کننده

سیستم دینامیکی کوادروتور غیرخطی است و برای کنترل آن از ترکیب روش های FL و PID مرتبه کسری استفاده می شود به این دلیل که کنترل کننده FL دینامیک غیرخطی کوادروتور را به یک سیستم خطی تبدیل می کند، اما این روش به شدت به مدل دینامیکی ارائه شده وابسته است و در صورت تفاوت دینامیک سیستم واقعی با مدل ارائه شده، دچار ناپایداری می گردد به همین دلیل از کنترل کننده PID مرتبه کسری با تنظیم بر اساس تئوری شبکه های عصبی جهت کنترل ورودی سیستم خطی استفاده می شود تا مقاومت طرح کنترلی ارائه شده را افزایش دهد.

۳-۱- طراحی فیدبک خطی ساز

برای طراحی کنترل کننده خطی ساز، سیستم غیرخطی و چند ورودی و چند خروجی کوادروتور را به صورت زیر در نظر گرفته می شود:

$$\dot{X} = f(X) + g(X)U \quad (11)$$

$$Y = h(X)$$

که $X = [x, y, z, \phi, \theta, \psi, \dot{x}, \dot{y}, \dot{z}, \dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]^T$ به عنوان بردار حالت و $U = [u_1, u_2, u_3, u_4]^T$ به عنوان بردار ورودی در نظر گرفته شدند. هدف از طراحی این کنترل کننده تعیین ورودی U به نحوی است که با توجه به رابطه (۱۲) بین V و Y رابطه خطی برقرار شود.

$$U = \alpha(X) + \beta(X)V \quad (12)$$

هدف این مقاله تعیین مسیر کوادروتور است پس بردار خروجی به شکل $Y = [x, y, z, \psi]^T$ در نظر گرفته می شود اما با توجه به معادله (۹) ورودی u_1 برای خروجی های x, y, z یکسان است، پس با دومرتبه مشتق گیری از این حالت ها یک سیستم جدید با ۶ ورودی تعریف می شود:

$$u_1 = \zeta, \dot{\zeta} = \xi, \ddot{\zeta} = \bar{u}_1, u_2 = \bar{u}_2, u_3 = \bar{u}_3, u_4 = \bar{u}_4 \quad (13)$$

با در نظر گرفتن بردار ورودی $\bar{U} = [\bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_3, \bar{u}_4]^T$ و اضافه کردن مؤلفه های $\mu = [\zeta, \xi]^T$ به حالت های سیستم، معادلات زیر نتیجه می شوند:

$$[x^{(4)}, y^{(4)}, z^{(4)}, \psi^{(2)}]^T = l(X, \mu) + J(X, \mu)\bar{U} \quad (14)$$

به این ترتیب قانون کنترلی سیستم برابر است با:

$$\bar{U} = \alpha(X) + \beta(X)V \quad (15)$$

که در این رابطه:

$$\begin{cases} \alpha(X, \mu) = -J^{-1}(X, \mu)l(X, \mu) \\ \beta(X, \mu) = J^{-1}(X, \mu) \end{cases} \quad (16)$$

با توجه به مرجع [۳۷] اگر شرایط $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2} < \phi < \frac{\pi}{2}, \zeta \neq 0$ ارضا شود، ماتریس $J(X, \mu)$ همواره

معکوس پذیر است. و رابطه خطی بین ورودی و خروجی ها ایجاد می شود:

$$\begin{cases} x^{(4)} = v_1 \\ y^{(4)} = v_2 \\ z^{(4)} = v_3 \\ \psi^{(2)} = v_4 \end{cases} \quad (17)$$

به منظور تعقیب کامل مسیر با توجه به خطای تعقیب قانون کنترلی زیر استفاده می گردد.

$$\begin{cases} v_1 = x_d^{(4)} - K_3(x^{(3)} - x_d^{(3)}) - K_2(\ddot{x} - \ddot{x}_d) - K_1(\dot{x} - \dot{x}_d) - K_0(x - x_d) \\ v_2 = y_d^{(4)} - K_3(y^{(3)} - y_d^{(3)}) - K_2(\ddot{y} - \ddot{y}_d) - K_1(\dot{y} - \dot{y}_d) - K_0(y - y_d) \\ v_3 = z_d^{(4)} - K_3(z^{(3)} - z_d^{(3)}) - K_2(\ddot{z} - \ddot{z}_d) - K_1(\dot{z} - \dot{z}_d) - K_0(z - z_d) \\ v_4 = \ddot{\psi}_d - K_5(\dot{\psi} - \dot{\psi}_d) - K_4(\psi - \psi_d) \end{cases} \quad (18)$$

برای حفظ پایداری و تعقیب مسیر ضرایب K_i به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\begin{cases} K_0 = \gamma^4, K_1 = 4\gamma^3, K_2 = 6\gamma^2, K_3 = 4\gamma \\ K_4 = \Gamma^2, K_5 = 2\Gamma \end{cases} \quad (19)$$

که در این روابط γ, Γ دو ضریب مثبت هستند.

۳-۲- طراحی کنترل کننده PID مرتبه کسری با تنظیم بر اساس شبکه عصبی

روش فیدبک خطی ساز یک روش طراحی بر اساس مدل است و نسبت به نامعینی مدل و عدم قطعیت حساس است. برای افزایش مقاومت طرح کنترلی ارائه شده و افزایش دقت در تعقیب سیگنال مرجع از روش PID مرتبه کسری برای کنترل سیگنال ورودی V استفاده می کنیم.

در این طرح کنترلی برای هر ورودی در سیستم کوادروتور خطی شده (v) یک PID مرتبه کسری با سیستم تنظیم جداگانه در نظر گرفته می شود. سیگنال تلاش کنترلی FOPID در فرم لاپلاس به صورت معادله (۲۰) بیان می شود و با فرض α, β در محدوده (0,1) شرایط پایداری کنترل کننده برآورده می شود:

$$u = K_p e + \frac{K_i}{s^\alpha} e + K_d s^\beta e \quad \alpha, \beta \in (0,1) \quad (20)$$

برای تنظیم پارامترها بر اساس شبکه عصبی، از ساختار پرسپترون چندلایه استفاده می شود که دارای یک لایه میانی متشکل از ۷ نورون و یک لایه خروجی شامل ۵ نورون است که در شکل (۲) نشان داده شده است. و روابط ریاضی در نورونها به شکل زیر در نظر گرفته شده است:

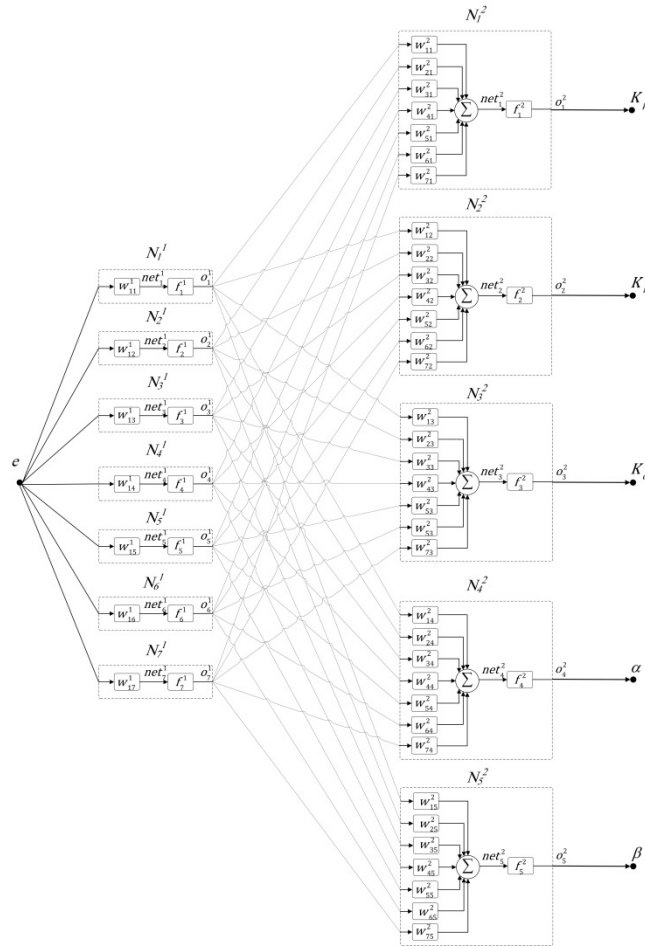
$$\begin{aligned} N_i^1 : \quad & \text{net}_i^1 = w_{ii}^1 * I & o_i^1 = f_i^1(\text{net}_i^1) \\ N_i^2 : \quad & \text{net}_i^2 = \sum_{j=1}^7 w_{ji}^2 * o_j^1 & o_j^2 = f_j^2(\text{net}_j^2) \end{aligned} \quad (21)$$

تابع تانژانت هایپربولیک سیگموئید به عنوان تابع فعال سازی گره های لایه مخفی استفاده می شود و به خاطر محدودیت خروجی تابع سیگموئید (خروجی در محدوده $[-1,1]$ قرار دارد)، یک تابع خطی برای گره خروجی در نظر گرفته می شود تا خروجی را به مقدار مطلوب تصویر کند. پس برای تابع فعال ساز لایه های اول و دوم روابط زیر برقرار است:

$$\begin{aligned} f_i^1(\text{net}_i^1) &= \tanh(\text{net}_i^1) \\ f_i^2(\text{net}_i^2) &= \text{net}_i^2 \end{aligned} \quad (22)$$

در شبکه عصبی، از روش گرادیان نزولی با کمینه کردن تابع هزینه E ، $E(k) = \frac{1}{2} (r(k) - y_p(k))^2$ بر اساس قانون مشتق زنجیره ای، مانند مرجع [۳۸] استفاده می شود. که $y_p(k)$ خروجی موردنظر از مدل و $r(k)$ سیگنال مطلوب در زمان kT و T نشان گر زمان نمونه برداری است. قانون کلی به روزرسانی به صورت زیر است:

$$w_{ij}^{(L)}(k+1) = w_{ij}^{(L)}(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial w_{ij}^{(L)}(k)} \quad (23)$$



شکل ۲- شبکه عصبی

که η ضریب یادگیری است که مقدار به روزرسانی وزن، در هر تکرار را مشخص می کند و $\frac{\partial E(k)}{\partial w_{ij}^{(L)}(k)}$ گرادیان تابع هزینه برای لایه L است که توسط رابطه زیر محاسبه می شود:

$$\frac{\partial E(k)}{\partial w_{ij}(k)} = \frac{\partial E(k)}{\partial y(k)} \cdot \frac{\partial y(k)}{\partial u(k)} \cdot \frac{\partial u(k)}{\partial O_{ij}^{(3)}} \cdot \frac{\partial O_{ij}^{(3)}}{\partial w_{ij}(k)} \quad (24)$$

مشتق گیر مرتبه کسری: یک عملگر با بی نهایت بعد است. پس برای پیاده سازی عملی به یک تقریب با بعد محدود و در بازه فرکانسی مشخص احتیاج است. در این مقاله از الگوریتم ارائه شده توسط مرجع [۳۹] استفاده می گردد. که نسخه اصلاح شده الگوریتم اوستالوپ است. با در نظر گرفتن بازه فرکانسی (ω_b, ω_h) تابع تبدیل زیر ارائه می شود:

$$s^\alpha \cong K \left[\frac{d.s^2 + b.\omega_h.s}{d.(1-\alpha).s^2 + b.\omega_h.s + d.\alpha} \right] \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (25)$$

$$K = \left(\frac{d.\omega_b}{b} \right)^\alpha \prod_{k=-N}^N \frac{\omega'_k}{\omega_k} \quad (26)$$

ω_k و ω'_k صفرها و قطب‌ها از مرتبه k می‌باشند.

$$\omega'_k = \left(\frac{d \cdot \omega_b}{b} \right)^{\frac{\alpha-2k}{2N+1}} \quad (27)$$

$$\omega'_k = \left(\frac{d \cdot \omega_b}{b} \right)^{\frac{\alpha-2k}{2N+1}} \quad (27)$$

$$\omega_k = \left(\frac{b \cdot \omega_h}{d} \right)^{\frac{\alpha+2k}{2N+1}} \quad (28)$$

این تقریب پیشنهاد شده برای α در محدوده (0,1) صادق است. همچنین برای عملگر انتگرال از رابطه زیر استفاده می‌شود.

$$\frac{1}{s^\alpha} = s^{(1-\alpha)} \frac{1}{s} \quad (29)$$

و در نهایت شمای سیستم کنترلی در شکل (۳) نمایش داده شده است.

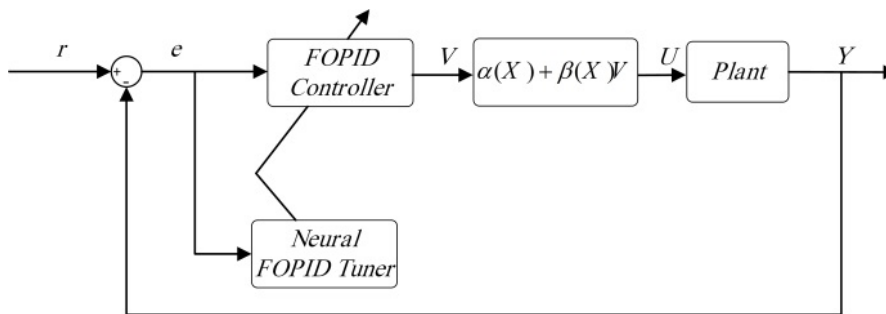
۴- شبیه‌سازی

شبیه‌سازی با مقدارهی به پارامترهای دینامیکی زیر آغاز می‌گردد:

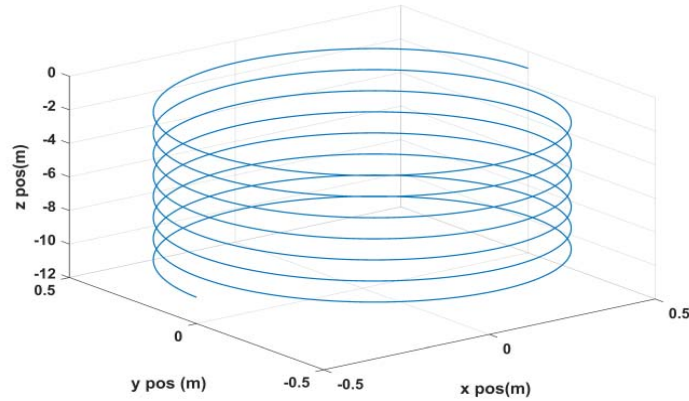
$$m = 2\text{kg} \quad , \quad I_{xx} = I_{yy} = I_{zz} = 1.241\text{N} / \text{rad} / \text{s}^2 \quad g = 9.81\text{m} / \text{s}^2$$

$$C_d = 7.5 \times 10^{-8} \text{N.m.s}^2 \quad C_b = 3.13 \times 10^{-6} \text{N.s}^2$$

و برای پیاده‌سازی سامانه کنترلی، ضرایب مربوط به فیدبک خطی ساز، $\gamma = 1, \Gamma = 1.5$ و همچنین برای ضریب یادگیری وزن‌های شبکه عصبی بر اساس رفتار سیستم و سعی و خطا $\eta = 0.2$ در نظر گرفته می‌شود. برای اعمال تقریب مرتبه کسری، محدوده فرکانسی را به صورت $\omega_b = 0.001$ و $\omega_h = 1000$ و همچنین ثوابت $d = 9$ ، $b = 10$ ، $N = 3$ انتخاب می‌شوند.



شکل ۳- شمای سیستم کنترلی

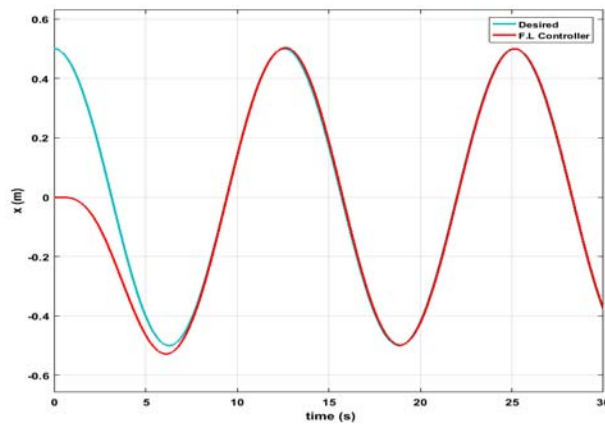


شکل ۴- مسیر مرجع

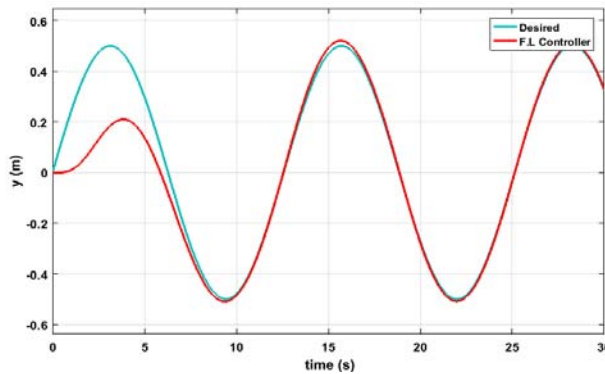
برای بررسی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی، از یک ورودی مرجع مارپیچی (شکل ۴) به روابط ریاضی زیر استفاده می‌شود:

$$x_d = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{t}{2}\right) \quad y_d = \frac{1}{2} \sin\left(\frac{t}{2}\right) \quad z_d = -1 - \frac{t}{10}$$

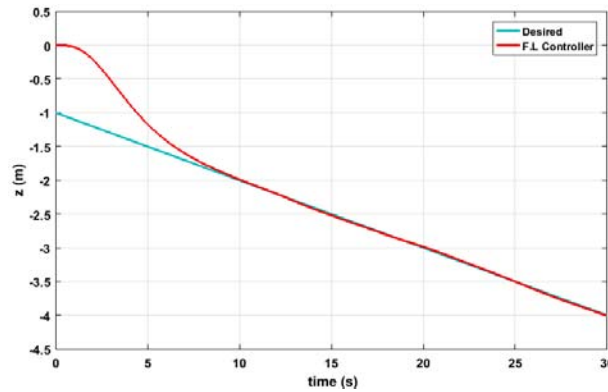
در ادامه نتایج تعقیب سیگنال مرجع توسط کنترل کننده FL برای هر کدام از حالت‌های x, y, z, ψ در شکل‌های (۵-۸) نشان داده شده است.



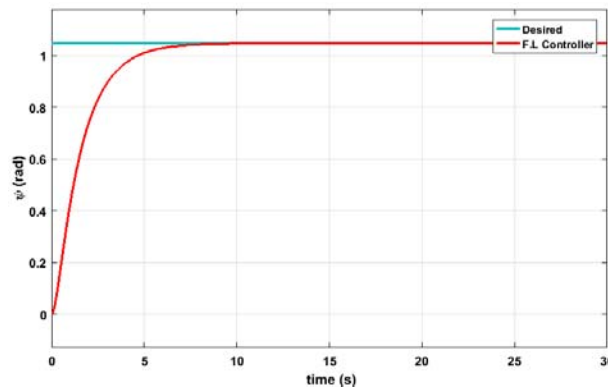
شکل ۵- تعقیب حالت x برای کنترل کننده FL



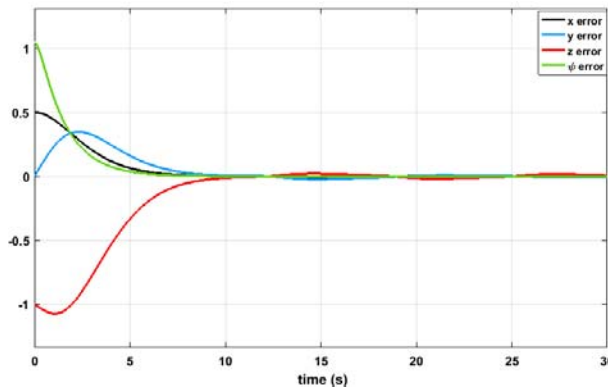
شکل ۶- تعقیب حالت y برای کنترل کننده FL



شکل ۷- تعقیب حالت z برای کنترل کننده FL

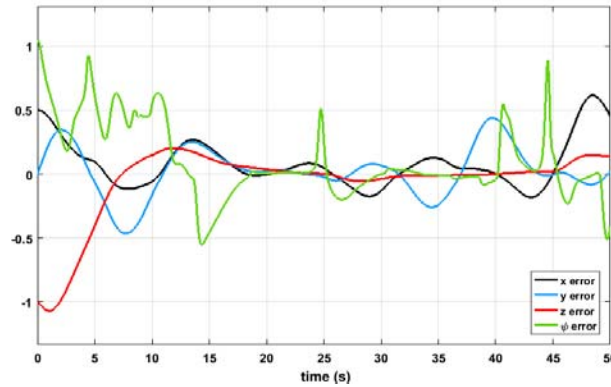


شکل ۸- تعقیب حالت ψ برای کنترل کننده FL



شکل ۹- خطای تعقیب حالت هر چهار حالت برای کنترل کننده FL

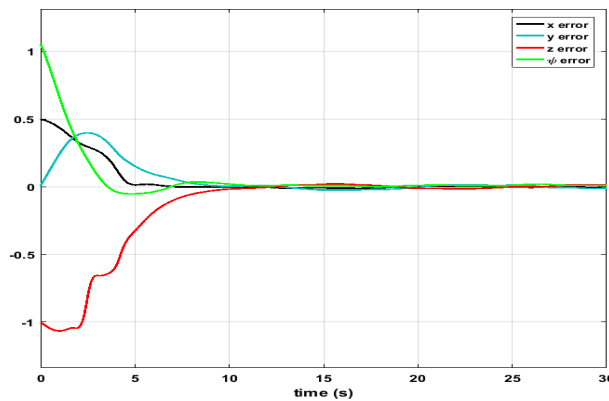
و در نمودار (۹) خطای تعقیب برای هر چهار حالت نشان داده شده و مشخص می‌شود که خطای تعقیب همه حالت‌ها، به صفر می‌رسد. مشاهده می‌شود که کنترل کننده فیدبک خطی ساز توانسته به خوبی و در کمتر از ۱۰ ثانیه، سیگنال مرجع را به طور کامل تعقیب کند اما چون طراحی این کنترل کننده دقیقاً بر پایه مدل است، در برابر نامعینی و یا اغتشاش آسیب‌پذیر است و منجر به ناپایداری سیستم می‌شود. در شکل (۱۰) شبیه سازی کوادروتور برای نامعینی ۳۰٪ در پارامترهای جرم و اینرسی انجام شده و ملاحظه می‌گردد که سیستم رفتاری ناپایدار از خود بروز می‌دهد.



شکل ۱۰- خطای تعقیب حالت هر چهار حالت برای کنترل کننده FL در حضور نامعینی

با بررسی عملکرد ترکیب کنترل کننده FOPID شبکه عصبی و روش پس‌خوراند خطی ساز در مواجه شدن با نامعینی ۳۰٪ در شکل (۱۱)، مقاومت طرح کنترلی ارائه شده نشان داده می‌شود. برای مقایسه عددی عملکرد پیاده‌سازی FOPID از نرم یک خطا به صورت رابطه (۳۰) به عنوان معیار استفاده می‌شود. در حالی که نامعینی منجر به ناپایداری سیستم کنترلی FL گردید اما با توجه جدول (۱) ملاحظه می‌شود که با پیاده‌سازی کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی به مقدار زیاد ۳۰٪ در پارامترهای جرم و اینرسی، سیستم کنترلی تنها ۱۱/۹۴٪، ۲۱/۳۱٪، ۱۶/۳۲٪، ۴/۲۵٪ کاهش عملکرد در تعقیب حالت‌های x, y, z, ψ از خود نشان داده است. و توانسته است به این مشکل اساسی به خوبی پاسخ دهد.

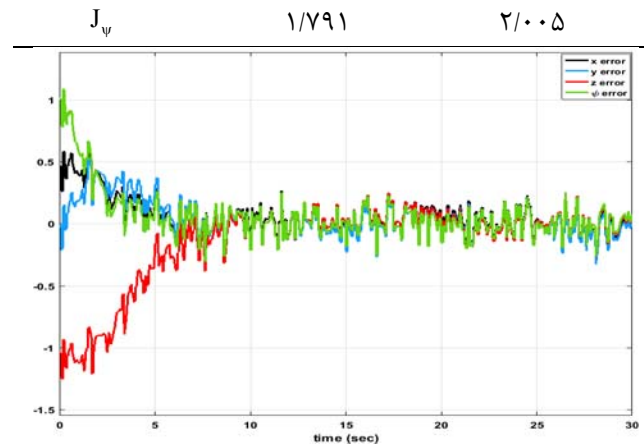
$$J = \int_0^{t_f} |e| dt \quad (30)$$



شکل ۱۱- خطای تعقیب حالت هر چهار حالت برای کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی

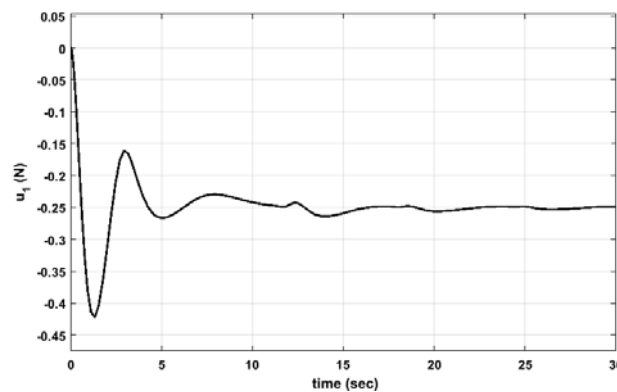
جدول ۱- مقایسه بر اساس نرم یک خطا

نرم یک خطا	FL		FOPID	
	در حضور نامعینی	عدم نامعینی	در حضور نامعینی	در حضور نامعینی
J_x	۱/۵۵۱		۱/۶۱۷	
J_y	۱/۸۹۳		۲/۲۰۲	
J_z	۴/۷۹۷		۵/۸۱۸	

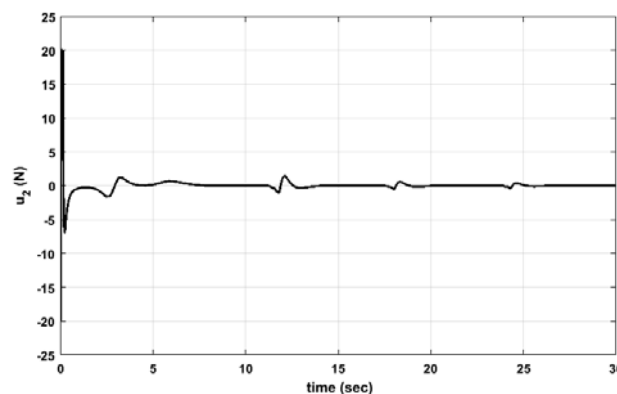


شکل ۱۲- خطای تعقیب حالت هر چهار حالت برای کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی و نویز

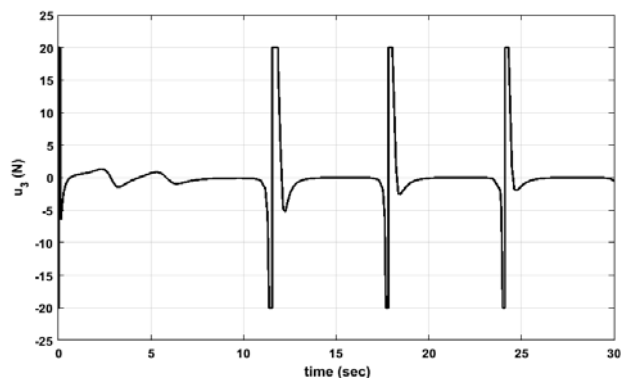
در نمودار (۱۲) علاوه بر نامعینی، نویز سفید با میانگین صفر و واریانس 0.2 نیز در نظر گرفته شده است و کنترل کننده توانسته است پایداری کوادروتور را حفظ کند و در نهایت نمودارهای تلاشهای کنترلی و سرعت روتورها در حالت وجود نامعینی در مدل و برای کنترل کننده FOPID به ترتیب در شکل‌های (۱۳-۱۶) و (۲۰-۱۷) ارائه شده است.



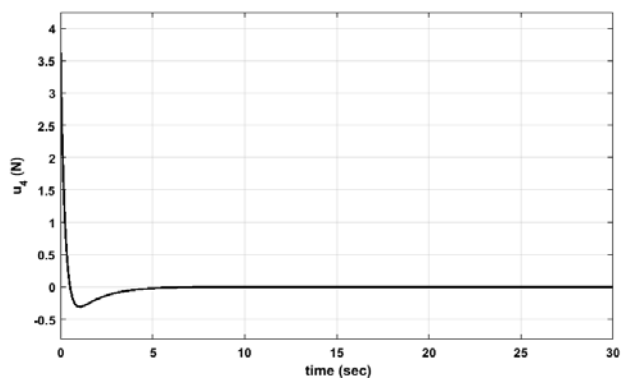
شکل ۱۳- تلاش کنترلی u_1 برای کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی



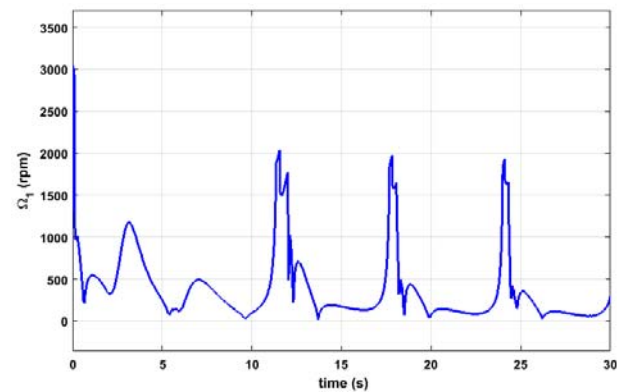
شکل ۱۴- تلاش کنترلی u_2 برای کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی



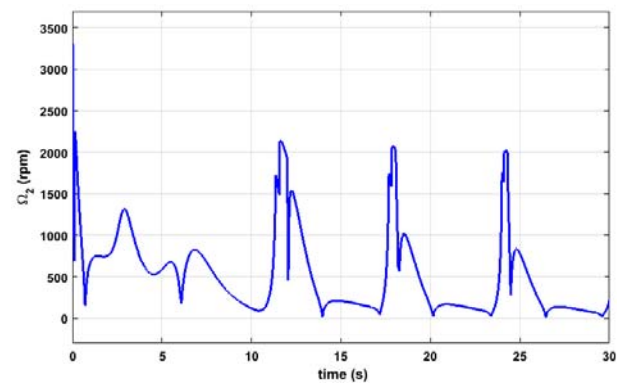
شکل ۱۵- تلاش کنترلی u_3 برای کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی



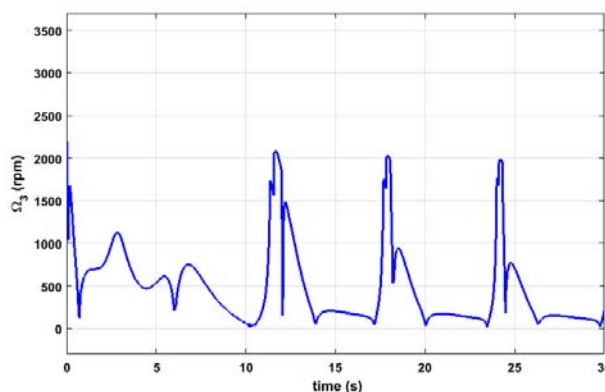
شکل ۱۶- تلاش کنترلی u_4 برای کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی



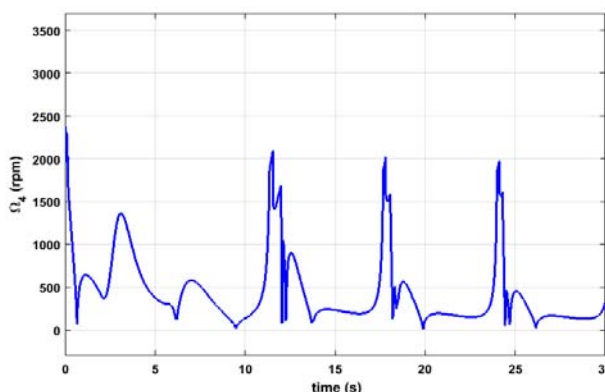
شکل ۱۷- سرعت روتور ۱ برای کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی



شکل ۱۸- سرعت روتور ۲ برای کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی



شکل ۱۹- سرعت روتور ۳ برای کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی



شکل ۲۰- سرعت روتور ۴ برای کنترل کننده FOPID در حضور نامعینی

۵- نتیجه گیری

در این مقاله مدل دینامیکی کوادروتور ارائه شده است. برای کنترل غیرخطی این سیستم از روش فیدبک خطی ساز (FL) جهت خطی کردن و دی کوپله کردن معادلات استفاده شد و چون این روش کنترلی وابسته به مدل است برای غلبه به این محدودیت از کنترل کننده PID مرتبه کسری (FOPID) جهت کنترل ورودی خطی شده سیستم استفاده گردید. برای تنظیم ضرایب FOPID از شبکه‌های عصبی با آموزش بر اساس الگوریتم BP استفاده شد و برای پیاده‌سازی عملگر مشتق و انتگرال مرتبه کسری از روش بهبودیافته اوستالوپ استفاده گردید. استفاده از کنترل کننده مرتبه کسری و همچنین تنظیم با شبکه عصبی، منجر به افزایش قوام مدل کنترلی ارائه شده گردید و توسط نویز فرآیند و نامعینی اعتبارسنجی شد، به نحوی که شاهد بودیم نامعینی ۳۰٪ باعث ناپایداری کنترل کننده FL شده بود اما با استفاده از کنترل کننده FOPID، سیستم در تعقیب سیگنال‌های مرجع بر اساس نرم یک خطا به طور متوسط تنها ۱۳/۴۵٪ کاهش عملکرد داشت.

پیشنهادات

برای تحقیقات و مطالعات آینده در این حوزه، پیشنهاد می‌گردد که طراحی و بهینه‌سازی مسیر کوادروتور انجام شود و همچنین در فاز عملیاتی نیز توصیه می‌شود تا الگوریتم کنترلی ارائه شده بر روی کوادروتور پیاده شود و نتایج تجربی با نتایج تئوری ارائه شده مقایسه گردند.

مراجع

- [1] Bluteau, B., Briand, R., and Patrouix, O., "Design and Control of an Outdoor Autonomous Quadrotor Powered by a Four Strokes RC Engine", IECON 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, pp. 4136-4240, Paris, France, (2006).
- [2] Bouabdallah, S., Murrieri, P., and Siegwart, R., "Design and Control of an Indoor Micro Quadrotor", IEEE International Conference on Robotics and Automation, Proceedings. ICRA '04, Vol. 5, pp. 4393-4398, New Orleans, LA, USA, (2004).
- [3] Park, S., Won, D. H., Kang, M. S. T., Kim, J., Lee, H. G., and Kwon, S. J., "RIC (Robust Internal-loop Compensator) Based Flight Control of a Quad-rotor Type UAV", IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, pp. 3542-3547, Edmonton, AB, Canada, (2005).
- [4] Altug, E., Ostrowski, J. P., and Mahony, R., "Control of a Quadrotor Helicopter using Visual Feedback", in Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation (Cat. No.02CH37292), Vol. 1, pp. 72-77, Washington, DC, USA, (2002).
- [5] Mokhtari, A., Benallegue, A., and Daachi, B., "Robust Feedback Linearization and GH/sub /spl infin// Controller for a Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle", IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, pp. 1198-1203, Edmonton, AB, Canada, (2005).
- [6] Efe, M. Ö., "Integral Sliding Mode Control of a Quadrotor with Fractional Order Reaching Dynamics", Trans. Inst. Meas. Control, Vol. 33, No. 8, pp. 985-1003, Dec, (2011).
- [7] Efe, M. Ö., "Neural Network Assisted Computationally Simple PID Control of a Quadrotor UAV", IEEE Trans. Ind. Informatics, Vol. 7, No. 2, pp. 354-361, May, (2011).
- [8] Salih, A., Moghavvemi, L., Mohamed, H. A., and Gaeid, K. S., "Flight PID Controller Design for a UAV Quadrotor", Sci. Res. Essays, Vol. 5, No. 23, pp. 3660-3667, (2010).
- [9] Nguyen Duc, M., Trong, T. N., and Xuan, Y. S., "The Quadrotor MAV System using PID Control", IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA), pp. 506-510, Beijing, China, (2015).
- [10] Bouabdallah, S., Noth, A., and Siegwart, R., "PID vs LQ Control Techniques Applied to an Indoor Micro Quadrotor", IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS) (IEEE Cat. No.04CH37566), Vol. 3, pp. 2451-2456, Sendai, Japan, (2004).
- [11] Li, J., and Li, Y., "Dynamic Analysis and PID Control for a Quadrotor", IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, pp. 573-578, Beijing, China, (2001).
- [12] Tavazoei, M.S., and Tavakoli-Kakhki, M., "Compensation by Fractional-order Phase-lead/lag Compensators", IET Control Theory Appl., Vol. 8, No. 5, pp. 319-329, Mar, (2014).

- [13] Luo, Y., and Chen, Y., "Stabilizing and Robust Fractional Order PI Controller Synthesis for First Order Plus Time Delay Systems", *Automatica*, Vol. 48, No. 9, pp. 2159-2167, Sep, (2012).
- [14] Ebrahimkhani, S., "Robust Fractional Order Sliding Mode Control of Doubly-fed Induction Generator (DFIG)-based Wind Turbines", *ISA Trans.*, Vol. 63, pp. 343-354, Jul, (2016).
- [15] Yin, C., Cheng, Y., Chen, Y., Stark, B., and Zhong, S., "Adaptive Fractional-order Switching-type Control Method Design for 3D Fractional-order Nonlinear Systems", *Nonlinear Dyn.*, Vol. 82, No. 1-2, pp. 39-52, Oct, (2015).
- [16] Sheng, D., Wei, Y., Cheng, S., and Wang, Y., "Observer-based Adaptive Backstepping Control for Fractional Order Systems with Input Saturation", *ISA Trans.*, Vol. 82, pp. 18-29, Nov, (2018).
- [17] Liu, L., Pan, F., Xue, D., "Variable-order Fuzzy Fractional PID Controller", *ISA Trans.*, Vol. 55, pp. 227-233, Mar, (2015).
- [18] Jesus, I. S., and Barbosa, R. S., "Genetic Optimization of Fuzzy Fractional PD+I Controllers", *ISA Trans.*, Vol. 57, pp. 220-230, Jul, (2015).
- [19] Faieghi, M. R., Delavari, H., and Baleanu, D., "Control of an Uncertain Fractional-order Liu System Via Fuzzy Fractional-order Sliding Mode Control", *J. Vib. Control*, Vol. 18, No. 9, pp. 1366-1374, Aug, (2012).
- [20] Podlubny, I., "Fractional-order Systems and PID Controllers", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, Vol. 44, No. 1, pp. 208-214, Jan, (1999).
- [21] Badri, V., and Tavazoei, M. S., "On Tuning Fractional Order [Proportional-Derivative] Controllers for a Class of Fractional Order Systems", *Automatica*, Vol. 49, No. 7, pp. 2297-2301, Jul, (2013).
- [22] Li, H., Luo, Y., and Chen, Y., "A Fractional Order Proportional and Derivative (FOPD) Motion Controller: Tuning Rule and Experiments", *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Vol. 18, No. 2, pp. 516-520, Mar, (2010).
- [23] Padula, F., and Visioli, A., "Tuning Rules for Optimal PID and Fractional-order PID Controllers", *J. Process Control*, Vol. 21, No. 1, pp. 69-81, Jan, (2011).
- [24] Valério, D., and da Costa, J. S., "Tuning of Fractional PID Controllers with Ziegler-Nichols-type Rules", *Signal Processing*, Vol. 86, No. 10, pp. 2771-2784, Oct, (2006).
- [25] Monje, C. A., Vinagre, M., Feliu, V., and Chen, Y., "Tuning and Auto-tuning of Fractional Order Controllers for Industry Applications", *Control Eng. Pract.*, Vol. 16, No. 7, pp. 798-812, Jul, (2008).
- [26] Vinagre, B. M., Monje, C. A., Calderón, A. J., and Suárez, J. I., "Fractional PID Controllers for Industry Application. A Brief Introduction", *J. Vib. Control*, Vol. 13, No. 9-10, pp. 1419-1429, Sep, (2007).

- [27] Asgharnia, A., Shahnazi, R., and Jamali, A., "Performance and Robustness of Optimal Fractional Fuzzy PID Controllers for Pitch Control of a Wind Turbine using Chaotic Optimization Algorithms", *ISA Trans.*, Vol. 79, pp. 27-44, Aug, (2018).
- [28] Zamani, A., Barakati, S. M., and Yousofi-Darmian, S., "Design of a Fractional Order PID Controller using GBMO Algorithm for Load-frequency Control with Governor Saturation Consideration", *ISA Trans.*, Vol. 64, pp. 56-66, Sep, (2016).
- [29] Verma, S, K., Yadav, S., and Nagar, S. K., "Optimization of Fractional Order PID Controller using Grey Wolf Optimizer", *J. Control. Autom. Electr. Syst.*, Vol. 28, No. 3, pp. 314-322, Jun, (2017).
- [30] Ren, M., and Rad, A. B., "Adaptive Non-linear Compensation Control Based on Neural Networks for Non-linear Systems with Time Delay", *Int. J. Syst. Sci.*, Vol. 40, No. 12, pp. 1283-1292, Dec, (2009).
- [31] Stogiannos, M., Alexandridis, A., and Sarimveis, H., "Model Predictive Control for Systems with Fast Dynamics using Inverse Neural Models", *ISA Trans.*, Vol. 72, pp. 161-177, Jan, (2018).
- [32] Milovanović, M.B., Antić, D.S., Milojković, M.T., Nikolić, S.S., Perić, S.L., and Spasić, M. D., "Adaptive PID Control Based on Orthogonal Endocrine Neural Networks", *Neural Networks*, Vol. 84, pp. 80-90, Dec, (2016).
- [33] Sharma, R., Kumar, V., Gaur, P., and Mittal, A. P., "An Adaptive PID Like Controller using Mix Locally Recurrent Neural Network for Robotic Manipulator with Variable Payload", *ISA Trans.*, Vol. 62, pp. 258-267, May, (2016).
- [34] Wen, Yu., and Rosen, J., "Neural PID Control of Robot Manipulators with Application to an Upper Limb Exoskeleton", *IEEE Trans. Cybern.*, Vol. 43, No. 2, pp. 673-684, Apr, (2013).
- [35] Ou, B., Song, L., and Chang, C., "Tuning of Fractional PID Controllers by using Radial Basis Function Neural Networks", *IEEE ICCA*, pp. 1239-1244, Xiamen, China, (2010).
- [36] Shan, W., and Tang, W., "A Neural Network Fractional Order PID Controller for FOLPD Process", *35th Chinese Control Conference (CCC)*, pp. 10459-10463, Chengdu, China, (2016).
- [37] Mokhtari, A., M'Sirdi, N. K., Meghriche, K., and Belaidi, A., "Feedback Linearization and Linear Observer for a Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle", *Adv. Robot.*, Vol. 20, No. 1, pp. 71-91, Jan, (2006).
- [38] Rumelhart, D., and McClelland, J., "Parallel Distributed Processing : Explorations in the Microstructure of Cognition, MIT Press, California,(1986).
- [39] Xue, D., Zhao, C., and Chen, Y., "A Modified Approximation Method of Fractional Order System", *International Conference on Mechatronics and Automation*, pp. 1043-1048, Luoyang, China, (2006).

فهرست نمادهای انگلیسی

C_b : ضریب نیروی تراست

C_a : ضریب نیروی گشتاور

f : تابع فعال ساز

E : تابع هزینه

F_b : نیروهای خارجی

g : شتاب گرانشی

J : ماتریس اینرسی

l : فاصله روتور از مرکز جرم

m : جرم کوادروتور

M_b : ممان‌های خارجی

N : نورون

R : ماتریس چرخش

T : زمان نمونه برداری

u : نیروی ورودی

V_b : سرعت مطلق کوادروتور نسبت به دستگاه مختصات بدنه

V_f : سرعت مطلق کوادروتور نسبت به دستگاه مختصات ثابت

w : وزن نورون

W : سرعت چرخش روتور

η : ضریب یادگیری

ω : فرکانس

Ω : سرعت زاویه‌ای کوادروتور

Abstract

Quadrotor is an under actuated and nonlinear coupled system. To control the dynamic of the system feedback linearization (FL) method is used to convert the nonlinear model to a simple linear one. Moreover, a combination of fractional order PID (FOPID) with FL is used to improve the tracking ability. Tuning the parameters of NFOPID, because of two more orders of integral and derivation is a complicated task; therefore neural networks (NNs) method is used to cope with this duty. Back propagation (BP) algorithm is used to train the weights of the NNs. Because of the flexibility and online learning of the NNs, the proposed controller can be robust against uncertainties and disturbances. The fractional order operator has infinite dimension and for practical implementation modified Oustaloup's method is used in this paper. The results of the simulations also validate the effectiveness and robustness of the proposed scheme.