تخمین مدل دینامیکی و کنترل مود لغزشی تیلت روتور با استفاده از سیستم های فازی

ایمان شریفی[1]، محمدجواد قربانعلی وکیلی[2]، آریا الستی[3]

[1]دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی شریف، تهران، ایران، imansharifi@mech.sharif.edu
[2]دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی شریف، تهران، ایران، mohammadjavad.ghv@mech.sharif.edu
[3]استاد تمام دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی شریف، تهران، ایران، aalasti@sharif.edu

چکیده

کوادکوپترها، پهپادهایی محبوب با قابلیت صعود و فرود عمودی هستند که به دلایلی هم‌چون مانورپذیری بالا و هزینه ساخت پایین، امروزه در کاربردهای نظامی و غیرنظامی متنوعی مورد استفاده قرار می‌گیرند و کنترل این نوع ربات پرنده از اهمیت بسزایی برخوردار است و برای کنترل راحت‌تر کوادکوپتر، از عملگرهای تیلت استفاده می شود. در این مقاله هدف، ارائه یک مدل دینامیکی فازی برای یک نوع تیلت روتور، و سپس کنترل وضعیت و موقعیت به کمک کنترلرهای ترکیبی مود لغزشی و PD، و نیز یک نوع کنترلر نظارتی، و در ادامه تخمین کنترلرهای طراحی شده برای تیلت‌روتور، با استفاده از سیستم های تخمین گر فازی و روش خوشه بندی Fuzzy C-means می باشد. در نهایت نیز، عملکرد این کنترلرهای فازی طراحی شده، بر روی مدل دینامیکی فازی ارزیابی خواهد شد. این روش در ناحیه آموزش دیده توسط سیستم فازی به خوبی و با خطای کمتر از ۰.۱ درصد قادر به تقریب ورودی های کنترلی مربوط به مود لغزشی می باشد. به علاوه این روش دارای ویژگی هایی نظیر تضمین همگرایی و جلوگیری از پدیده چترینگ می باشد. نتایج این کنترلر نشان می دهد که کنترل کننده فازی قادر به تعقیب مسیر دلخواه در ناحیه آموزش دیده می باشد. در گام آخر نیز کنترل کننده مود لغزشی به عنوان کنترل کننده نظارتی در نظر گرفته شده است به طوری که کنترلر قادر به کنترل تمامی حالات در نواحی دور از نقطه تعادل می باشد. نتایج آن نیز نشان داده شده است.

واژه های کلیدی

کوادکوپتر، تیلت روتور، خوشه‌بندی، مدل فازی، کنترل مود لغزشی، کنترل نظارتی

۱- مقدمه

کوادکوپترها به عنوان یکی از محبوب‌ترین پلتفرم‌های پرواز و فرود عمودی، امروزه کاربردهای گسترده‌ای را در زمینه‌های نظامی و هم‌چنین صلح‌آمیز، به نمایش گذاشته‌اند. از این نوع پهپادها در عملیات‌های مختلف همچون نظارت، اکتشاف، جست‌وجو و نجات و بسیاری امور دیگر استفاده می‌گردد. از جمله دلایل این کاربرد وسیع می‌توان به مانورپذیری بالا، طراحی ساده و هزینه به نسبت پایین ساخت آن اشاره نمود[1].

کوادکوپترها به دلیل آن‌که تعداد ورودی‌های کنترلی آن‌ها، یعنی سرعت زاویه‌ای موتورها، از تعداد خروجی‌هایشان، یعنی جابه‌جایی‌های خطی و زاویه‌ای، کمتر است، همواره به عنوان یک سیستم فروتحریک شناخته می‌شوند. این بدین معناست که نمی‌توان به کمک این ورودی‌های کنترلی، خروجی‌ها را به صورت مستقل از هم، به سمت یک مقدار دلخواه هدایت نمود. در صورتی که در یک تیلت روتور که بدنه موتورها حول بازوی اتصال آن‌ها به قسمت مرکزی کوادکوپتر، قابلیت دوران دارد، در اثر افزایش تعداد ورودی‌های کنترلی، می‌توان هر یک از خروجی‌ها را به صورت مستقل کنترل نمود. مزیت دیگر این نوع کوادکوپترها آن است که در صورت از کار افتادگی یکی از موتورها، کوادکوپتر همچنان قادر به کنترل وضعیت خود و ادامه دادن عملیات خواهد بود [2].

در پروژه انجام گرفته توسط فردوس و همکاران [3]، با توجه به تفاوت دینامیک یک کوادکوپتر واقعی با مدل‌های دینامیکی غیر خطی موجود، یک الگوریتم شناسایی سیستم و کنترل وضعیت به کمک روش‌های خوشه بندی فازی انجام گرفته است. در مقاله ارائه شده توسط میرزایی و همکاران [4]، یک نوع کنترل مقاوم فازی طراحی شده که این متد، به خوبی از مزیت‌های کنترلر تطبیقی مود لغزشی و کنترل فازی به منظور کنترل وضعیت و موقعیت کوادکوپترها بهره برده است. در مقاله ارائه شده توسط مندز و همکاران [5]، یک نوع الگوریتم تعقیب اشیا و پرهیز از برخورد با موانع موجود در صحنه، بر پایه بینایی و به کمک روش‌های کنترل فازی، بر روی یک کوادکوپتر پیاده‌سازی شده و نتایج آن به صورت عملی بر روی یک نمونه واقعی پیاده‌سازی شده است.

در مقاله ارائه شده توسط الکسیس و همکاران [6]، عملیات طراحی و کنترل عملی یک نوع تیلت روتور شامل دو موتور با قابلیت دوران حول بازوی اتصال آن‌ها به بدنه، انجام گرفته است. در پروژه انجام گرفته توسط اوسدو و همکاران نیز [7]، کنترل یک تیلت روتور کوادکوپتر شامل هشت ورودی، در گستره وسیعی از وضعیت‌ها انجام پذیرفته است. به علاوه، در مقاله ارائه شده توسط آلمیدا و همکاران[8]، کنترل غیر خطی نوعی تیلت روتور حمل کننده بار، به منظور حفظ پایداری پرنده و بار در طول مسیر، در حضور برخی عدم قطعیت‌ها و خطاهای محاسباتی انجام گرفته است. در حقیقت، یک نوع کنترلر آبشاری سه مرحله‌ای در این پروژه طراحی شده که هر سطح از آن، شامل یک قانون کنترلی خطی‌سازی فیدبک می‌باشد. در نهایت نیز نتایج استفاده از این نوع کنترلر، با کنترلر ساده‌تری که بار را به عنوان یک اغتشاش در نظر گرفته، مقایسه می‌گردد.

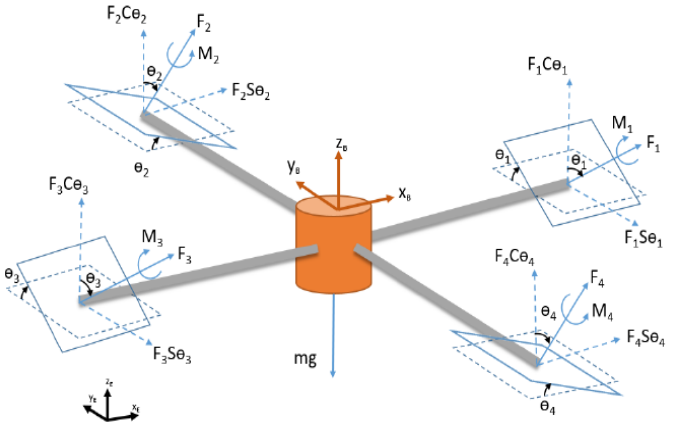
در فاز اول این پروژه، عملیات کنترل وضعیت یک نوع تیلت روتور، با فرض آنکه تمامی موتورها سالم بوده و از کار افتادگی موتور اتفاق نیفتد، انجام می‌گیرد. کنترل وضعیت در این حالت، به وسیله یک الگوریتم کنترل مود لغزشیِ مقاوم به همراه کنترلرهای PD انجام شده و در نهایت به کمک داده‌های تولید شده توسط این کنترلرها، مدل دینامیکی سیستم غیرخطی اولیه به روش فازی تخمین زده می‌شود.

در گام دوم، هدف فازی سازی کنترلر مود لغزشی طراحی شده در فاز قبلی و نمایش نتایج بدست آمده از کنترلر فازی و ارزیابی عملکرد آن در تعقیب مستقل از همِ هر یک از خروجی‌های سیستم غیرخطی، در مقایسه با کنترلر غیرفازی می‌باشد. در گام بعدی از این مقاله، هدف طراحی یک کنترلر ترکیبی برای سیستم غیر خطی اولیه، شامل یک کنترلر فازی که عملکرد مطلوب آن در داخل یک ناحیه مشخص است، و یک کنترلر نظارتی به منظور هدایت حالت‌های سیستم به ناحیه مذکور، در صورت انحراف متغیرهای حالت از این ناحیه می‌باشد. ذکر این نکته ضروری است که عملکرد این کنترلرهای فازی طراحی شده، بر روی مدل دینامیکی فازی ارزیابی خواهد شد.

۲- مدل دینامیکی [9]

در این بخش، دینامیک کوادکوپتر و روابط حاکم بر حرکت آن ارائه می‌گردد. در این نوع کوادکوپتر، تعداد ورودی‌ها برابر هشت می‌باشد که چهار عدد از آن مربوط به سرعت چرخش پره‌های هر یک از چهار موتور، که تولید کننده نیروهای پیشران است، می‌باشد و ۴ عدد دیگر آن، مربوط به زاویه دوران بدنه موتورها است که این ورودی‌ها، در حقیقت باعث تغییر یافتن جهت نیروهای پیشران می‌شود. علاوه بر این از تمامی آثار ایرودینامیکی به جز نیروهای لیفت و درگ، تغییر ممان اینرسی سیستم در اثر دوران بدنه موتورها و نیز اثرات ژیروسکوپی چرخش پره موتورها صرف نظر گردیده است.

شکل ۱، نمودار جسم آزاد کوادکوپتر مدنظر را نمایش می‌دهد. در این شکل، دستگاه مختصات E، همان دستگاه مختصات اینرسی است که تمامی جابه‌جایی‌های خطی و زاویه‌ای نسبت به این دستگاه بیان می‌گردد. دستگاه مختصات B نیز، دستگاه مختصات متصل به بدنه کوادکوپتر در مرکز جرم آن می‌باشد. هر یک از موتورها در اثر چرخش پره‌ها، یک نیروی پیشران در جهت عمود بر صفحه دربرگیرنده پره‌ها تولید می‌نمایند. چرخش پره‌ها علاوه بر ایجاد این نیروی پیشران، باعث ایجاد ممان عکس‌العمل که از طرف هوا به پره‌ها و در نتیجه کوادکوپتر وارد شده، می‌گردد. با توجه به آن‌که جهت چرخش پره‌ها در موتورهای ۱ و ۳ یکسان و خلاف جهت چرخش پره‌های موتورهای ۲ و ۴ است، در نتیجه جهت این ممان عکس‌العمل، در موتورهای ۱ و ۳ یکسان و در خلاف ممان عکس‌العمل موتورهای ۲ و ۴ خواهد بود. علاوه بر این، بدنه هر یک از موتورها نیز قادر است تا به کمک یک سروو، حول بازوی متصل شونده به آن دوران نماید.



شکل ۱- دیاگرام جسم آزاد کوادکوپتر [9]

در شکل ۱، صفحات خط چین بیانگر صفحه پره‌های هر یک از موتورها، در حالت بدون دوران می‌باشد. در مقابل صفحات با خطوط توپر، بیانگر صفحه پره‌های هر از موتورها، پس از ایجاد دوران در زاویه بدنه موتورها می‌باشد. در این تحقیق فرض بر آن است که زاویه دوران بدنه هر یک از جفت موتورهای روبه‌رو، هم‌اندازه و هم جهت است. به علاوه، زوایای اویلری با نمادهای ϕ، θ و ψ نمایش داده می‌شوند. برای انتقال نیروها و ممان‌ها از دستگاه مختصات بدنه کوادکوپتر به دستگاه اینرسی، از ماتریس تبدیل مطابق رابطه (۱) استفاده می‌شود. در این رابطه، نماد c معادل با کسینوس و نماد s معادل با سینوس می‌باشد.

$$R=\begin{bmatrix} c\psi c\theta - s\psi s\theta s\phi & -s\psi c\phi & c\psi s\theta + c\theta s\phi s\psi \\ s\psi c\theta + c\psi s\theta s\phi & c\psi c\phi & s\psi s\theta - c\theta s\phi c\psi \\ -c\phi s\theta & s\phi & c\phi c\theta \end{bmatrix} \quad (۱)$$

رابطه سینماتیکی بین سرعت‌های زاویه‌ای حول دستگاه بدنه کوادکوپتر و دستگاه اینرسی نیز مطابق رابطه (۲) می‌باشد.

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & sin(\psi)tan(\theta) & cos(\phi)tan(\theta) \\ 0 & cos(\phi) & -sin(\phi) \\ 0 & sin(\phi)sec(\theta) & cos(\phi)sec(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (۲)$$

مقادیر p، q و r بیانگر این سرعت‌های زاویه‌ای در دسنگاه مختصات بدنه کوادکوپتر می‌باشد. معادلات حرکت خطی در راستای x، y و z در دستگاه مختصات اینرسی مطابق روابط (۳) تا (۵)، معادلات حرکات زاویه‌ای در همین دستگاه مطابق با روابط (۶) تا (۸) و مقادیر ورودی‌های از u_1 تا u_4 در روابط (۹) تا (۱۲) ارائه شده است.

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= \frac{1}{m}(F_1+F_3)sin\theta_1(cos\phi sin\psi - cos\psi sin\phi sin\theta) - C_1\dot{x} \\ &+(sin\phi sin\psi + cos\phi cos\psi sin\theta)u_1 + \frac{1}{m}(F_2+F_4)(sin\theta_2 cos\psi cos\theta) \end{aligned} \quad (۳)$$

$$\begin{aligned} \ddot{y} &= -\frac{1}{m}(F_1+F_3)sin\theta_1(cos\phi cos\psi + sin\psi sin\phi sin\theta) - C_2\dot{y} \\ &-(sin\phi cos\psi - cos\phi sin\psi sin\theta)u_1 + \frac{1}{m}(F_2+F_4)(sin\theta_2 sin\psi cos\theta) \end{aligned} \quad (۴)$$

$$\begin{aligned} \ddot{z} &= -\frac{1}{m}(F_2+F_4)sin\theta_2 sin\theta - \frac{1}{m}cos\theta sin\phi sin\theta_1(F_1+F_3) \\ &-g - C_3\dot{z} + (cos\phi cos\theta)u_1 \end{aligned} \quad (۵)$$

$$\ddot{\phi} = u_2 + \frac{qr}{I_x}(I_y - I_z) - \frac{lC_4\dot{\phi}}{I_x} \quad (۶)$$

$$\ddot{\theta} = u_3 + \frac{pr}{I_y}(I_z - I_x) - \frac{lC_5\dot{\theta}}{I_y} \quad (۷)$$

$$\ddot{\psi} = u_4 + \frac{pq}{I_z}(I_x - I_y) - \frac{lC_6\dot{\psi}}{I_z} \quad (۸)$$

$$u_1 = \frac{1}{m}(F_1 cos\theta_1 + F_2 cos\theta_2 + F_3 cos\theta_1 + F_4 cos\theta_2) \quad (۹)$$

$$u_2 = \frac{1}{I_x}(M_2 + M_4)sin\theta_2 + \frac{l}{I_x}(F_2 - F_4)cos\theta_2 \quad (۱۰)$$

$$u_3 = \frac{1}{I_y}(M_1 + M_3)sin\theta_1 - \frac{l}{I_y}(F_1 - F_3)cos\theta_1 \quad (۱۱)$$

$$u_4 = -\frac{1}{I_z}(M_1\cos\theta_1 - M_2\cos\theta_2 + M_3\cos\theta_1 - M_4\cos\theta_2) - \frac{l}{I_z}(F_1\sin\theta_1 + F_2\sin\theta_2 - F_3\sin\theta_1 - F_4\sin\theta_2) \quad (۱۲)$$

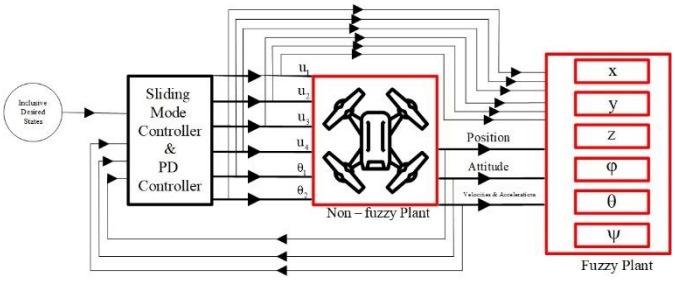
در این معادلات، نیروی جلوبرنده و گشتاور عکس‌العمل وارد شده بر هر موتور از روابط (۱۳) محاسبه خواهند شد.

$$F_i = b\omega_i^2 \qquad M_i = k\omega_i^2 \quad (۱۳)$$

متغیرها و پارامترهای ذکر شده در روابط پیشین در جدول ۱ آورده شده است.

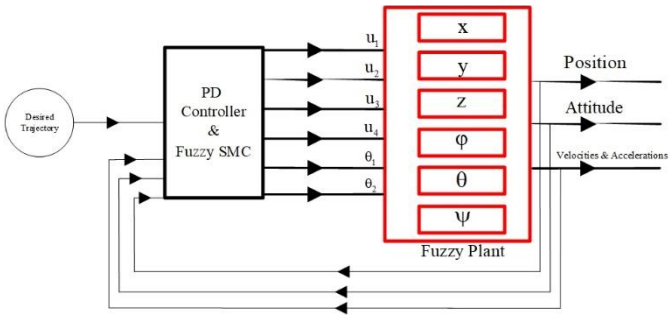
۳- کنترل کننده ترکیبی مود لغزشی و تناسبی-مشتق‌گیر

در این بخش، یک الگوریتم کنترل مود لغزشی [9] در کنار یک کنترلر تناسبی-مشتق‌گیر به منظور تعقیب بدون خطای موقعیت و وضعیت کوادکوپتر ارائه می‌گردد. از این کنترلر طراحی شده در ادامه به منظور فازی‌سازی معادلات دینامیکی تیلت روتور استفاده می‌گردد. این فرایند در شکل ۲، به صورت شماتیک نمایش داده شده است.



شکل ۲- طراحی کنترلر مود لغزشی و استفاده از آن به منظور فازی سازی مدل دینامیکی سیستم

سپس این کنترلر نیز فازی‌سازی شده و عملکرد آن بر روی مدل دینامیکی فازی ارزیابی می‌گردد. این عملیات نیز به صورت شماتیک در شکل ۳ قابل مشاهده است.



شکل ۳- فازی سازی کنترلر مود لغزشی و ارزیابی عملکرد آن بر روی مدل دینامیکی فازی

۳-۱- کنترل کننده مود لغزشی

به منظور طراحی این کنترلر، سطوح لغزشی بر حسب خطاهای تعقیب، طراحی شده و این خطاهای تعقیب به کمک اصول کنترل غیر خطی به سمت صفر رانده می‌شود تا عملکرد مطلوب کنترلر حاصل گردد.

$$s_1 = o_z(z_d - z) + (\dot{z}_d - \dot{z}) \quad (۱۴)$$

بنابراین،

$$\dot{s}_1 = o_z(\dot{z}_d - \dot{z}) + (\ddot{z}_d - \ddot{z}) \quad (۱۵)$$

با قرار دادن $\dot{s}_1 = -\varepsilon_1 sgn(s_1) - \eta_1 s_1$ و قرار دادن آن در رابطه (۱۵)، و سپس جایگزین نمودن $\ddot{z}$ از رابطه (۵)، رابطه (۱۶) حاصل می‌گردد.

$$u_1 = \frac{1}{\cos\phi\cos\theta}\Big[o_z(\dot{z}_d - \dot{z}) + \ddot{z}_d + \frac{1}{m}(F_2 + F_4)\sin\theta_2\sin\theta + \frac{1}{m}(F_1 + F_3)\cos\theta\sin\phi\sin\theta_1 + g + C_3\dot{z} + \varepsilon_1 sgn(s_1) + \eta_1 s_1\Big] \quad (۱۶)$$

با انجام عملیات مشابه و جایگزین نمودن $\ddot{\psi}$ از رابطه (۸) رابطه (۲۰) حاصل می‌گردد.

$$s_2 = o_\psi(\psi_d - \psi) + (\dot{\psi}_d - \dot{\psi}) \quad (۱۷)$$

$$\dot{s}_2 = o_\psi(\dot{\psi}_d - \dot{\psi}) + (\ddot{\psi}_d - \ddot{\psi}) \quad (۱۸)$$

$$\dot{s}_2 = -\varepsilon_2 sgn(s_2) - \eta_2 s_2 \quad (۱۹)$$

$$u_4 = -\frac{pq}{I_z}(I_x - I_y) + \frac{lC_6\dot{\psi}}{I_z} + o_\psi(\psi_d - \psi) + \ddot{\psi}_d + \varepsilon_2 sgn(s_2) + \eta_2 s_2 \quad (۲۰)$$

به طریق مشابه، سطوح لغزشی برای متغیرهای $[x, \theta]$ و $[y, \varphi]$ طراحی شده تا به ترتیب به سمت مقادیر مطلوب $[x_d, \theta_d]$ و $[y_d, \varphi_d]$ میل نمایند.

$$s_3 = o_1(\dot{x}_d - \dot{x}) + o_2(x_d - x) + o_3(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + o_4(\theta_d - \theta) \quad (۲۱)$$

$$\dot{s}_3 = o_1(\ddot{x}_d - \ddot{x}) + o_2(\dot{x}_d - \dot{x}) + o_3(\ddot{\theta}_d - \ddot{\theta}) + o_4(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) \quad (۲۲)$$

$$\dot{s}_3 = -\varepsilon_3 sgn(s_3) - \eta_3 s_3 \quad (۲۳)$$

با جایگزین نمودن رابطه (۲۳) در رابطه (۲۲) و سپس جایگزین نمودن $\ddot{\theta}$ از رابطه (۷)، رابطه (۲۴) حاصل می‌گردد.

$$u_3 = \frac{1}{o_3}\Big[o_1(\ddot{x}_d - \ddot{x}) + o_2(\dot{x}_d - \dot{x}) + o_3\ddot{\theta}_d + o_4(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + \varepsilon_3 sgn(s_3) + \eta_3 s_3 + \frac{o_3 lC_5\dot{\theta}}{I_y} - \frac{o_3 pr}{I_y}(I_z - I_x)\Big] \quad (۲۴)$$

انجام عملیات مشابه بر روی متغیر حالت φ به کمک سطوح لغزشی تعریف شده در زیر، رابطه (۲۸) را نتیجه می‌دهد.

جرم کل کوادکوپتر	m
شتاب گرانش	g
ضرایب درگ خطی	$C_i (i = 1,2,3)$
ورودی کنترلی معادل با برایند نیروهای پیشران	u_1
نیروی پیشران تولید شده توسط هر یک از موتورها	$F_i (i = 1,2,3,4)$
سرعت زاویه‌ای چرخش پره‌ها در هر یک از موتورها	$\omega_i (i = 1,2,3,4)$
ضریب پیشرانش	b
طول بازوی بدنه موتور از مرکز جرم کوادکوپتر	l
ممان‌های اینرسی کوادکوپتر حول هر یک از محورهای بدنه	I_x، I_y و I_z
ضرایب درگ چرخشی	$C_i (i = 4,5,6)$
ورودی‌های کنترلی به منظور کنترل roll، pitch و yaw	u_2، u_3 و u_4
ممان‌های عکس‌العمل در اثر چرخش پره‌ها	$M_i (i = 1,2,3,4)$
ضریب ممان	k

جدول ۱- متغیرها و پارامترهای موجود در معادلات دینامیکی کوادکوپتر

$$s_4 = o_5(\dot{y}_d - \dot{y}) + o_6(y_d - y) + o_7(\dot{\phi}_d - \dot{\phi}) + o_8(\phi_d - \phi) \quad (۲۵)$$

$$\dot{s}_4 = o_5(\ddot{y}_d - \ddot{y}) + o_6(\dot{y}_d - \dot{y}) + o_7(\ddot{\phi}_d - \ddot{\phi}) + o_8(\dot{\phi}_d - \dot{\phi}) \quad (۲۶)$$

$$\dot{s}_4 = -\varepsilon_4\, sgn(s_4) - \eta_4 s_4 \quad (۲۷)$$

$$u_2 = \frac{1}{o_7}\Big[o_5(\ddot{y}_d - \ddot{y}) + o_6(\dot{y}_d - \dot{y}) + o_7\ddot{\phi}_d + o_8(\dot{\phi}_d - \dot{\phi}) \quad (۲۸)$$

$$\varepsilon_4\, sgn(s_4) + \eta_4 s_4 + \frac{o_7 l C_4 \dot{\phi}}{I_x} - \frac{o_7 qr}{I_x}(I_y - I_z)\Big]$$

ضرایب $o_i\,(i = 1,2,...,8)$ موجود در روابط کنترل‌کننده مود لغزشی، به شکل نوشته شده در زیر می‌باشد. علاوه بر این، تمامی ضرایب o_ψ، o_z، $\varepsilon_i\,(i = 1,2,3,4)$ و $\eta_i\,(i = 1,2,3,4)$ مقادیری مثبت در نظر گرفته‌اند.

$$o_1 = \frac{11m}{\cos\phi\cos\psi u_1 m - (F_1 + F_3)\sin\theta_1\cos\psi\sin\phi}\ ,\ o_3 = 1$$

$$o_2 = \frac{6m}{\cos\phi\cos\psi u_1 m - (F_1 + F_3)\sin\theta_1\cos\psi\sin\phi}\ ,\ o_4 = 6$$

$$o_5 = \frac{11m}{\cos\psi u_1 m - (F_1 + F_3)\sin\theta_1\sin\psi\sin\theta}\ ,\ o_7 = 1$$

$$o_6 = \frac{6m}{\cos\psi u_1 m - (F_1 + F_3)\sin\theta_1\sin\psi\sin\theta}\ ,\ o_8 = 6$$

۳-۲- کنترل کننده PD

همانطور که پیش‌تر ذکر گردید، در این نوع کوادکوپتر، چهار عدد سروو موتور نیز در انتهای هر یک از چهار بازوی متصل کننده قسمت مرکزی بدنه به موتورهای اصلی وجود دارد که این سروو موتورها باعث دوران بدنه موتورهای اصلی می‌گردند. این ورودی‌های اضافی باعث می‌شود تا کوادکوپتر بتواند هر مسیر دلخواهی را تعقیب نماید. کنترلرهای PD طراحی شده در این قسمت [8] باعث می‌شوند تا در هنگام پرواز، کوادکوپتر قادر باشد تا مقادیر φ و θ دلخواه را داشته باشد.

$$\delta\theta_d = k_{p1}(\theta_d - \theta) + k_{d1}(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) \quad (۲۹)$$

$$\delta\phi_d = k_{p2}(\phi_d - \phi) + k_{d2}(\dot{\phi}_d - \dot{\phi}) \quad (۳۰)$$

هنگامی که $\phi_{d,h} \neq 0$،

$$\theta_{1,h} = -\Big[2\phi_{d,h} + k_{ph,roll}(\phi_{d,h} - \phi) + k_{dh,roll}(\dot{\phi}_d - \dot{\phi})\Big] \quad (۳۱)$$

$$\theta_{1,roll} = 0 \quad (۳۲)$$

در این روابط، $\phi_{d,h}$ مقدار زاویه roll مطلوب در هنگام hovering، و $k_{ph,roll}$ و $k_{dh,roll}$ به ترتیب ضرایب کنترلی تناسبی و مشتق‌گیر می‌باشند.

هنگامی که $\phi_{d,h} = 0$،

$$\theta_{1,roll} = \delta\phi_d \quad (۳۳)$$

$$\theta_{1,h} = 0 \quad (۳۴)$$

به طریق مشابه، هنگامی که $\theta_{d,h} \neq 0$،

$$\theta_{2,h} = 2\theta_{d,h} + k_{ph,pitch}(\theta_{dh} - \theta) + k_{dh,pitch}(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) \quad (۳۵)$$

$$\theta_{2,pitch} = 0 \quad (۳۶)$$

در این روابط نیز، $\theta_{d,h}$ مقدار زاویه θ مطلوب در هنگام hovering، و $k_{ph,pitch}$ و $k_{dh,pitch}$ به ترتیب ضرایب کنترلی تناسبی و مشتق‌گیر می‌باشند.

هنگامی که $\theta_{d,h} = 0$،

$$\theta_{2,pitch} = \delta\theta_d \quad (۳۷)$$

$$\theta_{2,h} = 0 \quad (۳۸)$$

$$u_5 = \theta_{1d} = -(\theta_{1,h} + \theta_{1,roll}) \quad (۳۹)$$

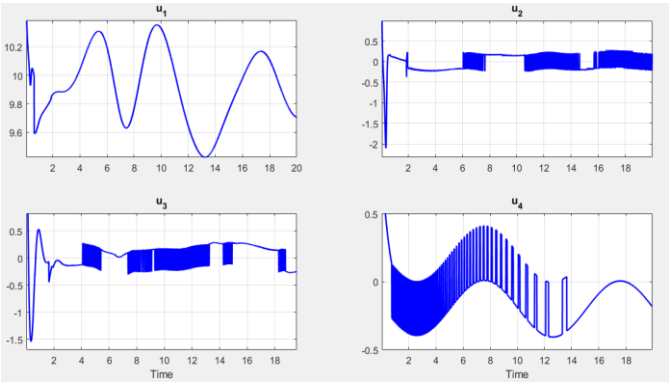
$$u_6 = \theta_{2d} = -(\theta_{2,h} + \theta_{2,pitch}) \quad (۴۰)$$

ضرایب طراحی شده در این بخش به منظور دستیابی به عملکرد مطلوب کنترلر مود لغزشی در کنار کنترلر PD، در تعقیب مستقل از همِ هر یک از ۶ متغیر حالت x، y، z، φ، θ و ψ در جدول ۲ آورده شده است.

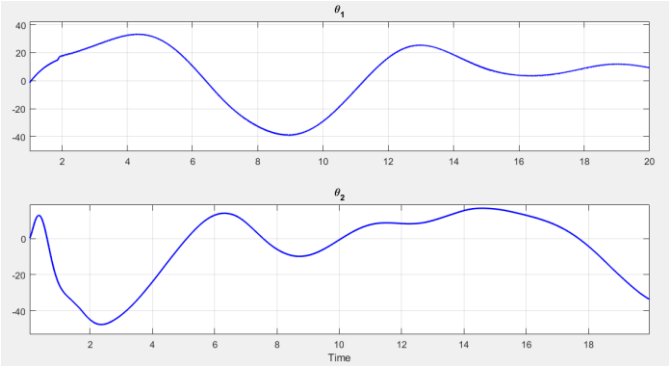
$\varepsilon_i\,(i = 1,2,3,4)$	۰/۲
$\eta_i\,(i = 1,2,3,4)$	۲
o_ψ	۰/۲
o_z	۰/۲
k_{p1}	۱۰۰
k_{d1}	۵
k_u	۲۰
T_u	۲/۰۶
k_{p2}	$-۰/۸\times k_u$
k_{d2}	$-۰/۱\times k_u \times T_u$
$k_{ph,roll}$	۲۰
$k_{dh,roll}$	۵
$k_{ph,pitch}$	۵
$k_{dh,pitch}$	۰

جدول ۲- ضرایب طراحی شده در کنترلر مود لغزشی و کنترلرهای PD

پس از اتمام طراحی کنترلر مود لغزشی و کنترلر PD، نوبت به نمایش نتایج پیاده‌سازی آن بر روی سیستم غیرخطی اولیه می‌رسد. بدین منظور، مقادیر مطلوب برای متغیرهای حالت x، y و z طوری در نظر گرفته می‌شود که کوادکوپتر، یک مسیر مارپیچ (فنری شکل) را طی نماید. علاوه بر این، مقادیر مطلوب متغیرهای حالت φ، θ و ψ نیز سینوسی با دامنه‌های متفاوت از هم در نظر گرفته می‌شود. شکل ۴ نمایانگر نمودارهای ورودی‌های کنترلی تولید شده توسط کنترلر مود لغزشی و شکل ۵ نمایانگر مقادیر زوایای تیلت تولید شده توسط کنترلرهای PD می‌باشد.

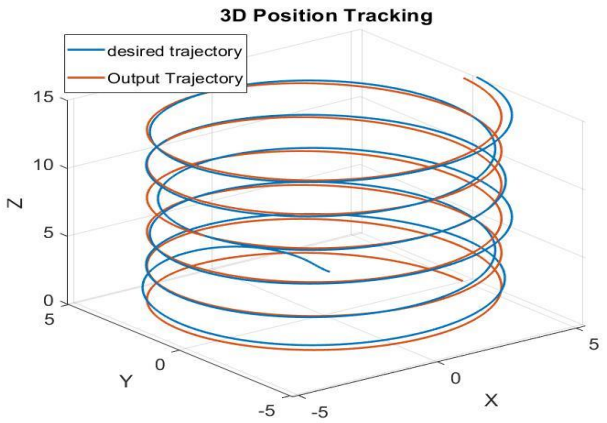


شکل ۴- ورودی های کنترلی کنترلر مود لغزشی



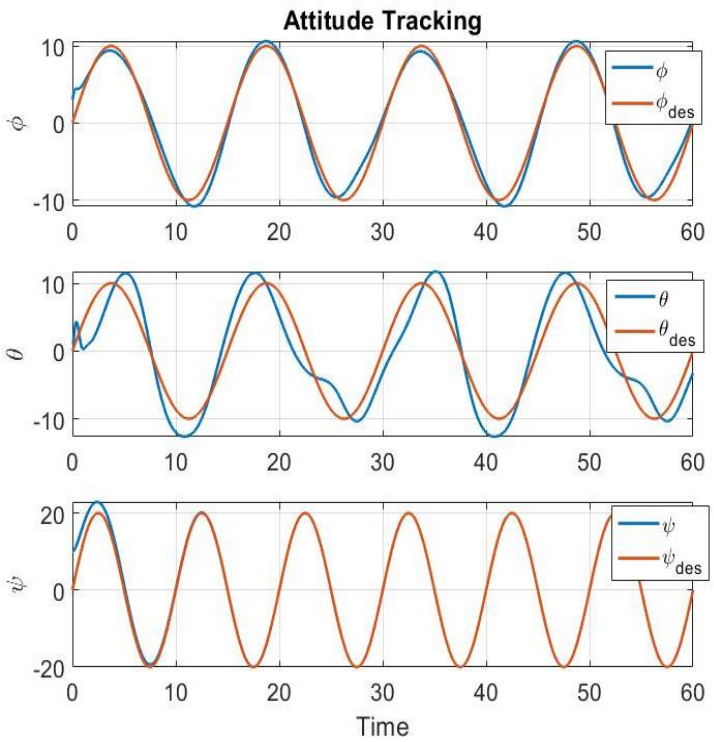
شکل ۵- زوایای تیلت

ورودی‌های شش‌گانه نمایش داده شده در شکل‌های ۴ و ۵، باعث می‌شوند تا کوادکوپتر، مسیر مطلوب مارپیچ را با دقتی مناسب، به مانند شکل ۶، تعقیب نماید.



شکل ۶- تعقیب موقعیت در فضای سه بعدی

همچنین همانطور که پیش‌تر ذکر گردید، در این حالتِ تعقیب یک مسیر مارپیچ توسط کوادکوپتر، مقادیر مطلوب سینوسی نیز برای زوایای φ، θ و ψ در نظر گرفته می‌شود که مطابق شکل ۷، این مقادیر مطلوب نیز با دقت مناسبی تعقیب شده‌اند. شکل۴ نشان می‌دهد که به دلیل تغییرات ناگهانی تابع علامت استفاده شده در سطوح لغزش، کنترلر مود لغزشی دچار پدیده مضر چترینگ شده، که ضربات شدیدی به سیستم کنترلی وارد می نماید. تخمین کنترلر مود لغزشی با استفاده از سیستم های فازی علاوه بر جلوگیری از بروز چترینگ، مقاومت در برابر نویز و اغتشاش را نیز افزایش می‌دهد.



شکل ۷- تعقیب زوایای وضعی بدنه

۴- شناسایی مدل دینامیکی با سیستم های فازی

روش های متعددی برای تخمین مدل سیستم با استفاده از سیستم های فازی موجود می باشد. ۱-روش جدول ارجاع ۲- روش گرادیان کاهشی ۳-روش حداقل مربعات بازگشتی ۴-روش خوشه بندی نزدیک ترین همسایه. هرکدام از روش های بالا دارای مزایا و معایب خاص خود می باشند. روش های جدول ارجاع به داده و زمان زیاد نیاز دارند همچنین بهینه نیستند، ولی روش‌های گرادیان نزولی بهینه‌اند، اما از طرفی، اغلب در بهینه محلی به دام می افتند. همچنین برای داده های زیاد به دلیل آنکه تعداد قوانین افزایش می یابد به زمان زیادی نیاز دارند. روش حداقل مربعات بازگشتی که خطای کل داده ها را کاهش می دهد نیز محدود به تعداد ورودی و میزان قوانین است. مزیت روش خوشه بندی نزدیک ترین همسایه نسبت به روش‌های قبلی این است که با تعداد قوانین کمتر در زمان کم به خوبی می‌تواند رفتار سیستم را تقریب بزند، ولی دارای معایبی نظیر عدم تضمین همگرایی است و به داده های انتخابی اولیه وابستگی شدیدی دارد. به دلیل تعدد ورودی ها و افزایش بیش از حد تعداد توابع عضویت و قوانین فازی، روش خوشه بندی نزدیک ترین همسایه نسبت به بقیه روش ها ترجیح داده می شود. در این تحقیق از روش FCM که یک روش خوشه بندی فازی بهینه است استفاده می شود.

۴-۱- روش خوشه بندی فازی FCM

برخلاف روش‌های سنتی خوشه‌بندی مثل روش k-means، این روش با تعریف یک معیار درجه عضویت، به هر داده درون هر خوشه، یک وزن نسبت می‌دهد که نشان می‌دهد چقدر به مرکز خوشه نزدیک است. این روش به کمینه سازی مجموع فواصل بین هر نمونه و مراکز خوشه‌ها کمک می‌کند.

فرض شود تعداد N نمونه وجود دارد و تعداد M قانون برای مدلسازی مورد نیاز باشد. بنابراین نمونه ها $x=\{x_1,x_2,...,x_N\}^T$ و مراکز خوشه‌ها

$C=\{c_1,c_2,...,c_M\}^T$ و تابع هدف به صورت رابطه (۴۱) قابل بیان است.

$$OF=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}U_{ij}^{q}\,.\,d(x_i,c_j) \qquad (۴۱)$$

که در آن x_i مختصات نمونه ها و c_j مختصات مراکز خوشه هاست و q که مقداری بیشتر از یک دارد، درجه فازی بودن را نشان می‌دهد. همچنین U_{ij} درجه عضویت یا وزن داده x_i را در خوشه c_j نشان می‌دهد که از روابط (۴۲) قابل مشاهده است و $\sum_{j=1}^{M}U_{ij}=1$. همچنین $d(x_i,c_j)$ میزان عدم شباهت را نشان می دهد که همان فاصله اقلیدسی است. حال با محاسبه مشتقات جزئی تابع هدف نسبت به مقادیر U_{ij} و c_j و به روز رسانی مراکز خوشه ها و وزن ها، تابع هدف کمینه می‌شود و زمانی که $U_{ij}(t)-U_{ij}(t-1)<\varepsilon$ به ازای ε عدد مثبت نزدیک صفر، الگوریتم پایان می یابد.

$$U_{ij}=\sum_{r=1}^{M}\left(\frac{d(x_i,c_j)}{d(x_i,c_r)}\right)^{2/(1-q)}$$
$$c_j=\frac{\sum_{i=1}^{N}(U_{ij}^{q}\,.\,x_i)}{\sum_{i=1}^{N}U_{ij}^{q}} \qquad (۴۲)$$

۴-۲- فازی سازی مدل دینامیکی

برای مدلسازی دقیق معادلات حرکت تیلت روتور به دیتای مطلوب و تا جای ممکن کاربردی نیاز است. بدست آوردن دیتای دقیق و از نظر کاربردی، عملی، برای تیلت روتور با استفاده از سعی و خطا و ورودی های غیر کنترلی، امری دشوار است. بنابراین برای منطقی شدن دیتا می توان از کنترلر یا پایدارسازهایی نظیر کنترلر PID و LQR و کنترلرهای غیرخطی نظیر مود لغزشی یا پسخوراند خطی‌ساز استفاده نمود. همانطور که پیش‌تر نیز ذکر گردید، به دلیل ویژگی‌هایی نظیر مقاوم بودن در برابر نامعینی‌ها و غیرخطی بودن، کنترلر مود لغزشی برای کنترل تیلت روتور انتخاب شده است. از کنترل کننده PD نیز برای کنترل زوایای تیلت استفاده شده است.

پس از آماده سازی داده ها و پیش پردازش، با در نظر گرفتن تعداد خوشه های متفاوت مثلاً ۲ یا ۵ خوشه برای هر کدام از درجات آزادی، سیستم به خوبی آموزش دیده است و سپس بر روی نمونه‌های تست نیز پیاده‌سازی شده است. معیار میانگین مجذور مربعات خطا نیز برای هرکدام نشان داده شده است.

$$RMSE=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(T_i-O_i)^2}{n}} \qquad (۴۳)$$

T_i : Targets, O_i : Outputs

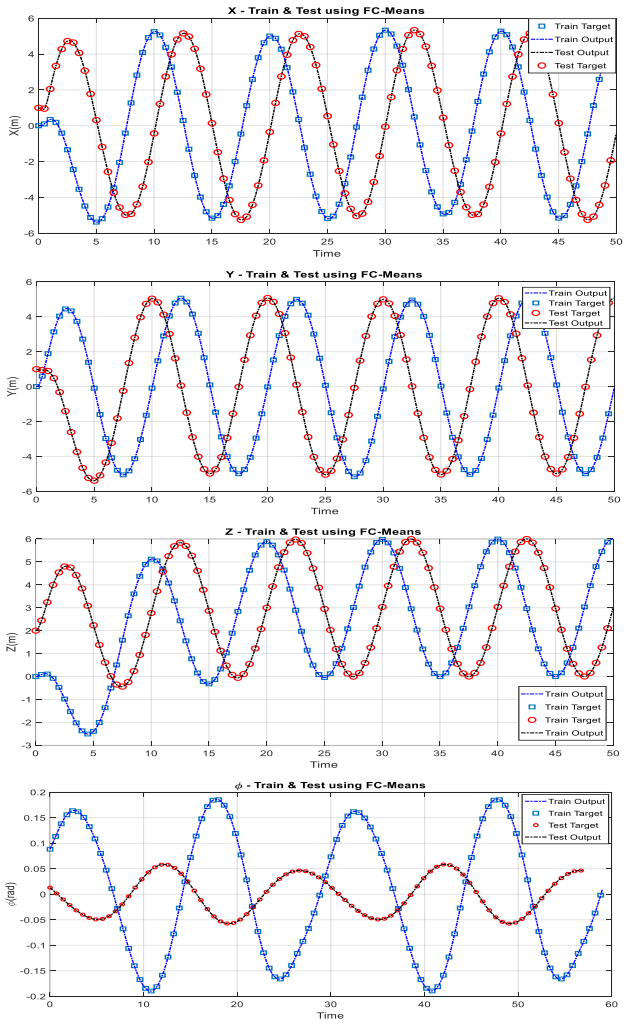
در گام ابتدایی از تخمین مدل دینامیکی سیستم به روش فازی، یک دسته داده مطلوب آموزشی به منظور آنکه هر یک از متغیرهای حالت x، y، z، φ ، θ و ψ یک تابع جامع و دلخواه (در اینجا سینوسی) را تعقیب نمایند، به کمک کنترلر مود لغزشی و کنترلرهای PD تولید می‌گردد. سپس به طریق مشابه، یک دسته دیگر از داده‌های شامل داده‌های تست (با توابع مطلوب متفاوت) تولید می‌گردد تا عملکرد سیستم‌های فازی طراحی شده، توسط آن‌ها ارزیابی گردد.

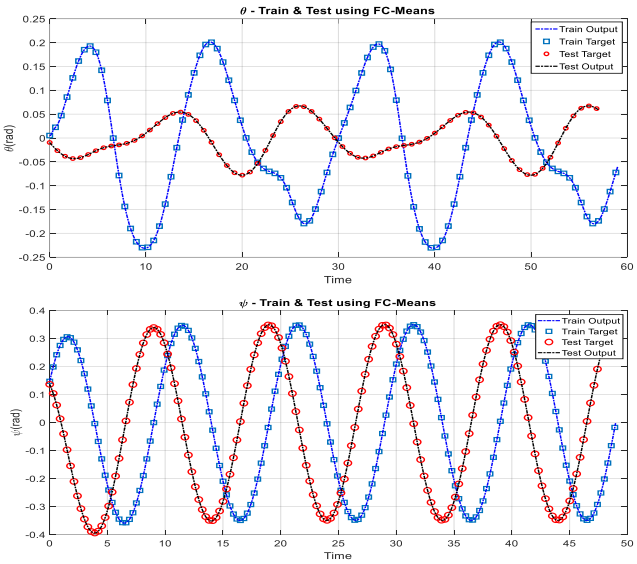
به کمک دو دسته داده تولید شده در مرحله قبل، شش سیستم فازی تک خروجی که تخمین زننده متغیرهای حالت x، y، z، φ ، θ و ψ هستند، طراحی و تست می‌گردند که در ادامه توضیحاتی در خصوص ورودی‌های هر یک از آن‌ها ارائه خواهد شد.

به منظور تخمین متغیرهای حالت در زمان فعلی، یک سیستم فازی با تعدادی ورودی شامل یکی از ورودی‌های کنترلی ۴ گانه متناظر سیستم دینامیکی و دو مقدار پیشین آن متغیر حالت که معرف دینامیکی سیستم می باشد و نیز مقادیر زوایای تیلت فقط در تخمین متغیرهای حالت خطی برای مدلسازی با دقت بیشتر استفاده شده است که مطابق با روابط (۴۴) تا (۴۹) است.

$$\hat{x}(k+1)=\hat{f}_x(u_1(k),\ \theta_1(k),\ \theta_2(k);\ \hat{x}(k),\ \hat{x}(k-1)) \qquad (۴۴)$$
$$\hat{y}(k+1)=\hat{f}_y(u_1(k),\ \theta_1(k),\ \theta_2(k);\ \hat{y}(k),\ \hat{y}(k-1)) \qquad (۴۵)$$
$$\hat{z}(k+1)=\hat{f}_z(u_1(k),\ \theta_1(k),\ \theta_2(k);\ \hat{z}(k),\ \hat{z}(k-1)) \qquad (۴۶)$$
$$\hat{\varphi}(k+1)=\hat{f}_\varphi(u_2(k);\ \hat{\varphi}(k),\ \hat{\varphi}(k-1)) \qquad (۴۷)$$
$$\hat{\theta}(k+1)=\hat{f}_\theta(u_3(k);\ \hat{\theta}(k),\ \hat{\theta}(k-1)) \qquad (۴۸)$$
$$\hat{\psi}(k+1)=\hat{f}_\psi(u_4(k);\ \hat{\psi}(k),\ \hat{\psi}(k-1)) \qquad (۴۹)$$

نتایج مربوط به آموزش و تست هر یک این سیستم‌های فازی، به همراه کمیت RMSE در قالب نمودارهای موجود در شکل ۸، نمایش داده شده است.





شکل ۸- فازی سازی متغیرهای حالت شش گانه تیلت روتور

همانطور که ملاحظه گردید، این شش متغیر حالت، چه در فاز آموزش و چه در فاز تست، با دقت بسیار بالا و مقدار خطای بسیار پایین (مقادیر RMSE بسیار کوچک)، به کمک سیستم‌های فازی تخمین زده شده‌اند.

۵- فازی‌سازی کنترلر مود لغزشی

در فاز قبل تمامی حالات کوادکوپتر با استفاده از کنترل کننده مود لغزشی و کنترل کننده‌های PD کنترل شد و نتایج آن ملاحظه گردید. روش های کنترلی زیادی برای کنترل کوادکوپتر وجود دارد، نظیر کنترل کننده خطی PID، کنترل کننده پسخوراند خطی ساز، کنترل کننده مود لغزشی و غیره. کنترل کننده های خطی در عین سادگی محدود به نواحی خطی می‌باشند و برای جمع آوری دیتای غنی در ناحیه غیر خطی مفید نیستند. بنابراین برای غنی سازی دیتای آموزش می توان از کنترلرهای غیر خطی استفاده نمود. کنترل کننده غیر خطی مود لغزشی دارای مزیت هایی نظیر مقاوم بودن در برابر نامعینی ها، عملکرد مطلوب در نواحی غیرخطی و تضمین همگرایی به کمک تابع لیاپانوف است و از طرفی دارای معایبی نظیر امکان ایجاد پدیده ای مضر همانند چترینگ در سیستم می باشد. از طرفی سیستم های فازی ذاتاً سیستم های پایداری نیستند ولی قادر به تخمین با دقت بالا می‌باشند. برای تضمین همگرایی کنترل کننده های فازی میتوان کنترل کننده مود لغزشی را به سیستم های فازی تقریب زد و از طرفی برای جلوگیری پدیده چترینگ در سیستم نیز میتوان از سیستم های فازی استفاده نمود. پس به نوعی کنترل کننده مود لغزشی فازی قادر به حل هردو مشکل می باشد.

حال در این قسمت، هدف، تخمین ورودی های کنترلی مورد نیاز برای کنترل تمامی حالات سیستم می باشد. برای این کار ابتدا ورودی‌های کنترلی تولید شده توسط کنترل‌کننده مود لغزشی با استفاده از روش FCM تخمین زده می‌شوند. برای تخمین ورودی های کنترلی $u(k+1)$ ، مطابق با روابط (۵۰) تا (۵۳)، همواره به $u(k)$ و $u(k-1)$ و مقادیر سطح لغزش $s(k)$ و $s(k-1)$ نیاز است.

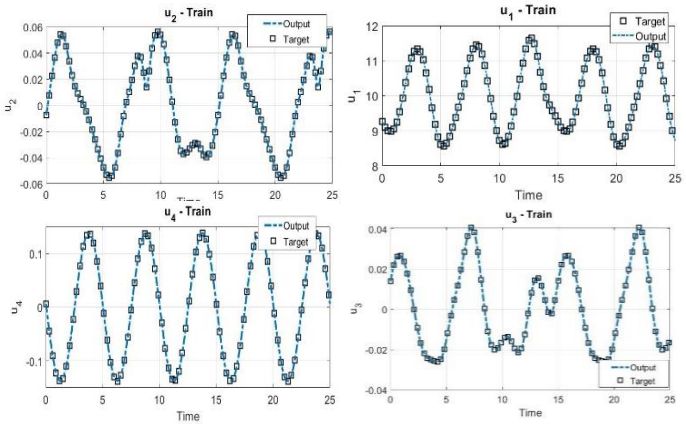
$$\hat{u}_1(k+1)=\hat{f}(s_1(k),\ \dot{s}_1(k),\ \dot{z}(k),\ \ddot{z}(k),\ \dot{z}_d(k),\ \ddot{z}_d(k),\ \hat{u}_1(k),\ \hat{u}_1(k-1)) \quad (۵۰)$$

$$\hat{u}_2(k+1)=\hat{f}(s_4(k),\ \dot{s}_4(k),\ \dot{y}(k),\ \ddot{y}(k),\ \dot{y}_d(k),\ \ddot{y}_d(k),\ \hat{u}_2(k),\ \hat{u}_2(k-1)) \quad (۵۱)$$

$$\hat{u}_3(k+1)=\hat{f}(s_3(k),\ \dot{s}_3(k),\ \ddot{x}(k),\ \hat{u}_3(k),\ \hat{u}_3(k-1)) \quad (۵۲)$$

$$\hat{u}_4(k+1)=\hat{f}(s_2(k),\ \psi(k),\ \dot{\psi}(k),\ \ddot{\psi}(k),\ \psi_d(k),\ \dot{\psi}_d(k),\ \ddot{\psi}_d(k),\ \hat{u}_4(k),\ \hat{u}_4(k-1)) \quad (۵۳)$$

نتایج مربوط به فاز آموزش این ۴ ورودی کنترلی در کنترلر مود لغزشی، در شکل ۹ قابل مشاهده است.



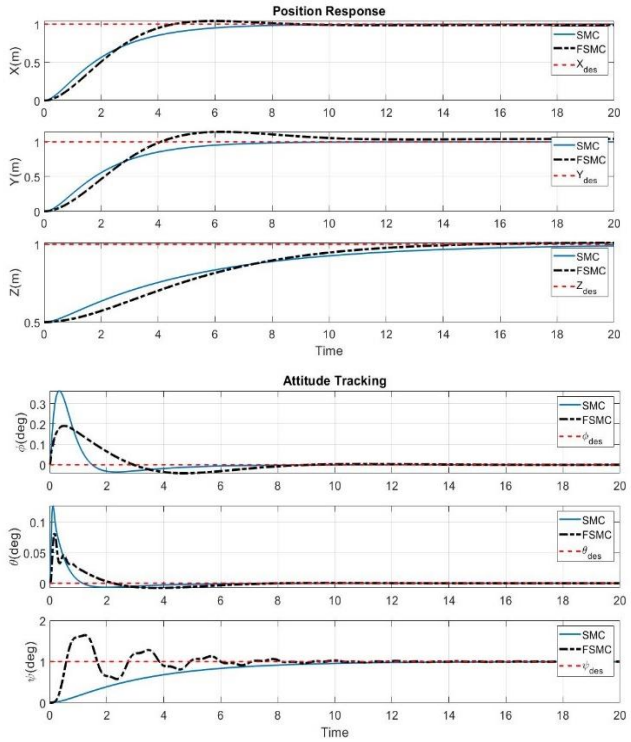
شکل ۹- فازی سازی ورودی‌های کنترلی کنترلر مود لغزشی

پس از انجام عملیات فازی‌سازی کنترلر مود لغزشی، دو نمونه از نتایج آن در تعقیب مقادیر مطلوب خروجی‌ها در ادامه ذکر خواهد شد.

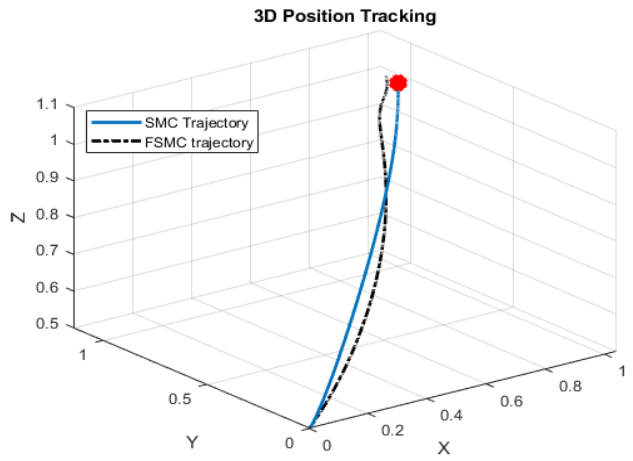
۶- تعقیب مسیر

۶-۱- تعقیب ورودی ثابت:

در اولین نمونه از نتایج این بخش، هدف تعقیب خروجی‌های شش گانه سیستم، به مانند آنچه در شکل ۱۰ نشان داده شده، می‌باشد.



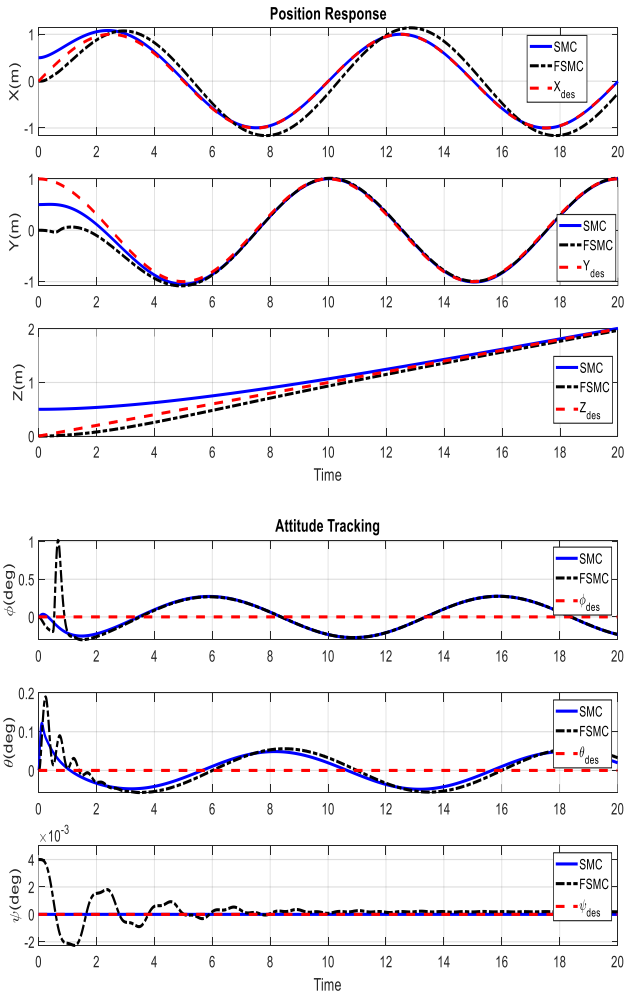
شکل ۱۰- پاسخ سیستم در اولین نمونه از نتایج کنترل فازی مود لغزشی



شکل ۱۱- مسیر تعقیب شده در اولین نمونه از نتایج کنترلر فازی مود لغزشی

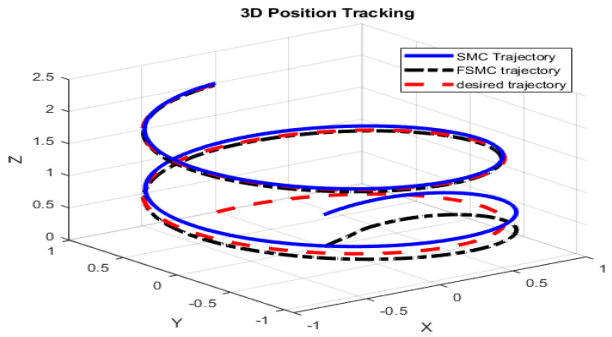
۶-۲- تعقیب مسیر مارپیچی:

در دومین نمونه از نمایش نتایج این بخش، بر خلاف نمونه اول که مقادیر مطلوب خروجی‌ها، به صورت مقادیر ثابت بود، هدف هدایت نمودن خروجی‌های سیستم به سمت مقادیر مطلوب متغیر با زمان (به منظور تعقیب یک مسیر مارپیچ توسط کوادکوپتر) می‌باشد. شکل ۱۲، این مقادیر مطلوب را به همراه پاسخ سیستم به ازای هر شش خروجی آن نمایش می‌دهد.

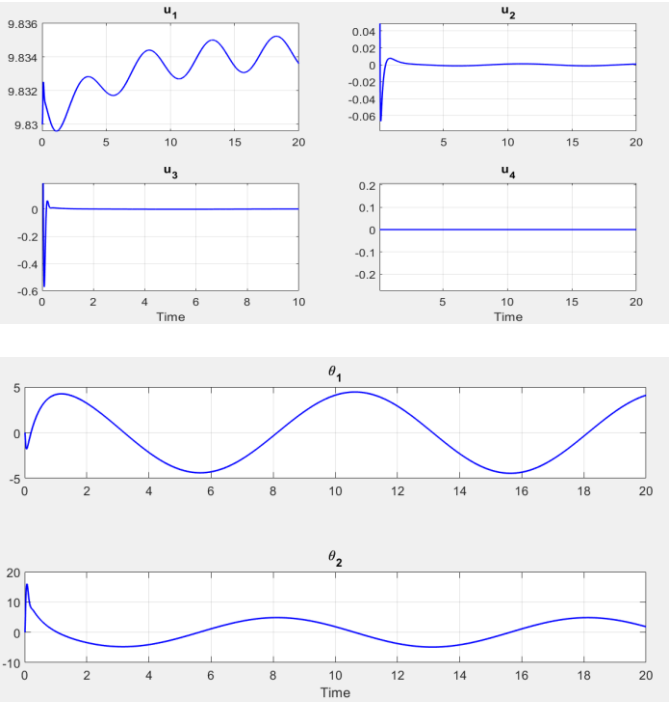


شکل ۱۲- پاسخ سیستم در دومین نمونه از نتایج کنترل فازی مود لغزشی

شکل ۱۳ نیز، مسیر طی شده توسط کوادکوپتر، تا رسیدن به مقادیر خروجی مطلوب را نشان می‌دهد.



شکل ۱۳- مسیر تعقیب شده در دومین نمونه از نتایج کنترلر فازی مود لغزشی

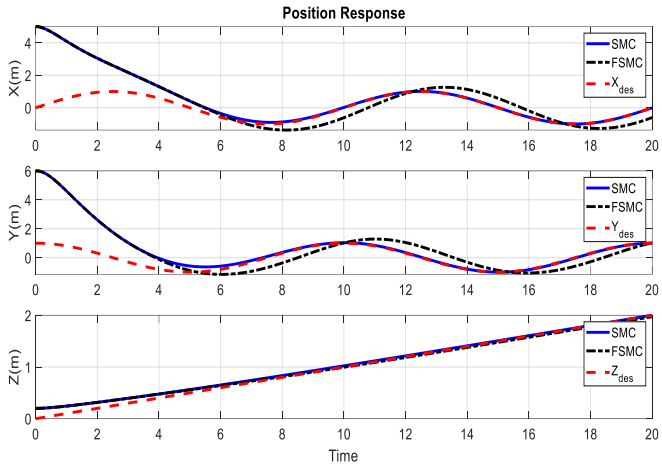


شکل۱۴ نشان می‌دهد کنترلر مودلغزشی فازی به خوبی قادر به جلوگیری از بروز پدیده چترینگ است و کارایی سیستم کنترلی را افزایش می‌دهد.

۷-کنترلر نظارتی

در این بخش، هدف طراحی یک کنترلر فازی برای کنترل وضعیت کوادکوپتر، در کنار یک کنترلر نظارتگر می‌باشد. به دلیل محدودیت های در نظر گرفته شده در حین آموزش سیستم فازی، کنترل کننده فازی فقط در ناحیه ای محدود قادر به همگرایی به سمت حالت مطلوب خواهد بود.در حقیقت کنترلر فازی طراحی شده در این بخش، در یک ناحیه مشخص از متغیرهای حالت عملکرد مطلوب داشته و می‌تواند خروجی‌ها را به سمت مقادیر دلخواه هدایت نماید. به همین دلیل یک کنترلر نظارتی غیرفازی، در کنار کنترلر فازی که کنترل وضعیت را به عهده دارد، قرار گرفته تا در صورتی که مقادیر متغیرهای حالت از ناحیه مذکور خارج شد، این مقادیر را به داخل این ناحیه بازگرداند و سپس خروجی‌ها، توسط کنترلر فازی به سمت توابع مطلوب هدایت می‌شود. با توجه به آنکه کنترلر مود لغزشی طراحی شده در فاز قبل، در یک ناحیه

معین از متغیرهای حالت، قادر به کنترل وضعیت کوادکوپتر است، از کنترلر فازی‌ای که در گام اول این مقاله طراحی گردید، به عنوان کنترلر فازی در کنترلر ترکیبی نظارتی استفاده شده است.



شکل ۱۵- پاسخ موقعیت سیستم در حضور کنترلر نظارتی

به منظور توضیح بیشتر نحوه کارکرد کنترلر در این بخش، در ناحیه:

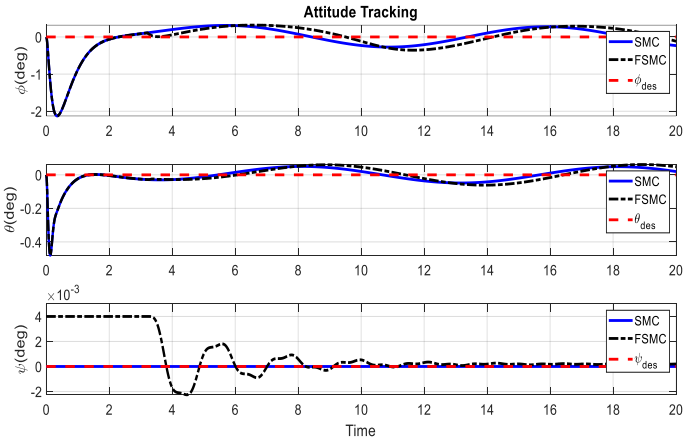
$$|x|<2,\quad |y|<2,\quad 0<z<2$$

$$|\varphi|<2^{\circ},\quad |\theta|<2^{\circ},\quad |\psi|<2^{\circ}$$

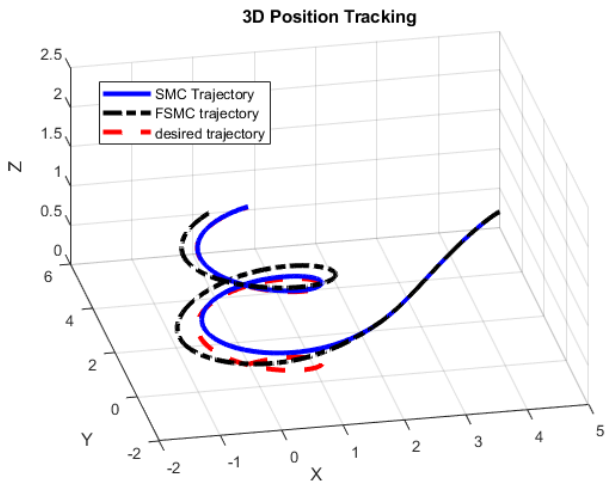
کنترلر کاملا فازی بوده(البته با توجه به این که ناحیه آموزش دیده وسیعتر می باشد می توان مقدار باند که عدد ۲ می باشد را بزرگتر نیز در نظر گرفت.) و در خارج از این ناحیه کنترلر مود لغزشی فعال است. با فرض شرایط اولیه:

$$x_0=5,\quad y_0=6,\quad z_0=0$$

نتایج بدست آمده از کنترل وضعیت به صورت شکل ۱۴ و ۱۵ خواهد بود. از نتایج نیز کاملا واضح است که شرایط اولیه در خارج از ناحیه فازی است و بعد از مدت زمانی کم وارد ناحیه فازی می شود و در ناحیه فازی نیز به خوبی تعقیب انجام می شود.



شکل ۱۵- پاسخ وضعیت سیستم درحضور کنترلر نظارتی



شکل ۱۶- مسیر طی شده در حضور کنترلر نظارتی

۸- نتیجه‌گیری و جمع‌بندی

در این مقاله، در ابتدا پس از ارائه معادلات دینامیکی حاکم بر سیستم، به کنترل نوعی تیلت روتور با استفاده از کنترل کننده غیر خطی مود لغزشی برای کنترل تمامی حالات سیستم، اقدام شده و همچنین برای کاهش اثر تغییر حالات سیستم بر روی حالات دیگر از کنترل کننده PD استفاده شده است. پس از جمع آوری دیتای کاربردی و مقایسه روش‌های مختلف مدلسازی فازی سیستم‌های دینامیکی، حرکت این نوع کوادکوپتر، به کمک استفاده از الگوریتم بهینه خوشه بندی FCM و جمع‌آوری داده‌های آموزشیِ سیستم فازی با الهام گرفتن از حرکات واقعی کوادکوپتر، ملاحظه گردید که این سیستم فازی طراحی شده با دقت مناسبی می‌تواند رفتار دینامیکی کوادکوپتر را به خوبی پیش‌بینی نماید. در ادامه، با توجه به آنکه در فاز قبلی، عملیات طراحی کنترلر مود لغزشی برای کوادکوپتر ذکر شده ارائه گردید، عملیات فازی سازی این کنترلر به کمک داده‌های جامع و غنی انجام گرفت و نتایج استفاده از این کنترلر فازی، در قالب دو نمونه تعقیب مسیر نمایش داده شد. همانطور که ملاحظه گردید، کنترلر فازی طراحی شده با دقت خوبی قادر است تا خروجی‌ها را به سمت مقادیر مطلوب هدایت کرده و در نتیجه کوادکوپتر، مسیر تعیین شده را طی نماید و به خوبی از پدیده مضر چترینگ بوجود آمده با استفاده از کنترلر مود لغزشی جلوگیری کرده است. در گام انتهایی از این مقاله نیز، یک کنترلر نظارتی در کنار یک کنترلر فازی، به منظور کنترل وضعیت کوادکوپتر طراحی گردید در این گام، با توجه به آنکه کنترلر مود لغزشی طراحی شده در بخش‌های قبل، در یک ناحیه معین از متغیرهای حالت، قادر به کنترل وضعیت کوادکوپتر است، از کنترلر فازی‌ای که در گام اول این مقاله طراحی گردید، به عنوان کنترلر فازی در کنترلر ترکیبی نظارتی استفاده شد. نتایج ارائه شده در این گام نیز بیانگر آن بود که این کنترلر ترکیبی نیز با دقت بسیار مطلوب قادر به تعقیب مسیر تعیین شده است.

مراجع و منابع

[1] A. Nemati and M. Kumar, "Modeling and control of a single axis tilting quadcopter," *Proc. Am. Control Conf.*, pp. 3077–3082, 2014, doi: 10.1109/ACC.2014.6859328.

[2] and M. G. M. Ferdaus, S. G. Anavati, "Fuzzy Clustering based Nonlinear System Identification and Controller Development of Pixhawk based Quadcopter," *2017 Ninth Int. Conf. Adv. Comput. Intell.*

[3] S. Sridhar, R. Kumar, M. Radmanesh, and M. Kumar, "Non-linear sliding mode control of a tilting-rotor quadcopter," *ASME 2017 Dyn. Syst. Control Conf. DSCC 2017*, vol. 1, 2017, doi: 10.1115/DSCC2017-5375.

[4] M. Mirzaei, M. Eghtesad, and M. M. Alishahi, "A new robust fuzzy method for unmanned flying vehicle control," *J. Cent. South Univ.*, vol. 22, no. 6, pp. 2166–2182, 2015, doi: 10.1007/s11771-015-2741-1.

[5] M. A. Olivares-Mendez, P. Campoy, I. Mellado-Bataller, and L. Mejias, "See-and-avoid quadcopter using fuzzy control optimized by cross-entropy," *IEEE Int. Conf. Fuzzy Syst.*, pp. 10–15, 2012, doi: 10.1109/FUZZ-IEEE.2012.6251179.

[6] C. Papachristos, K. Alexis, and A. Tzes, "Design and experimental attitude control of an unmanned Tilt-Rotor aerial vehicle," *IEEE 15th Int. Conf. Adv. Robot. New Boundaries Robot. ICAR 2011*, pp. 465–470, 2011, doi: 10.1109/ICAR.2011.6088631.

[7] A. Oosedo, S. Abiko, S. Narasaki, A. Kuno, A. Konno, and M. Uchiyama, "Flight control systems of a quad tilt rotor Unmanned Aerial Vehicle for a large attitude change," *Proc. - IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, vol. 2015-June, no. June, pp. 2326–2331, 2015, doi: 10.1109/ICRA.2015.7139508.

[8] M. M. De Almeida and G. V. Raffo, "Nonlinear Control of a TiltRotor UAV for Load Transportation," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 19, pp. 232–237, 2015, doi: 10.1016/j.ifacol.2015.12.039.

[9] S. Sridhar, R. Kumar, M. Radmanesh, and M. Kumar, "Non-linear sliding mode control of a tilting-rotor quadcopter," *ASME 2017 Dyn. Syst. Control Conf. DSCC 2017*, vol. 1, 2017, doi: 10.1115/DSCC2017-5375.