



طراحی کنترل کننده هیبرید فازی – مد لغزشی فرایپیش برای کلاس خاصی از دینامیک غیر خطی کوادروتور

محمد فرهمند¹، رضا قاسمی²، محمد سالاری^{3*}

1- فارغ التحصیل کارشناسی ارشد، مهندسی برق، دانشگاه قم، قم

2- استادیار، مهندسی برق، دانشگاه قم، قم

3- استادیار، مهندسی مکانیک، دانشگاه قم، قم

* قم، کدپستی 3716146611، m.salari@qom.ac.ir

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 28 مهر 1396

پذیرش: 09 دی 1396

ارائه در سایت: 22 دی 1396

کلید واژگان:

کنترل کننده غیرخطی

کنترل کننده هیبرید فازی-مد لغزشی فرایپیش

کوادروتور

کنترل کننده فرایپیش

وسیله هوایی بدون سرنشین

چکیده

طراحی کنترل کننده برای سیستم‌های غیرخطی چند ورودی- چند خروجی مانند وسایل بدون سرنشین کوادروتور به دلیل کپیلاژ شدید بین متغیرهای حالت و معادلات دینامیکی به شدت غیرخطی آن همیشه یک موضوع چالش برانگیز بوده است. علاوه بر این کوادروتور یک وسیله دینامیکی غیرخطی کم عملگر (چهار عملگر در مقابل شش درجه آزادی) است، به دلیل کم عملگر بودن وسیله برای داشتن حرکت در جهت افقی باید از ترکیب تغییرات در سرعت عملگرهای چهارگانه موجود استفاده کرد. به طوری که با ایجاد زاویه بین صفحه فرضی کوادروتور و سطح افق می توان وسیله را وادار به حرکت در جهت طولی یا عرضی کرد. بنابراین در سیستم کنترل کوادروتور دو حلقه کنترلی تودرتو نیاز است. یک حلقه بیرونی برای تعیین زاویه مناسب وسیله نسبت به افق برای حرکت های افقی و یک حلقه داخلی که وظیفه رساندن زاویه صفحه وسیله به این زاویه تعیین شده را دارد و بسته به زیاد یا کم بودن این زاویه، سرعت افقی وسیله زیاد یا کم می شود. در این مقاله تلاش شده که یک کنترل کننده غیرخطی هیبرید فازی- مد لغزشی فرایپیش برای کنترل یک کوادروتور نمونه طراحی و از کنترل کننده فازی در حلقه بیرونی و از کنترل کننده مد لغزشی فرایپیش در حلقه داخلی استفاده شود. مزیت مهم این استراتژی این است که سرعت حرکت افقی وسیله را بهینه می کند. اگر فاصله از هدف زیاد باشد زاویه صفحه وسیله نیز زیاد و اگر فاصله کم شود این زاویه نیز کمتر می شود. در نتیجه وسیله با سرعت مطلوبی به هدف می رسد. نتایج شبیه سازی انجام شده موید این امر است.

Fuzzy Hybrid Super-Twisting Sliding Mode Controller Design for a Class of Non-linear Dynamics of a Quadrotor

Mohammad Farahmand¹, Reza Ghasemi¹, Mohammad Salari^{2*}

1- Department of Electrical Engineering, University of Qom, Qom, Iran

2- Department of Mechanical Engineering, University of Qom, Qom, Iran

*P.O.B. 3716146611, Qom, Iran, m.salari@qom.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 20 October 2017
Accepted 30 December 2017
Available Online 12 January 2018

Keywords:

Non-linear Controller
Fuzzy Hybrid Super-Twisting Sliding Mode Controller
Quadrotor
Super Twisting Controller
Unmanned Aerial Vehicle

ABSTRACT

Controller design for non-linear multi-input, multi-output systems, such as unmanned quadrotor vehicles, has always been a challenging issue due to the strong interconnection between state variables and highly nonlinear dynamic equations. In addition, quadrotor is an under-actuated non-linear dynamic device. Due to being under-actuated for moving in the horizontal direction, the combination of changes in the speed of the existing quadruple operators should be used. So that, by creating the angle between the quadrotor hypothetical plane and the horizon surface, the device can be forced to move in the longitudinal or transverse direction. Therefore, in the quadrotor control system, two nested control loops are required. An outer loop to determine the appropriate angle of the device relative to the horizon for horizontal movements and an inner loop that is required to angle of the device panel is equal to this angle. In this paper, a fuzzy hybrid super-twisting sliding mode non-linear controller for controlling a sample quadrotor is designed. For this purpose, a fuzzy controller in the outer loop and a super twisting sliding mode controller in inner loop are used. An important advantage of this strategy is that it optimizes the horizontal speed of the device. If the distance from the target is too high, the angle of the device panel also increases, and if the distance is reduced, the angle also decreases. As a result, the device reaches the target with the desired speed. The performed simulation results confirmed this fact.

1- مقدمه

دور و از طریق اهرم هدایت² کنترل می شوند. همچنین از طریق یک برنامه کنترلی پیچیده تر با کامپیوتر یا لپ تاپ و یا گوشی های هوشمند می تواند

وسایل هوایی بدون سرنشین (UAV)¹ وسایلی بدون سرنشین بوده و از راه

² Joystick

¹ Unmanned Aerial Vehicle

Please cite this article using:

M. Farahmand, R. Ghasemi, M. Salari, Fuzzy Hybrid Super-Twisting Sliding Mode Controller Design for a Class of Non-linear Dynamics of a Quadrotor, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 18, No. 01, pp. 307-316, 2018 (in Persian)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

هدایت و ناوبری شوند [1]. UAV یک وسیله هوایی بدون سرنشین با نشست و برخاست عمودی¹ (VTOL) است که تمام مزایای آن را داشته و دارای قابلیت افزایش بار بوده و می تواند توسط یک ایستگاه کنترل زمینی فرمان داده شود. همچنین می تواند به طور خودگردان² توسط نقشه پرواز از قبل آماده، برنامه ریزی شده و یا با سیستم های خودکار دینامیکی پیچیده تر پرواز کند. مهمترین مزیت این وسیله نسبت به هوانوردهای معمولی کاهش پیچیدگی مکانیکی آن است [2].

وسایل هوایی بدون سرنشین در سال های اخیر کاربردهای تجاری زیادی پیدا کرده و امکان ساخت ربات های پرنده کوچک خودگردان را فراهم کرده اند. این وضعیت امکان بکارگیری آن ها را در کاربردهای خیلی مهم و پیچیده نظامی و تجاری فراهم کرده است [3]. مشخصه جالب UAV ها این است که می توانند اطلاعات از ارزشی نظیر دما، تصویر یا ویدیوی محیط اطراف خود را مخابره کرده و همچنین اطلاعات اضافی نظیر مکان، سرعت، جهت، ارتفاع، سوخت یا انرژی باقیمانده، دمای قطعات و موتورهای خود را نیز ارسال کنند. UAV ها از آن جهت که می توانند گروه زیادی از کارکردهای نظامی و غیرنظامی را بدون این که جان انسان را به خطر اندازند انجام دهند، مورد توجه می باشند. از جمله این کاربردها می توان به عملیات جستجو و نجات در مکان های بحران زده ناشی از زلزله و آتش سوزی و نظارت بر محیط زیست و غیره اشاره کرد [4].

کوادروتور³ یکی از انواع UAV ها می باشد که به دلیل کمک گرفتن از چهار پروانه برای نیروی پیشران، به عنوان کواد (چهار) روتور یا کوادکوپتر نامیده می شوند. کوادروتورها با بهره گیری از چهار موتور و پره مجزا و چرخش دو به دو معکوس این موتورها، گشتاورهای ایجاد شده را خنثی کرده و همچنین اختلاف فشار لازم جهت ایجاد نیروی برآ را تأمین می کنند. این وسیله به دلیل داشتن قدرت مانور فوق العاده و پروازهایی با تعادل بالا از کاربردهای بسیار گسترده برخوردار بوده و در زمینه های تحقیقاتی، نظامی، تصویربرداری و تفریحی استفاده می شوند. اگرچه نمونه موفقیت آمیز کوادروتور در سال 1920 ساخته شده، ولی تا سال های اخیر هیچ گونه بالگرد کوادروتور عملی ساخته نشده است. این امر بیشتر به خاطر مشکل کنترل همزمان چهار موتور این وسیله می باشد، زیرا کوادروتور یک سیستم کم عملگر است. در زمینه کنترل کوادروتورها کارهای مختلفی توسط محققان مختلف انجام شده است که در ادامه به برخی از آن ها اشاره می شود:

ژنگ و همکاران⁴ [3]، در تحقیق خود براساس کنترل مد لغزشی مرتبه دوم، روشی برای طراحی کنترل کننده یک کوادروتور UAV کوچک پیشنهاد داده اند. در حالت کلی انتخاب ضرایب خمینه⁵ لغزشی احتیاج به تجربه و مهارت دارد، زیرا این ضرایب غیرخطی هستند. در این مقاله، به منظور کنترل کامل مسیریابی⁶ وضعیت و موقعیت کوادروتور، مدل دینامیکی کوادروتور به دو زیر سیستم تقسیم شده است: زیرسیستم دارای عملگر کامل⁷ و زیرسیستم دارای عملگر ناقص⁸. برای زیرسیستم اول با ترکیب خطاهای مسیریابی و موقعیت یک متغیر حالت، یک خمینه لغزشی تعریف می شود. در حالیکه برای زیرسیستم دوم با ترکیب خطاهای مسیریابی و موقعیت دو متغیر حالت

⁹ Fakurian et al.

¹⁰ Fang et al.

¹¹ Tracking

¹² Zheng and Xiong

¹³ Xiong and Zheng

¹⁴ Sonnevend

¹⁵ Linear quadratic

¹⁶ Linear quadratic regulator

¹⁷ Kamali et al.

¹⁸ Doakhan et al.

¹⁹ Proportional-Derivative

²⁰ Rahmani et al.

¹ Vertical Take Off and Landing

² Autonomous

³ Quad rotor

⁴ Zheng et al.

⁵ Manifold

⁶ Ibid

⁷ Fully actuated

⁸ Under actuated

یکی از ورودی‌های کنترل‌کننده فازی، فاصله از هدف و دیگری مشتق خطای فاصله یا همان سرعت افقی وسیله است و خروجی آن زاویه مطلوب وسیله است. وظیفه کنترل‌کننده فازی این است که براساس این ورودی‌ها زاویه و جهت مناسب را محاسبه کرده و به‌عنوان زاویه مرجع به کنترل‌کننده مد لغزشی بدهد. کنترل‌کننده مد لغزشی نیز طبق این زاویه، وضعیت کوادروتور را تنظیم کرده و زمانی که وسیله به هدف رسید و خطا صفر شد، کنترل‌کننده فازی، زاویه مرجع را صفر می‌کند تا وسیله در همان جا بماند. به علت این که زاویه یاو و ارتفاع فقط دارای یک حلقه کنترل هستند، برای کنترل آن‌ها از کنترل‌کننده مد لغزشی استفاده می‌شود. نتایج شبیه‌سازی، بیانگر عملکرد مطلوب کنترل‌کننده‌ها می‌باشد که در انتهای مقاله این نتایج نشان داده شده‌اند.

3- دینامیک کوادروتور

برای طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی مناسب ابتدا باید یک مدل دینامیکی مناسب از سیستم، موجود باشد. بنابراین قبل از هر گونه اقدامی برای طراحی کنترل‌کننده، در ابتدا معادلات دینامیکی وسیله کوادروتور بیان می‌شوند. مزیت کنترل‌کننده مد لغزشی در این است که می‌توان عدم قطعیت‌ها را با طراحی مناسب کنترل‌کننده پوشش داد. برای طراحی کنترل‌کننده فازی احتیاجی به دانستن مدل دینامیکی سیستم نیست و این یکی از مزیت‌های منطق فازی است که تجربیات فرد خبره این نیاز را بر طرف کرده است. بنابراین برای طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی و همچنین شبیه‌سازی، به معرفی دینامیک سیستم اقدام می‌شود. بدین منظور در ابتدا دستگاه‌های مختصات معرفی شده و سپس دینامیک سیستم تعیین می‌گردد.

3-1- دستگاه‌های مختصات

برای سهولت در استخراج معادلات دینامیک سیستم نیاز است که دستگاه‌های مختصات معرفی شوند. در وسیله کوادروتور دو نوع دستگاه مختصات که محاسبات دینامیکی براساس آن صورت می‌گیرد، وجود دارد. یکی از این دستگاه‌ها، دستگاه مختصات اینرسی است که موقعیت کوادروتور نسبت به زمین براساس آن مشخص می‌شود و دیگری دستگاه مختصات متصل به بدنه که برای بیان سرعت‌های زاویه‌ای و خطی وسیله از آن استفاده می‌شود. این دستگاه‌های مختصات در "شکل 1" نشان داده شده‌اند.

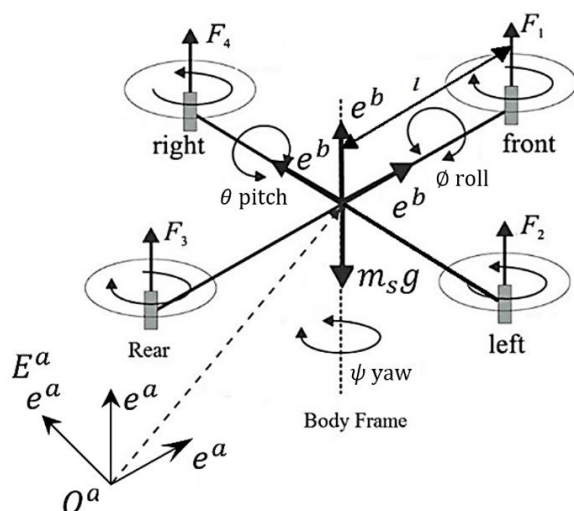


Fig. 1 Body and inertia coordinate systems

شکل 1 دستگاه‌های مختصات بدنه و اینرسی

همچنین رحمانی و همکاران [18,17]، در پژوهش‌های دیگری یک کنترلر مود لغزشی شبکه عصبی جدید برای کنترل یک ربات دوپا و ربات کرم ارائه داده‌اند. به‌منظور بررسی کارایی کنترلرهای پیشنهاد شده، عملکرد آن با کنترلرهای دیگر از جمله کنترلر مود لغزشی کلاسیک مقایسه شده است که نتایج به‌دست آمده نشانگر کارایی کنترلرهای جدید در کاهش چترینگ می‌باشد.

در این مقاله یک کنترل‌کننده غیرخطی هیبرید فازی-مد لغزشی فرایپیش برای فضای داخلی طراحی شده و سپس عملکرد آن با شبیه‌سازی در محیط سیمولینک متلب مورد بررسی قرار گرفته است. عملکردی که از عهده کنترل‌کننده خطی ساخته نیست. نتایج شبیه‌سازی انجام شده بیانگر عملکرد مطلوب این کنترل‌کننده در کنترل و هدایت وسیله کوادروتور می‌باشد. این کنترل‌کننده از منطق فازی بهره می‌گیرد تا با ترکیب با کنترل‌کننده مد لغزشی و استفاده همزمان از مزایای متغیرهای زبانی منطق فازی که نیاز به دانستن مدل دینامیکی سیستم را مرتفع می‌سازد و استفاده از ویژگی دفع اغتشاش و عدم قطعیت کنترل‌کننده مد لغزشی، یک کنترل‌کننده مناسب‌تر با انعطاف بیشتر و مانورپذیری بالاتر طراحی گردد. از کنترل‌کننده فازی برای ایجاد زاویه حرکتی مناسب و از کنترل‌کننده مد لغزشی برای تثبیت وضعیت وسیله به‌منظور تعقیب این زاویه استفاده می‌گردد.

2- بیان مسئله

کوادروتورها سیستم‌هایی هستند که دینامیک آن‌ها غیرخطی و چند ورودی-چند خروجی هستند. ضمن این که بین متغیرهای حالت آن‌ها کوپلاژ شدیدی وجود دارد و کم عملگر (چهار عملگر در مقابل شش درجه آزادی) هستند. با توجه به این خصوصیات، طراحی یک کنترل‌کننده مناسب و قدرتمند برای این سیستم‌ها ضروری است. ضمن این که کنترل‌کننده خطی علی‌رغم سادگی طراحی آن از عملکرد مناسبی برای کنترل سیستم برخوردار نیست. بنابراین در این مقاله سعی شده است که یک کنترل‌کننده غیرخطی قدرتمند بنام کنترل‌کننده هیبرید فازی-مد لغزشی فرایپیش طراحی شود که عملکرد مناسبی از لحظه پرواز تا رسیدن به مقصد وسیله داشته و حرکت آن‌را کاملاً تحت کنترل داشته باشد. مزیت کنترل‌کننده فازی در آن است که نیاز به دانستن مدل سیستم نیست و استفاده از تجربیات فرد خبره به مسئله کفایت می‌کند. مزیت استفاده از کنترل‌کننده مد لغزشی توانایی دفع اغتشاش است که این امر طراح را قادر می‌سازد تا بر مشکل عدم قطعیت‌های دینامیک سیستم فائق آید.

در وسیله کوادروتور برای حرکت‌های افقی باید زاویه صفحه کوادروتور را نسبت به افق تغییر داد. بطور دقیق‌تر اگر وسیله بخواهد در جهت مثبت محور طولی حرکت کند، بایستی زاویه پیچ^۱ را مثبت کرد و بالعکس و اگر وسیله بخواهد در جهت مثبت محور عرضی حرکت کند باید زاویه رول^۲ را منفی کرد و بالعکس. هر چه این زاویه‌ها بزرگتر باشند، سرعت افقی وسیله بیشتر شده و سرعت قائم وسیله کمتر می‌شود و بالعکس. بنابراین دو حلقه کنترلی تو در تو برای وسیله کوادروتور تعریف می‌شود. حلقه بیرونی که از دینامیک‌های کندتر سیستم تشکیل شده است (دو بعد افقی حرکت) و شامل کنترل‌کننده فازی است و حلقه داخلی که از دینامیک‌های سریع‌تر سیستم تشکیل شده است (سه بعد دورانی حرکت) و شامل کنترل‌کننده مد لغزشی است.

¹ Attitude

² Pitch

³ Roll

$$\begin{aligned}\ddot{x} &= (\cos\varphi\sin\theta\cos\psi + \sin\varphi\sin\psi)\frac{F}{m} - K_1 \\ \ddot{y} &= (\cos\varphi\sin\theta\sin\psi - \sin\varphi\cos\psi)\frac{F}{m} - K_2 \\ \ddot{z} &= -g + \cos\varphi\cos\theta\frac{F}{m} - K_3\frac{\dot{z}}{m} \\ \ddot{\varphi} &= \dot{\theta}\psi\frac{I_y - I_z}{I_x} + \frac{I_r\dot{\theta}\Omega_r}{I_x} - \frac{K_4l}{I_x}\dot{\varphi} - \frac{K_{dy}\dot{\varphi}^2}{I_x} + \frac{\tau_\varphi}{I_x} \\ \ddot{\theta} &= \dot{\varphi}\psi\frac{I_z - I_x}{I_y} + \frac{I_r\dot{\varphi}\Omega_r}{I_y} - \frac{K_5l}{I_y}\dot{\theta} - \frac{K_{dx}\dot{\theta}^2}{I_y} + \frac{\tau_\theta}{I_y} \\ \ddot{\psi} &= \dot{\varphi}\dot{\theta}\frac{I_x - I_y}{I_z} - \frac{K_6l}{I_z}\dot{\psi} + \frac{\tau_\psi}{I_z} \\ \Omega_r &= \omega_1 + \omega_3 - \omega_2 - \omega_4\end{aligned}\quad (3)$$

که در آن I_r ممان اینرسی روتور بوده و برای همه روتورها مساوی در نظر گرفته می شود. $K_{1...6}$ نیز ضرایب اصطکاک و K_{dx} و K_{dy} نیز ضرایب درگ هوا می باشند. جمع نیروهای برآ¹ روتورها به صورت رابطه (4) نوشته می شود.

$$U_1 = F = F_1 + F_2 + F_3 + F_4 \quad (4)$$

گشتاور ایجادکننده پیچ توسط موتورهای چپ و راست ایجاد می شود:

$$U_2 = \tau_\theta = l(F_1 - F_3) \quad (5)$$

به طور مشابه گشتاور ایجادکننده رول توسط موتورهای عقب و جلو ایجاد می شود:

$$U_3 = \tau_\varphi = l(F_2 - F_4) \quad (6)$$

مطابق قانون سوم نیوتن درگ پرها یک گشتاور یاوکننده روی بدنه کوادروتور ایجاد می کند. جهت گشتاور در جهت مخالف حرکت پرهاست. در نتیجه گشتاور یاوکننده کل برابر است با:

$$\tau_\psi = \tau_1 + \tau_3 - \tau_2 - \tau_4 \quad (7)$$

4- طراحی کنترل کننده هیبرید فازی - مد لغزشی فرایچش

در این قسمت، کنترل کننده هیبرید فازی- مد لغزشی طراحی می شود. ساختار سیستم کنترل طراحی شده به صورت "شکل 3" می باشد.

مطابق "شکل 3" حلقه کنترلی داخلی سیستم برای کنترل زاویه یاو و ارتفاع به کار می رود که از کنترل کننده مدلغزشی فرایچش تشکیل شده است و در بخش بیرونی که برای کنترل موقعیت افقی (طولی و عرضی) وسیله به کار می رود، از کنترل کننده فازی استفاده شده است. کنترل کننده فازی براساس فاصله ای که وسیله از هدف دارد، زاویه حمله وسیله را تنظیم می کند. هر چه فاصله بیشتر باشد، زاویه حمله نیز بیشتر بوده و بدین ترتیب در زمان و انرژی صرفه جویی می شود. در "شکل 3" کنترل کننده طولی و عرضی، همان کنترل کننده فازی است.

4-1- کنترل کننده فازی

از کنترل کننده فازی مدل ممدانی برای طراحی کنترل کننده فازی استفاده می شود. منطق استنتاج براساس حداقل-حداکثر² است و از قاعده سنترئوید برای دی فازی کردن استفاده می شود. برای کنترل کننده فازی محور عرضی پایگاه قواعد به صورت جدول 1 است، سطر افقی خطا و سطر عمودی مشتق خطاست.

ورودی اول عبارتست از: $y - y_d$

ورودی دوم عبارتست از: $\frac{d}{dt}(y - y_d)$

خروجی عبارتست از: φ_d یا زاویه رول

برای کنترل کننده فازی محور طولی، پایگاه قواعد به صورت زیر است:

ورودی اول عبارتست از: $x - x_d$

زوایای اولر φ, θ, ψ وضعیت وسیله را نسبت به دستگاه اینرسی نشان می دهند. این زاویه ها در "شکل 2" نشان داده شده اند. برای انتقال از دستگاه اینرسی به دستگاه دیگر از ماتریس های تبدیل استفاده می شود [19]. این ماتریس ها عبارتند از:

$$\begin{aligned}R_{v_1}^{v_1} &= \begin{pmatrix} \cos\psi & \sin\psi & 0 \\ -\sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \\ R_{v_1}^{v_2} &= \begin{pmatrix} \cos\theta & 0 & -\sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\theta & 0 & \cos\theta \end{pmatrix} \\ R_{v_2}^b &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\varphi & \sin\varphi \\ 0 & -\sin\varphi & \cos\varphi \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (1)$$

به عبارت دیگر ماتریس های چرخشی، چارچوب ناوبری (اینرسی) را به چارچوب متصل به بدنه (چرخان) تصویر می کنند. مشخص است که هر نقطه واقع بر فضای سه بعدی اقلیدسی را می توان با یک سری از این چرخش های پایه حول زاویه اولر بیان کرد و همان ترتیب را باید به دقت رعایت کرد تا چرخش سه بعدی درست را به دست آورد. توالی $R_{v_1}^{v_1}(\psi) \rightarrow R_{v_1}^{v_2}(\theta) \rightarrow R_{v_2}^b(\varphi)$ متناسب با ضرب ماتریس های $R_{v_1}^{v_1}(\psi)$ ، $R_{v_1}^{v_2}(\theta)$ ، $R_{v_2}^b(\varphi)$ انتخاب می شود. نتیجه ماتریس انتقال از مختصات بدنه وسیله به مختصات اینرسی به صورت رابطه (2) می باشد:

$$\begin{aligned}R_v^b(\varphi, \theta, \psi) &= \begin{pmatrix} c\psi c\theta & s\psi c\theta & -s\theta \\ c\psi s\theta s\varphi - s\psi c\varphi & s\psi s\theta s\varphi + c\psi c\varphi & c\theta s\varphi \\ c\psi s\theta c\varphi + s\psi s\varphi & s\psi s\theta c\varphi - s\psi s\varphi & c\theta c\varphi \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (2)$$

در رابطه (2) به منظور کوتاه نویسی، s بجای $\sin$ و c بجای $\cos$ بکار برده شده است.

3-2- معادلات دینامیکی

معادلات دینامیکی کوادروتور در دستگاه مختصات اینرسی به صورت رابطه (3) می باشد.

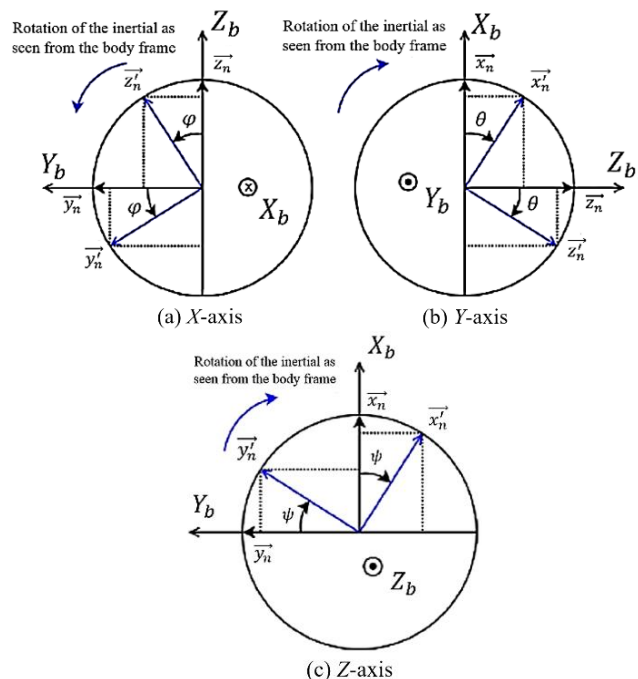


Fig. 2 Euler angles φ, θ, ψ (representing the state of the device relative to the inertial system)

شکل 2 زوایای اولر یا زوایای φ, θ, ψ (بیان کننده وضعیت وسیله نسبت به دستگاه اینرسی)

¹ Lift Forces

² Min-Max

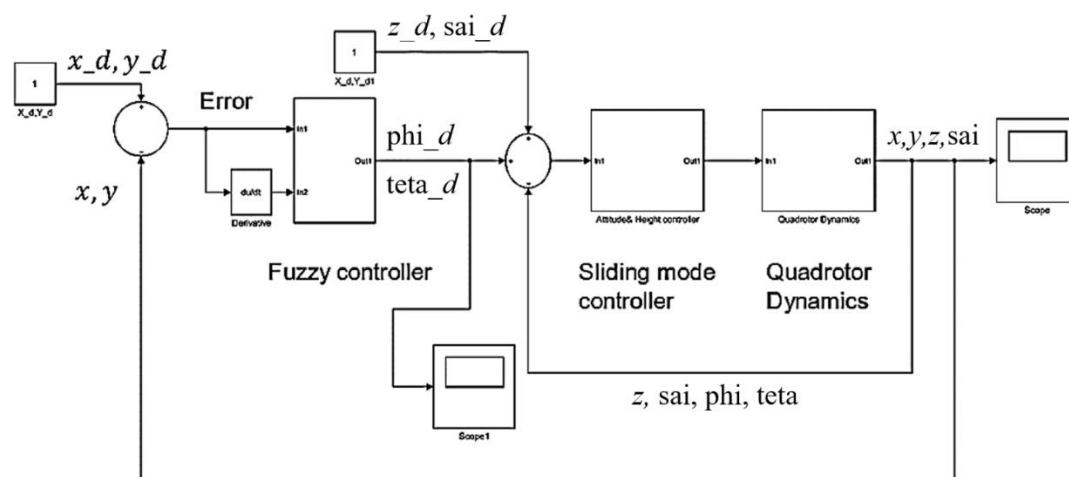


Fig. 3 General structure of the fuzzy hybrid super-twisting sliding mode control system

شکل 3 ساختار کلی سیستم کنترل هیبرید فازی- مد لغزشی فرایپیش

جدول 1 پایگاه قواعد کنترل کننده فازی محور عرضی

Table 1 Rule base of fuzzy transverse axis controller

خطا			
N	Z	P	
N	N	Z	N
N	Z	P	Z
Z	P	P	P

جدول 2 پایگاه قواعد کنترل کننده فازی محور طولی

Table 2 Rule base of fuzzy longitudinal axis controller

خطا			
N	Z	P	
P	P	Z	N
N	Z	N	Z
Z	N	N	P

ورودی دوم عبارتست از: $\frac{d}{dt}(x - x_d)$

خروجی عبارتست از: θ_d یا زاویه پیچ

توابع عضویت طراحی شده هر دو محور طولی و عرضی به صورت توابع مثلثی می باشند و توابع عضویت طراحی شده مشتق خطا یا سرعت در هر دو جهت طولی و عرضی به صورت توابع گوسین طراحی شده اند. همچنین توابع عضویت خروجی کنترل کننده یا همان زاویه مطلوب وسیله نسبت به سطح افق نیز برای راحتی به صورت مثلثی می باشند.

4-2- کنترل کننده مد لغزشی فرایپیش

برای طراحی کنترل کننده مد لغزشی فرایپیش سطح لغزش را به صورت رابطه (8) تعریف می کنیم:

$$s = \lambda_2(x_2 - x_{2d}) + \lambda_1(x_1 - x_{1d}) \quad (8)$$

که در آن x_1 متغیر حالت بوده و نمایانگر هر یک از سه بعد دورانی حرکت وسیله و همچنین بعد حرکتی قائم سیستم می باشد و x_{1d} و x_{2d} مقادیر مرجع این چهار درجه آزادی می باشند. در کنترل افقی، این مقادیر مرجع همان خروجی های سیستم فازی هستند. در کنترل زاویه یا و ارتفاع، این مقادیر مرجع توسط اپراتور مشخص می شوند. تلاش کنترلی به صورت رابطه (9) می باشد:

$$u = \frac{1}{g(x)} \left(u_{eq} - \alpha |s|^\rho \text{sign}(s) - \beta \int \text{sign}(s) dt \right), \quad 0 < \rho < 1 \quad (9)$$

که در آن α, β ضرایب ثابتی هستند.

قضیه 1: سیستم غیرخطی ذکر شده برای کوادروتور در معادلات (1) تا (6) را با وجود فرضیات مذکور در معادله (9) در نظر بگیرید. با اعمال کنترل کننده فازی به عنوان کنترل کننده حلقه بیرونی و معادله (8) به عنوان کنترل کننده حلقه داخلی و با عنایت به معادله (7) به عنوان سطح لغزش، خطای ردیابی سیستم حلقه بسته با وجود عدم یقینی ها و اغتشاشات خارجی به سمت صفر میل می کند و سیگنال های موجود در سیستم حلقه بسته محدود می ماند.

اثبات: اگر دینامیک حرکتی هر بعد از شش درجه آزادی سیستم را به صورت کلی رابطه (10) در نظر بگیریم:

$$\ddot{x} = f(X) + g(X)u \quad (10)$$

که در آن u ورودی سیستم و X نمایانگر هر یک از ابعاد حرکتی سیستم است

$$X = [x_1, \dots, x_6]^T$$

آنگاه می توان این معادله را به صورت رابطه (11) بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f(X) + g(X)u \end{aligned} \quad (11)$$

که در آن x_1, x_2 بیان کننده هر یک از متغیرهای حالت سیستم می باشند.

توابع سیستم و ورودی کنترلی به صورت رابطه (12) قابل بیان است.

$$f(X) = f_{nom} + f_{un}, \quad u = u_{eq} + u_{un} \quad (12)$$

که در آن f_{nom}, f_{un} به ترتیب توابع معلوم و نامعلوم سیستم می باشند. در ضمن u_{eq}, u_{un} به ترتیب برای جبران قسمت های نامعین و قسمت دوم برای حذف قسمت های معین می باشد. ساختاری که در این مقاله به عنوان ورودی کنترلی در نظر گرفته می شود، به صورت رابطه (13) است.

$$u = u_{eq} - \alpha |s|^\rho \text{sign}(s) - \beta \int \text{sign}(s) dt + \lambda x_2 \quad (13)$$

که در آن $0 < \rho < 1$ است. با مشتق گیری از معادله (8) و جایگذاری معادله (13) و با استفاده از روابط (9) و (10) معادله (14) قابل حصول است.

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{x}_2 + \lambda \dot{x}_1 = f_{nom} + f_{un} + u_{eq} - \alpha |s|^\rho \text{sign}(s) \\ &\quad - \beta \int \text{sign}(s) dt + \lambda x_2 \end{aligned} \quad (14)$$

با در نظر گرفتن $u_{eq} = -f_{nom} - \lambda x_2$ معادله (14) به صورت (15) قابل بیان است.

$$\dot{s} = \dot{x}_2 + \lambda \dot{x}_1 = f_{un} - \alpha |s|^\rho \text{sign}(s) - \beta \int \text{sign}(s) dt \quad (15)$$

تغییر متغیر رابطه (16) را در نظر بگیرید.

$$s = \xi \quad (16)$$

در نهایت با فرض $\alpha > \theta + \beta\gamma$ و در ناحیه $\Omega = \{x \mid \|x\| \leq \beta\gamma\|x_d\|/\theta\}$ نقطه تعادل سیستم پایدار مجانبی بوده و اثبات قضیه به پایان می‌رسد.

در قسمت بعد نتایج حاصل از این قسمت بر روی سیستم کوادروتور پیاده‌سازی می‌شود.

5- شبیه‌سازی

از کنترل کننده هیبریدی برای تحت نظر گرفتن وسیله در سطح افقی یا به عبارت بهتر برای کنترل حرکت وسیله در جهت محورهای x و y استفاده می‌شود و برای تنظیم زاویه یاو و ارتفاع، فقط از کنترل کننده مد لغزشی کمک گرفته می‌شود. زیرا همان‌طور که قبلاً گفته شد برای حرکت افقی باید زاویه وسیله را براساس فاصله از هدف به‌طور مناسب تنظیم کرد. وظیفه محاسبه زوایای رول و پیچ مناسب وسیله به کنترل کننده فازی سپرده شده و وظیفه رساندن وسیله به این زاویه نیز برعهده کنترل کننده مد لغزشی است. لازم به ذکر است تمامی طراحی و پیاده‌سازی کنترل کننده به ازای عدم یقینی خارجی به شکل $d(t) = 0.5\sin(t)$ می‌باشد. پارامترهای مدل و کنترل کننده به‌صورت زیر است.

پس از اجرای کنترل کننده هیبریدی در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب، نتایج شبیه‌سازی به‌دست آمده است. "شکل 4" قسمتی از محیط فایل سیمولینک را نشان می‌دهد.

در "شکل‌های 5، 6، 7" زوایای رول و یاو و پیچ برای کنترل کننده مد لغزشی کلاسیک نشان داده شده است.

در ادامه با اعمال کنترل کننده فازی هیبرید مد لغزشی به بررسی عملکرد سیستم می‌پردازیم. "شکل‌های 8 و 9"، خروجی کنترل کننده فازی هیبرید مد لغزشی که همان زوایای θ_d, φ_d هستند، را نشان می‌دهند.

"شکل 8" نمودار تغییرات زاویه رول φ_d را برای کنترل کوادروتور تا رسیدن به هدف نشان می‌دهد. زمانی که وسیله به هدف رسید، کنترل کننده فازی زاویه رول را صفر می‌کند تا وسیله در همان موقعیت بماند. زاویه برحسب فاصله و سرعت وسیله مدام در حال تغییر است.

"شکل 9" تغییرات زاویه θ_d ناشی از کنترل کننده فازی ورودی به کنترل کننده مد لغزشی فراپیش را تا رسیدن به مقصد نشان می‌دهد. زمانی که وسیله به موقعیت موردنظر رسید، کنترل کننده فازی زاویه θ_d را

جدول 3 مشخصات مدل وسیله

Table 3 Specification of the device model

متغیر	مقدار	واحد
I_x	0.009	kg m^2
I_y	0.009	kg m^2
I_z	0.016	kg m^2
I_r	0.1	kg m^2
m	1	kg
b	1.53×10^{-3}	kg m/rad^2
d	1.5×10^{-5}	kg m/rad^2
l	0.23	m

جدول 4 پارامترهای کنترل کننده مد لغزشی

Table 4 Sliding mode controller parameters

تلاش کنترلی	β	α	ρ	λ_2	λ_1
U_1	10	70	0.3	1	1
U_2	1	10	0.9	0.5	15
U_3	1	10	0.9	0.5	15
U_4	0.01	0.1	0.9	10	1000

$$\delta = -\beta \int \text{sign}(s) dt$$

با اعمال تغییر متغیر (16) در معادله (15) معادله فضای حالت زیر قابل حصول است.

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= \delta - \alpha|\xi|^{\rho} \text{sign}(\xi) \\ \dot{\delta} &= -\beta \text{sign}(\xi) \end{aligned} \quad (17)$$

برای بررسی پایداری سیستم بدون کنترل کننده فازی و اثبات همگرایی متغیرهای حالت به سمت صفر، تابع لیاپانوف زیر را کاندید می‌کنیم.

$$V = \beta \int_0^{\xi} \text{sign}(\tau) d\tau + \frac{1}{2} \delta^2 > 0 \quad (18)$$

با مشتق‌گیری از رابطه فوق و اعمال رابطه (17) رابطه زیر قابل حصول است.

$$\dot{V} = \beta \xi \text{sign}(\xi) + \delta \dot{\delta} = -\alpha|\xi|^{\rho} \leq 0 \quad (19)$$

با عنایت به قضیه لاسال رابطه زیر قابل استخراج است.

$$\delta = -\beta \int \text{sign}(s) dt = 0 \Rightarrow \int \text{sign}(s) dt = 0 \quad (20)$$

پس می‌توان نتیجه گرفت $\dot{s} = 0$ می‌شود و اثبات قضیه به پایان می‌رسد.

برای بررسی پایداری کنترل کننده فازی هیبرید مد لغزشی، فرض زیر را در نظر می‌گیریم:

فرض 1: توابع عضویت سیستم فازی به‌گونه‌ای انتخاب می‌شود که رابطه ورودی و خروجی سیستم فازی که با $\psi(e)$ مشخص می‌شود، در رابطه (21) صدق کند.

$$\|\psi(e)\| \leq \beta \|e\| \quad (21)$$

قضیه 2: با توجه به قضیه 1 واضح است که حلقه داخلی حول نقطه تعادل سیستم پایدار مجانبی می‌باشد. اگر سیستم فازی فرض 1 را ارضا کند، سیستم کلی حلقه بسته به ازای $\beta < 1$ پایدار مجانبی می‌باشد.

اثبات: با توجه به این‌که نقطه تعادل سیستم داخلی با معادله پایداری مجانبی $\dot{x} = f(x) + u$ و تابع لیاپانوف $V(x)$ می‌باشد، بنابراین شرایط زیر در خصوص تابع لیاپانوف صادق است.

$$\begin{aligned} V(x) &= \text{مثبت معین} \\ \dot{V}(x) &\leq -\alpha \|x\|^2 < 0 \\ \left\| \frac{\partial V}{\partial x} \right\| &\leq \gamma \|x\| \end{aligned} \quad (22)$$

با توجه به "شکل 3" و معادلات سیستم، دینامیک سیستم حلقه بسته به صورت رابطه (23) خواهد بود.

$$\dot{x} = f(x) + \psi(e) \quad (23)$$

با توجه به تعریف خطای ردیابی، رابطه (23) به صورت رابطه (24) قابل بیان است.

$$\dot{x} = f(x) + \psi(x - x_d) \quad (24)$$

برای بررسی پایداری سیستم فوق از تابع لیاپانوف $V(x)$ به شکل رابطه (25) مشتق می‌گیریم.

$$\dot{V}(x) = \frac{\partial V}{\partial x} f(x) + \frac{\partial V}{\partial x} \psi(e) \quad (25)$$

با توجه به نامساوی (21) و (22)، رابطه (25) به صورت رابطه (26) قابل بیان است.

$$\dot{V}(x) \leq -\alpha \|x\|^2 + \left\| \frac{\partial V}{\partial x} \right\| \beta \|e\| \quad (26)$$

با توجه به تعریف خطای ردیابی خواهیم داشت:

$$\dot{V}(x) \leq -\alpha \|x\|^2 + \beta \gamma \|x\| (\|x\| + \|x_d\|) \quad (27)$$

با توجه به محدود بودن مقدار مرجع، رابطه (27) به صورت رابطه (28) قابل بیان است.

$$\dot{V}(x) \leq -\alpha \|x\|^2 + \beta \gamma \|x\|^2 + \beta \gamma \|x\| \|x_d\| + \theta \|x\|^2 \quad (28)$$

رابطه (28) با فرض $0 < \theta < 1$ به صورت رابطه (29) بیان می‌شود.

$$\dot{V}(x) \leq -(\alpha - \theta - \beta \gamma) \|x\|^2 + \|x\| (\beta \gamma \|x_d\| - \theta \|x\|) \quad (29)$$

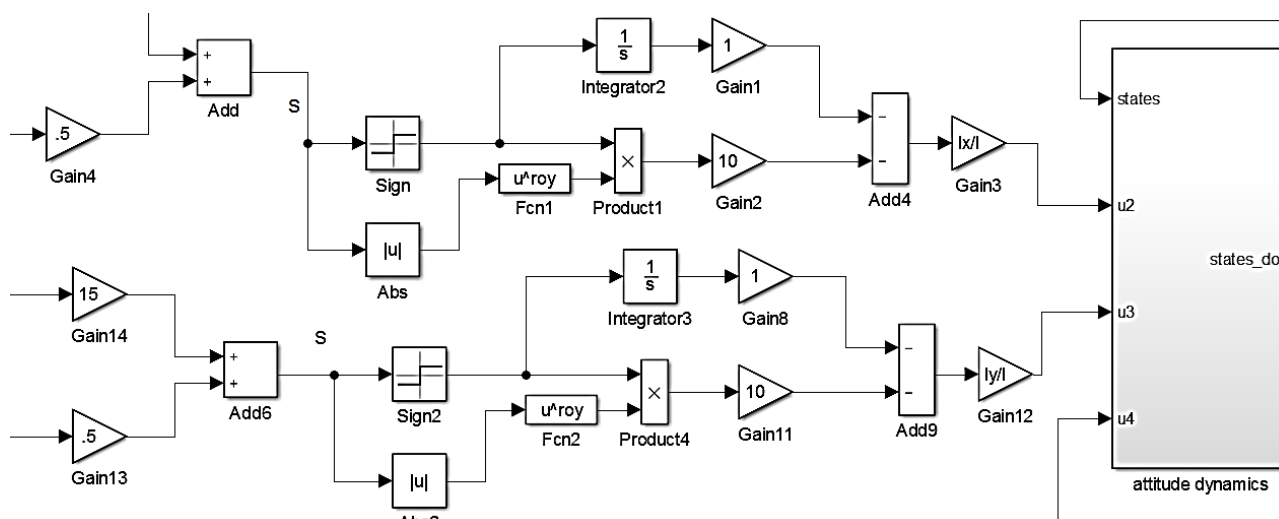


Fig. 4 Simulink environment view for hybrid super-twisting sliding mode control

شکل 4 نمای محیط فایل سیمولینک مربوط به کنترل هیبرید مد لغزشی فرایچه

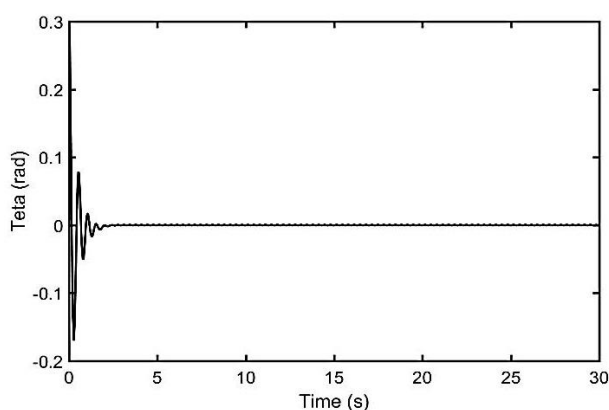


Fig. 7 Theta angle based on classic sliding mode controller

شکل 7 زاویه theta براساس کنترل کننده مد لغزشی کلاسیک

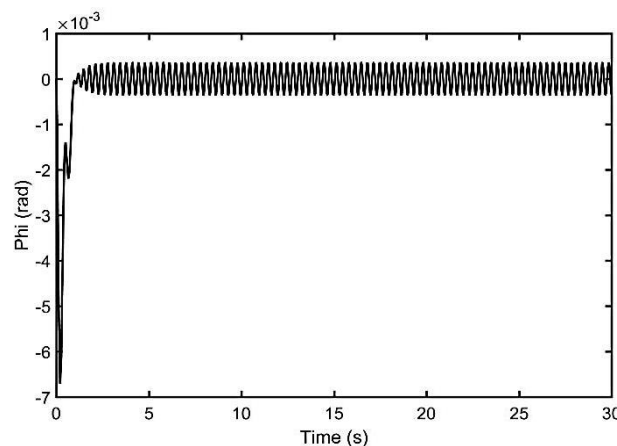


Fig. 5 Phi angle based on classic sliding mode controller

شکل 5 زاویه phi براساس کنترل کننده مد لغزشی کلاسیک

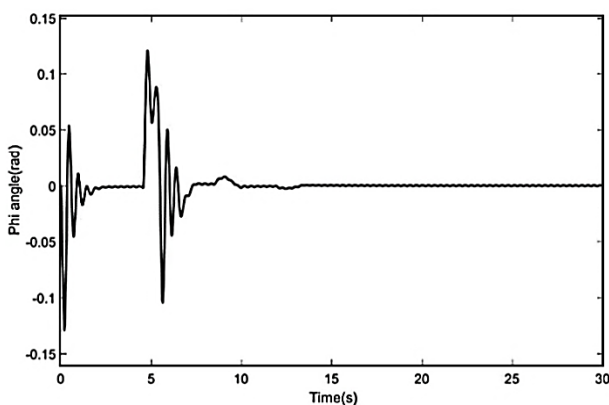


Fig. 8 Figure of the roll angle changes until the vehicle reaches the destination

شکل 8 نمودار تغییرات زاویه رول تا رسیدن وسیله به مقصد

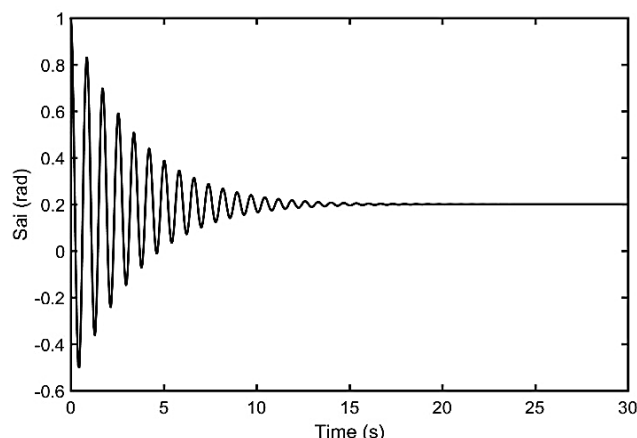


Fig. 6 Sai angle based on classic sliding mode controller

شکل 6 زاویه sai براساس کنترل کننده مد لغزشی کلاسیک

"شکل 10" نمودار تغییرات زاویه یاب و وسیله را تا رسیدن به زاویه مورد نظر ($\psi_d = 0.2 \text{ rad}$) نشان می دهد. این زاویه توسط کنترل کننده حلقه داخلی یا همان کنترل کننده مد لغزشی فرایچه کنترل می شود. همان طور که دیده می شود، کنترل کننده کمی در کنترل زاویه یاب و وسیله عمل کرده و نوسان نسبتاً زیادی تولید می کند.

صفر می کند تا وسیله در همان جا بماند. زاویه وسیله نسبت به افق برحسب فاصله از هدف و سرعت وسیله تغییر می کند، به طوری که بتواند وسیله را با کمترین خطا به مقصد برساند.

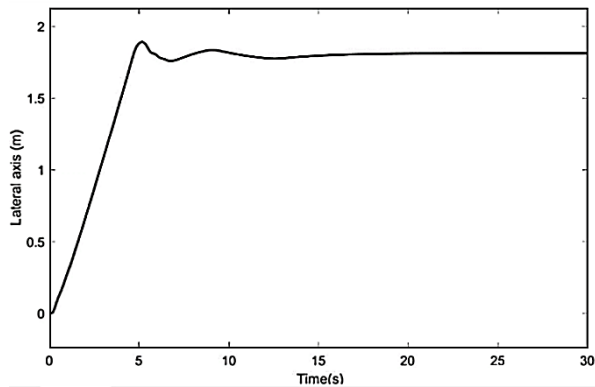


Fig. 12 Figure of the distance changes in the direction of the lateral axis until the vehicle reaches the destination

شکل 12 نمودار تغییرات فاصله در جهت محور عرضی تا رسیدن به مقصد

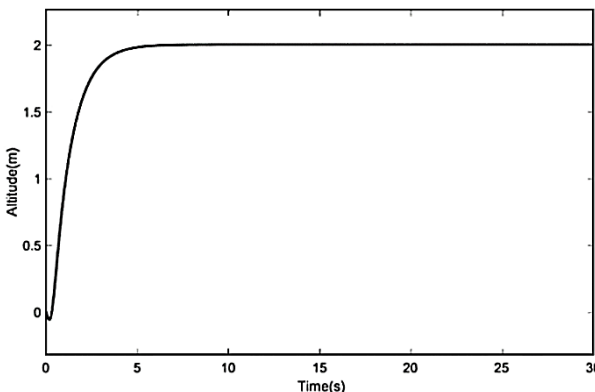


Fig. 13 Figure shows how the device moves in the direction of the Z axis until it reaches the final condition

شکل 13 نمودار چگونگی حرکت وسیله در جهت محور Z تا رسیدن به مقصد

"شکل 12" نمودار تغییرات موقعیت وسیله را در جهت محور عرضی نسبت به هدف ($y_d = 1.8m$) نشان می‌دهد. ورودی کنترل کننده فازی، خطای موقعیت و مشتق خطا می‌باشد. با صفر شدن زاویه رول، وسیله دیگر نمی‌تواند حرکت کرده و همان جا باقی می‌ماند.

"شکل 13" نمودار چگونگی تغییرات ارتفاع وسیله می‌باشد. این متغیر توسط کنترل کننده مد لغزشی فراپیش کنترل می‌شود. همان طور که در نمودار فوق مشاهده می‌شود، در ابتدا یک مقدار فروجهش داشته و بعد از آن شروع به حرکت به سمت هدف ($z_d = 2m$) می‌کند. همچنین مشاهده می‌گردد که کنترل کننده مد لغزشی، وسیله را به ارتفاع موردنظر بدون نوسان می‌رساند.

آشکار است که میزان نوسانات ناخواسته در این نوع کنترل کننده باعث استهلاک عملگرها و تحریک مدهایی از سیستم که مدل سازی نشده‌اند، می‌شود. با عنایت به این موضوع، بهترین راه برای حل مشکل نوسانات ناخواسته استفاده از کنترل مد لغزشی فراپیش فازی می‌باشد که با توجه به نتایج شبیه سازی واضح است که در این راستا عملکرد کنترل مد لغزشی فراپیش فازی بهتر می‌باشد.

با توجه به اعمال کنترل کننده مد لغزشی فازی هیبرید به سیستم مربوطه، ورودی‌های کنترلی سیستم به شکل زیر قابل بیان است.

با توجه به "شکل های 14-16" ورودی کنترلی محدود بوده و پایداری سیستم حلقه بسته پایدار می‌گردد. سرعت های زاویه ای این سیستم در "شکل های 17-19" قابل مشاهده است.

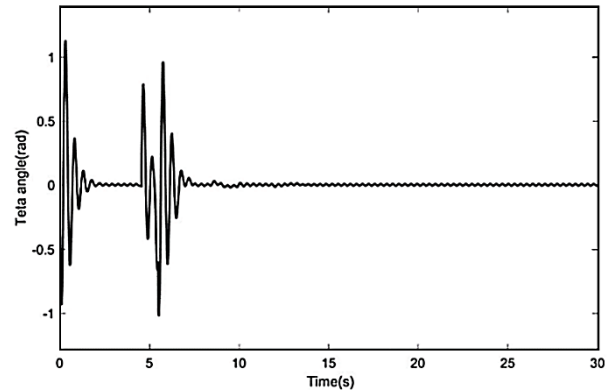


Fig. 9 Figure of the pitch angle changes until the vehicle reaches the destination

شکل 9 نمودار تغییرات زاویه پیچ تا رسیدن وسیله به مقصد

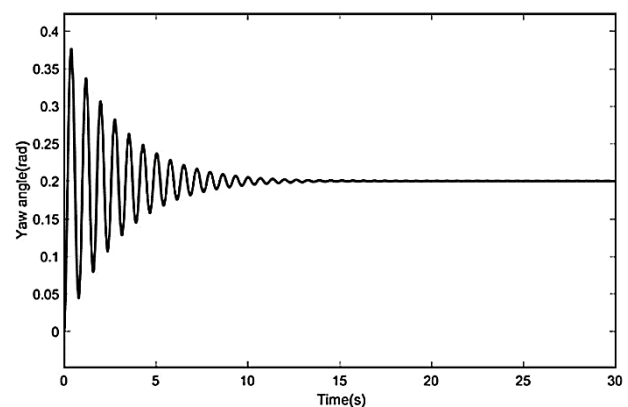


Fig. 10 Figure of the yaw angle changes until the vehicle reaches the destination

شکل 10 نمودار تغییرات زاویه یاو تا رسیدن وسیله به مقصد

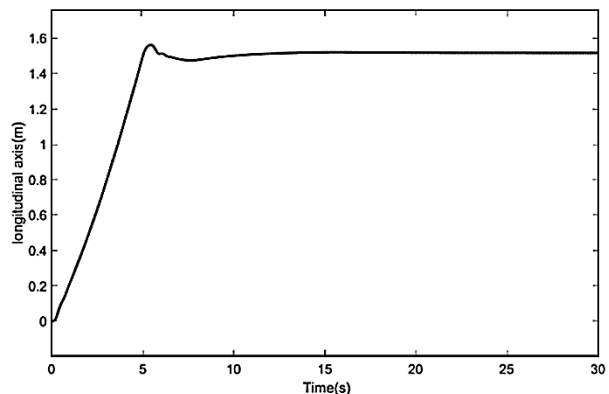


Fig. 11 Figure shows how the device moves in the direction of the longitudinal axis until it reaches the final condition

شکل 11 نمودار چگونگی حرکت وسیله در جهت محور طولی تا رسیدن به وضعیت نهایی

"شکل 11" نمودار تغییرات موقعیت وسیله تا رسیدن به فاصله طولی موردنظر ($x_d = 1.5m$) را نشان می‌دهد. همان طور که دیده می‌شود، کنترل کننده فازی به خوبی وسیله را به موقعیت هدف رسانده و عملکرد مناسبی را به نمایش گذاشته است. ورودی کنترل کننده فازی خطای موقعیت و مشتق خطا می‌باشد.

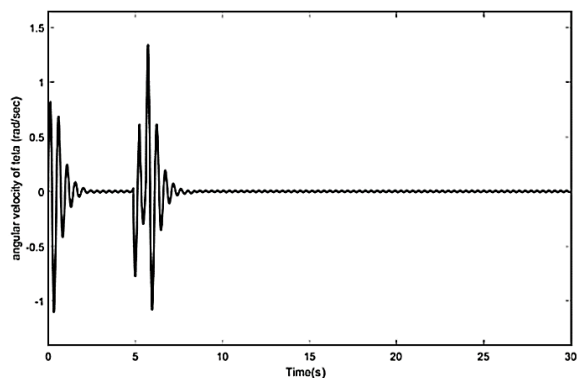


Fig. 18 Angular velocity of theta angle

شکل 18 سرعت زاویه‌ای مربوط به زاویه Theta

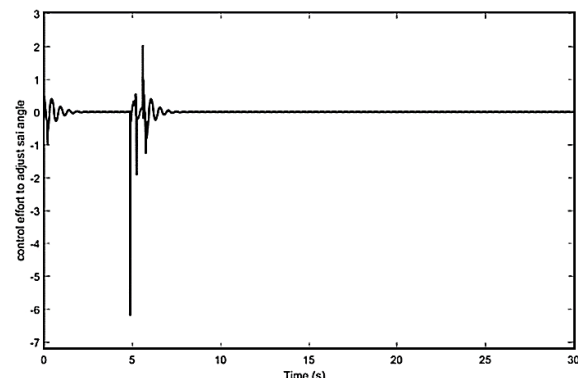


Fig. 14 Control effort to adjust sai angle

شکل 14 تلاش کنترلی مربوط به زاویه sai

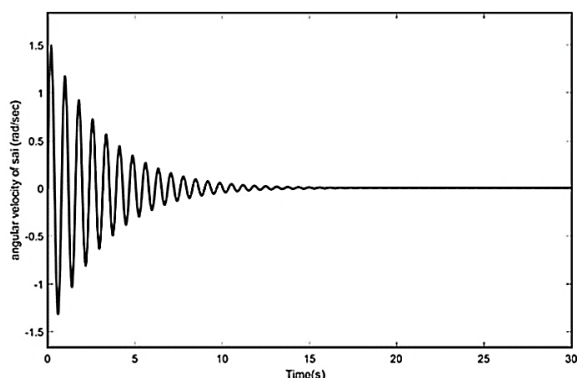


Fig. 19 Angular velocity of sai angle

شکل 19 سرعت زاویه‌ای مربوط به زاویه sai

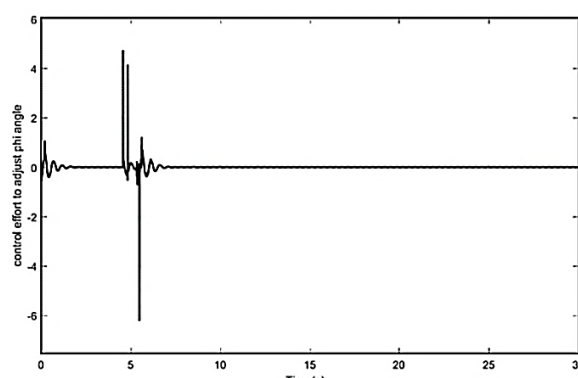


Fig. 15 Control effort to adjust phi angle

شکل 15 تلاش کنترلی مربوط به زاویه phi

در انتها، عملکرد کنترل کننده پیشنهادی به ازای یک ورودی مرجع متغیر با زمان بررسی شده است که نتایج آن در نمودارهای "اشکال 20، 21" مشاهده می‌گردد. این نمودارها مربوط به مسیرهای متغیر با زمان می‌باشند که در آن‌ها مسیر مطلوب و خطای ردیابی به ازای مقدار مطلوب $z = t$ آمده است. با عنایت به خطای ردیابی واضح است که کوادروتور به خوبی مسیر متغیر با زمان را دنبال می‌کند.

6- نتیجه گیری

در این مقاله یک کنترل کننده غیرخطی هیبرید فازی-مد لغزشی فرایپیش برای کنترل یک کوادروتور نمونه طراحی شده و از یک کنترل کننده فازی در

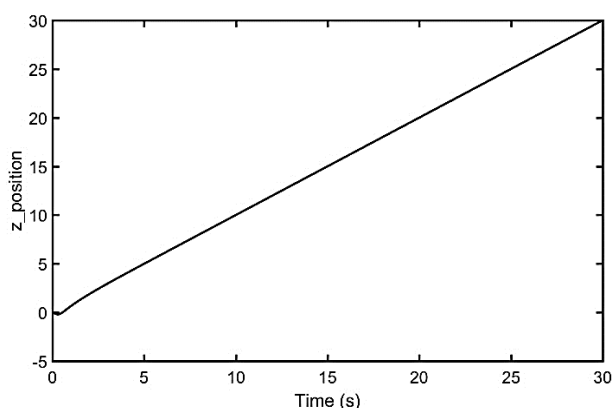


Fig. 20 The quadrotor position in z-direction for reference value $z = t$
شکل 20 خروجی موقعیت کوادروتور در راستای z به ازای مقدار مرجع $z = t$

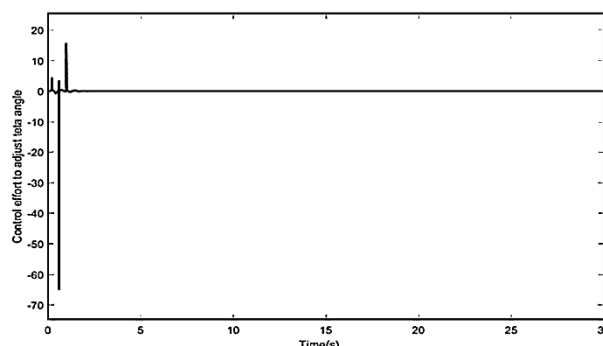


Fig. 16 Control effort to adjust theta angle

شکل 16 تلاش کنترلی مربوط به زاویه Theta

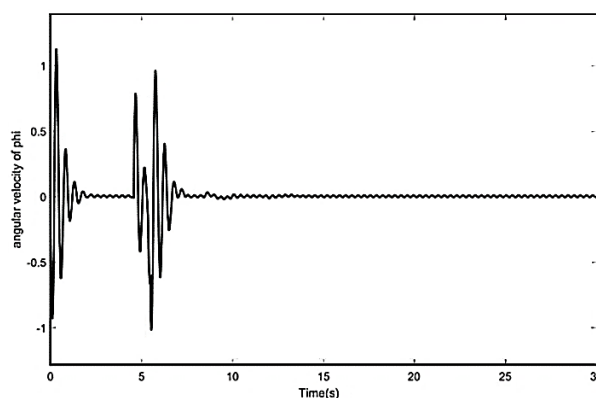


Fig. 17 Angular velocity of phi angle

شکل 17 سرعت زاویه‌ای مربوط به زاویه Phi

7- مراجع

- [1] A. Tayebi, S. McGilvray, Attitude stabilization of a VTOL quadrotor aircraft, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 14, No. 3, pp. 562-571, 2006.
- [2] S. Bouabdallah, R. Siegwart, Full control of a quadrotor, *Proceedings of The International Conference on Intelligent Robots and Systems*, San Diego, USA, Oct 29-Nov 2, 2007.
- [3] E. H. Zheng, J. J. Xiong, J. L. Luo, Second order sliding mode control for a quadrotor UAV, *ISA Transactions*, Vol. 53, No. 4, pp. 1350-1356, 2014.
- [4] S. Bouabdallah, *Design and Control of Quadrotors with Application to Autonomous Flying*, PhD Thesis, EPFL, Lausanne, 2007.
- [5] F. Fakurian, M. B. Menhaj, A. Mohammadi, Design of a fuzzy controller by minimum controlling inputs for a quadrotor, *Proceedings of The 2th International Conference on Robotics and Mechatronics*, Tehran, Iran, October 15-17, 2014.
- [6] Z. Fang, Z. Zhi, L. Jun, W. Jian, Feedback linearization and continuous sliding mode control for a quadrotor UAV, *Proceedings of The 27th Conference on Chinese Control*, Kunming, China, July 16-18, 2008.
- [7] E. Zheng, J. Xiong, Quad-rotor unmanned helicopter control via novel robust terminal sliding mode controller and under-actuated system sliding mode controller, *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, Vol. 125, No. 12, pp. 2817-2825, 2014.
- [8] J. J. Xiong, E. H. Zheng, Optimal kalman filter for state estimation of a quadrotor UAV, *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, Vol. 126, No. 21, pp. 2862-2868, 2015.
- [9] I. Sonnevend, *Analysis and Model Based Control of a Quadrotor Helicopter*, BSc Thesis, Pazmany Peter Catholic University, Budapest, 2010.
- [10] M. Kamali, M. Farhadi, J. Askari, Fractional order sliding mode controller design for quadrotor system, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 17, No. 5, pp. 287-294, 2017. (in Persian)
- [11] M. Doakhan, M. Kabganian, R. Nadafi, A. K. Eigoli, Trajectory tracking of a quadrotor for obstacle avoidance using super-twisting sliding mode controller and observer, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 17, No. 8, pp. 333-342, 2017. (in Persian)
- [12] M. Chen, M. Huzmezan, A combined MPBC/2DOF H_∞ controller for a quadrotor UAV, *Proceedings of The Conference on AIAA Guidance, Navigation and Control*, Texas, USA, August 11-14, 2003.
- [13] E. N. Johnson, *UAV research at Georgia Institute of Technology*, Accessed on December 2006; <http://www.ae.gatech.edu>.
- [14] J. S. Jang, *Nonlinear Control Using Discrete-Time Dynamic Inversion Under Input Saturation Theory and Experiment on Stanford Dragen Fly UAVs*, PhD Thesis, Stanford University, Stanford, 2003.
- [15] E. Altug, *Vision Based Control of Unmanned Aerial Vehicles with Applications to an Autonomous Four Rotor Helicopter, Quadrotor*, PhD Thesis, University of Pennsylvania, Philadelphia, 2003.
- [16] M. Rahmani, A. Ghanbari, M. M. Etefagh, Robust adaptive control of a bio-inspired robot manipulator using bat algorithm, *Expert Systems with Applications*, Vol. 56, No. 14, pp. 164-176, 2016.
- [17] M. Rahmani, A. Ghanbari, M. M. Etefagh, Hybrid neural network fraction integral terminal sliding mode control of an Inchworm robot manipulator, *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 80, No. 10, pp. 117-136, 2016.
- [18] M. Rahmani, A. Ghanbari, M. M. Etefagh, A novel adaptive neural network integral sliding-mode control of a biped robot using bat algorithm, *Journal of Vibration and Control*, doi/1077546316676734, 2016.
- [19] S. Bouabdallah, P. Murrieri, R. Siegwart, Design and control of indoor micro quadrotor, *Proceedings of The IEEE International Conference on Robotics and Automation*, New Orleans, USA, April 26-May 1, 2004.

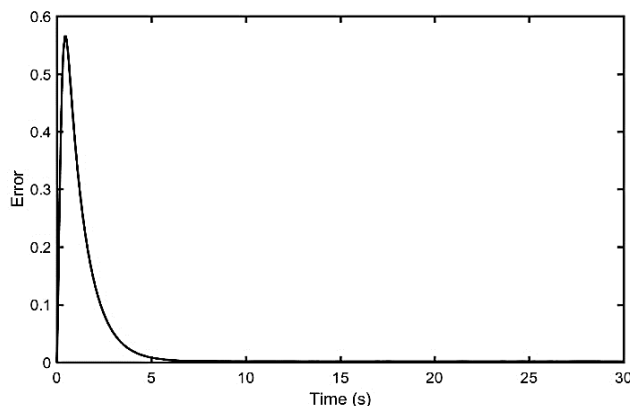


Fig. 21 tracking error along z axis

شکل 21 خطای ردیابی در راستای محور z

حلقه بیرونی و یک کنترل کننده مد لغزشی فرایپیش در حلقه داخلی استفاده شده است. همان طور که مشاهده شد، در استفاده از منطق فازی برای طراحی کنترل کننده نیازی به استفاده از دینامیک سیستم نیست و تجربیات فرد خبره در این مورد کارساز است. همچنین برای طراحی کنترل کننده مد لغزشی نیازی به دانستن تمام جزئیات دینامیک سیستم نیست. در نتیجه بعد از طراحی کنترل کننده هیبریدی، در محیط سیمولینک اجرا شده و نتایج شبیه سازی شد. با مشاهده نتایج به دست آمده آن هایی که بیش از همه مورد علاقه است، "شکل های 7 و 8" است که بیان کننده عملکرد کنترل کننده هیبریدی برای کنترل حرکت وسیله تا رسیدن به مقصد است. زیرا این دو نمودار خروجی ناشی از ترکیب دو کنترل کننده است و مشاهده می گردد که کنترل کننده فازی با تنظیم زاویه های پیچ و رول بر حسب فاصله وسیله از هدف، بهترین زاویه مرجع را برای کنترل کننده مد لغزشی فراهم می کند و کنترل کننده مد لغزشی نیز به نحو شایسته فرمان داده شده را اجرا می کند. پس می توان گفت که یک کنترل کننده مناسب برای وسیله کوادروتور طراحی شده است. در ضمن با مقایسه کنترل کننده مد لغزشی کلاسیک با کنترل کننده پیشنهادی، واضح است که مقدار نیروی کنترلی و مقدار چترینگ کاهش یافته و عملکرد مطلوب تری به دست آمده است. همچنین مشاهده گردید که به ازای مقادیر مرجع متغیر با زمان، کنترل کننده عملکرد مناسبی را از خود نشان داد.