



Real-Time Fault Tolerant Attitude Stabilization Control of a Quadrotor in the Presence of Actuator Fault

ARTICLE INFO

Article Type

Original Research

Authors

Asharioun H.^{1*},
Jahanshahifar M.¹,
Davoodi E.²,
Mazare M.²,

How to cite this article

Asharioun H, Jahanshahifar M, Davoodi E, Mazare M. Real-Time Fault Tolerant Attitude Stabilization Control of a Quadrotor in the Presence of Actuator Fault. Modares Mechanical Engineering. 2023; 23(07):435-448.

¹ School of Electrical Engineering, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran.

² Mechanical Engineering Department, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran.

*Correspondence

Address: Shahid Beheshti University, School of Electrical Engineering, Tehran, Iran.

asharioun@sbu.ac.ir

Article History

Received: January 10, 2023

Accepted: April 01, 2023

ePublished: August 16, 2023

ABSTRACT

In this paper, a finite-time fault tolerant controller based on sliding mode algorithm, as a robust control method, is presented to control the attitude stabilization of the quadrotor system in the presence of actuator fault and uncertainty. The controller is designed based on the nonlinear model of a quadrotor and its stability analysis is performed according to the Lyapunov stability theorem. Also, regarding some weaknesses of MEMS sensors such as partly high noise and bias error, an extended Kalman filter is designed and implemented in order to merge sensors data and reduce the noise effect on the outputs. To validate the controller performance, the experimental tests is implemented on a full-scale quadrotor in real-time. The evaluation of the designed strategy is carried out in different scenarios, no fault in the actuators and a partial loss of effectiveness of an actuator as well as uncertainty in the quadrotor parameters. The experimental results reveal the superiority of the sliding mode tolerant strategy over feedback linearization in the presence of various faults and uncertainty effects.

Keywords Quadrotor, Attitude Stabilization, Fault Tolerant Control, Sliding Mode Control, Extended Kalman Filter

CITATION LINKS

1- Super twisting control algorithm for the attitude tracking of a four rotors UAV. 2- Dynamic modeling, simulation and control ... 3- Updating LQR control for full dynamic of a quadrotor. 4- PID and LQR trajectory tracking control for an unmanned quadrotor helicopter... 5- Talole SE. Robust control of quadrotor using uncertainty and disturbance estimation. 6- Parameter adaptive control for a quadrotor with a suspended ... 7- Backstepping-based adaptive control of a quadrotor UAV ... 8- Nonsingular terminal sliding mode control for a quadrotor ... 9- Attitude regulation for unmanned quadrotors using adaptive fuzzy gain-scheduling sliding mode control. 10- Type-2 fuzzy logic controllers made even simpler: ... 11- Design of fuzzy-PID controller ... 12- Chattering-free sliding mode altitude control for ... 13- Sliding mode control for altitude and attitude stabilization ... 14- Anti-disturbance control for quadrotor UAV manipulator 15- Real-time altitude control for a quadrotor helicopter using a 16- MIMO adaptive high-order sliding mode control ... 17- Quadrotor attitude control based on fuzzy sliding mode control theory. 18- Quadrotor UAV position and altitude tracking using an ... 19- A boundary layer sliding mode control design for chatter reduction ... 20- Least square based sliding mode control for a quad-rotor helicopter 21- Fault tolerant control of a quadrotor UAV ... 22- A system for the design and development of ... 23- Active fault-tolerant control for a quadrotor helicopter ... 24- Design and control of quadrotors with application to autonomous flying. 25- Modelling, identification and control of a quadrotor helicopter. 26- A survey of modelling and identification of quadrotor robot. 27- Dynamic modeling and control of a quadrotor using nonlinear approaches based on MEMS sensors' experimental data. 28- Quadrotor Dynamics and Control. 29- Nonlinear Systems. 30- Solving the UAV localization problem using a smooth variable Structure filtering.

کنترل پایدارساز زاویه‌ای تحمل‌پذیر عیب بلادرنگ کوادروتور در حضور عیب عملگر

هادی اشعریون^{۱*}، محمد جهانشاهی‌فر^۱، احسان داودی^۲، محمود مزارع^۲

^۱ مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران

^۲ مهندسی مکانیک، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران

چکیده

در این مقاله، کنترل تحمل‌پذیر عیب زمان محدود بر مبنای الگوریتم مد لغزشی به عنوان یک روش کنترلی مقاوم برای کنترل پایدارساز زاویه‌ای سیستم کوادروتور در حضور عیب عملگر و عدم قطعیت ارائه شده است. کنترل‌کننده بر مبنای مدل غیرخطی کوادروتور طراحی شده و تحلیل پایداری آن بر مبنای تئوری لیاپانوف انجام گرفته است. همچنین با توجه به برخی نقاط ضعف سنسورهای ممز مانند نویزپذیری نسبتاً بالا و خطای بایوس، به منظور ترکیب داده‌های سنسورها و کاهش اثرات نویز و خطا روی داده‌های خروجی، فیلتر کالمن توسعه‌یافته طراحی و پیاده‌سازی شد. به منظور اعتبارسنجی عملکرد کنترل‌کننده، آزمایش‌های عملی بر روی یک نمونه آزمایشگاهی مقیاس کامل کوادروتور به صورت بلادرنگ پیاده‌سازی شد. ارزیابی عملکرد استراتژی طراحی شده در سناریوهای مختلفی از قبیل تست در حالت بدون عیب عملگر، با وجود عیب جزئی در عملگر و عدم قطعیت در پارامترهای کوادروتور انجام شده است. نتایج آزمایشگاهی حاکی از برتری استراتژی تحمل‌پذیر مد لغزشی نسبت به خطی‌سازی پسخورد در حضور عیب‌های مختلف و اثرات عدم قطعیت می‌باشند. **کلیدواژه‌ها:** کوادروتور، پایدارساز زاویه‌ای، کنترل تحمل‌پذیر عیب، الگوریتم مد لغزشی، فیلتر کالمن

تاریخ دریافت: ۱۴۰۱/۱۰/۲۰

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۲/۰۲/۱۱

*نویسنده مسئول: asharioun@sbu.ac.ir

۱- مقدمه

کوادروتورها یکی از انواع وسایل نقلیه هوایی هستند که به دلیل ساختار و نوع آنها در کاربردهای مختلفی از قبیل عملیات نجات، نظارت، بازرسی، نقشه برداری و فیلمبرداری هوایی مورد استفاده قرار می‌گیرند^[۱]. این پرنده بدون سرنشین دارای شش درجه آزادی بوده که قابلیت پرواز عمودی و انجام مانورهای پیچیده را برای آن میسر می‌سازد. دارا بودن چهار ملخ در گوشه‌های ساختار صلیبی آن، این امکان را فراهم می‌سازد که با تغییر سرعت ملخ‌ها حرکات و مانورهای مختلف را از خود به نمایش بگذارد. این پرنده عمود پرواز با توجه به قابلیت نشست و برخاست عمودی در دسته عمود پروازها قرار داشته و دارای مزایا و ویژگی‌هایی از قبیل ظرفیت حمل بار، سادگی ساختار وسیله، قابلیت مانورپذیری بالا، داشتن قیود کم در حرکت، هزینه کم تعمیر و نگهداری بوده که این ویژگی‌ها آنها را به گزینه‌ای جذاب در بسیاری کاربردها تبدیل کرده است. در مقابل، محدودیت برد و زمان پرواز، رفتار به شدت غیرخطی و مصرف انرژی بالا از اساسی‌ترین چالش‌های این نوع

پرنده بدون سرنشین بشمار می‌روند که مساله کنترل آنها را با پیچیدگی مواجه ساخته است.

در اوایل دهه نخست قرن بیست و یکم میلادی، توجه محققان حوزه دینامیک و کنترل به سیستم دینامیکی زیرتحرک (under actuated) کوادروتور جلب شد. با توجه به غیرخطی بودن مدل کوادروتور، انواع روش‌های کنترل خطی و رویکردهای کنترل غیرخطی مورد بررسی محققان قرار گرفت. در حوزه کنترل خطی روش‌های متنوعی برای کنترل کوادروتور بکار گرفته شد. به عنوان مثال، رضایی^[۲] روش تناسبی-انتگرالی-مشتقی (PID) معکوس را برای کنترل زوایای کوادروتور بکار گرفت. افهمی و همکاران^[۳] از روش رگولاتور درجه دوم خطی (LQR) برای کنترل کوادروتور استفاده کردند. اگرچه این روش برای سیستم‌های با دینامیک خطی، بهینه بوده و پایداری سیستم را تضمین می‌کند اما به کمک خطی‌سازی ژاکوبی قابلیت اعمال روی سیستم‌های غیرخطی را نیز دارا می‌باشد با این تفاوت که در این حالت کنترل‌کننده فاقد ویژگی بهینگی خواهد بود. همچنین، لیو و همکاران^[۴] با بررسی کنترل‌کننده رگولاتور درجه دوم خطی و کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی، به مقایسه عملکردی آنها در کنترل کوادروتور پرداختند که نتایج حکایت از برتری رگولاتور درجه دوم خطی داشت. لازم به ذکر است که کنترل‌کننده‌های فوق از مدل خطی‌سازی شده کوادروتور بهره گرفته‌اند که این کنترل‌کننده قادر به تضمین پایداری سیستم در تمام نقاط کاری نخواهد بود. در حوزه کنترل غیرخطی نیز رهیافت‌های کنترلی مختلف از قبیل کنترل مقاوم^[۵] کنترل تطبیقی^[۶] کنترل پسگام^[۷] کنترل مد لغزشی^[۸] و روش‌های ترکیبی^[۹] به منظور پایدارسازی زاویه‌ای کوادروتور پیشنهاد و بکار گرفته شده است.

با توجه به شرایط کاری کوادروتور و قرارگیری آن در معرض اغتشاشات خارجی و همچنین عدم قطعیت‌های موجود در سیستم، مقاوم بودن سیستم از اهمیت بالایی برخوردار است. اگرچه روش‌های خطی مانند تناسبی-انتگرالی-مشتقی در عین سادگی تا حدودی مقاوم هستند اما ثابت بودن بهره‌های کنترلی، میزان مقاومت آنها در مقابل عدم قطعیت و اغتشاش خارجی را محدود می‌کند. ترکیب روش‌های خطی با رویکردهای عصبی و فازی^[۱۰] برای تعیین ضرایب کنترلی بصورت تطبیقی نیز هرچند تا حدودی مقاومت سیستم را بالا می‌برد اما بار محاسباتی و پیچیدگی اجرا را افزایش می‌دهد. از میان روش‌های کنترل غیرخطی مقاوم، روش مد لغزشی با توجه به ویژگی‌های ذاتی خود یک کاندید مناسب برای استفاده در سیستم‌هایی مانند کوادروتور می‌باشد. اصولاً رهیافت کنترلی مد لغزشی به دلیل وجود ترم ناپیوسته با زمان در ساختار خود قادر به مقابله با عدم قطعیت و اغتشاش است^[۱۱]. اما، این ترم کنترلی در قانون کنترلی مد لغزشی موجب پدیده چترینگ شده که در نهایت عملکرد موثر کنترل‌کننده مد لغزشی را تحت تاثیر قرار خواهد داد. به منظور غلبه بر این ایراد

نیز راهکارهای مختلفی پیشنهاد شده است. برای مثال در [۱۳] با جایگزین کردن تابع علامت با تابع اشباع شیب بالا، چترینگ حذف شده است هرچند سرعت همگرایی تا حدی کاهش یافته و نیاز به عملگرهای دقیق با سرعت پاسخ بالا است تا عملکرد کنترل کننده دچار اختلال نشود. بررسی این روش با اصلاحات و تغییراتی به منظور حفظ و ارتقا عملکرد تحت شرایط محیطی با اغتشاش بالا توسط محققان دیگری ادامه یافت [۱۴، ۱۵]. رویکرد دیگر استفاده از الگوریتم‌های مدل‌گزشی مرتبه بالا است که در چندین کار مورد بررسی قرار گرفته است. در یکی از کارهای شاخص انجام شده در این حوزه، هرناندز از مدل‌گزشی مرتبه دوم (که با نام *super twisting* شناخته می‌شود) برای کنترل کوادروتور در شرایط اغتشاشی بهره گرفت که نتایج نشان از عملکرد خوب کنترل کننده در کنار حذف پدیده چترینگ از ورودی‌های کنترلی داشت [۱۶] یا در کار دیگری، جیانگ یک الگوریتم مدل‌گزشی مرتبه بالای تطبیقی بهبود یافته را توسعه داد که علاوه بر حذف چترینگ، میزان مقاومت سیستم نسبت به ناپیچینی‌ها و اغتشاشات را تا حد قابل ملاحظه‌ای ارتقا می‌بخشید [۱۷]. در کنار این روش‌ها، ترکیب کنترل مدل‌گزشی با الگوریتم‌های فازی [۱۸، ۱۹]، بکارگیری مفهوم لایه مرزی [۲۰، ۱۹] نیز از دیگر رویکردهای مورد توجه در این حوزه می‌باشد.

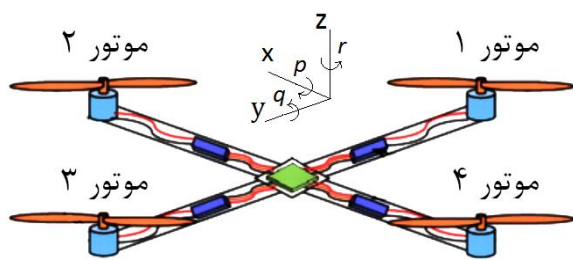
علاوه بر نیاز به کنترل کارآمد کوادروتور در حضور اغتشاشات و ناپیچینی‌ها، اطمینان‌پذیری از عملکرد مطلوب کوادروتور نیز بسیار حائز اهمیت است چرا که بروز عیب و رشد آن در یک زیرسیستم می‌تواند منجر به خرابی و توقف عملکرد کل سیستم شود. بنابراین، ساختار کنترلی باید بتواند به گونه‌ای عمل کند که تا حد امکان اثر این عیب را کمینه و یا با وجود عیب در زیرسیستم، از بروز اختلال در عملکرد سیستم کلی جلوگیری کند. رویکرد کنترل تحمل‌پذیر عیب (چه فعال و چه غیرفعال) به این دست چالش‌ها می‌پردازد. سیستم کنترل تحمل‌پذیر فعال عیب به اطلاعات عیب نیاز داشته و معمولاً در ساختار کنترلی خود دارای سیستم تشخیص عیب بوده در حالیکه سیستم کنترل تحمل‌پذیر عیب غیرفعال به دانش قبلی در رابطه با عیب نیازی ندارد و از یک ساختار کنترلی ثابت (مقاوم) برای مقابله با اثرات عیب استفاده می‌کند. از کارهای شاخص در حوزه کنترل تحمل‌پذیر عیب برای کوادروتورها می‌توان به [۲۱] اشاره کرد که در آن ابتدا حضور عیب بوسیله یک تخمین‌گر وضعیت شناسایی شده و سپس ساختار کنترلی بر اساس عیب بازآرایی می‌شود. کنترل کننده پیشنهادی در وضعیت بدون عیب نیز قادر به حذف اغتشاش است. در کار دیگری، مرهب یک کنترل کننده تحمل‌پذیر فعال عیب مبتنی بر مشاهده‌گر و کنترل کننده قابل پیکربندی مجدد مدل‌گزشی را پیشنهاد کرد. مشاهده‌گر مدل‌گزشی مقدار عیب در یکی از موتورهای کوادروتور را بصورت برخط تخمین می‌زند سپس اطلاعات عیب تخمین زده شده برای بروزرسانی پیکربندی کنترل کننده مدل‌گزشی استفاده می‌شود [۲۲]. وانگ نیز در [۲۳] یک استراتژی کنترل تحمل‌پذیر عیب

فعال برای کوادروتور در برابر خطاهای عملگرها و عدم قطعیت‌های مدل پیشنهاد کرد در حالی که خطای تخمین عیب را به صراحت در کنترل مد لغزشی تطبیقی و شبکه‌های عصبی بازگشتی آن در نظر می‌گیرد. کنترل کننده مدل‌گزشی تطبیقی عملکرد مناسب سیستم در حضور ناپیچینی‌های مدل را بدون تحریک چترینگ تضمین می‌کند. با توجه به این واقعیت که تخمین عیب مبتنی بر مدل ممکن است نتواند بزرگی عیب در حضور ناپیچینی‌های مدل را به درستی تخمین بزند با استفاده از یک تخمین‌گر عیب مبتنی بر شبکه عصبی بازگشتی این مشکل مرتفع می‌شود.

اگرچه روش‌های غیرخطی مقاوم مثل مد لغزشی در حوزه تحمل‌پذیری عیب با مشکلات و چالش‌های روبرو هستند اما با ترکیب آن‌ها با سایر استراتژی‌ها مانند فازی، تطبیقی، شبکه عصبی و غیره می‌توان تا حد قابل ملاحظه‌ای بر این موارد فائق آمد، اما به موازات بهبود عملکردی کنترل کننده‌های ترکیبی به دلایلی چون پیچیدگی و حجم محاسبات قانون کنترلی، نیازمندی به مدل سیستم و غیره، پیاده‌سازی عملی کنترل کننده در اغلب تحقیقات انجام شده میسر نشده و کارایی آن مورد ارزیابی واقعی قرار نگرفته است.

هدف از این پژوهش، کنترل وضعیت زاویه‌ای کوادروتور با وجود عیب جزئی در عملگر است. بر همین اساس در این مقاله یک کنترل کننده مدل‌گزشی تحمل‌پذیر عیب با حجم محاسبات کاهش یافته که قابلیت استفاده بصورت بلادرنگ در حضور عیب عملگر و ناپیچینی را دارد، ارائه می‌شود. عملکرد کنترل کننده طراحی شده بصورت واقعی بر روی یک نمونه مقیاس کامل کوادروتور ارزیابی می‌شود. این در حالیست که علیرغم گستردگی کارهای انجام شده در این حوزه، پیاده‌سازی عملی آن‌ها در یک مدل مقیاس کامل و بصورت بلادرنگ به ندرت انجام شده است. در کارهای مشابه قبلی، یا بر بعد تئوری کار تمرکز شده و بعد عملی نادیده گرفته شده و یا تست‌های عملی برای ارزیابی عملکرد کنترل کننده تحت شرایط محیطی عیب و ناپیچینی خاصی انجام شده است. لازم بذکر است از آنجاییکه کوادروتور برای حفظ پایداری نیاز به تخمین زوایا و سرعت‌های زاویه‌ای خود دارد بنابراین عملکرد سنسورها و تاثیر اغتشاشات مختلف روی تخمین حالت‌ها می‌تواند در خروجی پایداری کننده‌ها و کنترل کننده‌ها تاثیر بسزایی داشته باشد. در کارهای مشابه قبلی، کمتر در رابطه با سنسورها و تخمین وضعیت سیستم و چگونگی کاهش خطای آن بحث شده است. اصولاً در کارهای گذشته، الگوریتم کنترلی مهمترین بخش بوده و کارهای عملی انجام گرفته نیز صرفاً با هدف ارزیابی عملکرد کنترل کننده در پایداری سیستم و بهترکردن نتایج آن مورد توجه قرار گرفته است. با این حال، در کار جاری به سبب استفاده از سنسورهای شتاب‌سنج و سرعت زاویه‌ای (ریت جایرو) ممز که نویزپذیری بالایی داشته و خروجی آن‌ها متاثر از اغتشاش خواهد بود، به منظور کاهش خطای وضعیت سیستم از الگوریتم فیلتر کالمن

منبع	اثر
چرخش و فلیپینگ ملخ‌ها	اثرات آیرودینامیکی
تغییر در سرعت چرخش ملخ‌ها	گشتاور اینرسی
موقعیت مرکز جرم	اثر گرانش
تغییر در جهت جسم صلب	اثرات ژيروسکوپی
تغییر در جهت صفحه ملخ	اصطکاک
حرکت کوادروتور	



شکل ۱) شماتیکی از سیستم کوادروتور و ترتیب جایگیری موتورها.

ماتریس ممان اینرسی I (نیوتن متر مجذور ثانیه) را در حالتی که معادلات در دستگاه بدنی (متصل به جسم) نوشته می‌شوند و مرکز فریم متصل به جسم بر مرکز جرم آن منطبق باشد، بصورت رابطه (۱) نشان داد [۲۶]:

$$m\left(\frac{\partial V^B}{\partial t}\right) + W \times V^B = F^B \quad (1)$$

$$I\dot{W} + W \times (IW) = \tau^B$$

که در آن V^B و $\dot{V}^B$ به ترتیب معرف بردار شتاب و سرعت خطی کوادروتور و W^B و $\dot{W}^B$ به ترتیب نشانگر بردار شتاب و سرعت زاویه‌ای کوادروتور در فریم بدنی B می باشد. علاوه بر این، F^B [N] و τ^B [N m] به ترتیب بردار نیرویی و بردار گشتاور زاویه ای کوادروتور در فریم B می باشند. فرم مبسوط رابطه (۱) بصورت رابطه (۲) می‌باشد:

$$\begin{aligned} m[\dot{u} - vr + wq] &= \sum F_x \\ m[\dot{v} - wp + ur] &= \sum F_y \\ m[\dot{w} - uq + vp] &= \sum F_z \\ I_{xx}\dot{p} + (I_{zz} - I_{yy})qr &= \sum M_x \\ I_{yy}\dot{q} + (I_{xx} - I_{zz})rp &= \sum M_y \\ I_{zz}\dot{r} + (I_{yy} - I_{xx})pq &= \sum M_z \end{aligned} \quad (2)$$

معادله (۲) کلی و عام است و برای همه اجسام صلب که فرضیه‌های قبلی را ارضا کنند معتبر است. آنچه وجه تمایز بین اجسام مختلف است، ترم مربوط به نیروهای تعمیم‌یافته در این معادله می‌باشد که دربردارنده اطلاعات خاصی از دینامیک وسیله است. نیروهای تعمیم‌یافته برای کوادروتور را می‌توان به چهار بخش تقسیم کرد: نیروی وزن، نیروی ناشی از اثرات ژيروسکوپی، نیروی اصطکاک، نیروها و گشتاورهای کنترلی.

۲-۱- اثرات گرانشی

اولین بخش مربوط به بردار نیروی گرانشی می‌باشد که ناشی از شتاب جاذبه معین و معلوم زمین می‌باشد. از آنجاییکه این نیرو

توسعه یافته برای ترکیب اطلاعات خروجی سنسورها استفاده شده است. مشخصات ماتریس کواریانس نویز فرآیند و نویز اندازه‌گیری بگونه‌ای تعیین شد که اثر نویز و اغتشاش بر روی متغیرهای حالت تخمین زده شده کوادروتور کمینه گردد. همچنین عملکرد دو کنترل‌کننده مد لغزشی و خطی‌سازی پس‌خورد (Feedback linearization) در کنترل زوایا بررسی شده و میزان خطا و دقت آن‌ها مورد ارزیابی قرار خواهد گرفت.

ساختار این مقاله بدین ترتیب است: در بخش ۲ مدل دینامیکی کوادروتور استخراج شده است. در بخش ۳ کنترل‌کننده‌های طراحی شده خطی سازی پس‌خوردی و مد لغزشی بیان می‌شوند. در بخش ۴ به چگونگی ترکیب نتایج سنسورهای شتاب‌سنج و سرعت زاویه‌ای در بستر فیلتر کالمن به منظور کاهش خطای آن‌ها پرداخته شده است. نتایج حاصل از ترکیب سنسورها و کنترل‌کننده پیشنهادی در بخش ۵ ذکر شده و در بخش پایانی نیز نتیجه‌گیری آورده شده است.

۲-۲- مدل دینامیکی کوادروتور

کوادروتور با وجود داشتن سیستم مکانیکی ساده، مجموعه ای از اثرات فیزیکی متعدد ناشی از حوزه های مکانیک و آیرودینامیک می باشد. مدل کوادروتور باید تمامی اثرات مهم را در بر داشته باشد. جدول ۱ لیستی از اثرات اصلی وارد شده به کوادروتور را به طور خلاصه نشان می‌دهد [۲۴].

به منظور استخراج معادلات حاکم بر کوادروتور مفروضات زیر در نظر گرفته شد [۲۵]:

- ۱) ساختار کوادروتور و ملخ‌ها صلب می‌باشد.
 - ۲) از اثرات زمین صرف نظر شده و زمین مسطح فرض می‌شود.
 - ۳) ساختار کوادروتور متقارن فرض شده است.
 - ۴) نیروهای بالابرنده و پسا متناسب با مربع سرعت زاویه‌ای ملخ می‌باشد.
 - ۵) مرکز جرم و مبدا فریم بدنی متصل به کوادروتور بر هم منطبق هستند.
 - ۶) محورهاى فریم بدنی متصل به کوادروتور بر محورهاى اینرسی اصلی کوادروتور منطبق هستند در این صورت ماتریس ممان اینرسی، قطری شده و باعث ساده‌تر شدن معادلات می‌شود.
- به منظور بدست آوردن معادلات نیاز به دو فریم می باشد: فریم اینرسی (متصل به زمین) و فریم بدنی متصل به کوادروتور. در شکل ۱، نمایی از کوادروتور به همراه دستگاه مختصات متصل به بدنه آن نشان داده شده است.
- معادلات حرکت به دلایلی مانند ثابت بودن ماتریس اینرسی نسبت به زمان، مشخص بودن نیروهای کنترلی و انجام شدن اندازه‌گیری ها در فریم متصل به جسم، در دستگاه متصل به جسم فرمول می‌شود. می توان دینامیک جسم صلب با جرم m (کیلوگرم) و

که در آن Q_i و T_i به ترتیب نشانگر نیروی بالابرنده و گشتاور اصطکاکی موتور i ام می‌باشد و همچنین b و d معرف ضرایب تراست و درگ هستند.

معادله (۷) نیروها و گشتاورهای آیرودینامیکی وارد بر مجموعه کوادروتور در اثر چرخش ملخ‌ها را نشان می‌دهد که در آن l فاصله بین مرکز کوادروتور و مرکز ملخ می‌باشد.

$$U_B(\Omega) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ b(\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2) \\ bl(\Omega_4^2 - \Omega_2^2) \\ bl(\Omega_3^2 - \Omega_1^2) \\ d(\Omega_2^2 + \Omega_4^2 - \Omega_3^2 - \Omega_1^2) \end{bmatrix} \quad (۷)$$

رابطه (۸) معادلات دینامیکی حاکم بر کوادروتور را در دستگاه بدنی (متصل به کوادروتور) نشان می‌دهد:

$$\begin{aligned} \dot{u} &= (vr - wq) + g\sin\theta \\ \dot{v} &= (wp - ur) - g\cos\theta\sin\phi \\ \dot{w} &= (uq - vp) - g\cos\theta\cos\phi + \frac{U_1}{m} \\ \dot{p} &= \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}}qr - \frac{J_{TP}}{I_{xx}}q\Omega + \frac{U_2}{I_{xx}} \\ \dot{q} &= \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}}rp - \frac{J_{TP}}{I_{yy}}p\Omega + \frac{U_3}{I_{yy}} \\ \dot{r} &= \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}}pq + \frac{U_4}{I_{zz}} \end{aligned} \quad (۸)$$

که در آن ورودی‌های کنترلی تابع سرعت ملخ‌ها، بصورت رابطه (۹) تعریف شده‌اند:

$$\begin{aligned} U_1 &= b(\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2) = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \\ U_2 &= bl(\Omega_4^2 - \Omega_2^2) \\ U_3 &= bl(\Omega_3^2 - \Omega_1^2) \\ U_4 &= d(\Omega_2^2 + \Omega_4^2 - \Omega_3^2 - \Omega_1^2) \\ \Omega &= \Omega_1 + \Omega_2 + \Omega_3 + \Omega_4 \end{aligned} \quad (۹)$$

از آنجاییکه درک و همچنین کار بر روی معادلات مربوط به سرعت ها و شتاب‌های خطی مخصوصا در بحث کنترل ارتفاع در فریم مرجع اینرسی آسانتر و کاراتر از فریم متصل به جسم می‌باشد با استفاده از ماتریس‌های انتقال و دوران، معادلات خطی در فریم اینرسی و معادلات زاویه‌ای در فریم متصل به جسم بصورت رابطه (۱۰) بازنویسی می‌شوند [۲۷].

$$\begin{aligned} \dot{X} &= (\sin\psi\sin\phi + \cos\psi\sin\theta\cos\phi)\frac{U_1}{m} \\ \dot{Y} &= (-\cos\psi\sin\phi + \sin\psi\sin\theta\cos\phi)\frac{U_1}{m} \\ \dot{Z} &= -g + (\cos\theta\cos\phi)\frac{U_1}{m} \\ \dot{p} &= \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}}qr - \frac{J_{TP}}{I_{xx}}q\Omega + \frac{U_2}{I_{xx}} \\ \dot{q} &= \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}}rp - \frac{J_{TP}}{I_{yy}}p\Omega + \frac{U_3}{I_{yy}} \\ \dot{r} &= \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}}pq + \frac{U_4}{I_{zz}} \end{aligned} \quad (۱۰)$$

در مرکز جرم وسیله (منطبق بر مبدا دستگاه مختصات متصل به کوادروتور) در نظر گرفته می‌شود، گشتاوری تولید نمی‌کند و تنها خاصیت نیرویی دارد. معادله (۳) چگونگی بازنویسی این نیرو در دستگاه نیروهای تعمیم‌یافته متصل به کوادروتور را نشان می‌دهد.

$$G_B = \begin{bmatrix} F_G^B \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\theta^{-1} F_G^E \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} mgsin\theta \\ -mgcos\theta\sin\phi \\ -mgcos\theta\cos\phi \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۳)$$

در مورکه در آن F_G^B بردار نیروی گرانشی در فریم متصل به جسم B و F_G^E بردار نیروی گرانشی در فریم مرجع اینرسی E می‌باشد. بعلاوه از آنجاییکه ماتریس دوران R_θ ماتریس متعامد نرمالیزه شده می‌باشد وارون آن یعنی R_θ^{-1} ، معادل با R_θ^T است.

۲-۲-۲ اثرات ژيروسکوپ

دومین بخش، مربوط به اثرات ژيروسکوپ تولید شده در اثر چرخش ملخ است. چون دو ملخ در جهت عقربه‌ها و دو ملخ دیگر در خلاف جهت عقربه‌ها می‌چرخند، وقتی که جمع جبری سرعت ملخ‌ها صفر نباشد یک عدم تعادل سراسری بوجود می‌آید. علاوه بر آن، اگر نرخ رول یا پیچ هم مخالف صفر باشد، کوادروتور یک گشتاور ژيروسکوپ مطابق با معادله (۴) را تجربه می‌کند [۲۰، ۲۴].

$$\begin{aligned} O_B(v)\Omega &= - \sum_{K=1}^4 J_{TP} \left(\omega^B \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \times (-1)^K \Omega_K \\ &= \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ J_{TP} \begin{bmatrix} -q \\ p \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \Omega = J_{TP} \begin{bmatrix} 0_{3 \times 4} & q & -q & q & -q \\ -p & p & -p & p & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ \Omega_3 \\ \Omega_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (۴)$$

که در آن $O_B(v)$ ماتریس ژيروسکوپ ملخ، J_{TP} ممان اینرسی چرخشی کل حول محور ملخ و Ω نشانگر مجموع جبری سرعت ملخ‌ها می‌باشد که در معادله (۵) نشان داده شده است:

$$\Omega = \Omega_1 + \Omega_2 + \Omega_3 + \Omega_4 \quad (۵)$$

Ω_1 نشان دهنده سرعت ملخ جلو، Ω_2 نشان دهنده سرعت ملخ راست، Ω_3 نشان دهنده سرعت ملخ عقب و Ω_4 نشان دهنده سرعت ملخ چپ می‌باشد. واضح است که اثرات ژيروسکوپ تولید شده توسط چرخش ملخ‌ها فقط با معادلات زاویه‌ای ارتباط دارد و با معادلات خطی ارتباطی نخواهد داشت.

۲-۳-۳ اثرات آیرودینامیکی

سومین بخش از نیروها و گشتاورها بوسیله ورودی‌های اصلی حرکت ایجاد می‌شوند. از ملاحظات آیرودینامیکی این نتیجه بدست می‌آید که هر دو نیروی تراست و گشتاور اصطکاکی متناسب با مربع سرعت ملخ‌ها می‌باشند که در رابطه (۶) نیز نشان داده شده‌اند.

$$\begin{aligned} T_i &= b\Omega_i^2 \\ Q_i &= d\Omega_i^2 \end{aligned} \quad (۶)$$

$$\begin{aligned}
 \dot{\phi} &= f_{\phi} + b_{\phi} u_{\phi} \\
 \dot{\theta} &= f_{\theta} + b_{\theta} u_{\theta} \\
 \dot{\psi} &= f_{\psi} + b_{\psi} u_{\psi} \\
 \dot{z} &= f_z + b_z u_z \\
 f_{\phi} &= \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} \dot{\theta} \dot{\psi} - \frac{J_{TP}}{I_{xx}} \dot{\theta} \Omega ; & b_{\phi} &= \frac{1}{I_{xx}} \\
 f_{\theta} &= \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} \dot{\phi} \dot{\psi} - \frac{J_{TP}}{I_{yy}} \dot{\phi} \Omega ; & b_{\theta} &= \frac{1}{I_{yy}} \\
 f_{\psi} &= \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \dot{\phi} \dot{\theta} ; & b_{\psi} &= \frac{1}{I_{zz}} \\
 f_z &= -g ; & b_z &= \frac{\cos\theta \cos\varphi}{m}
 \end{aligned} \quad (14)$$

۳- طراحی کنترل‌کننده

در سیستم‌های مکانیکی عدم قطعیت مدل، تاثیر منفی بر عملکرد سیستم دارد. یکی از ابزارهای بنیادی به منظور مقابله با ناپیچینی در مدل، رویکرد کنترل مقاوم است که کنترل مد لغزشی یکی از بهترین و شناخته‌شده‌ترین روش‌ها در این دسته است. یکی از معایب کنترل مد لغزشی، پدیده چترینگ بوده که ناشی از عملیات سوئیچینگ با فرکانس بالا است. این پدیده موجب محدودیت کاربرد این روش کنترلی در سیستم‌های مکانیکی می‌شود. بطور کلی، اساس مسأله کنترلی تعیین حالت q به گونه‌ایست که یک حالت متغیر با زمان q_d را در حضور ناپیچینی دنبال کند. خطای تعقیب مسیر متغیر حالت q بصورت $\tilde{q}(t) = q(t) - q_d(t)$ فرض می‌شود. سطح لغزش در حالت کلی برای کنترل مد لغزشی به صورت زیر تعریف می‌شود [۲۹]:

$$S(q, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} \tilde{q} = 0 \quad (15)$$

در معادله فوق، λ یک ثابت اکیداً مثبت است. سطح لغزش برای سیستم کوادروتور مطابق معادله (۱۶) تعریف می‌شود:

$$\begin{cases}
 S_{\phi} = (\phi - \phi_d) + \lambda_{\phi}(\phi - \phi_d) \\
 S_{\theta} = (\theta - \theta_d) + \lambda_{\theta}(\theta - \theta_d) \\
 S_{\psi} = (\psi - \psi_d) + \lambda_{\psi}(\psi - \psi_d) \\
 S_z = (z - z_d) + \lambda_z(z - z_d)
 \end{cases} \quad (16)$$

که (z, ϕ, θ, ψ) و $(z_d, \phi_d, \theta_d, \psi_d)$ به ترتیب بیانگر بردار حالت‌ها و مولفه مطلوب نظیر آن‌ها می‌باشند. با مشتق‌گیری از طرفین معادله (۱۶) نسبت به زمان رابطه (۱۷) نتیجه می‌شود.

$$\begin{cases}
 \dot{S}_{\phi} = (\dot{\phi} - \dot{\phi}_d) + \lambda_{\phi}(\phi - \phi_d) \\
 \dot{S}_{\theta} = (\dot{\theta} - \dot{\theta}_d) + \lambda_{\theta}(\theta - \theta_d) \\
 \dot{S}_{\psi} = (\dot{\psi} - \dot{\psi}_d) + \lambda_{\psi}(\psi - \psi_d) \\
 \dot{S}_z = (\dot{z} - \dot{z}_d) + \lambda_z(z - z_d)
 \end{cases} \quad (17)$$

با جایگذاری دینامیک سیستم در رابطه (۱۷)، داریم:

$$\begin{cases}
 \dot{S}_{\phi} = (f_{\phi} + b_{\phi} u_{\phi} - \dot{\phi}_d) + \lambda_{\phi}(\phi - \phi_d) \\
 \dot{S}_{\theta} = (f_{\theta} + b_{\theta} u_{\theta} - \dot{\theta}_d) + \lambda_{\theta}(\theta - \theta_d) \\
 \dot{S}_{\psi} = (f_{\psi} + b_{\psi} u_{\psi} - \dot{\psi}_d) + \lambda_{\psi}(\psi - \psi_d) \\
 \dot{S}_z = (f_z + b_z u_z - \dot{z}_d) + \lambda_z(z - z_d)
 \end{cases} \quad (18)$$

وجود چندین متغیر در ترم‌های دورانی، موجب پیچیدگی بالا در معادله مربوطه گشته است. بیشتر این متغیرها، از ادغام سرعت‌های زاویه‌ای (فرم اثرات ژيروسکوپ و کریولیس مرکزی) حاصل می‌گردند. از آنجا که هدف اصلی این کنترل، حفظ شرایط پایدار و ایستا کوادروتور در حین پرواز است، می‌توان تغییرات سرعت‌های زاویه‌ای را به ویژه حول محورهای x و y اندک در نظر گرفته و بر اساس این فرض معادلات مربوطه را ساده‌سازی کرد.

شتاب‌های زاویه‌ای در چارچوب مرجع بدنی $(\ddot{p}, \ddot{q}, \ddot{r})$ با شتاب زاویه‌های اوایلر $(\ddot{\phi}, \ddot{\theta}, \ddot{\psi})$ که نسبت به چارچوب مرجع لختی محاسبه شده‌اند یکسان نبوده و با استفاده از ماتریس انتقال T_{θ} ، ارتباط میان سرعت‌های زاویه‌ای در چارچوب مرجع لختی و سرعت‌های زاویه‌ای در چارچوب مرجع بدنی مطابق معادله (۱۱) تعیین می‌شود. در شرایط نزدیک به پرواز ایستا، ماتریس انتقال T_{θ} ، به ماتریس همانی نزدیک بوده لذا معادلات شتاب زاویه‌ای و شتاب زاویه‌ای اوایلر مستقیماً به یکدیگر ارجاع داده می‌شوند [۲۸].

$$[\ddot{\phi}, \ddot{\theta}, \ddot{\psi}]^T = T_{\theta} [p, q, r]^T \quad (11)$$

$$T_{\theta} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi \tan\theta & \cos\phi \tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \frac{\sin\phi}{\cos\theta} & \frac{\cos\phi}{\cos\theta} \end{bmatrix}$$

در ساختار کوادروتور چهار ملخ وجود دارد که بعنوان متغیر کنترلی در نظر گرفته می‌شود. از طرفی دیگر عملکرد الگوریتم کنترلی، بر اساس ارسال سیگنال‌های کنترلی مناسب به محرک‌های کنترلی (موتورها) می‌باشد، بنابراین حلقه کنترل نمی‌تواند بیش از چهار متغیر داشته باشد. هدف اصلی کنترل کوادروتور، کنترل زوایای اوایلر و ارتفاع از سطح زمین کوادروتور است، لذا معادلات مربوط به موقعیت x و y از معادلات سیستم کنار گذاشته می‌شوند. معادله (۱۲)، مدل دینامیکی مورد استفاده در کنترل‌کننده مد لغزشی را بیان می‌کند:

$$\begin{aligned}
 \ddot{z} &= -g + (\cos\theta \cos\varphi) \frac{U_1}{m} \\
 \ddot{\phi} &= \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} \dot{\theta} \dot{\psi} - \frac{J_{TP}}{I_{xx}} \dot{\theta} \Omega + \frac{U_2}{I_{xx}} \\
 \ddot{\theta} &= \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} \dot{\phi} \dot{\psi} - \frac{J_{TP}}{I_{yy}} \dot{\phi} \Omega + \frac{U_3}{I_{yy}} \\
 \ddot{\psi} &= \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \dot{\phi} \dot{\theta} + \frac{U_4}{I_{zz}}
 \end{aligned} \quad (12)$$

بردار متغیرهای حالت q برای کوادروتور به صورت زیر تعریف می‌شود که بیانگر هدف حلقه کنترل یعنی کنترل زوایا و ارتفاع کوادروتور است:

$$q = [z, \varphi, \theta, \psi] \quad (13)$$

با بازنویسی معادله (۱۲) به صورت استاندارد فرم غیرخطی داریم:

به منظور رسیدن به سطح لغزش صفر، قانون کنترلی معادل بصورت رابطه (۱۹) استخراج می‌شود.

$$\begin{cases} u_{\phi eq} = \frac{1}{b_{\phi}} [-f_{\phi} - \lambda_{\phi}(\dot{\phi} - \dot{\phi}_d) + \ddot{\phi}_d] \\ u_{\theta eq} = \frac{1}{b_{\theta}} [-f_{\theta} - \lambda_{\theta}(\dot{\theta} - \dot{\theta}_d) + \ddot{\theta}_d] \\ u_{\psi eq} = \frac{1}{b_{\psi}} [-f_{\psi} - \lambda_{\psi}(\dot{\psi} - \dot{\psi}_d) + \ddot{\psi}_d] \\ u_{z eq} = \frac{1}{b_z} [-f_z - \lambda_z(\dot{z} - \dot{z}_d) + \ddot{z}_d] \end{cases} \quad (19)$$

با توجه به پدیده چترینگ، به منظور برقراری شرط لغزش در حضور نایقینی در دینامیک $f(q, t)$ ، یک عبارت ناپیوسته بر روی سطح $S = 0$ به u_{eq} افزوده می‌شود که این عبارت بیانگر قانون کنترلی سوئیچینگ است.

$$\begin{cases} u_{\phi} = u_{\phi eq} - \frac{1}{b_{\phi}} [k_1 S_{\phi} + k_2 |S_{\phi}|^r \operatorname{sgn}(S_{\phi})] \\ u_{\theta} = u_{\theta eq} - \frac{1}{b_{\theta}} [k_1 S_{\theta} + k_2 |S_{\theta}|^r \operatorname{sgn}(S_{\theta})] \\ u_{\psi} = u_{\psi eq} - \frac{1}{b_{\psi}} [k_1 S_{\psi} + k_2 |S_{\psi}|^r \operatorname{sgn}(S_{\psi})] \\ u_z = u_{z eq} - \frac{1}{b_z} [k_1 S_z + k_2 |S_z|^r \operatorname{sgn}(S_z)] \end{cases} \quad (20)$$

که در آن k_1, k_2 ثوابت مثبت بوده و تابع سوئیچینگ بصورت رابطه (۲۱) تعریف می‌شود:

$$\operatorname{sgn}(S) = \begin{cases} 1 & S > 0 \\ 0 & S = 0 \\ -1 & S < 0 \end{cases} \quad (21)$$

تئوری: با اعمال قانون کنترلی استخراج شده در رابطه (۲۰) روی دینامیک سیستم کوادروتور (رابطه ۱۴)، تمامی حالت‌های سیستم در زمان محدود به سطح لغزش خواهند رسید.

اثبات: یک تابع لیپانوف به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$V_i = \frac{1}{2} S_i^2 \quad (22)$$

با مشتق‌گیری از رابطه (۲۲) نسبت به زمان داریم:

$$\dot{V}_i = S_i \dot{S}_i \quad (23)$$

با جایگذاری قانون کنترلی و دینامیک سیستم در رابطه (۱۷) و همچنین با ساده‌سازی ریاضی داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= S_i [-k_1 S_i - k_2 |S_i|^r \operatorname{sgn}(S_i)] \\ &\leq [-k_1 S_i^2 - k_2 |S_i|^{r+1}] \\ &= -k_1 (2V_i) - k_2 (2V_i)^{\frac{r+1}{2}} \end{aligned} \quad (24)$$

که در آن

$$\begin{aligned} t &\leq -\frac{dV_i}{k_1 (2V_i) + k_2 (2V_i)^{\frac{r+1}{2}}} \\ &= -\frac{1}{2} \frac{(2V_i)^{-\frac{1}{2}} d(2V_i)}{k_1 (2V_i)^{\frac{1}{2}} + k_2 (2V_i)^{\frac{r}{2}}} \\ &\leq -\frac{d(2V_i)^{\frac{1}{2}}}{k_1 (2V_i)^{\frac{1}{2}} + k_2 (2V_i)^{\frac{r}{2}}} = -\frac{d\|S_i\|}{k_1 \|S_i\| + k_2 \|S_i\|^r} \\ &\leq \frac{\|S_i\|^r d\|S_i\|}{k_1 \|S_i\|^{1-r} + k_2} = -\frac{1}{k_1 (1-r)} \frac{d(k_1 \|S_i\|^{1-r})}{k_1 \|S_i\|^{1-r} + k_2} \end{aligned} \quad (25)$$

با انتگرال‌گیری از طرفین معادله (۲۵) در محدوده صفر تا t_r ، و همچنین $S_i(t_r) = 0$:

$$\begin{aligned} t_r - 0 &\leq -\frac{1}{k_1(1-r)} \int_0^{t_r} \frac{d(k_1 \|S_i\|^{1-r})}{k_1 \|S_i\|^{1-r} + k_2} dt \\ &\leq -\frac{1}{k_1(1-r)} \ln(k_1 \|S_i\|^{1-r} + k_2) \Big|_0^{t_r} \\ &\leq -\frac{1}{k_1(1-r)} [\ln(k_2) - \ln(k_1 \|S_i(0)\|^{1-r} + k_2)] \\ &\leq \frac{1}{k_1(1-r)} \ln\left(\frac{k_1}{k_2} \|S_i(0)\|^{1-r} + 1\right) \end{aligned} \quad (26)$$

از این رو زمان رسیدن به سطح لغزش که همان زمان همگرایی متغیرهای حالت می‌باشد، عبارتست از:

$$t_r \leq \frac{1}{k_1(1-r)} \ln\left(\frac{k_1}{k_2} \|S_i(0)\|^{1-r} + 1\right) \quad (27)$$

با توجه به معادله (۲۷) می‌توان دریافت که t_r زمان محدود است.

۳-۱- روش کنترلی خطی‌سازی پس‌خور

در این بخش، با اعمال روش خطی‌سازی پس‌خور روی معادلات کوادروتور، معادلات مذکور به حالت خطی درآمده و در ادامه، کنترل کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی به سیستم اعمال شده که روابط آن بصورت نشان داده شده در رابطه ۲۸ می‌باشد^[۲۹].

$$\begin{aligned} U_z &= \frac{m}{\cos\varphi \cos\theta} (g + U_{PID}) \\ U_{\varphi} &= I_{xx} \left(\frac{I_{zz} - I_{yy}}{I_{xx}} q\dot{r} + \frac{J_{Tp}}{I_{xx}} q\dot{\theta} + U_{PID} \right) \\ U_{\theta} &= I_{yy} \left(\frac{I_{xx} - I_{zz}}{I_{yy}} r\dot{p} + \frac{J_{Tp}}{I_{yy}} p\dot{\theta} + U_{PID} \right) \\ U_{\psi} &= I_{zz} \left(\frac{I_{yy} - I_{xx}}{I_{zz}} p\dot{q} + U_{PID} \right) \end{aligned} \quad (28)$$

۴-تئوری تخمین

تخمین، به دلایل متنوعی از جمله هزینه زیاد سنسورهای با کیفیت و دقت بالا، ناتوانی در اندازه‌گیری مستقیم برخی پارامترها، ترکیب اطلاعات سنسورها و غیره انجام می‌شود. یکی از روش‌های بهینه تخمین فیلتر کالمن است. این الگوریتم در زمینه‌های مختلفی همچون پردازش سیگنال (از جمله سیگنال‌های بصری)، سیستم‌های ناوبری، بینایی ماشین و غیره کاربرد دارد. به طور کلی در یک تخمین‌گر مناسب باید علاوه بر شرط برابری متوسط مقدار تخمین‌زده شده با متوسط مقدار اندازه‌گیری شده، واریانس خطا تا حد امکان کوچک باشد. فیلتر کالمن دو شرط مذکور را به خوبی ارضا می‌کند. در ابتدا این فیلتر برای سیستم‌های خطی طراحی شد اما تقریباً تمام سیستم‌ها در واقعیت، سیستم‌های غیرخطی هستند بنابراین، باید معادلات مربوطه حول نقطه کار خطی‌سازی شوند. فیلتر کالمن توسعه‌یافته (EKF)، همان فیلتر کالمن است که خطی‌سازی محلی شده است. با در نظر گرفتن معادلات یک سیستم غیرخطی زمان-گسسته به فرم معادله (۲۹)، الگوریتم فیلتر کالمن توسعه‌یافته زمان-گسسته به صورت شکل ۲ تعریف می‌شود^[۳۰].

بایاس سنسور ژيروسکوپ، انتگرالگیری از داده‌های آن برای رسیدن به زوایا باعث خطای انباشته یا دریافت خواهد شد. بنابراین، در کار جاری برای مواجهه با این چالش‌ها، با ترکیب نتایج حاصل از اندازه‌گیری‌های دو سنور ژيروسکوپ و شتاب‌سنج، تخمین مناسبی از متغیرهای حالت بوسیله فیلتر کالمن توسعه‌یافته صورت می‌گیرد.

رابطه کلی بین زوایای اوایلر و سرعت‌های زاویه‌ای بر طبق رابطه (۳۲) است که از همین رابطه بعنوان مدل فضای حالت برای تخمین استفاده می‌شود.

$$\begin{cases} \dot{\phi} = p + q \sin \phi \tan \theta + r \cos \phi \tan \theta \\ \dot{\theta} = q \cos \phi - r \sin \phi \\ \dot{\psi} = \frac{(q \sin \phi + r \cos \phi)}{\cos \theta} \end{cases} \quad (32)$$

در معادلات فوق (p, q, r) بیانگر سرعت‌های زاویه‌ای و (ϕ, θ, ψ) معرف زوایای اوایلر هستند. با گسسته‌سازی رابطه (۳۲) و در نظر گرفتن بایاس ثابت برای ژيروسکوپ (b_p, b_q, b_r) و کوپل کردن معادلات با نویز سفید (w_k, v_k) و همچنین در نظر گرفتن زوایای اندازه‌گیری شده توسط سنسورهای شتاب‌سنج و مغناطیس‌سنج بعنوان خروجی، معادلات بفرم زیر در می‌آید:

$$\begin{cases} X_{k+1} = f(X_k, U_k) + w_k & ; w_k \sim N(0, Q_k) \\ Z_k = g(X_k) + v_k & ; v_k \sim N(0, R_k) \end{cases}$$

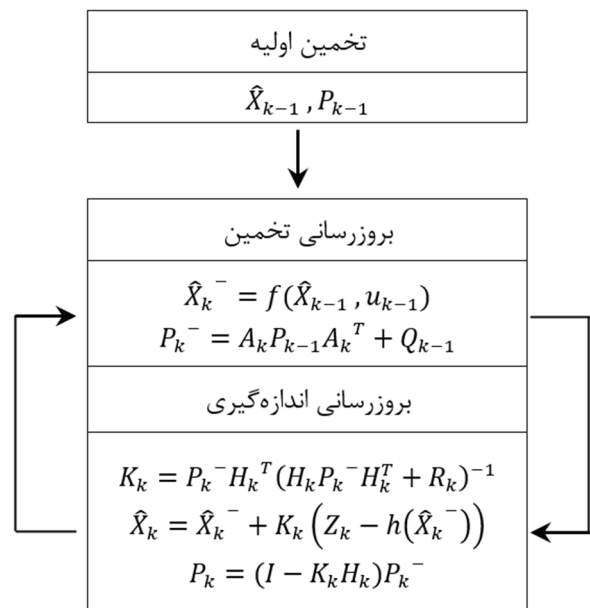
$$f(X_k, u_k) = \begin{bmatrix} \phi_k + \Delta T \left[(p_k + b_{p_k}) + (q_k - b_{q_k}) \sin \phi_k \cdot \tan \theta_k + (r_k - b_{r_k}) \cos \phi_k \cdot \tan \theta_k \right] \\ \Delta T \left[(q_k - b_{q_k}) \cos \phi_k - (r_k - b_{r_k}) \sin \phi_k \right] \\ \Delta T \left[\frac{(q_k - b_{q_k}) \sin \phi_k + (r_k - b_{r_k}) \cos \phi_k}{\cos \theta_k} \right] \\ (b_p)_k \\ (b_q)_k \\ (b_r)_k \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$g(X_k) = [\phi_k, \theta_k, \psi_k]'$$

که در آن $X = (\phi, \theta, \psi, b_p, b_q, b_r)$ بیانگر متغیرهای سیستم هستند که قرار بر تخمین زدن آن‌ها توسط EKF است. همچنین سرعت‌های زاویه‌ای اندازه‌گیری شده توسط ژيروسکوپ (p, q, r) در نقش ورودی (u) و زوایای بدست آمده از شتاب‌سنج و مغناطیس‌سنج (قطب‌نما) $Z = (\phi, \theta, \psi)$ بعنوان خروجی سیستم در نظر گرفته می‌شوند. حال، با توجه به روابط (۲۹-۳۳) و تخمین متغیرهای سیستم می‌توان زوایا و سرعت‌های زاویه‌ای اصلاح‌شده را تعیین نمود.

۵- معرفی نمونه آزمایشگاهی

بمنظور نزدیک کردن شبیه‌سازی به واقعیت، سعی بر آن شد کنترل‌کننده روی یک نمونه آزمایشگاهی تحقق یابد. در این راستا از یک کوادروتور مقیاس کامل که با استفاده از اتصال کروی درجات آزادی انتقالی آن مقید شده است استفاده می‌شود. چهار موتور براشلس در انتهای چهار بازوی بدنه کربنی قرار گرفته که بر هر موتور یک ملخ به طول ۱۰ و گام ۴/۵ اینچ قرار گرفته است (شکل ۳).



شکل ۲) الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته [۳۰]

$$\begin{cases} X_{k+1} = f(X_k, u_k) + w_k & ; w_k \sim N(0, Q_k) \\ Z_k = g(X_k) + v_k & ; v_k \sim N(0, R_k) \end{cases} \quad (29)$$

در این معادله، K_k بهره فیلتر کالمن، P_k ماتریس کواریانس خطای تخمین، Q_k و R_k به ترتیب ماتریس کواریانس نویز فرآیند و نویز اندازه‌گیری، A_k و H_k به ترتیب فرم خطی شده $f(X_k, u_k)$ و $g(X_k)$ است که با استفاده از معادلات زیر قابل محاسبه هستند.

$$A_k = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{(X_k, u_k)}, \quad H_k = \left. \frac{\partial g}{\partial X} \right|_{(X_k)} \quad (30)$$

با پدید آمدن و توسعه روزافزون سیستم‌های میکروالکترومکانیکی (MEMS) در دو دهه اخیر، کاربرد سنسورهای ممز بیش از پیش فراگیر شد که یکی از دلایل آن، هزینه کم در قبال کیفیت مناسب این قبیل سنسورها است. سنسورهای ژيروسکوپ، شتاب‌سنج و مغناطیس‌سنج (قطب‌نما) (Magnetometer (compass) sensor) از جمله سنسورهای ممز هستند که به طور گسترده در ادوات مختلف همچون کوادروتور و اتومبیل بکار می‌روند، اما در عین حال دارای چالش‌هایی از قبیل عدم تنظیم محور، خطای بایاس ثابت و متغیر، خطای مقیاس‌گذاری و حساسیت بالا به ارتعاشات و نویز هستند. در کوادروتورها برای تعیین زوایا از سنسورهای شتاب‌سنج و مغناطیس‌سنج بفرم رابطه (۳۱) استفاده می‌شود:

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{a_y}{a_z} \right), \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{-a_x}{\sqrt{a_y^2 + a_z^2}} \right) \quad (31)$$

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{m_y \cos \phi - m_z \sin \phi}{m_x \cos \theta + m_y \sin \phi \sin \theta + m_z \cos \phi \sin \theta} \right)$$

که در آن (a_x, a_y, a_z) و (m_x, m_y, m_z) به ترتیب معرف شتاب و خروجی مغناطیس‌سنج در دستگاه بدنی هستند. لازم بذکر است زوایای بدست‌آمده از سنسور شتاب‌سنج برای سنجش زوایا تنها در حالت ایستا صحیح است و در شرایط حرکت شتابدار نتایج از واقعیت دور می‌شود. از طرف دیگر همانطور که ذکر شد به جهت

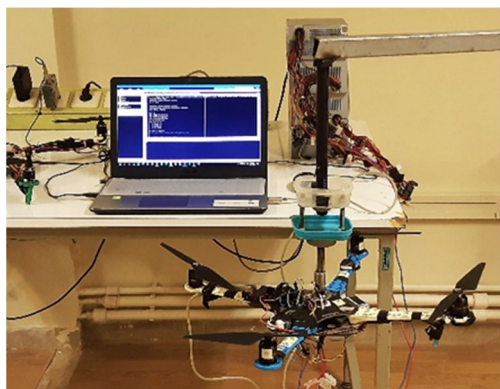
موتورها بر روی خروجی سنسورها بصورت عملی نیز تست شد که نتایج موید مطلب گفته شده بود. از همین رو مقادیر ماتریس R از ماتریس Q بزرگتر هستند.

- کوچکی و بزرگی مقادیر ماتریس کواریانس نویز فرآیند و اندازه‌گیری نباید بصورت مطلق دیده شود، بلکه باید با توجه به مقادیر متغیرهای حالت سیستم ارزیابی شود. بعبارت دیگر، با توجه به کوچکی متغیرهای حالت سیستم (در فرم رادیان) و پارامترهای مدل (مانند ممان‌های اینرسی) و همچنین کوچکی محدوده تغییرات متغیرهای حالت سیستم مخصوصاً در شرایط ایستا و شبه ایستا، مقادیر R و Q در محدوده مناسبی تعیین شده‌اند.

- با توجه به نامشخص بودن مقادیر ماتریس کواریانس R و Q در واقعیت ابتدا با استفاده از داده‌برداری در حالت موتور روشن و ایستا محدوده نسبی آن‌ها مشخص و سپس با سعی و خطا مقادیر مناسب در آن محدوده تعیین گردید. اگرچه با توجه به متغیر بودن وضعیت زاویه‌ای سیستم و تغییرات احتمالی اغتشاش و نویز نمی‌توان ادعا کرد که R و Q بهینه‌ترین مقادیر را دارند اما می‌توان گفت که این مقادیر بهینه محلی می‌باشند.

جدول ۲) مشخصات اجزای اصلی نمونه آزمایشگاهی

جزء	اسم	شرکت سازنده	مشخصات
موتور	AIR GEAR 450	T-Motor	۲۰ آمپر
درایور موتور	AIR ESC 3-4S LIPO	T-Motor	۲۰ آمپر
ماژول ژيروسکوپ و شتاب‌سنج	GY-25	OKYSTAR	۳ محور + ۳ محور MCU + MPU6050
ماژول مغناطیس‌سنج (قطب‌نما)	GY-271	Honeywell	HMC5883L
ملخ	-	-	10 × 4.5
منبع تغذیه	4×GP500A-ECO	GREEN	۱۲/۳ ولت ۲۰ آمپر
میکروکنترلر	Arduino Mega2560	ARDUINO	ATMega2560 Core



شکل ۳) شماتیک ستاپ آزمایشگاهی.

چرخش موتورها موجب نویز قابل توجهی در خروجی سنسورها می‌شود که مطابق آنچه بیان گردید، از فیلتر کالمن توسعه‌یافته برای ترکیب خروجی سنسورها استفاده شده است. از آنجا که میزان نویز وارد بر سیستم در حالت موتور خاموش بسیار کمتر است، لازم است سنسورها در حالت موتور روشن کالیبره و فیلتر کالمن اعمال شود. برای کمینه نمودن اثر گشتاور نیروی وزن بر روی مجموعه، سایر ادوات سوار بر بدنه شامل میکروکنترلر و سنسورهای ژيروسکوپ و شتاب‌سنج به گونه‌ای بر وجه زیرین قرار گرفته‌اند تا حد امکان علاوه بر حفظ تعادل کوادروتور، محور دوران از مرکز سیستم عبور نموده و سیستم متقارن باشد. سنسورها در قالب یک ماژول بر یک فیبر مدار چاپی پیاده شده‌اند که این ماژول خروجی سنسورها را با استفاده از ارتباط I2C و نرخ نمونه‌برداری ۲۵ هرتز به میکروکنترلر ارسال می‌کند. میکروکنترلر، داده‌های دریافت شده را از طریق پورت سریال به رایانه منتقل می‌کند. دستورات کنترلی نیز از طریق پورت سریال از کامپیوتر به میکروکنترلر ارسال شده سپس میکروکنترلر دستورات کنترلی را بر موتورها اعمال می‌کند. به منظور برقراری ارتباط با میکروکنترلر، دریافت و ارسال داده‌ها و دستورات کنترلی، تجزیه و تحلیل و سایر محاسبات، از نرم‌افزار متلب استفاده شده است. لازم به ذکر است جرم و ممان‌های اینرسی کوادروتور حول محورهای x و y و z به ترتیب ۱/۲۵۹ کیلوگرم و ۰/۱۷۱ کیلوگرم در متر مربع و ۰/۱۷۱ کیلوگرم در متر مربع می‌باشد که بمنظور محاسبه مقادیر مذکور از روش‌های آزمایشگاهی محاسبه ممان اینرسی استفاده شده است. جدول ۲ مشخصات اجزای اصلی نمونه آزمایشگاهی کوادروتور مقیاس کامل را ارائه می‌دهد.

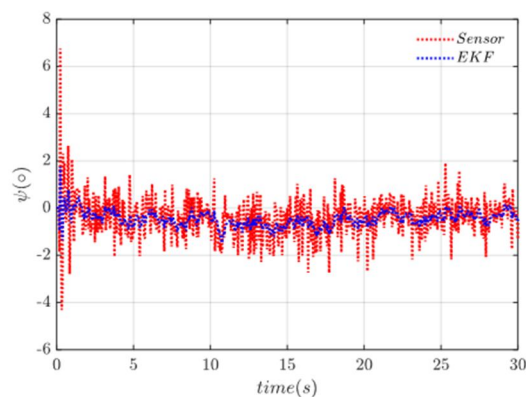
براساس اطلاعات دریافتی از سنسورها و انجام تست‌های مختلف، ماتریس‌های R و Q زیر تخمین بسیار خوبی را ارائه می‌دهند:

$$R = \begin{bmatrix} 0.0015 & 0 \\ 0 & 0.0015 \end{bmatrix}$$

$$Q = \begin{bmatrix} 8 \times 10^{-5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 8 \times 10^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-10} \end{bmatrix} \quad (34)$$

در رابطه با ماتریس‌های کواریانس نویز فرآیند و اندازه‌گیری R و Q ذکر چند نکته لازم است:

- در شرایط کاری کوادروتور که موتورها روشن و با سرعت بالایی دوران می‌کنند، اغتشاش سهم بسیار بیشتری در مقایسه با نویز اندازه‌گیری در خطای خروجی سنسورها دارد. به بیان دیگر اگر موتورها خاموش باشند، سنسورها خطای بسیار کمتری را نشان می‌دهند، چرا که خروجی سنسورها تنها متأثر از نویز اندازه‌گیری است، در حالیکه با روشن بودن موتورها که لرزش و اغتشاش بالایی را به بدنه کوادروتور وارد می‌کنند، خطای خروجی سنسورها بالا می‌رود که این نشانگر سهم بیشتر اغتشاش نسبت به نویز اندازه‌گیری در خطای سنسورهاست. تاثیر روشن و خاموش بودن



شکل ۶ تغییرات زاویه یارو در سناریو ۱

همانطور که از شکل‌های ۴-۶ مشخص است صرفنظر از نوع داده مورد استفاده توسط کنترل‌کننده (زوایا و سرعت‌های زاویه‌ای مستخرج از سنسورها بصورت خام و بهبودیافته با EKF)، کنترل‌کننده پیشنهادی توانسته است بخوبی سیستم را در وضعیت زاویه‌ای مطلوب قرار دهد. همانطور که انتظار می‌رفت با توجه به کاهش اثرات نامطلوب اغتشاش و نویز در خروجی EKF و بهبود متغیرهای زوایا و سرعت‌های زاویه‌ای مورد استفاده در بخش کنترلی سیستم، عملکرد کنترل زوایای کوادروتور نسبت به حالت کنترل‌کننده بدون EKF بهتر بوده و خطای زوایا نیز کاهش یافته است. در جدول ۳ خطای زوایا برای سناریوی اول (عدم وجود عیب) ارائه شده است. همچنین نتایج نشان می‌دهد در حضور کنترل‌کننده پیشنهادی، سرعت همگرایی متغیرهای حالت سیستم مناسب بوده بطوریکه زوایای رول و پیچ در زمانی حدوداً ۲ ثانیه‌ای به ۹۰٪ مقدار مطلوب خوب می‌رسند در حالیکه زاویه یارو نیز بدون نوسان زیادی (زیر نیم درجه) شرایط خود را تثبیت می‌کند. با توجه نتایج بدست آمده، مشخصات پاسخ زاویه‌ای سیستم را می‌توان اینگونه بیان کرد: زمان صعود برای زاویه رول و پیچ به ترتیب ۲ ثانیه و ۱/۶ ثانیه است. همچنین زمان نشست برای زوایای رول و پیچ به ترتیب برابر ۵ ثانیه و ۸ ثانیه می‌باشد. از آنجاییکه زاویه یارو باید در شرایط اولیه خود حفظ شود زمان نشست و صعود برای آن بی‌معنی است.

علاوه بر خطای وضعیت زاویه‌ای سیستم، میزان تلاش کنترلی عملگرها نیز یک فاکتور مهم در ارزیابی عملکرد یک کنترل‌کننده است. در شکل ۶ تلاش کنترلی عملگرهای کوادروتور برای سناریوی اول در حضور کنترل‌کننده پیشنهادی نشان داده شده است.

همانطور که از شکل ۷ برمی‌آید تغییرات سیگنال PWM عملگرها در محدوده غیراشباع بوده و با نوسان محدودی همراه است که طبیعی است. لازم بذکر است با توجه به یکسان نبودن عملکرد اسپیدکنترلر-موتور-ملخ، به ازای یک سیگنال PWM یکسان نیروی تولیدی در عملگرها با یکدیگر برابر نخواهد شد. بعبارت دیگر برای تولید نیروی یکسان در موتورها، باید سیگنال PWM مختلفی به هر عملگر اعمال نمود علت یکسان نبودن مقادیر سیگنال PWM

۶-نتایج پیاده‌سازی بلادرنگ روی نمونه آزمایشگاهی

در این بخش، نتایج حاصل از پیاده‌سازی بلادرنگ کنترل‌کننده پیشنهادی بر روی سیستم کوادروتور آورده شده است. از آنجاییکه مساله عیب جزئی در عملگرهای سیستم مورد مطالعه قرار گرفته شده، در ادامه نتایج برای سناریوهای مختلف از قبیل سیستم سالم و سیستم با وجود عیب جزئی در عملگرها بیان خواهد شد. مقادیر ضرایب کنترلی در جدول ۲ آورده شده است.

۶-۱- سناریو اول

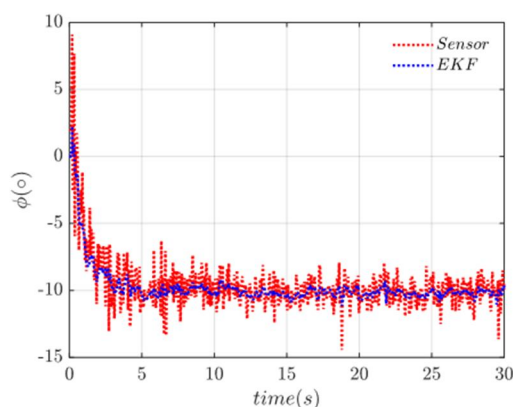
در این سناریو، عملکرد سیستم در شرایطی که عملگرها سالم بوده و تحت شرایط اولیه صفر، مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. بدون کاستن از کلیت مساله، مقادیر مطلوب هدف برای زوایای حالت کوادروتور بصورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$\phi_d = -10^\circ, \quad \theta_d = 15^\circ, \quad \psi_d = 0^\circ \quad (35)$$

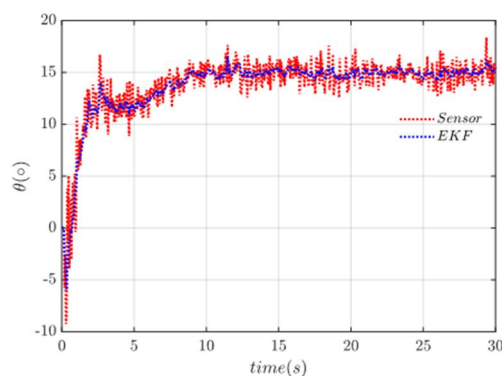
در شکل‌های ۴-۶ نتایج حاصل از پیاده‌سازی کنترل‌کننده مد لغزشی پیشنهادی در دو حالت با و بدون فیلتر کالمن توسعه یافته برای حالت‌های مطلوب زوایای سیستم نشان داده شده است.

جدول ۲ ضرایب کنترلی

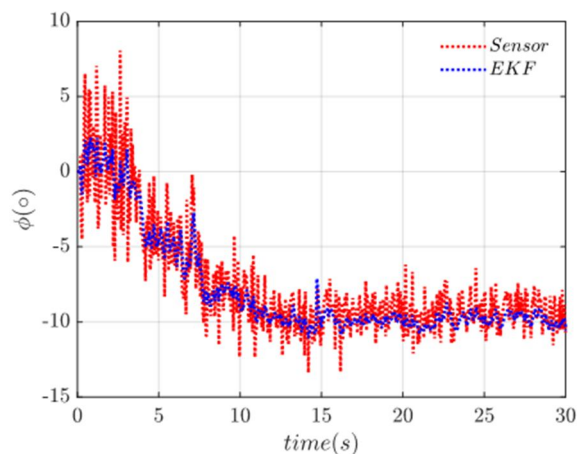
ضریب کنترلی	مقدار	ضریب کنترلی	مقدار
k_1	۱/۲۴	λ_θ	۱/۷۶
k_2	۱/۱۹	λ_ψ	۱/۷۰
λ_ϕ	۱/۷۰	λ_z	۱/۸۳



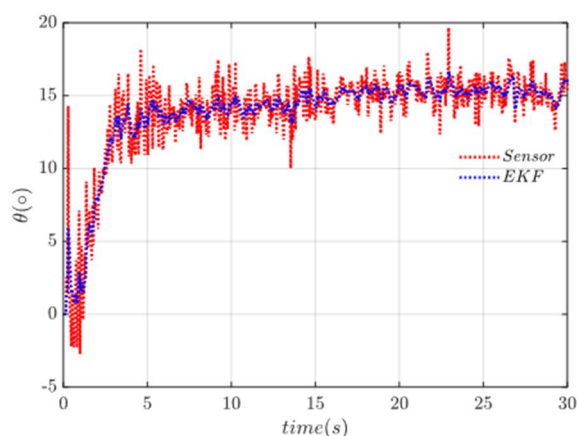
شکل ۴ تغییرات زاویه رول در سناریو ۱



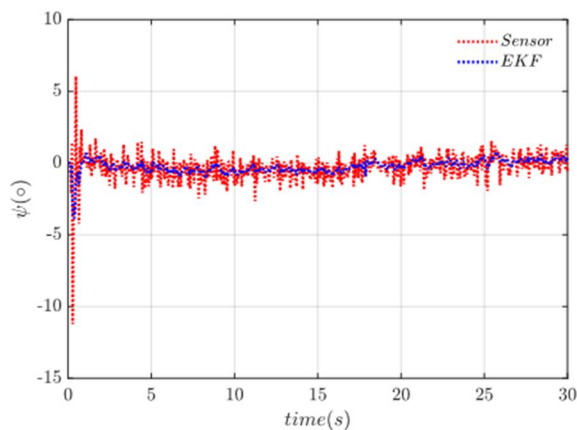
شکل ۵ تغییرات زاویه پیچ در سناریو ۱



شکل ۸) تغییرات زاویه پیچ در سناریو ۲

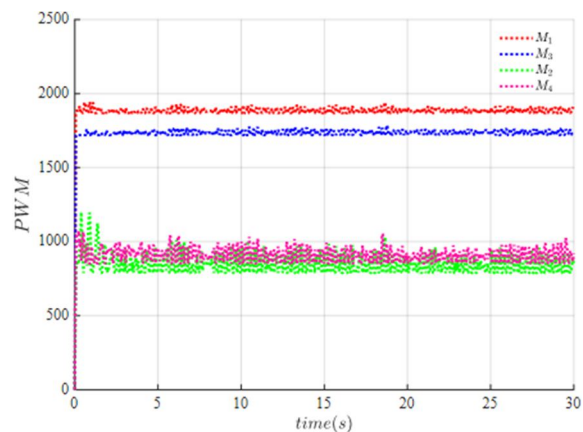


شکل ۹) تغییرات زاویه رول در سناریو ۲



شکل ۱۰) تغییرات زاویه یاو در سناریو ۲

همانطور که از شکل‌های ۸ و ۹ مشخص است کاهش اثر عملگرها تاثیر خود را بر روی عملکرد سیستم گذاشته است بطوریکه برای رسیدن به ۹۰٪ مقدار مطلوب زاویه رول حدود ۷ ثانیه و برای زاویه پیچ حدود ۳ ثانیه زمان لازم است. البته به نظر می‌رسد علاوه بر حضور عیب در عملگرها، مقدار اغتشاش و نویز در سناریوی دوم از سناریوی اول بیشتر بوده که همین امر در کاهش سرعت عملکرد



شکل ۱۱) تغییرات سیگنال‌های مدولاسیون پهنای پالس نظیر نیروی تراست موتورها در سناریو ۱

موتورها در شرایط پایا به این نکته بازمی‌گردد. علاوه بر این از آنجاییکه در سناریوی اول اختلاف مقدار زاویه اولیه پیچ با مقدار مطلوب (حدود ۱۵ درجه) در مقایسه با زوایای رول و یاو بیشتر است، تلاش کنترلی موتورهایی که تنظیم زاویه پیچ را برعهده دارند (موتورهای ۲ و ۴) بیشتر خواهد بود که این امر در نتایج نیز مشهود است. البته عامل دیگری نیز در این قضیه موثر است و آن محدوده کاری PWM برای موتورهاست که برای موتورهای ۲ و ۴ به جهت پایین بودن محدوده PWM نیاز به تغییرات بزرگتری برای اعمال نیروی مدنظر در مقایسه با موتورهای ۱ و ۳ با محدوده PWM بزرگتر می‌باشد.

بطور کلی می‌توان گفت که عملکرد کنترل کننده پیشنهادی مناسب بوده و توانسته با دقت نسبتاً مناسبی مقادیر زوایا را به مقادیر مطلوب نظیر آنها برساند. همچنین عملکرد فیلتر کالمن توسعه‌یافته که با رنگ آبی در شکل‌های مربوط به زوایا نشان داده شده است به خوبی بیانگر بهبود و کاهش نویز سنسورها می‌باشد.

۶-۱- سناریو دوم

به منظور ارزیابی بهتر عملکرد کنترل کننده مد لغزشی ارائه شده برای سیستم کوادروتور در حضور ناپیچینی و عیب عملگرها، سناریوی دوم تحت شرایط مشخصی طراحی و اجرا گردید: مقدار ۲۰ درصد کاهش اثر در عملگرهای سیستم بعنوان عیب عملگرها و همچنین ۱۵ درصد عدم قطعیت برای ممان‌های اینرسی. این عدم قطعیت ممان‌های اینرسی بدین صورت اعمال می‌شود که مقدار ممان اینرسی مورد استفاده در الگوریتم کنترل کننده نسبت به مقدار واقعی ممان اینرسی (محاسبه شده بوسیله روش‌های آزمایشگاهی) ۱۵ درصد بیشتر می‌باشد. سایر شرایط سناریوی دوم مشابه سناریوی اول است.

نتایج تغییرات زوایای کوادروتور برای سناریوی دوم در شکل‌های ۸-۱۰ نشان داده شده است. همانطور که از نتایج برمی‌آید عملکرد کنترلی و سرعت همگرایی مناسب بوده و کنترل کننده توانسته است بخوبی سیستم را به وضعیت زاویه‌ای مطلوب برساند. خطای زوایای کوادروتور برای سناریوی دوم در جدول ۳ ارائه شده است.

شکل ۱۱) تغییرات سیگنال های مدولاسیون پهنای پالس نظیر نیروی تراست موتور ها در سناریو ۲ نتایج مقایسه ای بصورت جدول ۳ متشکل از میانگین مربعات خطای زوایا نشان داده شده است.

همانطور که مشاهده می شود کنترل کننده تحمل پذیر عیب زمان محدود پیشنهادی علاوه بر عملکرد بهتر در کنترل زوایه های مطلوب، دارای مقدار خطای کمتری نسبت به کنترل کننده دیگر (خطی سازی پس خورد) در حضور عیب و عدم قطعیت پارامتری بوده که این مهم به دلیل خاصیت مقاوم بودن این ساختار در جبران اثرات نامطلوب عیب جزیی عملکرد نسبت به دیگر کنترل کننده می باشد. لازم بذکر است مقادیر بهره های کنترل کننده خطی سازی پس خورد مورد استفاده در جدول ۴ نشان داده شده است.

جدول ۳) میانگین مربعات خطا برای کنترل کننده های مختلف

حالت	ψ	θ	ϕ
پیشنهادی	۰/۸۵۶۳	۰/۷۸۳۳	۰/۸۵۷۲
ترم PID خطی سازی پس خورد	۱/۴۳۸۰	۱/۶۰۷۱	۱/۶۴۳۲
پیشنهادی	۰/۶۵۸۲	۰/۵۴۹۳	۰/۶۵۵۲
ترم PID خطی سازی پس خورد	۰/۷۵۷۲	۰/۹۲۸۴	۰/۷۸۸۶

جدول ۴) بهره های ترم تناسبی-انتگرالی-مشتقی کنترل کننده خطی سازی پس خورد

ضریب	ϕ	θ	ψ
k_p	۲۵	۲۵	۲۰
k_I	۰/۵	۰/۵	۰/۳
k_D	۱۰	۱۰	۸

۷-نتیجه گیری

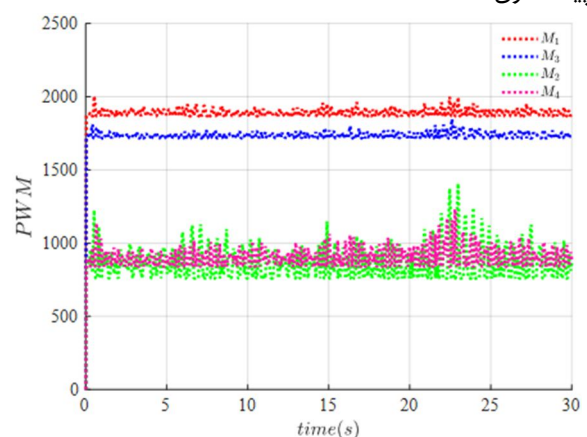
در این مقاله، یک ساختار کنترل تحمل پذیر عیب زمان محدود برای سیستم کوادروتور طراحی شد. با توجه به دینامیک به شدت غیرخطی کوادروتور، و همچنین با توجه به مزایای روش کنترلی مد لغزشی در مقابله با اثرات عدم قطعیت و عیب عملکرد، ساختار پیشنهادی با استفاده از تئوری مد لغزشی استخراج شده است. از آنجاییکه همگرایی زمان محدود یکی از ویژگی های این رویکرد کنترلی بوده، با استفاده از تابع لیاپانوف تعریف شده در رابطه (۲۲)، پایداری سیستم و همگرایی زمان محدود حالت های سیستم به سطح لغزش صفر نشان داده شد. این ساختار کنترلی عملکرد مناسبی را در پایداری سازی کوادروتور در حضور عیب عملکرد نشان داد.

به منظور اعتبارسنجی ساختار کنترل تحمل پذیر طراحی شده، این کنترل کننده به صورت بلادرنگ روی نمونه آزمایشگاهی مقیاس

کنترل کننده بی تاثیر نبوده است. نمودار تغییرات زاویه یاو (شکل ۱۰) نیز نشان می دهد علیرغم یک نوسان در ابتدای کار که ناشی از خطای بالای اندازه گیری سنسور در لحظه ابتدایی است، کنترل کننده توانسته به سرعت وضعیت زاویه یاو را تثبیت کند. با توجه به یکسان نبودن عملکرد موتور ها در شرایط واقعی تست و نتایج بدست آمده برای سناریوی دوم می توان گفت که عیب عملکردها تاثیر یکسانی بر روی زوایای رول و پیچ نداشته است و کنترل زاویه رول بیشتر تحت تاثیر عیب عملکردها می باشد. با توجه نتایج بدست آمده، مشخصات پاسخ زاویه ای سیستم در حضور عیب و نایقینی را می توان اینگونه بیان کرد: زمان صعود برای زاویه رول و پیچ به ترتیب ۵ ثانیه و ۳/۵ ثانیه است. همچنین زمان نشست برای زوایای رول و پیچ بترتیب برابر ۱۱ و ۱۰ ثانیه می باشد. نمودار سیگنال های PWM عملکردها نیز در شکل ۱۱ نمایش داده شده است. تمام عملکردها بدون رسیدن به حد اشباع سیستم را به موقعیت هدف رسانده اند. در اینجا نیز مشابه سناریوی اول به جهت غالب بودن کنترل زاویه پیچ نسبت به سایر زوایا تلاش کنترلی موتور هایی که تنظیم زاویه پیچ را برعهده دارند (موتور های ۲ و ۴) بیشتر است. همچنین با مقایسه شکل های ۷ و ۱۰ می توان مشاهده کرد که نوسان عملکردها در حضور عیب بیشتر شده است.

نتایج سناریوی دوم مؤید این مطلب است که در حضور عیب جزیی در عملکردها و عدم قطعیت پارامتری، سیستم کنترل تحمل پذیر عیب پیشنهادی دارای دقت و مقاومت خوبی است. همچنین سیگنال مدولاسیون پهنای پالس نظیر هر کدام از موتور ها نشان می دهند که اگرچه در حضور عیب عملکرد در سیستم، نوسانات اولیه و دامنه آن ها بیشتر شده و حتی مقادیر آن ها در وضعیت رسیدن به حالت مطلوب تغییر می کند اما محدوده و شدت این تغییرات قابل توجه نیست.

نتایج مقایسه ای: در ادامه، به منظور هرچه بهتر نشان دادن عملکرد مطلوب ساختار تحمل پذیر طراحی شده زمان محدود در جبران اثرات نامطلوب عیب عملکرد، کنترل کننده کلاسیک تناسبی-انتگرالی-مشتقی مبتنی بر خطی سازی پس خورد نیز طراحی و پیاده سازی شده است.



- 8- Hou Z, Lu P, Tu Z. Nonsingular terminal sliding mode control for a quadrotor UAV with a total rotor failure. *Aerospace Science and Technology*. 2020;98:105716.
- 9- Yang Y, Yan Y. Attitude regulation for unmanned quadrotors using adaptive fuzzy gain-scheduling sliding mode control. *Aerospace Science and Technology*. 2016;54:208-17.
- 10- Sarabakha A, Fu C, Kayacan E, Kumbasar T. Type-2 fuzzy logic controllers made even simpler: From design to deployment for UAVs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017;65(6):5069-77.
- 11- Rabah M, Rohan A, Han YJ, Kim SH. Design of fuzzy-PID controller for quadcopter trajectory-tracking. *International Journal of Fuzzy Logic and Intelligent Systems*. 2018;18(3):204-13.
- 12- González I, Salazar S, Lozano R. Chattering-free sliding mode altitude control for a quad-rotor aircraft: Real-time application. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*. 2014;73(1-4):137-55.
- 13- Noordin A, Basri MA, Mohamed Z. Sliding mode control for altitude and attitude stabilization of quadrotor UAV with external disturbance. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEEI)*. 2019;7(2):203-10.
- 14- Jiao R, Chou W, Rong Y, Dong M. Anti-disturbance control for quadrotor UAV manipulator attitude system based on fuzzy adaptive saturation super-twisting sliding mode observer. *applied Sciences*. 2020;10(11):3719.
- 15- Gonzalez-Hernandez I, Palacios FM, Cruz SS, Quesada ES, Leal RL. Real-time altitude control for a quadrotor helicopter using a super-twisting controller based on high-order sliding mode observer. *International Journal of Advanced Robotic Systems*. 2017;14(1):1729881416687113.
- 16- Jiang S, Liu C, Gao Y. MIMO adaptive high-order sliding mode control for quadrotor attitude tracking. *Journal of Aerospace Engineering*. 2021;34(4):04021022.
- 17- Jing Q, Chang Z, Chu H, Shao Y, Zhang X. Quadrotor attitude control based on fuzzy sliding mode control theory. In 2019 Chinese Control Conference (CCC) 2019 (pp. 8360-8364). IEEE.
- 18- Zare M, Pazooki F, Haghighi SE. Quadrotor UAV position and altitude tracking using an optimized fuzzy-sliding mode control. *IETE Journal of Research*. 2022;68(6):4406-20.
- 19- Suryawanshi PV, Shendge PD, Phadke SB. A boundary layer sliding mode control design for chatter reduction using uncertainty and disturbance estimator. *International Journal of Dynamics and Control*. 2016;4:456-65.
- 20- Sumantri B, Uchiyama N, Sano S. Least square based sliding mode control for a quad-rotor helicopter and energy saving by chattering reduction. *Mechanical Systems and Signal Processing*. 2016;66:769-84.
- 21- Sharifi F, Mirzaei M, Gordon BW, Zhang Y. Fault tolerant control of a quadrotor UAV using sliding mode control. In 2010 conference on control and Fault-Tolerant Systems (SysTol) 2010 (pp. 239-244). IEEE.
- 22- Sanchez-Lopez JL, Pestana J, de la Puente P, Suarez-Fernandez R, Campoy P. A system for the design and

کامل کوادروتور پیاده‌سازی و تست شد. با توجه به اینکه خروجی سنسورها دارای نویز بوده به جهت کاهش اثر نویز بر داده‌های دریافتی از سنسورها، از فیلتر کالمن توسعه‌یافته برای ترکیب خروجی سنسورها با یکدیگر و بهبود نتایج بهره‌گرفته شد. با مقایسه نتایج دیده شد که اعمال فیلتر کالمن عملکرد سیستم را بهبود داده و میزان تغییرات متغیرهای زاویه‌ای کاهش یافته است. همچنین نتایج نشان داد که استفاده از فیلتر کالمن باعث هموارتر شدن نمودار تغییرات زوایا شده است. البته در حالت گذار کوادروتور از یک وضعیت به وضعیت دیگر، دیده شد که با وجود عیب عملکرد زمان رسیدن به وضعیت مرجع، تغییر محسوسی را نشان نداد و در دو سناریو در محدوده قابل قبول و نسبتاً سریع بود. بعد از حصول تجربه و کشف چالش‌ها و مشکلات موجود در کنترل مجموعه و همچنین گرفتن نتایج مناسب، در کارهای آینده، ترکیب کنترل تطبیقی با مد لغزشی در ساختار تحمل‌پذیر عیب به منظور جبران اثرات عیب عملکردها می‌تواند زمینه مطالعاتی خوبی را پیش‌رو قرار دهد.

تأییدیه اخلاقی: محتویات علمی این مقاله حاصل پژوهش نویسندگان است و در هیچ نشریه ایرانی و غیر ایرانی منتشر نشده است.

تعارض منافع: مقاله حاضر با هیچ شخص یا سازمانی تعارض منافع ندارد.

منابع

- 1- Derafa L, Benallegue A, Fridman L. Super twisting control algorithm for the attitude tracking of a four rotors UAV. *Journal of the Franklin Institute*. 2012;349(2):685-99.
- 2- Davoodi E, Rezaei M. Dynamic modeling, simulation and control of a quadrotor using MEMS sensors' experimental data. *Modares Mechanical Engineering*. 2014;14(3):175-84.
- 3- Afhami R, Fesharakifard R, Khosravi MA. Updating LQR control for full dynamic of a quadrotor. In 2017 5th RSI International Conference on Robotics and Mechatronics (ICRoM) 2017 (pp. 279-285). IEEE.
- 4- Liu C, Pan J, Chang Y. PID and LQR trajectory tracking control for an unmanned quadrotor helicopter: Experimental studies. In 2016 35th Chinese control conference (CCC) 2016 (pp. 10845-10850). IEEE.
- 5- Dhadekar DD, Sanghani PD, Mangrulkar KK, Talole SE. Robust control of quadrotor using uncertainty and disturbance estimation. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*. 2021;101:1-21.
- 6- Wu Y, Xie Y, Li S. Parameter adaptive control for a quadrotor with a suspended unknown payload under external disturbance. *IEEE Access*. 2021;9:139958-67.
- 7- Koksai N, An H, Fidan B. Backstepping-based adaptive control of a quadrotor UAV with guaranteed tracking performance. *ISA transactions*. 2020;105:98-110.

development of vision-based multi-robot quadrotor swarms. In 2014 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS) 2014 (pp. 640-648). IEEE.

23- Wang B, Shen Y, Zhang Y. Active fault-tolerant control for a quadrotor helicopter against actuator faults and model uncertainties. *Aerospace Science and Technology*. 2020;99:105745.

24- Bouabdallah S. Design and control of quadrotors with application to autonomous flying. *Epfl*; 2007.

25- Bresciani T. Modelling, identification and control of a quadrotor helicopter. *MSc theses*. 2008.

26- Zhang X, Li X, Wang K, Lu Y. A survey of modelling and identification of quadrotor robot. In *Abstract and Applied Analysis* 2014 (Vol. 2014). Hindawi.

27- Davoodi E, Mazare M, Safarpour P. Dynamic modeling and control of a quadrotor using nonlinear approaches based on MEMS sensors' experimental data. *Modares Mechanical Engineering*. 2017;16(10):31-41.

28- Beard RW. Quadrotor Dynamics and Control, Brigham Young University. Tech. Rep., 2008.[Online]. Available: <https://dspace.byu.edu/handle/1877/62412>, 16; 2008.

29- H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 3rd ed. Prentice Hall, 2002.

30- Outamazirt F, Yan L, Li F, Nemra A. Solving the UAV localization problem using a smooth variable Structure filtering. In *2015 IEEE Aerospace Conference* 2015 (pp. 1-12). IEEE.