مجله مهندسی مکانیک مدرس، دی 1395، دوره 16، شماره 10، ص‌ص 31-41

ماهنامه علمی پژوهشی

مهندسی مکانیک مدرس

mme.modares.ac.ir

مدل‌سازی دینامیکی و کنترل یک کوادروتور با استفاده از روش‌های غیرخطی، بر مبنای داده های آزمایشگاهی سنسورهای ممز

احسان داودی[1]، محمود مزارع[2]، پدرام صفرپور[3*]

1- دانشجوی دکتری، مهندسی مکانیک، دانشگاه شهید بهشتی، تهران
2- کارشناس ارشد، مهندسی مکانیک، دانشگاه شهید بهشتی، تهران
3- استادیار، مهندسی مکانیک، دانشگاه شهید بهشتی ، تهران
* تهران، صندوق پستی 1719-16765، p_safarpour@sbu.ac.ir

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل
دریافت: 17 تیر 1395
پذیرش: 25 مرداد 1395
ارائه در سایت: 11 مهر 1395

کلید واژگان:
کوادروتور
سنسورهای ممز
کنترل غیرخطی
فیلتر کالمن

چکیده

این مقاله به شبیه‌سازی کنترل یک کوادروتور با استفاده از روش‌های غیرخطی و بر اساس تخمین وضعیت بدست آمده از سنسورهای ممز پرداخته است. در ابتدا، مدل دینامیکی کوادروتور استخراج شده و سپس با استفاده از روش‌های غیرخطی مود لغزشی و خطی‌سازی پسخورد، کنترل وضعیت آن در نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی شده است. برای واقعی‌تر کردن مدل شبیه‌سازی و نزدیک کردن آن به واقعیت، از داده‌های آزمایشگاهی سنسورهای ممز استفاده گردیده است. از آنجاییکه داده‌های آزمایشگاهی برای سنسورها نشان از خطا و نویزی بودن آنها دارد از یک فیلتر کالمن برای کاهش نویز سنسورها استفاده گردید و نتایج عملکرد کنترل‌کننده‌ها با استفاده از خروجی سنسورها و خروجی فیلتر کالمن با هم مقایسه شدند. نتایج بدست آمده نشان از عملکرد خوب فیلتر کالمن و کنترل مناسب مجموعه می‌باشد. همچنین در این مقاله پاسخ سیستم به کنترل‌کننده‌های مود لغزشی و خطی‌سازی پسخورد بررسی و با یکدیگر مقایسه شدند. نتایج نشان داد که هر دو کنترل‌کننده عملکرد مناسبی دارند ولی تغییرات زوایا در کنترل خطی‌سازی پسخورد هموارتر است. با افزایش نایقینی، عملکرد کنترل خطی‌سازی پسخورد از حیث زمان رسیدن به وضعیت هدف از حالت مطلوب فاصله گرفت در حالی‌که در عملکرد مود لغزشی تأثیر قابل توجهی ایجاد نشد. از این نظر برای حفظ وضعیت کوادروتور، کنترل خطی‌سازی پسخورد مجهز به PID مناسب بوده و برای حالت گذار کوادروتور و تغییر وضعیت زاویه‌ای استفاده از کنترل‌کننده مود لغزشی توصیه می‌شود.

Dynamic modeling and control of a quadrotor using nonlinear approaches based on MEMS sensors' experimental data

Ehsan Davoodi, Mahmood Mazare, Pedram Safarpour*

Department of Mechanical Engineering, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran
* P.O.B. 1719-16765 Tehran, Iran, p_safarpour@sbu.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 07 July 2016
Accepted 14 August 2016
Available Online 02 October 2016

Keywords:
Quadrotor
MEMS Sensor
Nonlinear control
Kalman filter

ABSTRACT

This paper presents the control of a quadrotor using nonlinear approaches based on the experimentally measured sensors data. The main goal is the control and closed loop simulation of a quadrotor using feedback linearization and sliding mode algorithms. First, a nonlinear model of quadrotor is derived using Newton-Euler equations. To have a more realistic simulation the sensors noise performance was measured using a setup. Sensors data was measured under running motors. Since the experimental data for sensor had error and noise, Kalman filter was used to reduce noise effect. Results demonstrate good performance for Kalman filter and controllers. Results showed that feedback linearization and sliding mode controllers performance were good but angles changes were smoother on feedback linearization controller. With increasing uncertainty, feedback linearization performance was far from desired mode. The time to reach the preferred objective while increasing uncertainty had no significant impact on the performance of sliding mode controller. Thus feedback linearization controller added to PID is appropriate to maintain the quadrotor attitude while sliding mode controller has better performance to angle change and transient situations.

1- مقدمه

امروزه، وسایل نقلیه هوایی بدون سرنشین در عملیات نجات، نظارت، بازرسی، نقشه برداری و فیلم‌برداری هوایی مورد استفاده قرار می‌گیرند. یکی از معمول‌ترین مدل‌های این تجهیزات، کوادروتور می‌باشد [1]. کوادروتور یک وسیله پرنده شش درجه آزادی است که قابلیت پرواز عمودی و انجام مانورهای پیچیده را داراست. این وسیله دارای ساختاری شبه صلیبی می باشد که چهار ملخ در چهار گوشه آن قرار داشته و با تغییر سرعت ملخ ها می‌تواند حرکات و مانورهای مختلف را انجام دهد. این وسیله به سبب قابلیت

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

Please cite this article using:
E. Davoodi, M. Mazare, P. Safarpour, Dynamic modeling and control of a quadrotor using nonlinear approaches based on MEMS sensors' experimental data, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 10, pp. 31-41, 2016 (in Persian)

نشست و برخاست عمودی در دسته عمود پروازها قرار می‌گیرد که به جهت برخی مزایا و ویژگی‌هایش مورد توجه قرار گرفته است. ظرفیت حمل بار، سادگی ساختار وسیله، قابلیت مانورپذیری بالا، داشتن قیود کم در حرکت، هزینه کم تعمیر و نگهداری از جمله این ویژگی‌هاست. البته مصرف انرژی بالا، رفتار به شدت غیرخطی، محدودیت برد و زمان پرواز از چالش های پیش روی استفاده از این وسیله می‌باشد.

در حوزه کنترل کوادروتور کارهای مختلفی انجام گرفته است. در کارهای انجام شده به روش‌های خطی می‌توان از روش‌های کنترلی تناسبی- مشتقی و نیز تناسبی- مشتقی- انتگرالی نام برد که هر کدام به دلایلی مورد توجه قرار داشته‌اند [3,2]. روش تناسبی- مشتقی به سبب خاصیت همگرایی نمایی‌اش با جبران ترم‌های کریولیس و ژیروسکوپی و روش تناسبی- مشتقی- انتگرالی به دلیل عدم احتیاج به پارامترهای خاص مدل و سادگی اجرای آن کنترلرهای مناسبی محسوب می‌شوند. در مرجع [4] از تکنیک های تطبیقی به دلیل کارایی خوب آن برای دینامیک مدل نشده و نایقینی‌های پارامتریک استفاده شده است. روش LQR [1] هم به سبب مزیت در ارائه سیگنال ورودی بهینه از پسخورد متغیرها موضوع برخی کارها قرار گرفته است [6,5]. مشکل این تکنیک، دشواری حل تحلیلی معادله ریکاتی می‌باشد.

از طرف دیگر از آنجاییکه کوادروتور دارای یک مدل غیرخطی چند ورودی- چندخروجی دارای پارامترهای عدم قطعیت و نایقینی می‌باشد، از این رو به منظور کنترل آن روش‌های کنترلی غیرخطی و مقاوم مناسب‌تر به نظر می‌رسند. روش‌هایی از قبیل خطی‌سازی پسخورد، مود لغزشی، تطبیقی و روش‌های هوشند برای کنترل ردیابی این نوع از وسائل بدون سرنشین بکار گرفته شده است [7]. در [8] از یک کنترل‌کننده خطی سازی پسخورد برای کنترل یک کوادروتور بهره گرفته شد. به اینصورت که یک کنترل کننده PD وظیفه کنترل زاویه یاو و جهت y را به عهده داشت و برای کنترل وضعیت کوادروتور در جهات x و z یک کنترل‌کننده خطی سازی پسخورد اعمال گردیده بود. کنترل گام به عقب [2] روش دیگری است که همگرایی متغیرهای داخلی کوادروتور را تضمین می‌کند اما نیاز به محاسبات زیادی دارد [9-11]. البته روش‌های دیگری مانند فیدبک دینامیکی [12]، فیدبک بینایی [15-13]، تکنیک‌های فازی [17,16] شبکه‌های عصبی [19,18] نیز هر چند کمتر ولی در بحث کنترل کوادروتور از نظر دور نگاه داشته نشده‌اند.

روش مود لغزشی نیز در بسیاری از تحقیقات مورد استفاده قرار گرفته است [20-22]. این روش نیز باوجود نقاط ضعفی مانند پدیده نوسان فرکانس بالا، از جمله روش‌های موثر و مفید برای مقابله با نایقینی‌های موجود در مدل، عوامل غیر خطی، اغتشاشات خارجی و ویژگی‌های متغیر با زمان است و به همین دلیل توجه بسیاری از محققان را به خود جلب کرده است. در [24,23] با استفاده از کنترل‌کننده مود لغزشی تطبیقی کنترل کننده‌ای در حضور نایقینی و اغتشاش خارجی ارائه شده است.

بنالگو و همکاران [25] یک روئیت‌گر اغتشاش با استفاده از روش مود لغزشی و خطی‌سازی پسخورد ارائه دادند که در مقابل اغتشاش و نویز ناشی از باد مقاوم بود. همچنین یک رویت‌گر اغتشاش برای کنترل مقاوم پرواز با استفاده از مود لغزشی طراحی شد که در مقابل اغتشاشات عملکرد مناسبی از خود نشان داد [26]. در مرجع [27] نیز یک کنترل‌کننده مود لغزشی مرتبه بالا برای سیستم غیرخطی در حضور نایقینی با سه درجه نسبی ارائه شده است. یک روئیت‌گر بر مبنای مود لغزشی، قابل استفاده برای سیستم‌های تأخیری غیرخطی با وجود نایقینی نیز در [28] معرفی شده است.

هدف از این مقاله، ترکیب شبیه‌سازی‌های تئوریک با داده‌های بدست آمده از آزمایشات تجربی است. کوادروتور برای حفظ پایداری نیاز به تخمین زاویه و سرعت‌های زاویه‌ای خود دارد که عملکرد سنسورها و تأثیر اغتشاشات مختلف روی آن‌ها می‌تواند در خروجی پایدارکننده‌ها و کنترل‌کننده‌ها تأثیر بسزایی داشته باشد. در کارهای مشابه قبلی، کمتر در رابطه با سنسورها و تخمین وضعیت سیستم با استفاده از فیلتر کالمن بحث شده است. اصولا در کارهای گذشته، الگوریتم کنترلی مهمترین بخش را شامل می‌شده است و کارهای عملی انجام گرفته نیز صرفا با هدف تست کارایی کنترل‌کننده در پایداری سیستم و بهتر کردن نتایج آن مورد توجه قرار گرفته است. در این مقاله، شبیه‌سازی کنترل وضعیت کوادروتور بر اساس سنسورهایی خواهد بود که اطلاعات آنها از آزمایشات تجربی بدست آمده‌اند و اثرات ارتعاش موتورها به همراه سایر اغتشاشات و نویزها در آنها مورد توجه قرار گرفته است. همچنین عملکرد دو کنترل‌کننده مود لغزشی و خطی‌سازی پسخورد در کنترل زوایا و ارتفاع کوادروتور در این حالت بررسی شده و میزان خطا و دقت آن‌ها که یک مسأله بسیار مهم برای کوادروتور است، نیز مورد توجه قرار داده شده است.

در این مقاله، ابتدا به مدل‌سازی دینامیکی کوادروتور پرداخته شده است. سپس با استفاده از تکنیک کنترلی خطی‌سازی پسخورد و مود لغزشی، کنترل کننده وضعیت طراحی شد. در ادامه به منظور نشان دادن عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی، اثر اغتشاشات واقعی، نایقینی و خطای ناشی از سنسورها بر روی مدل اعمال شد. برای واقعی‌تر شدن نتایج از داده‌های آزمایشگاهی سنسورهای ممز در شرایط موتور روشن استفاده شده است. به منظور کاهش خطاهای سنسورهای ممز شتاب‌سنج و سرعت زاویه‌ای نیز یک تخمین‌گر کالمن طراحی و بر روی نمونه آزمایشگاهی پیاده‌سازی گردید که از نتایج آن در شبیه‌سازی‌ها استفاده شد. در انتها نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان داده شده که امکان بررسی عملکرد کنترل‌کننده‌ها و مقایسه آنها را فراهم می‌آورد.

ساختار این مقاله نیز بدین ترتیب است: در بخش 2 مدل دینامیکی کوادروتور استخراج شده است. در بخش 3 کنترل‌کننده‌های طراحی شده خطی سازی پسخورد و مود لغزشی بیان می‌شوند. در بخش 4 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 کنترل کننده‌های پیشنهادی در بخش 5 ذکر شده و در پایان نیز نتیجه‌گیری آورده شده است.

2- مدل‌سازی دینامیکی

کوادروتور با وجود داشتن سیستم مکانیکی ساده، مجموعه‌ای از اثرات فیزیکی متعدد ناشی از حوزه های مکانیک و آیرودینامیک می‌باشد. مدل کوادروتور باید تمامی اثرات مهم را در بر داشته باشد. جدول 1 لیستی از اثرات اصلی وارد شده به کوادروتور را به طور خلاصه نشان می‌دهد [29].

به منظور استخراج معادلات حاکم بر کوادروتور مفروضات زیر در نظر گرفته شد [30]:

- ساختار کوادروتور و ملخ‌ها صلب می‌باشد؛
- از اثرات زمین صرفنظر شده و زمین مسطح فرض می‌شود؛
- ساختار کوادروتور متقارن فرض شده است؛

[1] Linear-quadratic regulator
[2] Back-stepping

جدول 1 لیست نیروها و گشتاورهای موثر بر کوادروتور

Table 1 List of forces and moments affecting quadrotor

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

- نیروی رانش[1] و پسا[2] با مربع سرعت زاویه ای متناسب می‌باشد؛
- مرکز جرم و مبدا فریم متصل به کوادروتور بر هم منطبق هستند؛
- محورهای فریم بدنی متصل به کوادروتور بر محورهـای اینرسـی اصـلی 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 می‌باشد: فریم اینرسی (متصل به زمین) و فریم متصل به کوادروتور. در شکل 1 شماتیکی از کوادروتور به همراه فریم‌های بدنی و اینرسی نشان داده شده است.

معادلات حرکت به دلایلی مانند ثابت بودن مـاتریس اینرسـی نسـبت بـه زمان، مشخص بودن نیروهای کنترلی و انجام شدن انـدازه‌گیـری‌هـا در فـریم متصل به جسم، در دستگاه متصل به جسم فرمول می‌شود. می‌توان دینامیـک جسم صلب با جرم m[kg] و ماتریس ممان اینرسـی I[Nms^2] را در حـالتی که معادلات در دستگاه بدنی (متصل به جسم) نوشته می‌شوند و مرکـز فـریم متصل به جسم بر مرکز جرم آن منطبق باشد، به‌صورت رابطه (1) نشان داد:

$$m((\frac{\partial V^B}{\partial t}) + W \times V^B) = F^B$$
$$I\dot{W} + W \times (IW) = \tau^B \qquad (1)$$

که در آن $\dot{V}^B$ و V^B به ترتیب معرف بردار شتاب و سرعت خطی کوادروتور و $\dot{W}^B$ و W^B به ترتیب نشانگر بردار شتاب و سرعت زاویه‌ای کوادروتور در فریم بدنی B می‌باشد. علاوه بر این، F^B[N] و τ^B[N m] به ترتیب بردار نیرویی و بردار گشتاور زاویه‌ای کوادروتور در فریم B می‌باشند. فرم مبسوط رابطه (1) به‌صورت رابطه (2) می‌باشد:

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

معادله (2) کاملا کلی و عام است و برای همه اجسـام صـلب کـه فرضـیه های قبلی را ارضا کنند معتبر است. آنچه وجه تمایز بین اجسام مختلف است، ترم مربوط به نیروهای تعمیم یافته در این معادلـه مـی‌باشـد کـه دربردارنـده اطلاعات خاصی از دینامیک وسـیله مـی‌باشـد. نیروهـای تعمـیم یافتـه بـرای کوادروتور را می‌توان به چهار جزء تقسیم کـرد: نیـروی وزن، نیـروی ناشـی از اثرات ژیروسکوپی، نیروی اصطکاک، نیروها وگشتاورهای کنترلی.

2-1- اثرات گرانشی

اولین بخش مربوط به بردار نیروی گرانشی می باشد که ناشی از شتاب جاذبه معین و معلوم زمین می‌باشد. از آنجاییکه این نیرو در مرکز جرم وسیله

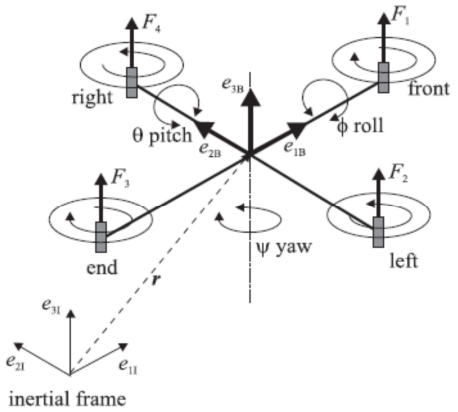

Fig. 1 A schematic of quadrotor

شکل 1 شماتیکی از سیستم کوادروتور

(منطبق بر مبدا دستگاه مختصات متصل به کوادروتور) در نظر گرفته می‌شود، گشتاوری تولید نمی‌کند و تنها خاصیت نیرویی دارد. معادله (3) چگونگی بازنویسی این نیرو در دستگاه نیروهای تعمیم یافته متصل به کوادروتور را نشان می‌دهد.

$$G_B = \begin{bmatrix} F_G^B \\ 0_{3\times1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\theta^{-1} F_G^E \\ 0_{3\times1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\theta^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{bmatrix} \\ 0_{3\times1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} mg\sin\theta \\ -mg\cos\theta\sin\varphi \\ -mg\cos\theta\cos\varphi \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (3)$$

که در آن F_G^B بردار نیروی گرانشی در فـریم متصـل بـه جسـم B و F_G^E بردار نیروی گرانشی در فریم مرجع اینرسی E می باشـد. بعـلاوه از آنجاییکـه ماتریس دوران R_θ ماتریس متعامد نرمالیزه شـده مـی باشـد وارون آن یعنـی R_θ^{-1} ، معادل با R_θ^T می‌باشد.

2-2- اثرات ژیروسکوپی

دومین بخش، اثرات ژیروسکوپی تولید شده در اثر چرخش ملـخ اسـت. چـون دو ملخ در جهت عقربه‌ها و دوتای دیگر در خلاف جهت عقربه ها می چرخند، وقتیکه جمع جبری سرعت ملخ ها صـفر نباشـد یـک عـدم تعـادل سراسـری بوجود می‌آید. اگر علاوه بـر آن، نـرخ رول یـا پـیچ هـم مخـالف صـفر باشـند کوادروتور یک گشتاور ژیروسکوپی مطابق با معادله (4) را تجربه می‌کند:

$$O_B(\nu)\Omega = -\sum_{K=1}^{4} J_{TP} \begin{pmatrix} 0_{3\times1} \\ \omega^B \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \end{pmatrix} \times (-1)^K \Omega_K$$

$$= \begin{bmatrix} 0_{3\times1} \\ J_{TP} \begin{bmatrix} -q \\ p \\ 0 \end{bmatrix} \Omega \end{bmatrix} = J_{TP} \begin{bmatrix} & 0_{3\times4} & & \\ q & -q & q & -q \\ -p & p & -p & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ \Omega_3 \\ \Omega_4 \end{bmatrix} \qquad (4)$$

که در آن $O_B(\nu)$ ماتریس ژیروسکوپی ملخ، J_{TP} ممان اینرسی چرخشی کل حول محور ملخ و Ω نشانگر مجموع جبری سرعت ملخ‌ها می‌باشد که در معادله (5) نشان داده شده است:

$$\Omega = \Omega_1 + \Omega_2 + \Omega_3 + \Omega_4 \qquad (5)$$

Ω_1 نشان‌دهنده 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 ژیروسکوپی تولید شده توسط چرخش ملخ ها

[1] Thrust
[2] Drag

فقط با معادلات زاویه‌ای ارتباط دارد و با معادلات خطی ارتباطی نخواهد داشت.

3-2- اثرات آیرودینامیکی

سومین بخش از نیروها و گشتاورها بوسیله ورودی‌های اصلی حرکت ایجاد می‌شوند. از ملاحظات آیرودینامیکی این نتیجه منتج می‌شود که هر دو نیروی رانش و گشتاور پسا متناسب با مربع سرعت ملخ ها می‌باشند که در رابطه (6) نیز نشان داده شده‌اند.

$$T_i = b\Omega_i^2 \qquad Q_i = d\Omega_i^2 \tag{6}$$

که در آن T_i و Q_i به ترتیب نشانگر نیروی رانش و گشتاور پسای موتور i ام و b و d معرف ضرایب تراست و پسا هستند.

معادله (7) 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.

$$U_B(\Omega) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b(\Omega_1^2+\Omega_2^2+\Omega_3^2+\Omega_4^2) \\ bl(\Omega_4^2-\Omega_2^2) \\ bl(\Omega_3^2-\Omega_1^2) \\ d(\Omega_2^2+\Omega_4^2-\Omega_3^2-\Omega_1^2) \end{bmatrix} \tag{7}$$

رابطه (8) معادلات دینامیکی حاکم بر کوادروتور را در دستگاه بدنی (متصل به کوادروتور) نشان می‌دهد:

$$\begin{aligned}
\dot{u} &= (vr - wq) + g\sin\theta \\
\dot{v} &= (wp - ur) - g\cos\theta\sin\varphi \\
\dot{w} &= (uq - vp) - g\cos\theta\cos\varphi + \frac{U_1}{m} \\
\dot{p} &= \frac{I_{yy}-I_{zz}}{I_{xx}} qr - \frac{J_{TP}}{I_{xx}} q\Omega + \frac{U_2}{I_{xx}} \\
\dot{q} &= \frac{I_{zz}-I_{xx}}{I_{yy}} rp - \frac{J_{TP}}{I_{yy}} p\Omega + \frac{U_3}{I_{yy}} \\
\dot{r} &= \frac{I_{xx}-I_{yy}}{I_{zz}} pq + \frac{U_4}{I_{zz}}
\end{aligned} \tag{8}$$

که در آن ورودی های کنترلی تابع سرعت ملخ ها، به‌صورت رابطه (9) تعریف شده‌اند:

$$\begin{aligned}
U_1 &= b(\Omega_1^2+\Omega_2^2+\Omega_3^2+\Omega_4^2) = T_1+T_2+T_3+T_4 \\
U_2 &= bl(\Omega_4^2-\Omega_2^2) \\
U_3 &= bl(\Omega_3^2-\Omega_1^2) \\
U_4 &= d(\Omega_2^2+\Omega_4^2-\Omega_3^2-\Omega_1^2) \\
\Omega &= \Omega_1+\Omega_2+\Omega_3+\Omega_4
\end{aligned} \tag{9}$$

از آنجا که درک و همچنین کار بر روی معادلات مربوط به سرعت‌ها و شتاب‌های خطی مخصوصا در بحث کنترل ارتفاع در فریم مرجع اینرسی آسان‌تر و کارآتر 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 به‌صورت رابطه (10) بازنویسی می‌شوند [31].

$$\begin{aligned}
\ddot{X} &= (\sin\psi\sin\varphi + \cos\psi\sin\theta\cos\varphi)\frac{U_1}{m} \\
\ddot{Y} &= (-\cos\psi\sin\varphi + \sin\psi\sin\theta\cos\varphi)\frac{U_1}{m} \\
\ddot{Z} &= -g + (\cos\theta\cos\varphi)\frac{U_1}{m} \\
\dot{p} &= \frac{I_{yy}-I_{zz}}{I_{xx}} qr - \frac{J_{TP}}{I_{xx}} q\Omega + \frac{U_2}{I_{xx}} \\
\dot{q} &= \frac{I_{zz}-I_{xx}}{I_{yy}} rp - \frac{J_{TP}}{I_{yy}} p\Omega + \frac{U_3}{I_{yy}} \\
\dot{r} &= \frac{I_{xx}-I_{yy}}{I_{zz}} pq + \frac{U_4}{I_{zz}}
\end{aligned} \tag{10}$$

3- الگوریتم کنترلی

برای بدست آوردن یک مدل ساده که بتواند در الگوریتم‌های کنترلی اجرا شود دینامیک کوادروتور باید تا حدودی ساده‌سازی شود. معادله (10) می‌تواند بر طبق ملاحظات زیر ساده‌سازی شده و بازنویسی گردد:

- بخش‌های دورانی به دلیل وجود چندین متغیر بسیار پیچیده هستند. بیشتر آنها از جفت‌شدگی سرعت‌های زاویه‌ای (فرم کریولیس مرکزی و اثرات ژیروسکوپی) حاصل می‌شوند. چون هدف اصلی کنترل‌کننده، حفظ وضعیت پرواز ایستا کوادروتور می‌باشد می‌توان حرکت آن را نزدیک به وضعیت پرواز ایستا فرض نمود. بنابراین تغییرات زاویه‌ای مخصوصا حول محورهای x و y را می‌توان کوچک فرض کرده و معادلات مربوطه را ساده سازی نمود.
- شتاب های زاویه‌ای در فریم متصل به کوادروتور $(\dot{p},\dot{q},\dot{r})$ با شتاب زوایای اویلر $(\ddot{\varphi},\ddot{\theta},\ddot{\psi})$ که نسبت به فریم اینرسی محاسبه می‌شوند برابر نیستند. از آنجا که ماتریس انتقال T_θ که ارتباط بین سرعت‌های زاویه‌ای در فریم اینرسی و سرعت‌های زاویه‌ای در فریم متصل به کوادروتور را تعیین می‌کند (رابطه 11) در وضعیت پرواز ایستا، به ماتریس همانی نزدیک است معادلات شتاب زاویه‌ای بطور مستقیم به شتاب زوایای اویلر ارجاع داده می‌شوند.

$$[\dot{\varphi},\dot{\theta},\dot{\psi}]^T = T_\theta[p,q,r]^T$$

$$T_\theta = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi\tan\theta & \cos\varphi\tan\theta \\ 0 & \cos\varphi & -\sin\varphi \\ 0 & \dfrac{\sin\varphi}{\cos\theta} & \dfrac{\cos\varphi}{\cos\theta} \end{bmatrix} \tag{11}$$

کل الگوریتم کنترلی برای دادن سیگنال‌های مناسب به موتورها استفاده می‌شود. چون تعداد ملخ ها چهار عدد می باشد بیشتر از چهار متغیر نمی‌تواند در حلقه کنترل شود. از آنجاییکه کنترل زوایای اویلر و کنترل ارتفاع اهداف اصلی سیستم کنترلی کوادروتور می باشند، تصمیم بر آن شد که معادلات موقعیت x و y از معادلات سیستم حذف شوند.

معادله (12)، دینامیک مورد استفاده درکنترل را نشان می‌دهد:

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

3-1- کنترل کننده مود لغزشی

نایقینی‌های مدل در سیستم‌های مکانیکی می‌تواند اثرات منفی بر عملکرد آن‌ها بگذارد. رهیافت کنترل مقاوم از جمله ابزارهای مهم برای مقابله با نایقینی در مدل می‌باشد. به عنوان نمونه، یکی از رهیافت‌های کنترل مقاوم، روش کنترل مود لغزشی می‌باشد که در آن با تعریف یک سطح هم ارز با هدف کنترلی، کنترل‌کننده بگونه‌ای طراحی می‌شود که در هر لحظه به سمت سطح تعریفی میل کند. از جمله معایب این روش کنترلی که معمولا کاربرد آن را برای کنترل سیستم‌های مکانیکی محدود می‌کند، سوئیچینگ

فرکانس بالا است که باعث به وجود آمدن پدیده چترینگ[1] می‌شود. با این حال با ترفندهایی می‌توان این نوسانات را محدود و در حد قابل قبول نگاه داشت.

مهترین بخش در طراحی کنترل‌کننده مود لغزشی، تعریف صفحه لغزش است، صفحه‌ای که قرارگیری بر روی آن معادل با ارضای هدف مسأله می‌باشد. از آنجاییکه معادلات حاکم بر کوادروتور (رابطه 12) به فرم زیر می‌باشد:

$$q^{(n)} = f(q,t) + b(q,t)u(t) \tag{13}$$

که در آن q بردار متغیرهای حالت، u ورودی کنترلی، f و b نیز توابعی از متغیرهای حالت و زمان هستند، سطح لغزش S به‌صورت رابطه (14) تعریف می‌شود:

$$S(q,t) = \left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} + \Lambda\right)\tilde{q} = 0 \tag{14}$$

در رابطه (14)، Λ یک ثابت اکیدا مثبت و $\tilde{q}(t) = q(t) - q_d(t)$ می‌باشد. هدف از این تعریف، نگه داشتن سطح لغزش در نزدیکی صفر است.

با مشتق‌گیری از رابطه (14) نتیجه می‌شود:

$$\dot{S} = (\ddot{q} - \ddot{q}_d) + \Lambda(\dot{q} - \dot{q}_d) \tag{15}$$

که در آن $q_d, \dot{q}_d, \ddot{q}_d$ به ترتیب بیانگر شتاب، سرعت و وضعیت مرجع می‌باشد. با جایگذاری معادلات دینامیکی کوادروتور به صورت سیستم مرتبه دو، معادله شیب سطح لغزش را می‌توان به صورت رابطه (16) بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} &\ddot{q} = f(q,t) + b(q,t)u(t) \\ &\rightarrow \dot{S} = f + b\,u - \ddot{q}_d + \Lambda(\dot{q} - \dot{q}_d) \end{aligned} \tag{16}$$

قانون کنترلی $\hat{u}(t)$ جهت رسیدن به $\dot{S} = 0$ به صورت رابطه (17) تقریب زده می‌شود:

$$\hat{u}(t) = -\hat{f} + \ddot{q}_d - \Lambda(\dot{q} - \dot{q}_d) \tag{17}$$

برای اینکه شرط لغزش با وجود نایقینی در دینامیک $f(q,t)$ برقرار باشد، روی سطح $S = 0$، یک جمله ناپیوسته به $\hat{u}(t)$ اضافه می‌شود که بیانگر قانون کنترلی سوئیچینگ است:

$$u(t) = \hat{u}(t) - k(q,t)\tanh(S(t)) \tag{18}$$

که $k(q,t)$ یک ثابت مثبت است. تابع سوئیچینگ به‌صورت رابطه (19) می‌باشد:

$$\tanh(S(t)) = \frac{(e^{2S} - 1)}{(e^{2S} + 1)} \tag{19}$$

علت استفاده از تابع هایپربولیک هموار کردن ورودی کنترلی و جلوگیری از چتریتگ در نتایج می‌باشد. با انتخاب $k(q,t)$ نسبتا بزرگ، می‌توان تضمین کرد که مربع فاصله تا سطح، در امتداد همه مسیرهای سیستم کاهش یابد. از آنجاییکه هدف، کنترل زوایا و ارتفاع کوادرورتور است، متغیرهای حالت q به‌صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$q = [z, \varphi, \theta, \psi] \tag{20}$$

برای بررسی پایداری سیستم در حضور کنترل‌کننده مود لغزشی، تابع لیاپانوف به‌صورت رابطه (21) در نظر گرفته می‌شود:

$$V = \frac{1}{2}S^T.S > 0 \tag{21}$$

با مشتق‌گیری از طرفین رابطه (21) شرط پایداری حاصل می‌شود:

$$\dot{V} = S^T.\dot{S} \leq 0 \tag{22}$$

با توجه به روابط (14) و (15) و صفحه لغزش تعریف شده به آسانی می‌توان دید که شرط پایداری ارضا شده است.

از آنجا که هدف کنترلی در کوادروتورها معمولا رسیدن به یک وضعیت زاویه‌ای و ارتفاعی ثابت است می‌توان وضعیت مرجع سرعت و شتاب متغیرهای هدف را صفر در نظر گرفت: $\dot{q}_d, \ddot{q}_d = 0$

با توجه به آنچه ذکر شد و همچنین ساده‌سازی ریاضی، قانون کنترل مود لغزشی برای کوادروتور به صورت رابطه (23) استخراج می‌شود:

$$U = -W - \Lambda\dot{q} - k.\tanh(S)$$

$$W = \begin{bmatrix} \frac{I_y - I_x}{I_x}\dot{\theta}\dot{\psi} \\ \frac{I_z - I_x}{I_y}\dot{\varphi}\dot{\psi} \\ \frac{I_x - I_y}{I_z}\dot{\theta}\dot{\varphi} \end{bmatrix} \quad \dot{q} = \begin{bmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix}$$

$$U_1 = -\left(\frac{\cos\theta\cos\varphi}{m}\right)^{-1}(\hat{u}(t) - k.\tanh(S)) \tag{23}$$

مؤلفه‌های U_4, U_3, U_2 ورودی های کنترلی اعمالی در جهت زوایای رول، پیچ، یاو و U_1 مؤلفه ورودی کنترلی در جهت z می‌باشد. برای کاهش نوسانات از تابع $\tanh(S)$ استفاده شده است.

2-3- روش کنترلی خطی‌سازی پسخورد

در این بخش با اعمال روش خطی سازی پسخورد روی معادلات کوادروتور، معادلات مذکور به حالت خطی در آمده و در ادامه کنترل کننده PID به سیستم اعمال شده است که روابط آن به‌صورت نشان داده شده در رابطه 24 می‌باشد.

$$\begin{aligned} U_z &= \frac{m}{\cos\varphi\cos\theta}(g + U_{PID}) \\ U_\varphi &= I_{xx}\left(\frac{I_{zz} - I_{yy}}{I_{xx}}qr + \frac{J_{Tp}}{I_{xx}}q\Omega + U_{\mathrm{PID}}\right) \\ U_\theta &= I_{yy}\left(\frac{I_{xx} - I_{zz}}{I_{yy}}rp + \frac{J_{Tp}}{I_{yy}}p\Omega + U_{\mathrm{PID}}\right) \\ U_\psi &= I_{zz}\left(\frac{I_{yy} - I_{xx}}{I_{zz}}pq + U_{\mathrm{PID}}\right) \end{aligned} \tag{24}$$

مدل دینامیکی استخراجی بیانگر مدل دقیق سیستم نمی‌باشد، از این‌رو سیستم دارای نایقینی پارامتری و غیر ساختار یافته است، که این مهم باعث کاهش حاشیه پایداری و حساسیت به اغتشاش خارجی در روش خطی سازی پسخورد می شود. البته وجود کنترل‌کننده PID در ورودی خطی‌سازی پسخورد تا حدودی این عوارض ناخواسته را تعدیل می‌کند. بنابراین در کل کارایی این روش به میزان خطا در مدل‌سازی وابسته بوده که در شبیه‌سازی‌ها میزان اثرپذیری آن نسبت به پارامترها بررسی شده است.

4- تئوری تخمین

تخمین به دلایل متنوعی از جمله عدم امکان اندازه‌گیری مستقیم بعضی پارامترها، گرانی سنسورها، کاهش نویز سنسورها، ترکیب اطلاعات چند سنسور برای رسیدن به نتیجه بهتر و غیره استفاده می شود. در دو دهه اخیر تکنولوژی سیستم‌های میکروالکترومکانیکی باعث بوجود آمدن سنسورهایی شده است که بسیار کوچک، سبک و ارزان قیمت بوده و برای بسیاری از کاربردها دقت قابل قبول دارند. از جمله این سنسورها می‌توان به سنسورهای شتاب و ژیروسکوپ‌های سرعت زاویه‌ای اشاره کرد. البته سنسورهای ممز باوجود مزیت‌های زیادی که دارند، به دلیل ماهیت خود دارای نقاط ضعف و محدودیت‌هایی هستند که استفاده از آن‌ها را با چالش‌هایی روبرو می‌کند. این سنسورها معمولا دارای خطاهایی چون بایاس ثابت و متغیر، عدم تنظیم محور، خطای مقیاس‌گذاری و غیره هستند. علاوه بر این، خروجی این سنسورها نویزی بوده و از این جهت نیز خطای مضاعفی در خروجی آن‌ها

[1] Chattering

ایجاد می‌شود.

در حال حاضر سنسور ممزی که مستقیما برای اندازه‌گیری زاویه به کار رود وجود ندارد اما می‌توان از سنسورهای شتاب و ژیروسکوپ‌های سرعت زاویه‌ای به عنوان ابزاری برای تخمین غیرمستقیم زاویه استفاده نمود. در این بخش از مقاله بحث ترکیب اطلاعات دو سنسور شتاب سنج و ژیروسکوپ به منظور بهبود نتایج بررسی خواهد شد. سنسور شتاب بسیار به ارتعاشات حساس است و ژیروسکوپ نیز دارای دریفت می‌باشد. از همین رو با استفاده از فیلتر کالمن سعی در جبران ضعف‌های هر یک از سنسورها با ترکیب اطلاعات آنها شده است.

معادله سینماتیکی نشان داده شده در رابطه (25) به‌عنوان مدلی از سیستم که همواره برقرار است در نظر گرفته می شود:

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \int_{k\Delta T}^{(k+1)\Delta T} W \, \mathrm{dt} \tag{25}$$

به علت بایاس ژیروسکوپ، انتگرال‌گیری از خروجی های ژیروسکوپ موجب ایجاد دریفت می‌شود. به همین جهت، بایاس ژیروسکوپ ثابت و کوپل شده با نویز سفید در نظر گرفته می شود. در نتیجه معادله (25) می‌تواند به‌صورت روابط (26-28) بازنویسی شود [32]:

$$\theta_{k+1} = \theta_k + W_K \times \Delta T - b \times \Delta T + \omega \tag{26}$$

$$\dot{b} = 0 \Rightarrow b_{k+1} = b_k \tag{27}$$

$$z_k = \theta_k + \nu = \theta_{\mathrm{acc}} \tag{28}$$

w_k یا همان سرعت زاویه ای که از ژیروسکوپ بدست می‌آید به‌عنوان ورودی برای معادله (26) در نظر گرفته می شود و خروجی مورد نظر که همان θ است و در معادله خروجی (28) نشان داده شده است از طریق شتاب‌سنج حس می‌شود. با ترکیب روابط (26) تا (28)، رابطه (29) نتیجه می‌شود [33]:

$$x_{k+1} = \begin{bmatrix} \theta_{k+1} \\ b_{k+1} \end{bmatrix}$$
$$x_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_k \\ b_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta T \\ 0 \end{bmatrix} u_k + \omega$$
$$z_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_k \\ b_k \end{bmatrix} + \nu \tag{29}$$

لازم به یادآوری است که θ_k بیانگر زاویه در زمان نمونه‌گیری k ام، b نماینده بایاس سنسور سرعت زاویه‌ای و ΔTزمان نمونه برداری است. همچنین ω و ν به ترتیب نویز فرایند و اندازه‌گیری را نشان می‌دهند.

با توجه به رابطه (29) که مدل فضای حالت را دارد از الگوریتم فیلتر کالمن خطی بیان شده توسط رابطه (30) استفاده شده است:

$$k_k = \mathrm{A}P_K\mathrm{C}^{\mathrm{T}}(\mathrm{C}P_K\mathrm{C}^{\mathrm{T}} + R)^{-1}$$
$$\hat{x}_{k+1} = (\mathrm{A}\hat{x}_k + \mathrm{B}\hat{u}_k) + k_k(y_k - \mathrm{C}\hat{x}_k)$$
$$P_{k+1} = \mathrm{A}P_K\mathrm{A}^{\mathrm{T}} + Q - \mathrm{A}P_K\mathrm{C}^{\mathrm{T}}R^{-1}\mathrm{C}P_K\mathrm{A}^{\mathrm{T}} \tag{30}$$

که k_k بهره فیلتر کالمن، P_K ماتریس کواریانس خطای تخمین، R و Q به ترتیب ماتریس کواریانس نویز فرایند و نویز اندازه‌گیری هستند. همچنین A و B و C به ترتیب نشان‌دهنده ماتریس ضرایب متغیرهای حالت، ورودی و خروجی در رابطه (29) هستند. با استفاده از این الگوریتم و مدل فضای حالت که در رابط (29) مشخص شده است تخمین زاویه انجام می‌شود.

5- نتایج

در این بخش ابتدا نتایج داده‌های آزمایشگاهی برای سنسورها آورده شده و سپس با اعمال فیلتر کالمن، مقایسه‌ای بین خروجی سنسورها و فیلتر کالمن انجام و کارایی فیلتر کالمن برای بهبود نتایج بررسی می‌شود. در ادامه، نتایج شبیه‌سازی کنترل کننده های پیشنهادی بر مبنای اطلاعات مستخرج از داده‌های آزمایشگاهی و چگونگی تغییرات متغیرهای حالت برای کوادروتور نشان داده شده است.

5-1- نتایج آزمایشگاهی

برای نزدیک کردن شبیه‌سازی به واقعیت، تلاش گردید تا حد امکان از داده‌های آزمایشگاهی در مدل شبیه‌سازی استفاده گردد. همان‌طور که در بخش قبلی ذکر شد به جهت نویزی بودن خروجی سنسورها، از فیلتر کالمن برای ترکیب خروجی سنسورها با یکدیگر و بهبود نتایج بهره گرفته شد. برای تعیین پارامترهای فیلتر کالمن از یک مدل نصف کوادروتور استفاده شده که مشخصات سنسورهای شتاب سنج و سرعت زاویه‌ای مورد استفاده در جدول 2 نشان داده شده است.

در نمونه آزمایشگاهی از یک شاسی که سایر اجزا بر روی آن سوار می‌شوند استفاده شده است. دو موتور براشلس در دو انتهای شاسی و برد الکترونیکی در وجه بالایی تعبیه شده‌اند. ملخ‌های 4.5 × 9 مورد استفاده برای ایجاد نیروی عمودی در دو سمت شاسی، یکی راست‌گرد و دیگری چپ‌گرد است تا بدین ترتیب اثرات گشتاور پسای ملخ‌ها تا حدودی با یکدیگر خنثی شوند. درجات آزادی سیستم توسط یک شفت که به راحتی حول محور خود دوران می‌کند محدود شده است. در نمونه آزمایشگاهی سعی بر آن بوده که تا حد امکان سیستم متقارن و محور دوران از مرکز جرم مجموعه عبور کند تا بدین ترتیب اثر گشتاور نیروی وزن بر روی مجموعه کم گردد. نحوه آرایش اجزا نیز بر همین مبنا انجام گرفته است. شکل 2 نمایی از این نمونه آزمایشگاهی را نشان می‌دهد.

سنسورهای مورد استفاده در آزمایش ها از نوع آنالوگ هستند که داده‌های آنها از طریق یک میکروکنترلر و با زمان نمونه‌گیری 0.02 ثانیه دریافت می‌شود. به جهت رزولوشن ده بیتی مبدل های آنالوگ به دیجیتال (ADC) میکروکنترلر، خروجی سنسورها اعدادی بین 0-1023 خواهند بود. میکرو، اطلاعات دریافتی از سنسورها را از طریق پورت سریال به کامپیوتر انتقال می‌دهد. همچنین دستورات کنترلی از کامپیوتر به میکرو نیز از طریق همین پورت منتقل می‌شود. برای دریافت، تجزیه و تحلیل داده‌ها و ارسال دستورات کنترلی از زبان برنامه‌نویسی ویژوال سی شارپ استفاده شده است.

با توجه به اطلاعات سنسورها و تست‌های انجام شده، ماتریس‌های کواریانس R و Q زیر بهترین جواب‌ها را در استفاده از فیلتر کالمن فراهم می‌آورند:

$$R = [0.0015] \quad , \quad Q = \begin{bmatrix} 0.00008 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{31}$$

شکل 3 نتایج حالت افقی بدون حرکت را با موتورهای روشن نشان می‌دهد. در مقایسه با حالت موتور خاموش، نویز زاویه بدست آمده از شتاب‌سنج‌ها بیشتر شده است. لازم به ذکر است که با تخمین بایاس ژیروسکوپ توسط فیلتر کالمن، دریفت سنسور سرعت زاویه‌ای تا حد قابل

جدول 2 مشخصات سنسورهای نمونه آزمایشگاهی

Table 2 Characteristics of laboratory setup‘s sensors

نام جزء	اسم	شرکت سازنده	مشخصات
سنسور شتاب	ADXL330	آنالوگ دیوایسز	3 محوره- $\pm 3g$ حساسیت $300 \frac{\mathrm{mv}}{\mathrm{g}}$
ژیروسکوپ	LISY300AL	اس تی میکرو الکترونیکس	تک محوره $\pm 300 \frac{\mathrm{deg}}{\mathrm{s}}$ حساسیت $3.3 \frac{\mathrm{mv}}{(\frac{\mathrm{deg}}{\mathrm{s}})}$

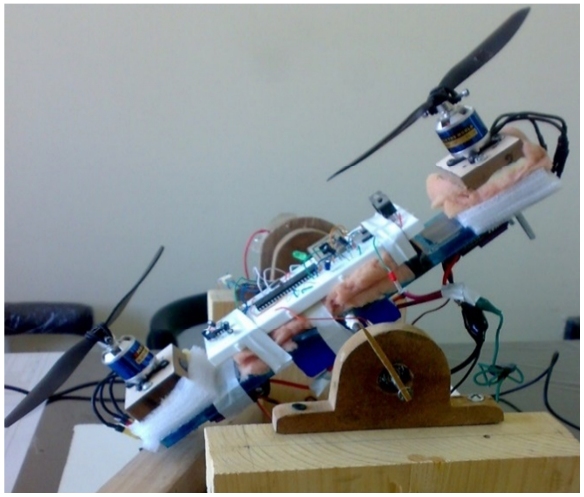

Fig. 2 View from the laboratory setup

شکل 2 نمایی از نمونه آزمایشگاهی

قبولی کاهش می‌یابد اما این مورد تأثیر محسوسی از نظر کاهش نویز روی سنسور سرعت زاویه‌ای ندارد زیرا در مدل مورد استفاده برای تخمین‌گر کالمن در مورد سرعت زاویه‌ای، تنها مقدار بایاس تخمین زده می‌شود و انتظاری برای حذف نویز سرعت زاویه‌ای نمی‌رود.

برای مقایسه کمی نتایج، انحراف معیار نتایج حاصل برای سنسور شتاب سنج و خروجی فیلترکالمن در جدول 3 نشان داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، فیلتر کالمن باعث بهبود بسیار در نتایج بدست آمده برای زاویه شده است.

در ادامه برای بررسی کارایی فیلتر کالمن در حالت دینامیکی، بدنه بوسیله دست و با موتور روشن حرکت داده شد و نتایج حاصله با یکدیگر مقایسه گردید. در شکل 4 زاویه و در شکل 5 سرعت زاویه‌ای مجموعه نشان داده شده است. همان‌طور که پیش‌بینی می‌شد و در شکل 4 نیز مشخص است فیلتر کالمن با کاهش نویز زاویه، خروجی مناسبی را ارائه می‌کند. شکل 5 نیز حاکی از نزدیکی زیاد بین منحنی خروجی سنسور سرعت‌زاویه‌ای و منحنی منتج از فیلتر کالمن می‌باشد که این امر به دلیل کوچک بودن بایاس و همچنین عدم ثابت بودن وضعیت سیستم، به جهت حرکت دادن آن می‌باشد.

نتایج حاصله از تست‌های حلقه باز نشانگر اینست که استفاده از فیلتر کالمن موجب کاهش نوسانات زاویه و بدست آمدن منحنی هموارتر برای آن شده است. لازم به ذکر است که در نظر گرفتن خروجی سنسورها و فیلتر کالمن در حالت موتور خاموش منجر به نتایج اشتباه خواهد شد که علت این امر به دو موضوع بر می‌گردد. اول اینکه کالیبراسیون سنسورها باید در حالت

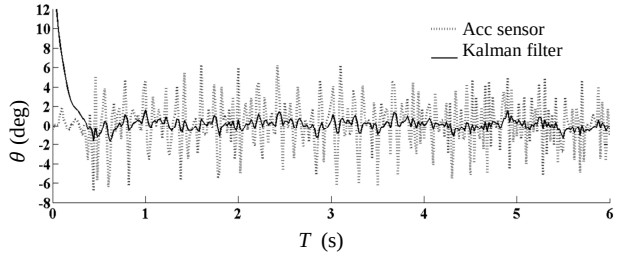

Fig. 3 Angle output: motor off without horizontal movement

شکل 3 خروجی زاویه در حالت موتور روشن و بدون حرکت افقی

جدول 3 انحراف معیار نتایج در حالت موتور روشن و خاموش بر حسب درجه

Table 3 results STD in motor mode on and off

	شتاب سنج	فیلتر کالمن
موتور خاموش	0.95	0.35
موتور روشن	2.71	0.7

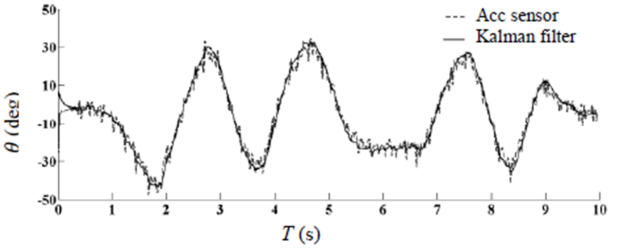

Fig. 4 Angle output: motor on and Moving by hand

شکل 4 خروجی زاویه در حالت موتور روشن و جابجایی با دست

موتور روشن انجام شود و دوم، میزان نویز وارده بر سنسورها در حالت موتور خاموش نسبت به حالت موتور روشن بسیار کمتر است.

از همین نتایج بدست آمده برای نویز سنسورها قبل و بعد از اعمال فیلتر کالمن، در شبیه‌سازی استفاده شده است تا عملکرد کنترل‌کننده به واقعیت نزدیکتر شود.

5-2- نتایج شبیه‌سازی

برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده‌های پیشنهادی، مدل کوادروتور در نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی شد. از یک تأخیر زمانی برای ورودی‌ها استفاده گردید تا اثرات حذف مدل دیفرانسیلی موتور کاهش یافته و شبیه‌سازی به واقعیت نزدیکتر شود. همچنین با استفاده از داده‌های آزمایشگاهی بدست آمده از سنسورها و فیلتر کالمن که در بخش قبل نتایج آن آورده شد، نویز لازم به سیستم اعمال گردید. تمامی شبیه‌سازی‌ها به ازای نایقینی 5 درصد در

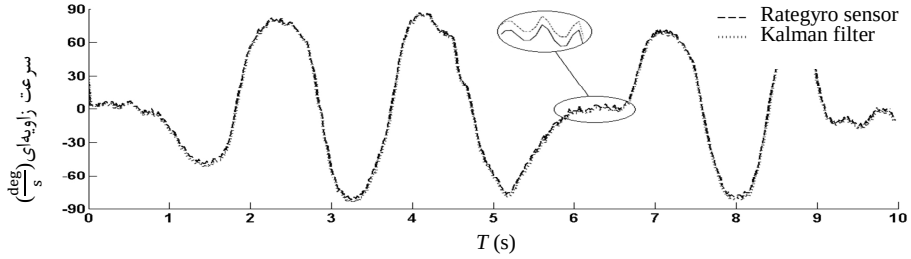

Fig. 5 Angle velocity output: motor on and Moving by hand

شکل 5 سرعت زاویه‌ای در حالت موتور روشن و جابجایی با دست

جدول 4 شرایط اولیه و وضعیت هدف اعمال شده در شبیه‌سازی کوادروتور

Table 4 Initial and refrence conditions in quadrotor simulations

	شرایط اولیه							
	$\dot{z}(\frac{m}{s})$	$r(\frac{deg}{s})$	$q(\frac{deg}{s})$	$p(\frac{deg}{s})$	$z(m)$	$\psi(deg)$	$\theta(deg)$	$\varphi(deg)$
غیر ایستا به ایستا	0	0	0	0	1	20	−10	20
	وضعیت هدف							
	$\dot{z}(\frac{m}{s})$	$r(\frac{deg}{s})$	$q(\frac{deg}{s})$	$p(\frac{deg}{s})$	$z(m)$	$\psi(deg)$	$\theta(deg)$	$\varphi(deg)$
	0	0	0	0	0	0	0	0
	شرایط اولیه							
	$\dot{z}(\frac{m}{s})$	$r(\frac{deg}{s})$	$q(\frac{deg}{s})$	$p(\frac{deg}{s})$	$z(m)$	$\psi(deg)$	$\theta(deg)$	$\varphi(deg)$
ایستا به غیرایستا	0	0	0	0	0	0	0	0
	وضعیت هدف							
	$\dot{z}(\frac{m}{s})$	$r(\frac{deg}{s})$	$q(\frac{deg}{s})$	$p(\frac{deg}{s})$	$z(m)$	$\psi(deg)$	$\theta(deg)$	$\varphi(deg)$
	0	0	0	0	1	20	15	−10

جدول 5 مشخصات کوادروتور مورد بررسی

Table 5 Quadrotor characteristics

I_{zz} (Nms^2)	I_{yy} (N m s^2)	I_{xx} (N ms^2)	m (kg)
1.2×10^{-3}	8.1×10^{-4}	8.1×10^{-4}	1.1

ممان‌های اینرسی و جرم کوادروتور انجام گرفته است. همچنین به جهت امکان مقایسه بین نتایج، تمامی شبیه سازی‌ها تحت دو شرایط حرکتی مرسوم ایستا به غیر ایستا و غیر ایستا به ایستا انجام شد که در جدول 4 شرایط اولیه و وضعیت نهایی نشان داده شده است.

پارامترهای مورد استفاده در شبیه‌سازی در جدول 5 نشان داده شده که مقادیر این پارامترها بر اساس شبیه‌سازی یک کوادروتور نمونه در نرم‌افزار سالیدورکس استخراج شده است.

با توجه به نتایج بدست آمده از داده‌های آزمایشگاهی، مشخصات نویزهای اعمالی به زوایای اویلر و سرعت‌های زاویه‌ای در شبیه‌سازی‌ها تعیین شدند. برای سنسور ارتفاع نیز با توجه به میزان خطای عرفی آن‌ها، نویزی با واریانس 0.1 در نظر گرفته شد که باعث خطایی در حدود 30 سانتی‌متری می‌شود. نکته مهمی که باید در اینجا بیان کرد این است که اگر چه زاویه یاو را نمی‌توان مشابه زوایای رول و پیچ از شتاب سنج بدست آورد ولی می‌توان بدون کاستن از کلیت مسأله، نویز سنسور قطب‌نما را که برای اندازه‌گیری زاویه یاو از آن استفاده می‌شود، مشابه نویز سنسور شتاب سنج در نظر گرفت و شبیه‌سازی را بر همین اساس انجام داد. در جدول 6 مشخصات نویز اعمالی به متغیرهای اندازه‌گیری شده توسط سنسورها نشان داده شده است.

شکل های 6 تا 9 نتایج عملکرد روش خطی‌سازی پسخورد ترکیب شده با کنترل‌کننده PID را در حضور نویز سنسورها با و بدون اعمال فیلتر کالمن

جدول 6 مشخصات نویز اعمالی به متغیرها در شبیه‌سازی بر حسب واریانس

Table 6 The noise characteristics applied to the variables in simulations

بدون اعمال فیلتر کالمن (اطلاعات خام سنسور)							
$\dot{z}$	r	q	p	z	ψ	θ	φ
0.1	6.8×10^{-4}	6.8×10^{-4}	6.8×10^{-4}	0.1	$2.223e-3$	$2.223e-3$	$2.223e-3$
با اعمال فیلتر کالمن							
$\dot{z}$	r	q	p	z	ψ	θ	φ
0.1	6.8×10^{-4}	6.8×10^{-4}	6.8×10^{-4}	0.1	$1.5e-4$	$1.5e-4$	$1.5e-4$

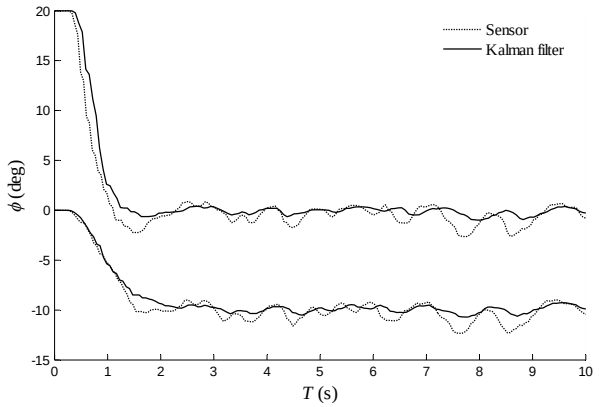

Fig. 6 Roll angle output with feedback linearization controller

شکل 6 تغییر زاویه رول با اعمال کنترل‌کننده خطی‌سازی پسخورد

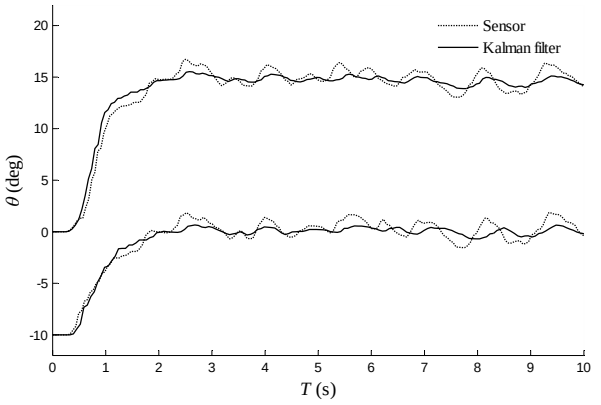

Fig. 7 Pitch angle output with feedback linearization controller

شکل 7 تغییر زاویه پیچ با اعمال کنترل‌کننده خطی‌سازی پسخورد

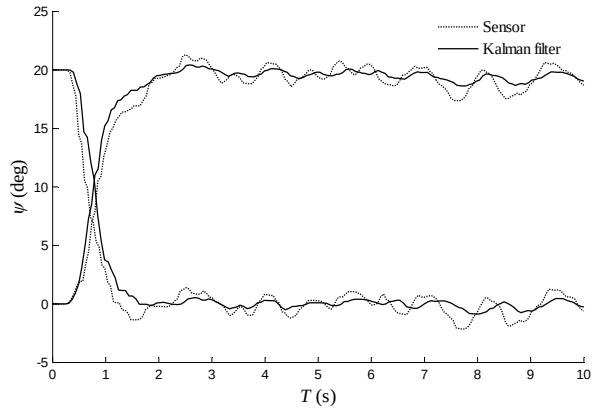

Fig. 8 Yaw angle output with feedback linearization controller

شکل 8 تغییر زاویه یاو با اعمال کنترل‌کننده خطی‌سازی پسخورد

نشان می‌دهد. در هر شکل می‌توان تغییرات متغیرهای زاویه و ارتفاع در هر دو حرکت غیر ایستا به ایستا و ایستا به غیر ایستا را مشاهده نمود.

همان‌طور که از نتایج برمی‌آید کنترل‌کننده خطی‌سازی پسخورد توانسته کوادروتور را به وضعیت مطلوب برساند. از شکل‌های 6-9 مشخص است که اعمال فیلتر کالمن باعث بهبود عملکرد کنترل زوایا شده در حالی‌که بر روی ارتفاع تأثیر قابل توجهی نداشته است. همچنین با اعمال فیلتر کالمن تغییرات زوایا هموارتر شده که این یک مزیت و نکته مثبت برای کنترل سیستم می‌باشد چرا که هموارتر شدن تغییرات زوایا باعث کاهش تغییرات سرعت زاویه‌ای و نرم شدن حرکت کوادروتور می‌شود. لازم بذکر است که بهره‌های

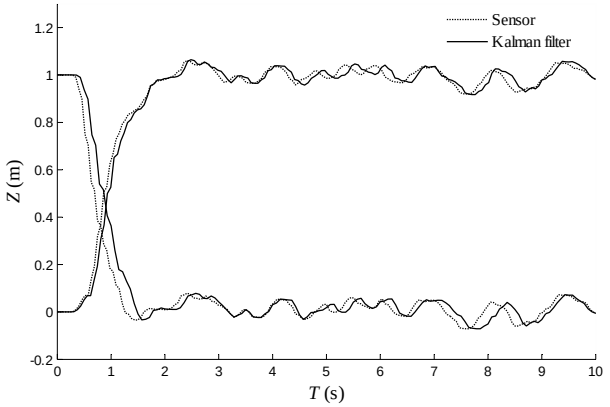

Fig. 9 Altitude output with feedback linearization controller

شکل 9 تغییر ارتفاع با اعمال کنترل‌کننده خطی‌سازی پسخورد

کنترل‌کننده PID با سعی و خطا و با انجام شبیه سازی‌های مختلف بـا هـدف کسب بهترین نتیجه بدست آمده‌اند. مقدار این بهره‌های کنترلـی در جـدول 7 نشان داده شده است.

شکل‌های 10 تا 13 نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننـده مـود لغزشـی را بـا و بدون اعمال فیلتر کالمن نشان می‌دهد. برای نیل بـه هـدف مـوردنظر مقـادیر پارامترهای Λ و k در کنترل‌کننده مود لغزشی به ترتیـب برابـر 10 و 100 در نظر گرفته شدند. این مقادیر بـا جایگـذاری در کنتـرل‌کننـده مـود لغزشـی و بررسی پاسخ متناظر با آن‌ها و بـه روش سـعی و خطـا بدسـت آورده شـدند و جزء مناسب‌ترین مقادیر برای نیل به اهداف کنترلی مورد نظر هستند.

همان‌طور که از شکل‌ها مشاهده می‌شود کنترل‌کننـده مـود لغزشـی نیـز عملکرد قابل قبولی در کنترل زوایا و ارتفاع داشته اسـت امـا نمـودار تغییـرات متغیرهای زاویه‌ای و ارتفاع حـاکی از همـواری کمتـر نتـایج نسـبت بـه روش خطی‌سازی پسخورد می‌باشد و پدیده نوسان در نتایج به وضوح دیده می‌شـود. همچنین با مقایسه نمودارهای پاسخ سیستم با و بـدون اعمـال فیلتـر کـالمن مشاهده می‌شود که اعمال فیلتر کالمن باعث بهبود عملکرد کنترل‌کننده مـود لغزشی شده است. هموارتر شدن زوایا یک مزیت و نکته مثبـت بـرای کنتـرل

جدول 7 بهره‌های کنترل‌کننده PID حاضر در روش خطی‌سازی پسخورد

Table 7 PID controller gains in feedback linearization

z	ψ	θ	φ	
22	20	25	25	K_P
0.1	0.3	0.5	0.5	K_I
12	8	10	10	K_D

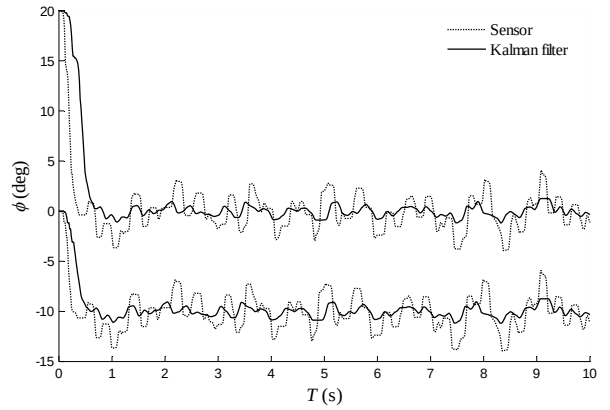

Fig. 10 Roll angle output with sliding mode controller

شکل 10 تغییر زاویه رول با اعمال کنترل‌کننده مود لغزشی

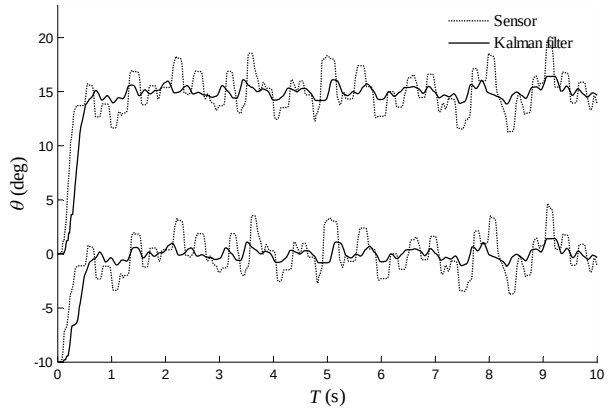

Fig. 11 Pitch angle output with sliding mode controller

شکل 11 تغییر زاویه پیچ با اعمال کنترل‌کننده مود لغزشی

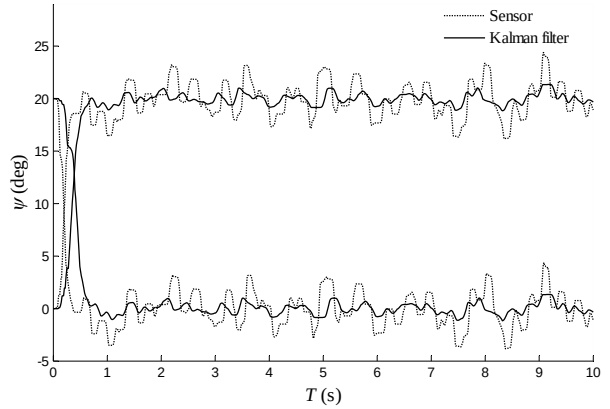

Fig. 12 Yaw angle output with sliding mode controller

شکل 12 تغییر زاویه یاو با اعمال کنترل‌کننده مود لغزشی

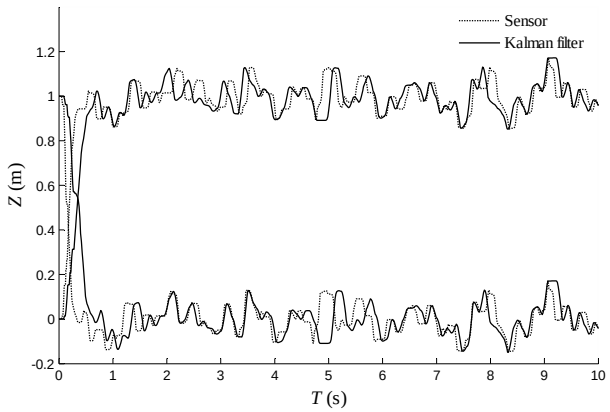

Fig. 13 Altitude output with sliding mode controller

شکل 13 تغییر ارتفاع با اعمال کنترل‌کننده مود لغزشی

سیستم می‌باشد چرا که هموارتر شدن تغییرات زوایـا باعـث کـاهش تغییـرات سرعت زاویه‌ای، نرم شدن حرکت کوادروتور و کاهش تلاش کنترلی می‌شود.

با مقایسه پاسخ سیستم به کنترل‌کننده‌های مبتنی بر روش خطی‌سـازی پسخورد و مود لغزشی می‌توان دریافـت کـه روش خطـی‌سـازی پسـخورد در صورتی که نایقینی‌ها و اغتشاشات از حد مجاز فراتر نـرود عملکـرد بهتـری در کنترل کوادروتور از خود نشان داده است که این عملکرد مطلوب هم از لحـاظ حفظ حالت مطلوب و هم همواری تغییرات زوایا و ارتفـاع.می‌باشـد. همچنـین نتایج حاصل از اعمال فیلتر کالمن در هر دو کنترل‌کننده نشان از بهبود نتایج زوایا نسبت به حالت بدون فیلتر کالمن است.

3-5- حساسیت به نایقینی‌ها

در انتهای این بخش به بررسی میزان تأثیر نایقینی ها بر روی عملکرد کنترل کننده‌ها پرداخته شده است. شبیه‌سازی‌ها به ازای مقادیر مختلف نایقینی در ممان های اینرسی انجام گردید که نتایج حاصل در جدول 8 نشان داده شده است. از آنجا که جرم کوادروتور را با استفاده از ترازو می‌توان با دقت بالا اندازه‌گیری کرد، برای جرم همان نایقینی 5 درصد در نظر گرفته شده است.

همه نتایج جدول برای امکان مقایسه، در وضعیت ایستا آورده شده است بعبارت دیگر بعد از رسیدن کوادروتور به وضعیت ایستا میزان قدرت سیستم در حفظ این حالت به ازای نایقینی‌های مختلف و با استفاده از معیار انحراف معیار (STD) مشخص شده است.

همان‌طور که از جدول 8 مشاهده می شود با بالا رفتن میزان نایقینی‌ها عملکرد کنترل‌کننده مود لغزشی تغییر محسوسی پیدا نکرده است در حالی‌که با افزایش نایقینی‌ها، متوسط خطای کنترل کننده مبتنی بر خطی‌سازی پسخورد ابتدا افزایش و سپس تا حدودی کاهش یافته است. البته به جهت وجود کنترل‌کننده PID در روش مبتنی بر خطی‌سازی پسخورد که تا حدودی مقاومت کنترل‌کننده را بالا می‌برد، پاسخ سیستم و عملکرد آن در حد قابل قبول باقی مانده است. نکته‌ای که باید در اینجا به آن اشاره کرد این است که در روش خطی‌سازی پسخورد با افزایش نایقینی مدت زمان رسیدن کوادروتور از وضعیت اولیه به وضعیت هدف افزایش می‌یابد در حالی‌که در کنترل‌کننده مود لغزشی با تغییر نایقینی، زمان رسیدن به وضعیت نهایی تغییر قابل توجهی را نشان نمی‌دهد.

6- بحث و نتیجه‌گیری

در این مقاله تلاش گردید مدل‌سازی و کنترل یک کوادروتور تا حد امکان بر اساس داده‌های بدست آمده از آزمایش‌های تجربی انجام گیرد تا کنترل‌کننده طراحی شده و نتایج حاصل از شبیه‌سازی تطابق مناسبی با واقعیت داشته باشد.

همان‌طور که از نتایج مشاهده شد هر دو کنترل کننده عملکرد مطلوبی از خود نشان دادند. با مقایسه نتایج به وضوح دیده شد که اعمال فیلتر کالمن عملکرد سیستم را بهبود داده و میزان تغییرات متغیرهای زاویه‌ای کاهش یافته است. درست است که در این مقاله درباره دنبال کردن مسیر و دقت وسیله در ماندن در موقعیت سطحی خاص بحث نشده ولی این کاهش تغییرات و نوسانات زوایای کوادروتور ناشی از اعمال فیلتر کالمن از آنجایی که مستقیما بر روی دقت سیستم در دنبال کردن مسیر و ثابت ماندن در موقعیتی مشخص اثرگذار است دارای اهمیت می‌باشد. در مورد ارتفاع به جهت عدم تأثیر مستقیم فیلتر کالمن، نتایج با و بدون اعمال فیلتر کالمن تغییر محسوسی نداشته است. همچنین نتایج نشان می‌دهد که استفاده از فیلتر کالمن باعث هموارتر شدن نمودار تغییرات زوایا شده است که از نظر عملیاتی بهتر است زیرا هر چه دامنه نوسانات بزرگتر و با شیب بیشتری باشند، تغییرات سرعت‌زاویه‌ای سیستم نیز بیشتر خواهد شد که این امر مطلوب نیست. لازم بذکر است که با هموار شدن متغیرهای زاویه‌ای در اثر اعمال فیلتر کالمن تلاش کنترلی نیز کاهش می‌یابد که بدین ترتیب با صرفه-جویی انرژی، برد پروازی کوادروتور افزایش خواهد یافت.

از شکل‌های 6-8 و مقایسه با شکل‌های 10-12 می‌توان دریافت که تغییرات زوایا در روش مبتنی بر خطی‌سازی پسخورد مجهز به PID نسبت به مود لغزش هموارتر است. بررسی جدول 8 نیز نشانگر این قضیه است که با افزایش نایقینی‌ها تا 100 درصد مقدار نامی، کنترل‌کننده خطی‌سازی پسخورد به جهت حضور کنترل‌کننده PID، همچنان تغییرات زاویه هموارتری را نتیجه می‌دهد که برای حفظ وضعیت کوادروتور در حالت پایا مطلوب است در حالی‌که عملکرد کنترل‌کننده مود لغزشی تقریبا مستقل از نایقینی‌ها بوده ولی همواری زوایا در آن کمتر است.

البته در حالت گذار کوادروتور از یک وضعیت به وضعیت دیگر، نایقینی‌ها اثر خود را نشان دادند بطوریکه با افزایش نایقینی، زمان رسیدن به وضعیت نهایی در کنترل‌کننده خطی‌سازی پسخورد افزایش یافته و در نایقینی 100 درصد به حدود 6 ثانیه می‌رسد که اصلا مناسب نیست در حالی‌که در کنترل‌کننده مود لغزشی زمان رسیدن به وضعیت مرجع با افزایش نایقینی، تغییر محسوسی را نشان نمی‌دهد و در تمامی آن‌ها در حد قابل قبول و مناسب می‌باشد.

با توجه به جمیع آنچه گفته شد می‌توان این‌گونه نتیجه‌گیری کرد که برای کنترل کوادروتور در حالت پایا، کنترل‌کننده خطی‌سازی پسخورد مجهز به PID مناسب بوده ولی برای حالت گذار، کنترل‌کننده مود لغزشی عملکرد بهتری داشته و پیشنهاد می‌شود.

بعد از حصول تجربه و کشف چالش‌ها و مشکلات موجود در کنترل مجموعه و همچنین گرفتن نتایج مناسب از شبیه‌سازی‌ها، در ادامه کار، عملیاتی کردن کنترل‌کننده و اعمال آن به یک نمونه آزمایشگاهی کامل کوادروتور مدنظر قرار دارد. بحث استفاده از مدل دینامیکی سیستم در الگوریتم فیلتر کالمن با هدف بهبود نتایج زوایا نیز در دست بررسی است.

جدول 8 انحراف معیار زوایا و ارتفاع در وضعیت ایستا

Table 8 Altitude and angles STD in hover situation

	مقدار نایقینی	φ (rad)	θ (rad)	ψ (rad)	z (m)
خطی‌سازی پسخورد	5%	0.0072	0.0066	0.0069	0.0424
	10%	0.0070	0.0065	0.0067	0.0417
	25%	0.0076	0.0071	0.0075	0.0465
	50%	0.0067	0.0063	0.0066	0.0407
	100%	0.0064	0.0064	0.0066	0.0442
مود لغزشی	5%	0.00871	0.00900	0.00891	0.0654
	10%	0.00871	0.00901	0.00892	0.0654
	25%	0.00872	0.00901	0.00892	0.0654
	50%	0.00874	0.00903	0.00893	0.0654
	100%	0.00874	0.00904	0.00895	0.0654

7- فهرست علایم

B	بایاس ژیروسکوپ
F^B	بردار نیرو در دستگاه بدنی
I_{xx}	ممان اینرسی کوادروتور حول محورهای بدنی
J_{TP}	ممان اینرسی سیستم حول محور پروانه
K_k	بهره فیلتر کالمن
l	طول بازوی کوادروتور
m	جرم (kg)
p,q,r	سرعت‌های زاویه‌ای در دستگاه بدنی
P_k	ماتریس کواریانس خطای تخمین
Q	ماتریس کواریانس نویز اندازه‌گیری
R	ماتریس کواریانس نویز فرایند
T_i	نیروی رانشی پروانه i ام
U_i	ورودی کنترلی i ام

u,v,w	سرعتهای انتقالی در دستگاه بدنی
W	سرعت زاویه‌ای اندازه‌گیری شده توسط ژیروسکوپ

علایم یونانی

ΔT	زمان نمونه‌برداری، s
θ	زاویه بدنه نسبت به افق، (rad)
$\dot{\theta}$	نماد سرعت زاویه‌ای، (rad/s)
τ^B	بردار گشتاور در دستگاه اینرسی
φ,θ,ψ	زوایای اویلر
ν	نویز اندازه‌گیری
ω	نویز فرایند

8- مراجع

[1] L. Derafa, A. Benallegue, L. Fridman, Super twisting control algorithm for the attitude tracking of a four rotors UAV, *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 349, pp. 685–699, 2012.

[2] A. Tayebi, S. McGilvray, Attitude stabilization of a four-rotor aerial robot, *43rd IEEE Conference on Decision and Control*, Bahamas, December 14-17, 2004.

[3] A. Tayebi, S. McGilvray, Attitude stabilization of a VTOL quadrotor aircraft, *Control Systems Technology*, Vol. 14, No. 3, pp. 562-571, 2006.

[4] Y. Morel, A. Leonessa, Direct adaptive tracking control of quadrotor aerial vehicles, *Conference on Recent Advances in Robotics*, Florida, USA, May 25-26, 2006.

[5] A. Ö Kivrak, *Design of control systems for a quadrotor flight vehicle equipped with inertial sensors*, Master's Thesis, Atilim University, 2006.

[6] G. Hoffmann, D. G. Rajnarayan, The Stanford testbed of autonomous rotorcraft for multi agent control (STARMAC), *Proceedings of The 23rd Digital Avionics Systems Conference*, Salt Lake City, USA, October 28, 2004.

[7] B. Bluteau, R. Briand, O. Patrouix, Design and control of an outdoor autonomous quadrotor powered by a four strokes RC engine, *Proceedings of The 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Paris, France, November 7-10, pp. 4136-4141, 2006.

[8] E. Altug, J. P. Ostrowski, R. Mahony, Control of a quadrotor helocopter using visual feedback, *Proceedings of The IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Washington DC, USA, May 11-15, Vol. 1, pp. 72-77, 2002.

[9] A. A. Mian, W. Daobo, Modeling and backstepping-based nonlinear control strategy for a 6 DOF quadrotor helicopter, *Chinese Journal of Aeronautics*, Vol. 21, No. 3, pp. 261-268, 2008.

[10] A. Soumelidis, P. Gáspár, Control of an experimental mini quad-rotor UAV, *Proceedings of The 16th IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation*, Ajaccio-Corsica, France, June 25-27, 2008.

[11] A. A. Mian, M. I. Ahmad, Backstepping based nonlinear flight control strategy for 6 DOF aerial robot, *International Conference on Smart Manufacturing Application*, Goyang-si, South Korea, April 9-11, pp. 146-151, 2008.

[12] A. Mokhtari, A. Benallegue, Dynamic feedback controller of Euler angles and wind parameters estimation for a quadrotor unmanned aerial vehicle, *Proceedings of The IEEE International Conference on Robotics and Automation*, New Orleans, USA, April-May 26-1, 2004.

[13] N. Guenard, T. Hamel, A practical visual servo control for an unmanned aerial vehicle, *Robotics*, Vol. 24, No. 2, pp.331-340, 2008.

[14] C. Schlaile, O. Meister, Using natural features for vision based navigation of an indoor-VTOL MAV, *Aerospace Science and Technology*, Vol. 13, No. 7, pp. 349-357, 2009.

[15] F. Kendoul, I. Fantoni, Optic flow-based vision system for autonomous 3D localization and control of small aerial vehicles, *Robotics and Autonomous Systems*, Vol. 57, No. 6, pp. 591-602, 2009.

[16] G. V. Raffo, M. G. Ortega, An integral predictive/nonlinear H∞ control structure for a quadrotor helicopter, *Automatica*, Vol. 6, No. 1, pp. 29-39, 2010.

[17] K. Zemalache, H. Maaref, Controlling a drone: Comparison between a based model method and a fuzzy inference system, *Applied Soft Computing*, Vol. 9, No. 2, pp. 553-562, 2009.

[18] T. Dierks, S. Jagannathan, Output feedback control of a quadrotor UAV using neural networks, *Neural Networks*, Vol. 21, No. 1, pp. 50-66, 2010.

[19] H. Voos, Nonlinear and neural network-based control of a small four-rotor aerial robot, *IEEE/ASME international conference on advanced intelligent mechatronics*, Zurich, Switzerland, September 4-7, 2007.

[20] L. Luque-Vega, B. Bastillo-Toledo, Robust block second order sliding mode control for a quadrotor, *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 349, No. 2, pp. 719-739, 2012.

[21] M. Guisser, H. Medromi, A high gain observer and sliding mode controller for an autonomous quadrotor helicopter, *International Journal of Intelligent Control and Systems*, Vol. 14, No. 3, pp. 204-212, 2009.

[22] A. Benallegue, A. Mokhtari, High-order sliding-mode observer for a quadrotor UAV, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 18, No. 4, pp. 427-440, 2007.

[23] V. Nekoukar, A. Erfanian, Adaptive fuzzy terminal sliding mode control for a class of MIMO uncertain nonlinear systems, *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 179, No. 1, pp. 34–49, 2011.

[24] H. F. Ho, Y. K. Wong, A. B. Rad, Adaptive fuzzy sliding mode control with chattering elimination for nonlinear SISO systems, *Simulation Modelling Practice and Theory*, Vol. 17, No. 7, pp. 1199–1210, 2009.

[25] A. Benallegue, A. Mokhtari, L. Fridman, Feedback linearization and high order sliding mode observer for a quadrotor UAV, *Proceedings of the International Workshop on Variable Structure Systems*, pp. 365-372, 2006.

[26] L. Besnard, Y. Shtessel, B. Landrum, Control of a quadrotor vehicle using sliding mode disturbance observer, *Proceedings of The American Control Conference*, New York City, USA, July 11-13, pp. 5230-5235, 2007.

[27] A. Tayebi, S. McGilvray, Attitude stabilization of a VTOL quadrotor aircraft, *Control Systems Technology*, Vol. 14, No. 3, pp. 562-571, 2006.

[28] L.G. Wu, C.H. Wang, Q.S. Zeng, Observer-based sliding mode control for a class of uncertain nonlinear neutral delay systems, *Journal of the Franklin Institute*. Vol. 345, pp. 233–253, 2008.

[29] S. Bouabdallah, *Design and control of quadrotors with application to autonomous flying*, PhD Thesis, Lausanne Polytechnic University, 2007.

[30] T. Bresciani, *Modelling, identification and control of a quadrotor helicopter*, Master's Thesis, Department of Automatic Control, Lund University, 2008.

[31] E. davoodi, M. rezaei, Dynamic modeling, simulation and control of a quadrotor using MEMS sensors' experimental data, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 3, pp. 176-184, 2014. (in Persian فارسی)

[32] A. Kivrak, *Design of control systems for a quadrotor flight vehicle equipped with inertial sensors*, MScThesis, Atilim University, 2006.

[33] M. rezaei, M. Babaei, Active vibration isolation using 6-DOF Stewart platform: An experimental study, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 14, pp. 89-96, 2015. (in Persian فارسی)