



مدل سازی دینامیکی و کنترل یک کوادروتور با استفاده از روش های غیرخطی، بر مبنای داده های آزمایشگاهی سنسورهای ممز

احسان داودی¹، محمود مزارع²، پدram 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 شبیه سازی کنترل یک کوادروتور با استفاده از روش های 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 روش های غیرخطی مود لغزشی و خطی سازی پس خورد، کنترل وضعیت آن در نرم افزار متلب شبیه سازی شده است. برای واقعی تر کردن مدل شبیه سازی و نزدیک کردن آن به واقعیت، از داده های آزمایشگاهی سنسورهای ممز استفاده گردیده است. از آنجاییکه داده های آزمایشگاهی برای سنسورها نشان از خطا و نویزی بودن آنها دارد از یک فیلتر کالمن برای کاهش نویز سنسورها استفاده گردید و نتایج عملکرد کنترل کننده ها 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 می باشد. همچنین در این مقاله پاسخ سیستم به کنترل کننده های مود لغزشی و خطی سازی پس خورد بررسی و با یکدیگر مقایسه شدند. نتایج نشان داد که هر دو کنترل کننده عملکرد مناسبی دارند ولی تغییرات زوایا در کنترل خطی سازی پس خورد هموارتر است. با افزایش ناپیوستگی، عملکرد کنترل خطی سازی پس خورد از حیث زمان رسیدن به وضعیت هدف از حالت مطلوب فاصله گرفت در حالی که در عملکرد مود لغزشی تأثیر قابل توجهی ایجاد نشد. از این نظر برای حفظ وضعیت کوادروتور، کنترل خطی سازی پس خورد مجهز به PID مناسب بوده و برای حالت گذار کوادروتور و تغییر وضعیت زاویه ای استفاده از کنترل کننده مود لغزشی توصیه می شود.

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

وسيله پرنده شش درجه آزادی است که قابلیت پرواز عمودی و انجام مانورهای پیچیده را داراست. این وسیله دارای ساختاری شبه صلبی می باشد که چهار ملخ در چهار گوشه آن قرار داشته و با تغییر سرعت ملخ ها می تواند حرکات و مانورهای مختلف را انجام دهد. این وسیله به سبب قابلیت

امروزه، وسایل نقلیه هوایی بدون سرنشین در عملیات نجات، نظارت، بازرسی، نقشه برداری و فیلم برداری هوایی مورد استفاده قرار می گیرند. یکی از معمول ترین مدل های این تجهیزات، کوادروتور می باشد [1]. کوادروتور یک

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)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

است. یک روئیت گر بر مبنای مود لغزشی، قابل استفاده برای سیستم های تأخیری غیرخطی با وجود نایقینی نیز در [28] معرفی شده است.

هدف از این مقاله، ترکیب شبیه سازی های تئوریک با داده های بدست آمده از آزمایشات تجربی است. کوادروتور برای حفظ پایداری نیاز به تخمین زاویه و سرعت های زاویه ای خود دارد که عملکرد سنسورها و تأثیر اغتشاشات مختلف روی آن ها می تواند در خروجی پایدارکننده ها و کنترل کننده ها 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. اصولاً در کارهای گذشته، الگوریتم کنترلی مهمترین بخش را شامل می شده است و کارهای عملی انجام گرفته نیز صرفاً با هدف تست کارایی کنترل کننده در پایداری سیستم و بهتر کردن نتایج آن مورد توجه قرار گرفته است. در این مقاله، شبیه سازی کنترل وضعیت کوادروتور بر اساس سنسورهایی خواهد بود که اطلاعات آنها از آزمایشات تجربی بدست آمده اند و اثرات ارتعاش موتورها به همراه سایر اغتشاشات و نویزها در آنها مورد توجه قرار گرفته است. همچنین عملکرد دو کنترل کننده مود لغزشی و خطی سازی پسخورد در کنترل زوایا و ارتفاع کوادروتور در این حالت بررسی شده و میزان خطا و دقت آن ها که یک مسأله بسیار مهم برای کوادروتور است، نیز مورد توجه قرار داده شده است.

در این مقاله، ابتدا به مدل سازی دینامیکی کوادروتور پرداخته شده است. سپس با استفاده از تکنیک کنترلی خطی سازی پسخورد و مود لغزشی، کنترل کننده وضعیت طراحی شد. در ادامه به منظور نشان دادن عملکرد کنترل کننده های پیشنهادی، اثر اغتشاشات واقعی، نایقینی و خطای ناشی از سنسورها بر روی مدل اعمال شد. برای واقعی تر شدن نتایج از داده های آزمایشگاهی سنسورهای ممز در شرایط موتور روشن استفاده شده است. به منظور کاهش خطاهای سنسورهای ممز شتاب سنج و سرعت زاویه ای نیز یک تخمین گر کالمن طراحی و بر روی نمونه آزمایشگاهی پیاده سازی گردید که از نتایج آن در شبیه سازی ها استفاده شد. در انتها نتایج شبیه سازی ها نشان داده شده که امکان بررسی عملکرد کنترل کننده ها و مقایسه آنها را فراهم می آورد.

ساختار این مقاله نیز بدین ترتیب است: در بخش 2 مدل دینامیکی کوادروتور استخراج شده است. در بخش 3 کنترل کننده های طراحی شده خطی سازی پسخورد و مود لغزشی بیان می شوند. در بخش 4 به چگونگی ترکیب نتایج سنسورهای شتاب سنج و سرعت زاویه ای در بستر فیلتر کالمن به منظور کاهش خطای آن ها پرداخته شده است. نتایج حاصل از ترکیب سنسورها و کنترل کننده های پیشنهادی در بخش 5 ذکر شده و در پایان نیز نتیجه گیری آورده شده است.

2- مدل سازی دینامیکی

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 1 لیستی از اثرات اصلی وارد شده به کوادروتور را به طور خلاصه نشان می دهد [29].

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

- ساختار کوادروتور و ملخ ها صلب می باشد؛
- از اثرات زمین صرف نظر شده و زمین مسطح فرض می شود؛
- ساختار کوادروتور متقارن فرض شده است؛

نشست و برخاست عمودی در دسته عمود پروازها قرار می گیرد که به جهت برخی مزایا و ویژگی های 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 ویژگی ها است. البته مصرف انرژی بالا، رفتار به شدت غیرخطی، محدودیت برد و زمان پرواز از چالش های پیش روی استفاده از این وسیله می باشد.

در حوزه کنترل کوادروتور کارهای مختلفی انجام گرفته است. در کارهای انجام شده به روش های خطی می توان از روش های کنترلی تناسبی - مشتقی و نیز تناسبی - مشتقی - انتگرالی نام برد که هر کدام به دلایلی مورد توجه قرار داشته اند [3,2]. روش تناسبی - مشتقی به سبب خاصیت همگرایی نمایشی با جبران ترم های کریولیس و زیروسکوپی و روش تناسبی - مشتقی - انتگرالی به دلیل عدم احتیاج به پارامترهای خاص مدل و سادگی اجرای آن کنترلرهای مناسبی محسوب می شوند. در مرجع [4] از تکنیک های تطبیقی به دلیل کارایی خوب آن برای دینامیک مدل نشده و نایقینی های پارامتریک استفاده شده است. روش LQR¹ 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 ریگاتی می باشد.

از طرف دیگر از آنجایی که کوادروتور دارای یک مدل غیرخطی چند ورودی - چندخروجی دارای پارامترهای عدم قطعیت و نایقینی می باشد، از این رو به منظور کنترل آن روش های کنترلی غیرخطی و مقاوم مناسب تر به نظر می رسند. روش هایی از قبیل خطی سازی پسخورد، مود لغزشی، تطبیقی و روش های هوشمند برای کنترل ردیابی این نوع از وسائل بدون سرنشین بکار گرفته شده است [7]. در [8] از یک کنترل کننده 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 کنترل کننده خطی سازی پسخورد اعمال گردیده بود. کنترل گام به عقب² روش دیگری است که همگرایی متغیرهای داخلی کوادروتور را تضمین می کند اما نیاز به محاسبات زیادی دارد [9-11]. البته روش های دیگری مانند فیدبک دینامیکی [12]، فیدبک بینایی [15-13]، تکنیک های فازی [17,16] شبکه های عصبی [19,18] نیز هر چند کمتر ولی در بحث کنترل کوادروتور از نظر دور نگاه داشته نشده اند.

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

بنالگو و همکاران [25] یک روئیت گر اغتشاش با استفاده از روش مود لغزشی و خطی سازی پسخورد ارائه دادند که در مقابل اغتشاش و نویز ناشی از باد مقاوم بود. همچنین یک روئیت گر 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 کنترل کننده مود لغزشی مرتبه بالا برای سیستم غیرخطی در حضور نایقینی با سه درجه نسبی ارائه شده

¹ Linear-quadratic regulator

² Back-stepping

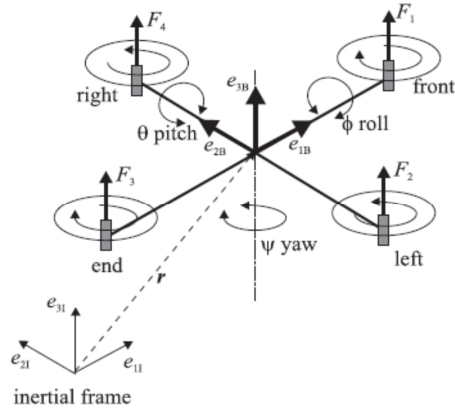


Fig. 1 A schematic of quadrotor

شکل 1 شماتیکی از سیستم کوادروتور

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

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

که 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 می باشد. بعلاوه از آنجاییکه ماتریس دوران R_θ ماتریس متعامد نرمالیزه شده می باشد وارون آن یعنی R_θ^{-1} ، معادل با R_θ^T می باشد.

2-2- اثرات ژيروسکوپیی

دومین بخش، اثرات ژيروسکوپیی تولید شده در اثر چرخش ملخ است. چون دو ملخ در جهت عقربه ها و دو تای دیگر در خلاف جهت عقربه ها می چرخند، وقتیکه جمع جبری سرعت ملخ ها صفر نباشد یک عدم تعادل سراسری بوجود می آید. اگر علاوه بر آن، نرخ رول یا پیچ هم مخالف صفر باشند کوادروتور یک گشتاور ژيروسکوپیی مطابق با معادله (4) را تجربه می کند:

$$O_B(v)\Omega = - \sum_{K=1}^4 J_{TP} \left(\omega^B \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \times (-1)^K \Omega_K$$

$$= \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ J_{TP} \begin{bmatrix} -q \\ p \\ 0 \end{bmatrix} \Omega \end{bmatrix} = J_{TP} \begin{bmatrix} 0_{3 \times 4} & \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ \Omega_3 \\ \Omega_4 \end{bmatrix} \\ q & -q & q & -q \\ -p & p & -p & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

که در آن $O_B(v)$ ماتریس ژيروسکوپیی ملخ، J_{TP} ممان اینرسی چرخشی کل حول محور ملخ و Ω نشانگر مجموع جبری سرعت ملخ ها می باشد که در معادله (5) نشان داده شده است:

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

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 می باشد. واضح است که اثرات ژيروسکوپیی تولید شده توسط چرخش ملخ ها

جدول 1 لیست نیروها و گشتاورهای موثر بر کوادروتور

Table 1 List of forces and moments affecting quadrotor

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

- نیروی رانش¹ و پسا² با مربع سرعت زاویه ای متناسب می باشد؛

- مرکز جرم و مبدا فریم متصل به کوادروتور بر هم منطبق هستند؛

- محورهای فریم بدنی متصل به کوادروتور بر محورهای اینرسی اصلی کوادروتور منطبق هستند در این صورت ماتریس ممان اینرسی، قطری شده و باعث ساده تر شدن معادلات می شود.

به منظور بدست آوردن معادلات نیاز به دو فریم می باشد: فریم اینرسی (متصل به زمین) و فریم متصل به کوادروتور. در شکل 1 شماتیکی از کوادروتور به همراه فریم های بدنی و اینرسی نشان داده شده است.

معادلات حرکت به دلایلی مانند ثابت بودن ماتریس اینرسی نسبت به زمان، مشخص بودن نیروهای کنترلی و انجام شدن اندازه گیری ها در فریم متصل به جسم، در دستگاه متصل به جسم فرمول می شود. می توان دینامیک جسم صلب با جرم m [kg] و ماتریس ممان اینرسی I [Nm²] را در حالتی که معادلات در دستگاه بدنی (متصل به جسم) نوشته می شوند و مرکز فریم متصل به جسم بر مرکز جرم آن منطبق باشد، به صورت رابطه (1) نشان داد:

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

$$I \dot{W} + W \times (I W) = \tau^B \quad (1)$$

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 زاویه ای 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 (1) به صورت رابطه (2) می باشد:

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

معادله (2) کاملاً کلی و عام است و برای همه اجسام صلب که فرضیه های قبلی را ارضا کنند معتبر است. آنچه وجه تمایز بین اجسام مختلف است، ترم مربوط به نیروهای تعمیم یافته در این معادله می باشد که در بردارنده اطلاعات خاصی از دینامیک وسیله می باشد. نیروهای تعمیم یافته برای کوادروتور را می توان به چهار جزء تقسیم کرد: نیروی وزن، نیروی ناشی از اثرات ژيروسکوپیی، نیروی اصطکاک، نیروها و گشتاورهای کنترلی.

1-2- اثرات گرانشی

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

¹ Thrust

² Drag

$$\dot{r} = \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} pq + \frac{U_4}{I_{zz}} \quad (10)$$

3- الگوریتم کنترلی

برای بدست آوردن یک مدل ساده که بتواند در الگوریتم های کنترلی اجرا شود دینامیک کوادروتور باید تا حدودی ساده سازی شود. معادله (10) می تواند بر طبق ملاحظات زیر ساده سازی شده و بازنویسی گردد:

- بخش های دورانی به دلیل وجود چندین متغیر بسیار پیچیده هستند. بیشتر آنها از جفت شدگی سرعت های زاویه ای (فرم کریولیس مرکزی و اثرات ژيروسکوپی) حاصل می شوند. چون هدف اصلی کنترل کننده، حفظ وضعیت پرواز ایستا کوادروتور می باشد می توان حرکت آن را نزدیک به وضعیت پرواز ایستا فرض نمود. بنابراین تغییرات زاویه ای مخصوصاً حول محورهای x و y را می توان کوچک فرض کرده و معادلات مربوطه را ساده سازی نمود.

- شتاب های زاویه ای در فریم متصل به کوادروتور $(\dot{p}, \dot{q}, \dot{r})$ با شتاب زوایای اوپلر $(\dot{\psi}, \dot{\theta}, \dot{\phi})$ که نسبت به فریم اینرسی محاسبه می شوند برابر نیستند. از آنجا که ماتریس انتقال T_θ که ارتباط بین سرعت های زاویه ای در فریم اینرسی و سرعت های زاویه ای در فریم متصل به کوادروتور را تعیین می کند (رابطه 11) در وضعیت پرواز ایستا، به ماتریس همانی نزدیک است معادلات شتاب زاویه ای بطور مستقیم به شتاب زوایای اوپلر ارجاع داده می شوند.

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

$$T_\theta = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi \tan\theta & \cos\phi \tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \frac{\sin\phi}{\cos\theta} & \frac{\cos\phi}{\cos\theta} \end{bmatrix} \quad (11)$$

کل الگوریتم کنترلی برای دادن سیگنال های مناسب به موتورها استفاده می شود. چون تعداد ملخ ها چهار عدد می باشد بیشتر از چهار متغیر نمی تواند در حلقه کنترل شود. از آنجاییکه کنترل زوایای اوپلر 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 در کنترل را نشان می دهد:

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

3-1- کنترل کننده مود لغزشی

نایقینی های مدل در سیستم های مکانیکی می تواند اثرات منفی بر عملکرد آنها بگذارد. رهیافت کنترل مقاوم از جمله ابزارهای مهم برای مقابله با نایقینی در مدل می باشد. به عنوان نمونه، یکی از رهیافت های کنترل مقاوم، روش کنترل مود لغزشی می باشد که در آن با تعریف یک سطح هم ارز با هدف کنترلی، کنترل کننده بگونه ای طراحی می شود که در هر لحظه به سمت سطح تعریفی میل کند. از جمله معایب این روش کنترلی که معمولاً کاربرد آن را برای کنترل سیستم های مکانیکی محدود می کند، سوئیچینگ

فقط با معادلات زاویه ای ارتباط دارد و با معادلات خطی ارتباطی نخواهد داشت.

3-2- اثرات آیرودینامیکی

سومین بخش از نیروها و گشتاورها بوسیله ورودی های اصلی حرکت ایجاد می شوند. از ملاحظات آیرودینامیکی این نتیجه منتج می شود که هر دو نیروی رانش و گشتاور پسا متناسب با مربع سرعت ملخ ها می باشند که در رابطه (6) نیز نشان داده شده اند.

$$\begin{aligned} T_i &= b\Omega_i^2 \\ Q_i &= d\Omega_i^2 \end{aligned} \quad (6)$$

که در آن T_i و Q_i به ترتیب نشانگر نیروی رانش و گشتاور پسی 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 ملخ ها را نشان می دهد که در آن l فاصله بین مرکز کوادروتور و مرکز ملخ می باشد.

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

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

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

که در آن ورودی های کنترلی تابع سرعت ملخ ها، به صورت رابطه (9)

تعریف شده اند:

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

از آنجا که درک و همچنین کار بر روی معادلات مربوط به سرعت ها و شتاب های خطی مخصوصاً در بحث کنترل ارتفاع در فریم مرجع اینرسی آسان تر و کارآتر از فریم متصل به جسم می باشد با استفاده از ماتریس های انتقال و دوران، معادلات خطی در فریم اینرسی و معادلات زاویه ای در فریم متصل به جسم به صورت رابطه (10) بازنویسی می شوند [31].

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

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:

$$U = -W - \Lambda \dot{q} - k \cdot \tanh(S) \quad (23)$$

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

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

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 خطی سازی 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 به صورت نشان داده شده در رابطه 24 می‌باشد.

$$U_z = \frac{m}{\cos\phi \cos\theta} (g + U_{PID})$$

$$U_\phi = I_{xx} \left(\frac{I_{zz} - I_{yy}}{I_{xx}} qr + \frac{J_{Tp}}{I_{xx}} q\Omega + U_{PID} \right)$$

$$U_\theta = I_{yy} \left(\frac{I_{xx} - I_{zz}}{I_{yy}} rp + \frac{J_{Tp}}{I_{yy}} p\Omega + U_{PID} \right)$$

$$U_\psi = I_{zz} \left(\frac{I_{yy} - I_{xx}}{I_{zz}} pq + U_{PID} \right) \quad (24)$$

مدل دینامیکی استخراجی بیانگر مدل دقیق سیستم نمی‌باشد، از این رو سیستم دارای ناپایداری و غیر ساختار یافته است، که این مهم باعث کاهش حاشیه پایداری و حساسیت به اغتشاش خارجی در روش خطی سازی پسخورد می‌شود. البته وجود کنترل کننده PID در ورودی خطی سازی پسخورد تا حدودی این عوارض ناخواسته را تعدیل می‌کند. بنابراین در کل کارایی این روش به میزان خطا در مدل سازی وابسته بوده که در شبیه سازی‌ها میزان اثرپذیری آن نسبت به پارامترها بررسی شده است.

4- تئوری تخمین

تخمین به دلایل متنوعی از جمله عدم امکان اندازه گیری مستقیم بعضی پارامترها، گرانی سنسورها، کاهش نویز سنسورها، ترکیب اطلاعات چند سنسور برای رسیدن به نتیجه بهتر و غیره استفاده می‌شود. 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 وژیروسکوپ‌های 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 معمولاً دارای خطاهایی چون بایاس ثابت و متغیر، عدم تنظیم محور، خطای مقیاس گذاری و غیره هستند. علاوه بر این، خروجی این سنسورها نویزی بوده و از این جهت نیز خطای مضاعفی در خروجی آن‌ها

فرکانس بالا است که باعث به وجود آمدن پدیده چترینگ¹ می‌شود. با این حال با ترفندهایی می‌توان این نوسانات را محدود و در حد قابل قبول نگاه داشت.

مهمترین بخش در طراحی کنترل کننده 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:

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

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

$$S(q, t) = \left(\frac{d}{dt} + \Lambda \right) \bar{q} = 0 \quad (14)$$

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

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

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:

$$\ddot{q} = f(q, t) + b(q, t)u(t) \quad (16)$$

$$\rightarrow \dot{S} = f + b u - \ddot{q}_d + \Lambda(\dot{q} - \dot{q}_d)$$

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

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

برای اینکه شرط لغزش با وجود ناپایداری 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:

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

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

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

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

$$q = [z, \phi, \theta, \psi] \quad (20)$$

برای بررسی پایداری سیستم در حضور کنترل کننده مود لغزشی، تابع لیاپانوف به صورت رابطه (21) در نظر گرفته می‌شود:

$$V = \frac{1}{2} S^T \cdot S > 0 \quad (21)$$

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

$$\dot{V} = S^T \cdot \dot{S} \leq 0 \quad (22)$$

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 معمولاً رسیدن به یک وضعیت

¹ Chattering

ایجاد می شود.

داده های آزمایشگاهی و چگونگی تغییرات متغیرهای حالت برای کوادروتور نشان داده شده است.

5-1- نتایج آزمایشگاهی

برای نزدیک کردن شبیه سازی به واقعیت، تلاش گردید تا حد امکان از داده های آزمایشگاهی در مدل شبیه سازی استفاده گردد. همان طور 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 زاویه ای مورد استفاده در جدول 2 نشان داده شده است.

در نمونه آزمایشگاهی از یک شاسی که سایر اجزا بر روی آن سوار می شوند استفاده شده است. دو موتور براشلس در دو انتهای شاسی و برد الکترونیکی در وجه بالایی تعبیه شده اند. ملخ های 4.5×9 مورد استفاده برای ایجاد نیروی عمودی در دو سمت شاسی، یکی راست گرد و دیگری چپ گرد است تا بدین ترتیب اثرات گشتاور پسی ملخ ها تا حدودی با یکدیگر خنثی شوند. درجات آزادی سیستم توسط یک شفت که به راحتی حول محور خود دوران می کند 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 می دهد.

سنسورهای مورد استفاده در آزمایش ها از نوع آنالوگ هستند که داده های آنها از طریق یک میکروکنترلر و با زمان نمونه گیری 0.02 ثانیه دریافت می شود. 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 می دهد. همچنین دستورات کنترلی از کامپیوتر به میکرو نیز از طریق همین پورت منتقل می شود. برای دریافت، تجزیه و تحلیل داده ها و ارسال دستورات کنترلی از زبان برنامه نویسی ویژوال سی شارپ استفاده شده است. با توجه به اطلاعات سنسورها و تست های انجام شده، ماتریس های کواریانس R و Q زیر بهترین جواب ها را در استفاده از فیلتر کالمن فراهم می آورند:

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

شکل 3 نتایج حالت افقی بدون حرکت را با موتورهای روشن نشان می دهد. در مقایسه با حالت موتور خاموش، نویز زاویه بدست آمده از شتاب سنسورها بیشتر شده است. لازم به ذکر است که با تخمین بایاس ژيروسکوپ توسط فیلتر کالمن، دریافت سنسور سرعت زاویه ای تا حد قابل

در حال حاضر سنسور ممزی که مستقیماً برای اندازه گیری زاویه به کار رود وجود ندارد اما می توان از سنسورهای شتاب و ژيروسکوپ های سرعت زاویه ای به عنوان ابزاری برای تخمین غیرمستقیم زاویه استفاده نمود. در این بخش از مقاله بحث ترکیب اطلاعات دو سنسور شتاب سنج و ژيروسکوپ به منظور بهبود نتایج بررسی خواهد شد. سنسور شتاب بسیار به ارتعاشات حساس است و ژيروسکوپ نیز دارای دررفت می باشد. از همین رو با استفاده از فیلتر کالمن سعی در جبران ضعف های هر یک از سنسورها با ترکیب اطلاعات آنها شده است.

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

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

به علت بایاس ژيروسکوپ، انتگرال گیری از خروجی های ژيروسکوپ موجب ایجاد دررفت می شود. به همین جهت، بایاس ژيروسکوپ ثابت و کوپل شده با نویز سفید در نظر گرفته می شود. در نتیجه معادله (25) می تواند به صورت روابط (26-28) بازنویسی شود [32]:

$$\theta_{k+1} = \theta_k + W_k \times \Delta T - b \times \Delta T + \omega \quad (26)$$

$$\dot{b} = 0 \Rightarrow b_{k+1} = b_k \quad (27)$$

$$z_k = \theta_k + v = \theta_{acc} \quad (28)$$

W_k یا همان سرعت زاویه ای که از ژيروسکوپ بدست می آید به عنوان 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 شتاب سنج حس می شود. با ترکیب روابط (26) تا (28)، رابطه (29) نتیجه می شود [33]:

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \begin{bmatrix} \theta_{k+1} \\ b_{k+1} \end{bmatrix} \\ x_{k+1} &= \begin{bmatrix} 1 & -\Delta T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_k \\ b_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta T \\ 0 \end{bmatrix} u_k + \omega \\ z_k &= [1 \quad 0] \begin{bmatrix} \theta_k \\ b_k \end{bmatrix} + v \end{aligned} \quad (29)$$

لازم به یادآوری است که θ_k بیانگر زاویه در زمان نمونه گیری k ام، b نماینده بایاس سنسور سرعت زاویه ای و ΔT زمان نمونه برداری است. همچنین ω و v به ترتیب نویز فرایند و اندازه گیری را نشان می دهند.

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

$$\begin{aligned} k_k &= AP_k C^T (CP_k C^T + R)^{-1} \\ \hat{x}_{k+1} &= (A\hat{x}_k + B\hat{u}_k) + k_k (y_k - C\hat{x}_k) \\ P_{k+1} &= AP_k A^T + Q - AP_k C^T R^{-1} CP_k A^T \end{aligned} \quad (30)$$

که k_k بهره فیلتر کالمن، P_k ماتریس کواریانس خطای تخمین، R و Q به ترتیب ماتریس کواریانس نویز فرایند و نویز اندازه گیری هستند. همچنین A و B و C به ترتیب نشان دهنده 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 می شود.

5- نتایج

در این بخش ابتدا نتایج داده های آزمایشگاهی برای سنسورها آورده شده و سپس با اعمال فیلتر کالمن، مقایسه ای بین خروجی سنسورها و فیلتر کالمن انجام و کارایی فیلتر کالمن برای بهبود نتایج بررسی می شود. در ادامه، نتایج شبیه سازی کنترل کننده های پیشنهادی بر مبنای اطلاعات مستخرج از

جدول 2 مشخصات سنسورهای نمونه آزمایشگاهی

Table 2 Characteristics of laboratory setup's sensors			
نام جزء	اسم	شرکت سازنده	مشخصات
سنسور	ADXL330	آنالوگ	3 محوره - $\pm 3g$
شتاب		دیوایسز	حساسیت $300 \frac{mv}{g}$
ژيروسکوپ	LISY300AL	اس تی میکرو	تک محوره $\pm 300 \frac{deg}{s}$
		الکترونیکس	حساسیت $3.3 \frac{mv}{deg}$

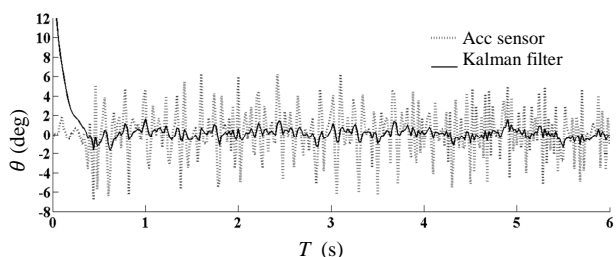


Fig. 3 Angle output: motor off without horizontal movement

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

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

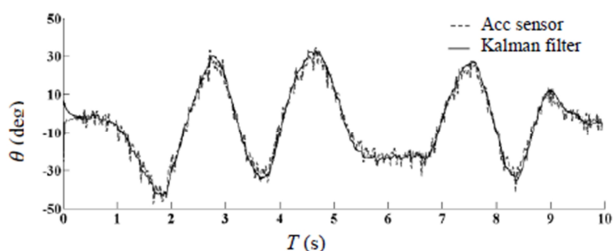


Fig. 4 Angle output: motor on and Moving by hand

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 شبیه سازی استفاده شده است تا عملکرد کنترل کننده به واقعیت نزدیکتر شود.

2-5- نتایج شبیه سازی

برای بررسی عملکرد کنترل کننده های پیشنهادی، مدل کوادروتور در نرم افزار متلب شبیه سازی شد. از یک تأخیر زمانی برای ورودی ها استفاده گردید تا اثرات حذف مدل دیفرانسیلی موتور کاهش یافته و شبیه سازی به واقعیت نزدیکتر شود. همچنین با استفاده از داده های آزمایشگاهی بدست آمده از سنسورها و فیلتر کالمن که در بخش قبل نتایج آن آورده شد، نویز لازم به سیستم اعمال گردید. تمامی شبیه سازی ها به ازای نایقینی 5 درصد در

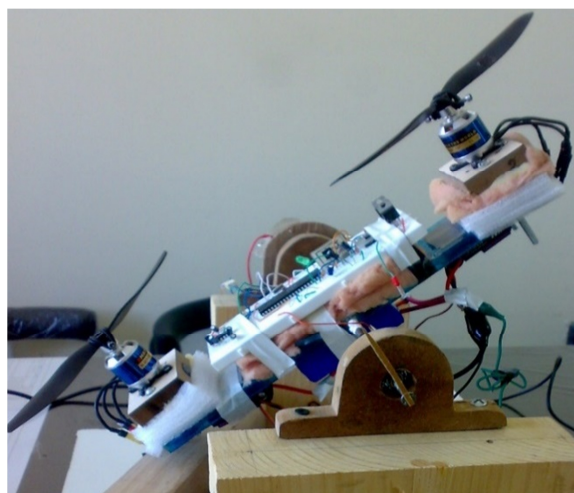


Fig. 2 View from the laboratory setup

شکل 2 نمایی از نمونه آزمایشگاهی

قبولی کاهش می یابد اما این مورد تأثیر محسوسی از نظر کاهش نویز روی سنسور سرعت زاویه ای ندارد زیرا در مدل مورد استفاده برای تخمین گر کالمن در مورد سرعت زاویه ای، تنها مقدار بایاس تخمین زده می شود و انتظاری برای حذف نویز سرعت زاویه ای نمی رود.

برای مقایسه کمی نتایج، انحراف معیار نتایج حاصل برای سنسور شتاب سنج و خروجی فیلتر کالمن در جدول 3 نشان داده شده است. همان طور که ملاحظه می شود، 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 زاویه ای مجموعه نشان داده شده است. همان طور که پیش بینی می شد و در شکل 4 نیز مشخص است فیلتر کالمن با کاهش نویز زاویه، خروجی مناسبی را ارائه می کند. شکل 5 نیز حاکی از نزدیکی زیاد بین منحنی خروجی سنسور سرعت زاویه ای و منحنی منتج از فیلتر کالمن می باشد که این امر به دلیل کوچک بودن بایاس و همچنین عدم ثابت بودن وضعیت سیستم، به جهت حرکت دادن آن می باشد.

نتایج حاصله از تست های 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 می گردد. اول اینکه کالیبراسیون سنسورها باید در حالت

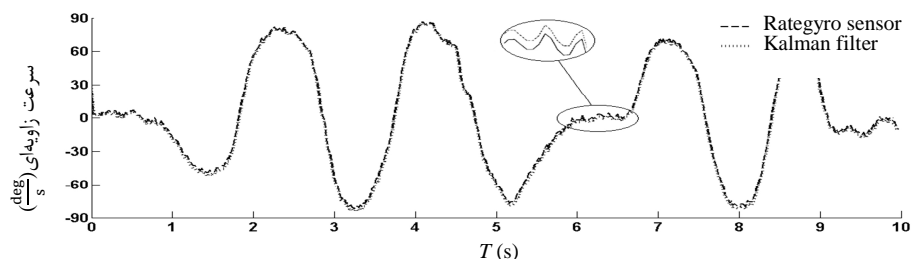


Fig. 5 Angle velocity output: motor on and Moving by hand

شکل 5 سرعت زاویه ای در حالت موتور روشن و جابجایی با دست

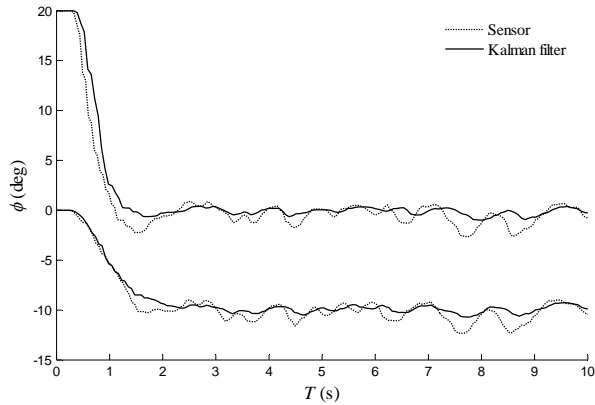


Fig. 6 Roll angle output with feedback linearization controller

شکل 6 تغییر زاویه رول با اعمال کنترل کننده خطی سازی پسخورد

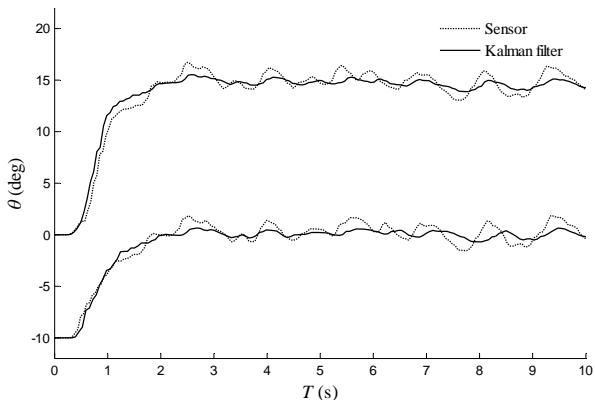


Fig. 7 Pitch angle output with feedback linearization controller

شکل 7 تغییر زاویه پیچ با اعمال کنترل کننده خطی سازی پسخورد

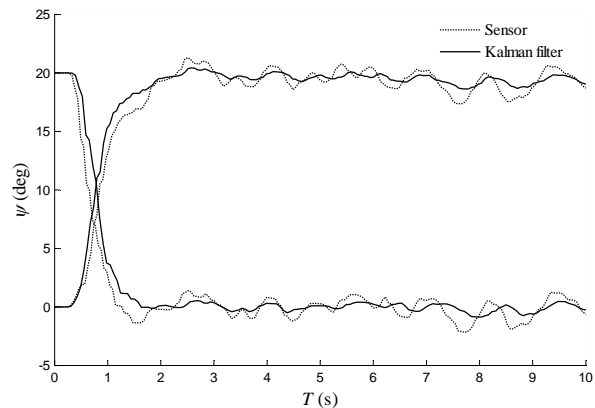


Fig. 8 Yaw angle output with feedback linearization controller

شکل 8 تغییر زاویه یاو با اعمال کنترل کننده خطی سازی پسخورد

نشان می دهد. در هر شکل می توان تغییرات متغیرهای زاویه و ارتفاع در هر دو حرکت غیر ایستا به ایستا و ایستا به غیر ایستا را مشاهده نمود.

همان طور که از نتایج برمی آید کنترل کننده خطی سازی پسخورد توانسته کوادروتور را به وضعیت مطلوب برساند. از شکل های 6-9 مشخص است که اعمال فیلتر کالمن باعث بهبود عملکرد کنترل زوایا شده در حالی که 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 می باشد چرا که هموارتر شدن تغییرات زوایا باعث کاهش تغییرات سرعت زوایه ای و نرم شدن حرکت کوادروتور می شود. لازم بذکر است که بهره های

جدول 4 شرایط اولیه و وضعیت هدف اعمال شده در شبیه سازی کوادروتور

Table 4 Initial and reference 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)	ψ (deg)	θ (deg)	ϕ (deg)	
0	0	0	0	1	20	-10	20	غیر ایستا به ایستا
وضعیت هدف								
\dot{z} ($\frac{m}{s}$)	r ($\frac{deg}{s}$)	q ($\frac{deg}{s}$)	p ($\frac{deg}{s}$)	z (m)	ψ (deg)	θ (deg)	ϕ (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)	ψ (deg)	θ (deg)	ϕ (deg)	
0	0	0	0	0	0	0	0	ایستا به غیر ایستا
وضعیت هدف								
\dot{z} ($\frac{m}{s}$)	r ($\frac{deg}{s}$)	q ($\frac{deg}{s}$)	p ($\frac{deg}{s}$)	z (m)	ψ (deg)	θ (deg)	ϕ (deg)	
0	0	0	0	1	20	15	-10	

جدول 5 مشخصات کوادروتور مورد بررسی

Table 5 Quadrotor characteristics

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

ممان های اینرسی و جرم کوادروتور انجام گرفته است. همچنین به جهت امکان مقایسه بین نتایج، تمامی شبیه سازی ها 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 شبیه سازی در جدول 5 نشان داده شده که مقادیر این پارامترها بر اساس شبیه سازی یک کوادروتور نمونه در نرم افزار سالدور کس استخراج شده است.

با توجه به نتایج بدست آمده از داده های آزمایشگاهی، مشخصات نویزهای اعمالی به زوایای اوپلر و سرعت های زاویه ای در شبیه سازی ها تعیین شدند. برای سنسور ارتفاع نیز با توجه به میزان خطای عرفی آن ها، نویزی با واریانس 0.1 در نظر گرفته شد که باعث خطایی در حدود 30 سانتی متری می شود. نکته مهمی که باید در اینجا بیان کرد این است که اگر چه زاویه یاو را نمی توان مشابه زوایای رول و پیچ از شتاب سنج بدست آورد ولی می توان بدون کاستن از کلیت مسأله، نویز سنسور قطب نما را که برای اندازه گیری زاویه یاو از آن استفاده می شود، مشابه نویز سنسور شتاب سنج در نظر گرفت و شبیه سازی را بر همین اساس انجام داد. در جدول 6 مشخصات نویز اعمالی به متغیرهای اندازه گیری شده توسط سنسورها نشان داده شده است.

شکل های 6 تا 9 نتایج عملکرد روش خطی سازی پسخورد ترکیب شده با کنترل کننده PID را در حضور نویز سنسورها با و بدون اعمال فیلتر کالمن

جدول 6 مشخصات نویز اعمالی به متغیرها در شبیه سازی 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	$1.5e-4$	$1.5e-4$	$1.5e-4$	

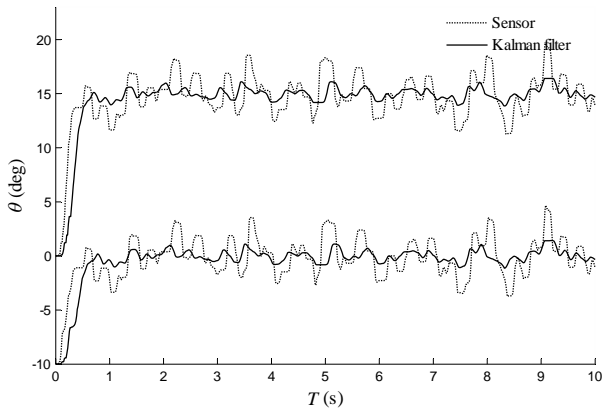


Fig. 11 Pitch angle output with sliding mode controller

شکل 11 تغییر زاویه پیچ با اعمال کنترل کننده مود لغزشی

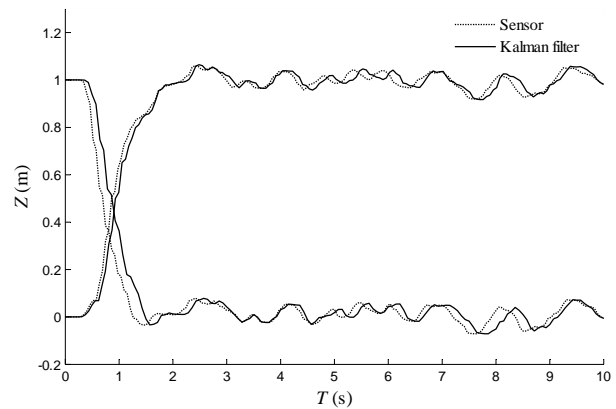


Fig. 9 Altitude output with feedback linearization controller

شکل 9 تغییر ارتفاع با اعمال کنترل کننده خطی سازی پس‌خورد

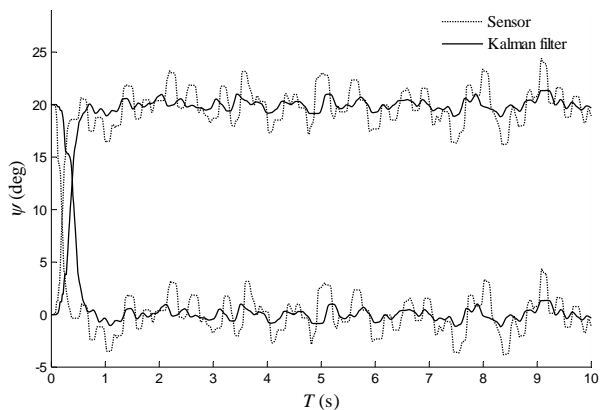


Fig. 12 Yaw angle output with sliding mode controller

شکل 12 تغییر زاویه یاو با اعمال کنترل کننده مود لغزشی

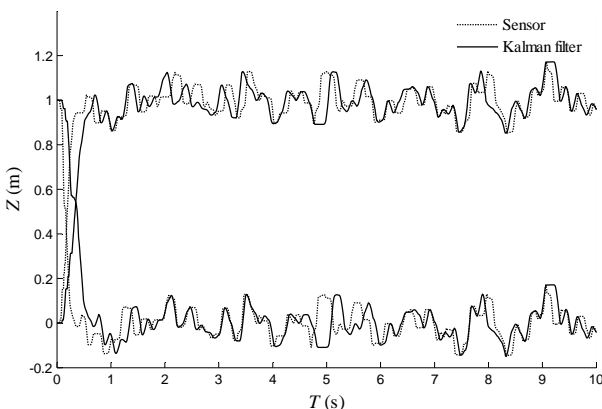


Fig. 13 Altitude output with sliding mode controller

شکل 13 تغییر ارتفاع با اعمال کنترل کننده مود لغزشی

سیستم می‌باشد چرا که هموارتر شدن تغییرات زاویا باعث کاهش تغییرات سرعت زاویه‌ای، نرم شدن حرکت کوادروتور و کاهش تلاش کنترلی می‌شود. با مقایسه پاسخ سیستم به کنترل کننده‌های مبتنی بر روش خطی سازی پس‌خورد و مود لغزشی می‌توان دریافت که روش خطی سازی پس‌خورد در صورتی که ناپیچینی‌ها و اغتشاشات از حد مجاز فراتر نرود عملکرد بهتری در کنترل کوادروتور از خود نشان داده است که این عملکرد مطلوب هم از لحاظ حفظ حالت مطلوب و هم همواری تغییرات زاویا و ارتفاع می‌باشد. همچنین نتایج حاصل از اعمال فیلتر کالمن در هر دو کنترل کننده نشان از بهبود نتایج زاویا نسبت به حالت بدون فیلتر کالمن است.

کنترل کننده PID با سعی و خطا و با انجام شبیه سازی‌های مختلف با هدف کسب بهترین نتیجه بدست آمده‌اند. مقدار این بهره‌های کنترلی در جدول 7 نشان داده شده است.

شکل‌های 10 تا 13 نتایج شبیه سازی کنترل کننده مود لغزشی را با و بدون اعمال فیلتر کالمن نشان می‌دهد. برای نیل به هدف مورد نظر مقادیر پارامترهای k و Λ در کنترل کننده مود لغزشی به ترتیب برابر 10 و 100 در نظر گرفته شدند. این مقادیر با جایگذاری در کنترل کننده مود لغزشی و بررسی پاسخ متناظر با آن‌ها و به روش سعی و خطا بدست آورده شدند و جزء مناسب‌ترین مقادیر برای نیل به اهداف کنترلی مورد نظر هستند.

همان‌طور که از شکل‌ها مشاهده می‌شود کنترل کننده مود لغزشی نیز عملکرد قابل قبولی در کنترل زوایا و ارتفاع داشته است اما نمودار تغییرات متغیرهای زاویه‌ای و ارتفاع حاکی از همواری کمتر نتایج نسبت به روش خطی سازی پس‌خورد می‌باشد و پدیده نوسان در نتایج به وضوح دیده می‌شود. همچنین با مقایسه نمودارهای پاسخ سیستم با و بدون اعمال فیلتر کالمن مشاهده می‌شود که اعمال فیلتر کالمن باعث بهبود عملکرد کنترل کننده مود لغزشی شده است. هموارتر شدن زوایا یک مزیت و نکته مثبت برای کنترل

جدول 7 بهره‌های کنترل کننده PID حاضر در روش خطی سازی 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

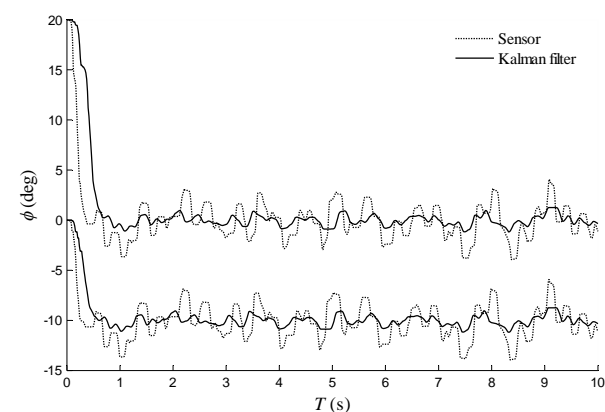


Fig. 10 Roll angle output with sliding mode controller

شکل 10 تغییر زاویه رول با اعمال کنترل کننده مود لغزشی

3-5- حساسیت به نایقینی ها

جهت عدم تأثیر مستقیم فیلتر کالمن، نتایج با و بدون اعمال فیلتر کالمن تغییر محسوسی نداشته است. همچنین نتایج نشان می دهد 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 سرعت زاویه ای سیستم نیز بیشتر خواهد شد که این امر مطلوب نیست. لازم بذکر است که با هموار شدن متغیرهای زاویه ای در اثر اعمال فیلتر کالمن تلاش کنترلی نیز کاهش می یابد که بدین ترتیب با صرفه جویی انرژی، برد پروازی کوادروتور افزایش خواهد یافت.

از شکل های 6-8 و مقایسه با شکل های 10-12 می توان دریافت که تغییرات زوایا در روش مبتنی بر خطی سازی پسخورد مجهز به PID نسبت به مود لغزش هموارتر است. بررسی جدول 8 نیز نشانگر این قضیه است که با افزایش نایقینی ها تا 100 درصد مقدار نامی، کنترل کننده خطی سازی پسخورد به جهت حضور کنترل کننده PID، همچنان تغییرات زاویه هموارتری را نتیجه می دهد که برای حفظ وضعیت کوادروتور در حالت پایا مطلوب است در حالی که عملکرد کنترل کننده مود لغزشی تقریباً مستقل از نایقینی ها بوده ولی همواری زوایا در آن کمتر است.

البته در حالت گذار کوادروتور از یک وضعیت به وضعیت دیگر، نایقینی ها اثر خود را نشان دادند بطوریکه با افزایش نایقینی، زمان رسیدن به وضعیت نهایی در کنترل کننده خطی سازی پسخورد افزایش یافته و در نایقینی 100 درصد به حدود 6 ثانیه می رسد که اصلاً مناسب نیست در حالی که در کنترل کننده مود لغزشی زمان رسیدن به وضعیت مرجع با افزایش نایقینی، تغییر محسوسی را نشان نمی دهد و در تمامی آن ها در حد قابل قبول و مناسب می باشد.

با توجه به جمیع آنچه گفته شد می توان این گونه نتیجه گیری کرد که برای کنترل کوادروتور در حالت پایا، کنترل کننده خطی سازی پسخورد مجهز به PID مناسب بوده ولی برای حالت گذار، کنترل کننده مود لغزشی عملکرد بهتری داشته و پیشنهاد می شود.

بعد از حصول تجربه و کشف چالش ها و مشکلات موجود در کنترل مجموعه و همچنین گرفتن نتایج مناسب از شبیه سازی ها، در ادامه کار، عملیاتی کردن کنترل کننده 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.

7- فهرست علائم

B	بایاس ژيروسکوپ
FB	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	سرعت های زاویه ای در دستگاه بدنی
P_k	ماتریس کواریانس خطای تخمین
Q	ماتریس کواریانس نویز اندازه گیری
R	ماتریس کواریانس نویز فرایند
T_i	نیروی رانشی پروانه i ام
U_i	ورودی کنترلی i ام

در انتهای این بخش به بررسی میزان تأثیر نایقینی ها بر روی عملکرد کنترل کننده ها پرداخته شده است. شبیه سازی ها 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 می توان با دقت بالا اندازه گیری کرد، برای جرم همان نایقینی 5 درصد در نظر گرفته شده است. همه نتایج جدول برای امکان مقایسه، در وضعیت ایستا آورده شده است عبارت دیگر بعد از رسیدن کوادروتور به وضعیت ایستا میزان قدرت سیستم در حفظ این حالت به ازای نایقینی های مختلف و با استفاده از معیار انحراف معیار (STD) مشخص شده است.

همان طور که از جدول 8 مشاهده می شود با بالا رفتن میزان نایقینی ها عملکرد کنترل کننده مود لغزشی تغییر محسوسی پیدا نکرده است در حالی که با افزایش نایقینی ها، متوسط خطای کنترل کننده مبتنی بر خطی سازی پسخورد ابتدا افزایش و سپس تا حدودی کاهش یافته است. البته به جهت وجود کنترل کننده PID در روش مبتنی بر خطی سازی پسخورد که تا حدودی مقاومت کنترل کننده را بالا می برد، پاسخ سیستم و عملکرد آن در حد قابل قبول باقی مانده است. نکته ای که باید در اینجا به آن اشاره کرد این است که در روش خطی سازی پسخورد با افزایش نایقینی مدت زمان رسیدن کوادروتور از وضعیت اولیه به وضعیت هدف افزایش می یابد در حالی که در کنترل کننده مود لغزشی با تغییر نایقینی، زمان رسیدن به وضعیت نهایی تغییر قابل توجهی را نشان نمی دهد.

6- بحث و نتیجه گیری

در این مقاله تلاش گردید مدل سازی و کنترل یک کوادروتور تا حد امکان بر اساس داده های بدست آمده از آزمایش های تجربی انجام گیرد تا کنترل کننده طراحی شده و نتایج حاصل از شبیه سازی تطابق مناسبی با واقعیت داشته باشد.

همان طور 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 زاویه ای 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 مستقیماً بر روی دقت سیستم در دنبال کردن مسیر و ثابت ماندن در موقعیتی مشخص اثرگذار است دارای اهمیت می باشد. در مورد ارتفاع به

جدول 8 انحراف معیار زوایا و ارتفاع در وضعیت ایستا

مقدار نایقینی	φ (rad)	θ (rad)	ψ (rad)	z (m)
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
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

- 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)

سرعت های انتقالی در دستگاه بدنی	u, v, w
سرعت زاویه های اندازه گیری شده توسط ژيروسکوپ	W
علایم یونانی	
زمان نمونه برداری، s	ΔT
زاویه بدنه نسبت به افق، (rad)	θ
نماد سرعت زاویه ای، (rad/s)	$\dot{\theta}$
برداری گشتاور در دستگاه اینرسی	τ^B
زوایای اویلر	φ, θ, ψ
نویز اندازه گیری	v
نویز فرایند	ω

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 helicopter 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,