



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

احسان داودی^۱، محمود مزارع^۲، پدرام صفرپور^{۳*}

۱- دانشجوی دکتری، مهندسی مکانیک، دانشگاه شهید بهشتی، تهران

۲- کارشناس ارشد، مهندسی مکانیک، دانشگاه شهید بهشتی، تهران

۳- استادیار، مهندسی مکانیک، دانشگاه شهید بهشتی، تهران

* تهران، صندوق پستی ۱۷۱۹-۱۶۷۶۵ p_safarpour@sbu.ac.ir

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 لنزشی و خطی سازی پسخورد، 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 خطأ و نویزی بودن آنها دارد از یک فیلتر کالمون برای کاهش نویز سنسورها استفاده گردید و نتایج عملکرد کنترل کننده ها با استفاده از خروجی سنسورها و خروجی فیلتر کالمون با هم مقایسه شدند. نتایج بدست آمده نشان از عملکرد خوب فیلتر کالمون و کنترل مناسب مجموعه می باشد. همچنین در این مقاله پاسخ سیستم به کنترل کننده های مود لنزشی و خطی سازی پسخورد بررسی و با یکدیگر مقایسه شدند. نتایج نشان داد که هر دو کنترل کننده عملکرد مناسبی دارند ولی تغییرات زوایا در کنترل خطی سازی پسخورد هموارتر است. با افزایش نایقینی، عملکرد کنترل خطی سازی پسخورد از حيث زمان رسیدن به وضعیت هدف از حالت مطلوب فاصله گرفت در حالی که در عملکرد مود لنزشی تأثیر قابل توجهی ایجاد نشد. از این نظر برای حفظ وضعیت کوادروتور، کنترل خطی سازی پسخورد مجهز به PID مناسب بوده و برای حالت گذار کوادروتور و تغییر وضعیت زوایه ای استفاده از کنترل کننده مود لنزشی توصیه می شود.

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: ۱۷ تیر ۱۳۹۵

پذیرش: ۲۵ مرداد ۱۳۹۵

ارائه در سایت: ۱۱ مهر ۱۳۹۵

کلید واژگان:

کوادروتور

سنسورهای ممز

کنترل غیرخطی

فیلتر کالمون

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.

۱- مقدمه

امروزه، وسائل نقلیه هوایی بدون سرنشین در عملیات نجات، نظرارت، بازرگانی، نقشه برداری و فیلم برداری هوایی مورد استفاده قرار می گیرند. یکی از معمول ترین مدل های این تجهیزات، کوادروتور می باشد [۱]. 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 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. کوادراتور 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 کنترل کننده‌ها تأثیر بسزایی داشته باشد. در کارهای مشابه قبلی، کمتر در رابطه با سنسورها و تخمین وضعیت سیستم با استفاده از فیلتر کالمون بحث شده است. اصولاً در کارهای گذشته، الگوریتم کنترلی مهترین بخش را شامل می‌شده 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، شبیه‌سازی کنترل وضعیت کوادراتور 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 کنترل کننده مود لغزشی و خطی‌سازی پسخورد در کنترل زاویا و ارتفاع کوادراتور در این حالت بررسی شده و میزان خطأ و دقت آن‌ها که یک مسأله بسیار مهم برای کوادراتور است، نیز مورد توجه قرار داده شده است.

در این مقاله، ابتدا به مدل‌سازی دینامیکی کوادراتور 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 واقعی تر شدن نتایج از داده‌های آزمایشگاهی سنسورهای ممز در شرایط موتور روش استفاده شده است. به منظور کاهش خطاهای سنسورهای ممز شتاب‌سنج و سرعت زاویه‌ای نیز یک تخمین‌گر کالمون 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 کنترل کننده‌ها و مقایسه آنها را فراهم می‌آورد.

ساختر این مقاله نیز بین ترتیب است: در بخش 2 مدل دینامیکی کوادراتور استخراج شده است. در بخش 3 کنترل کننده‌های طراحی شده خطی‌سازی پسخورد و مود لغزشی بیان می‌شوند. در بخش 4 به چگونگی ترکیب نتایج سنسورهای شتاب‌سنج و سرعت زاویه‌ای در بستر فیلتر کالمون 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

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

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

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

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

در حوزه کنترل کوادراتور 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 نمایی اش با جبران ترم‌های کریولیس و ژیروسکوپی و روش تناسبی- مشتقی- انتگرالی به دلیل عدم احتیاج به پارامترهای خاص مدل و سادگی اجرای آن کنترل‌های مناسبی محسوب می‌شوند. در مرجع [4] از تکیک های تطبیقی به دلیل کارایی خوب آن برای دینامیک مدل نشده و نایقینی‌های 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 ریکاتی می‌باشد.

از طرف دیگر از آنچاییکه کوادراتور دارای یک مدل غیرخطی چند رودی- چندخروجی دارای پارامترهای عدم قطعیت و نایقینی می‌باشد، از این رو به منظور کنترل آن روش‌های کنترلی غیرخطی و مقاوم مناسابر به نظر می‌رسند. روش‌هایی از قبیل خطی‌سازی پسخورد، مود لغزشی، تطبیقی و روش‌هایی هوسنده برای کنترل ریدیابی این نوع از وسائل بدون سرنوشتین بکار گرفته شده است [7]. در [8] از یک کنترل کننده خطی سازی پسخورد برای کنترل یک کوادراتور بهره گرفته شد. به اینصورت که یک کنترل کننده PD وظیفه کنترل زاویه یا و جهت z را به عهده داشت و برای کنترل وضعیت کوادراتور در جهات x و y یک کنترل کننده خطی سازی پسخورد اعمال گردیده بود. کنترل گام به عقب² روش دیگری است که همگرایی متغیرهای داخلی کوادراتور را تضمین می‌کند اما نیاز به محاسبات زیادی دارد [9-11].

البته روش‌های دیگری مانند فیدبک دینامیکی [12]، فیدبک بینایی [13]، تکنیک‌های فازی [14,15] شبكه‌های عصبی [16,17] نیز هر چند

کمتر ولی در بحث کنترل کوادراتور از نظر دور نگاه داشته نشده‌اند.

روش مود لغزشی نیز در بسیاری از تحقیقات مورد استفاده قرار گرفته است [20-22]. این روش نیز با وجود نقاط ضعیفی 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 کنترل کننده 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 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

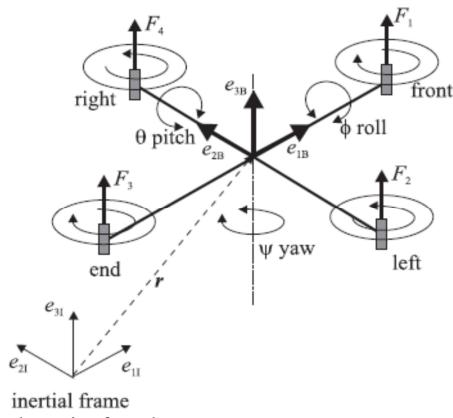


Fig. 1 A schematic of quadrotor

شکل ۱ شماتیکی از سیستم کوادراتور

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

$$G_B = \begin{bmatrix} F_G^B \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\theta^{-1} F_G^E \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix}$$

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

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. علاوه 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 ژیروسکوپی

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

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

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

که در آن (v) ماتریس ژیروسکوپی ملخ، J_{TP} ممان اینرسی چرخی 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 ژیروسکوپی تولید شده توسط چرخش ملخ ها

جدول ۱ لیست نیروها و گشتاورهای موثر بر کوادراتور

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

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

- مرکز جرم و میدا فریم متصل به کوادراتور بر هم منطبق هستند؛

- محورهای فریم بدنی متصل به کوادراتور بر محورهای اینرسی اصلی کوادراتور 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 کوادراتور. در شکل ۱ شماتیکی از کوادراتور به همراه فریم های بدنی و اینرسی نشان داده 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:

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

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

که در آن V^B و \dot{V}^B به ترتیب معرف بردار شتاب و سرعت خطی کوادراتور و W^B و \dot{W}^B به ترتیب نشانگر بردار شتاب و سرعت زاویه ای کوادراتور در فریم بدنی B می باشد. علاوه بر این، $[I\dot{W} + W \times (IW)]$ به ترتیب بردار نیرویی و بردار گشتاور زاویه ای کوادراتور در فریم B می باشد.

فرم مبسوط رابطه (1) به صورت رابطه (2) می باشد:

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

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

2-1-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 الگوریتم‌های کنترلی اجرا شود دینامیک کوادراتور 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 کنترل کننده، حفظ وضعیت پرواز ایستا کوادراتور می‌باشد می‌توان حرکت آن را نزدیک به وضعیت پرواز ایستا فرض نمود. بنابراین تغییرات زاویه‌ای مخصوصاً حول محورهای x و y را می‌توان کوچک فرض کرده و معادلات مربوطه را ساده سازی نمود.

- شتاب‌های زاویه‌ای در فریم متعلق به کوادراتور ($\ddot{\psi}, \ddot{\theta}, \ddot{\varphi}$) با شتاب زاویای اوبلر ($\ddot{\psi}, \ddot{\theta}, \ddot{\varphi}$) 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 متعلق به کوادراتور را تعیین می‌کند (رابطه 11) در وضعیت پرواز ایستا، به ماتریس همانی نزدیک است معادلات شتاب زاویه‌ای بطور مستقیم به شتاب زاویای اوبلر ارجاع داده می‌شوند.

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

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

کل الگوریتم کنترلی برای دادن سیگنال‌های مناسب به موتورها استفاده می‌شود. چون تعداد ملخ‌ها چهار عدد می‌باشد بیشتر از چهار متغیر نمی‌تواند در حلقه کنترل شود. از آنجاییکه کنترل زاویای اوبلر و کنترل ارتفاع اهداف اصلی سیستم کنترلی کوادراتور می‌باشد، تصمیم بر آن شد که معادلات موقعیت x و y از معادلات سیستم حذف شوند.

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

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

3- کنترل کننده مودلغزشی

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 مودلغزشی می‌باشد که در آن با تعریف یک سطح هم ارز با هدف کنترلی، کنترل کننده بگونه‌ای طراحی می‌شود که در هر لحظه به سمت سطح تعریفی میل کند. از جمله معایب این روش کنترلی که معمولاً کاربرد آن را برای کنترل سیستم‌های مکانیکی محدود می‌کند، سوئیچینگ

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

2-3- اثرات آبروودینامیکی

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

$$T_i = b\Omega_i^2 \quad (6)$$

$Q_i = d\Omega_i^2$ که در آن T_i و Q_i به ترتیب نشانگر نیروی رانش و گشتاور پسا موتور i و b و d معرف ضرایب تراست و پسا هستند.

معادله (7) نیروها و گشتاورهای آبروودینامیکی وارد بر مجموعه کوادراتور در اثر چرخش ملخ‌ها را نشان می‌دهد که در آن l فاصله بین مرکز کوادراتور و مرکز ملخ می‌باشد.

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

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

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

که در آن ورودی‌های کنترلی تابع سرعت ملخ‌ها، به صورت رابطه (9) تعریف شده‌اند:

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

از آنجا که در ک و همچنین کار بر روی معادلات مربوط به سرعت‌ها و شتاب‌های خطی مخصوصاً 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 به صورت رابطه (10) بازنویسی می‌شوند [31].

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

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 کوادراتور به صورت رابطه (23) استخراج می‌شود:

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

$$W = \begin{bmatrix} I_y - I_x \\ I_x \\ I_z - I_x \\ I_y \\ I_x - I_y \\ I_z \end{bmatrix} \dot{q} = \begin{bmatrix} \dot{\psi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} U = \begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \\ U_4 \\ U_1 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix}$$

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

مولفه‌های U_4, U_3, U_2 ورودی‌های کنترلی اعمالی در جهت زوایای رول، پیچ، یا و U_1 مولفه 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 خطی‌سازی پسخورد روى معادلات کوادراتور، 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 این‌رو سیستم دارای نایقینی پارامتری و غیر ساختار یافته است، که این مهم باعث کاهش حاشیه پایداری و حساسیت به اغتشاش خارجی در روش خطی‌سازی پسخورد می‌شود. البته وجود کنترل کننده PID در ورودی خطی‌سازی پسخورد تا حدودی این عوارض ناخواسته را تعدیل می‌کند. بنابراین در کل کارایی این روش به میزان خطأ در مدل‌سازی وابسته بوده که در شبیه‌سازی‌ها میزان انحرافی 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 می‌شود. در دو دهه اخیر تکنولوژی سیستم‌های میکروالکترومکانیکی باعث وجود آمدن سنسورهای 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 ممزد باوجود مزیت‌های زیادی که دارند، به دلیل ماهیت خود دارای نقاط ضعف و محدودیت‌هایی هستند که استفاده از آن‌ها را چالش‌هایی رو برو می‌کند. این سنسورها عموماً 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

فرکانس بالا است که باعث به وجود آمدن پدیده چترینگ^۱ می‌شود. با این حال با ترفندهایی می‌توان این نوسانات را محدود و در حد قابل قبول نگاه داشت.

مهترین بخش در طراحی کنترل کننده مود لغزشی، تعریف صفحه لغزش است، صفحه‌ای که قرارگیری بر روی آن معادل با اراضی هدف مسئله می‌باشد. از آنجاییکه معادلات حاکم بر کوادراتور (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:

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

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

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

که در آن $\dot{q}, \ddot{q}, \dot{q}_d, \ddot{q}_d$ به ترتیب بیانگر شتاب، سرعت و وضعیت مرجع می‌باشد. با جایگذاری معادلات دینامیکی کوادراتور به صورت سیستم مرتبه دو، معادله شبیه 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 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 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:

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

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 کننده مود لغزشی است، متغیرهای حالت q به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

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

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 ارضاء شده است.

از آنجا که هدف کنترلی در کوادراتورها عموماً رسیدن به یک وضعیت

¹ Chattering

داده‌های آزمایشگاهی و چگونگی تغییرات متغیرهای حالت برای کوادراتور 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 کوادراتور 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 تعییه 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 بایکدیگر 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 متقاضی 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 مبنای انجام گرفته است. شکل 2 نمایی از این نمونه آزمایشگاهی را نشان می‌دهد.

سنسورهای مورد استفاده در آزمایش‌ها از نوع آنالوگ هستند که داده‌های آنها از طریق یک میکروکنترلر و با زمان نمونه‌گیری 0.02 ثانیه دریافت می‌شود. به جهت رزوولوشن ده بیتی مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال (ADC) میکروکنترلر، خروجی سنسورها اعدادی بین 0-1023-0 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:

$$R = [0.0015 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad Q = [0.00008 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (31)$$

شکل 3 نتایج حالت افقی بدون حرکت را با موتورهای روش 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 زیروسکوپ توسط فیلتر کالمن، دریفت سنسور سرعت زاویه‌ای تا حد قابل

جدول 2 مشخصات سنسورهای نمونه آزمایشگاهی

Table 2 Characteristics of laboratory setup's sensors

مشخصات	نام جزء	اسم	مشخصات	شرکت سازنده
$\pm 3g$	سنسور	آنالوگ	3 محوره-	
$300 \frac{mv}{g}$	شتاب	ADXL330	حساسیت	دیوایس
$\pm 300 \frac{deg}{s}$	زیروسکوپ	LISY300AL	تک محوره	اس‌تی میکرو
$3.3 \frac{mv}{\frac{deg}{s}}$			حساسیت	الکترونیکس

ایجاد می‌شود.

در حال حاضر سنسور ممزی که مستقیماً 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) به عنوان مدلی از سیستم که همواره برقرار است در نظر گرفته می‌شود:

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

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

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

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

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

یا همان سرعت زاویه‌ای که از ژیروسکوپ بدست می‌آید به عنوان ورودی برای معادله (26) در نظر گرفته می‌شود 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]:

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

لازم به یادآوری است که θ_k بیانگر زاویه در زمان نمونه‌گیری k ام، ΔT زمان نمونه برداری است. همچنین ω و v به ترتیب نویز فرایند و اندازه‌گیری را نشان می‌دهند.

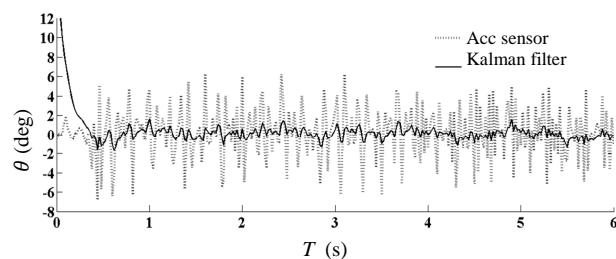
با توجه به رابطه (29) که مدل فضایی حالت را دارد از الگوریتم فیلتر کالمن خطی بیان شده توسط رابطه (30) استفاده شده است:

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

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

5- نتایج

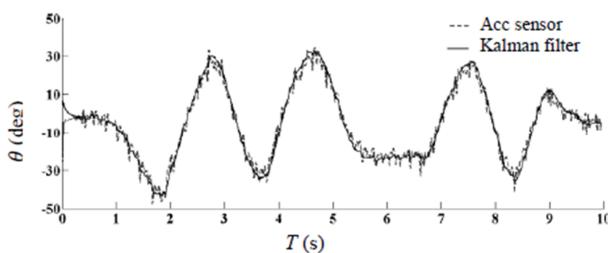
در این بخش ابتدا نتایج داده‌های آزمایشگاهی برای سنسورها آورده شده و سپس با اعمال فیلتر کالمن، مقایسه‌ای بین خروجی سنسورها و فیلتر کالمن انجام و کارایی فیلتر کالمن برای بهبود نتایج بررسی می‌شود. در ادامه، نتایج شبیه‌سازی کنترل کننده‌های پیشنهادی بر مبنای اطلاعات مستخرج از



شکل ۳ خروجی زاویه در حالت موتور روشن و خاموش بر حسب درجه

جدول ۳ 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	
0.35	0.95	موتور خاموش
0.7	2.71	موتور روشن

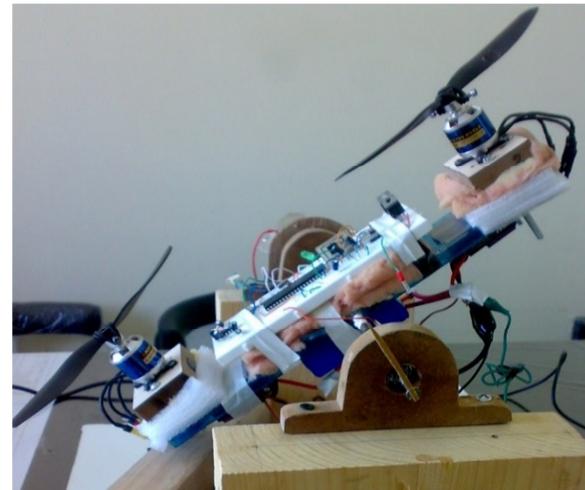


شکل ۴ خروجی زاویه در حالت موتور روشن و جابجایی با دست

موتور روشن انجام شود و دوم، میزان نویز واردہ 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 کنترل کننده به واقعیت نزدیکتر شود.

۵-۲- نتایج شبیه‌سازی

برای بررسی عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی، مدل کوادرورتور 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 ۵ درصد در

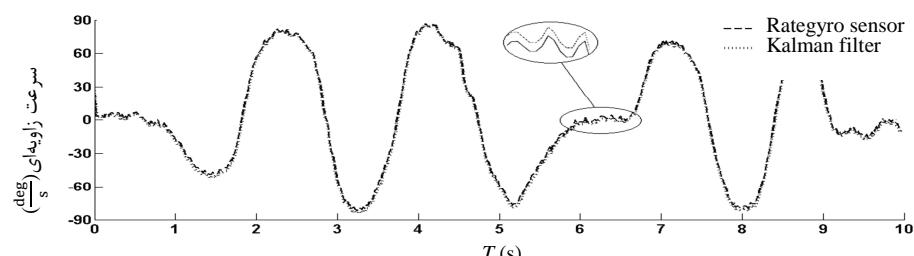


شکل ۲ نمایی از نمونه آزمایشگاهی

قابلی کاهش می‌یابد اما این مورد تأثیر محسوسی از نظر کاهش نویز روی سنسور سرعت زاویه‌ای ندارد زیرا در مدل مورد استفاده برای تخمین گر 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 فیلتر کالمن در جدول ۳ 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 ۴ زاویه و در شکل ۵ سرعت زاویه‌ای مجموعه نشان داده شده است. همان‌طور که پیش‌بینی می‌شد و در شکل ۴ نیز مشخص است فیلتر کالمن با کاهش نویز زاویه، خروجی مناسبی را ارائه می‌کند. شکل ۵ نیز حاکی از نزدیکی زیاد بین منحنی خروجی سنسور سرعت زاویه‌ای و منحنی نتیج 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



شکل ۵ سرعت زاویه‌ای در حالت موتور روشن و جابجایی با دست

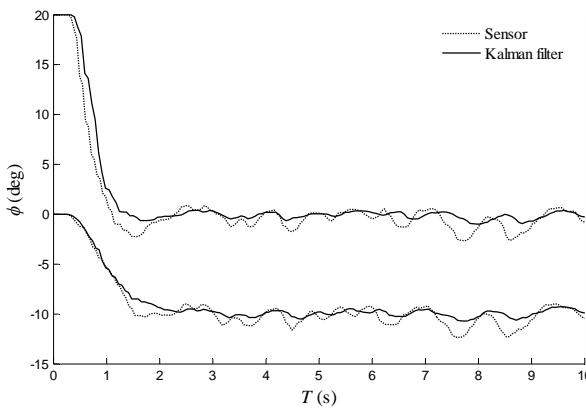


Fig. 6 Roll angle output with feedback linearization controller

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

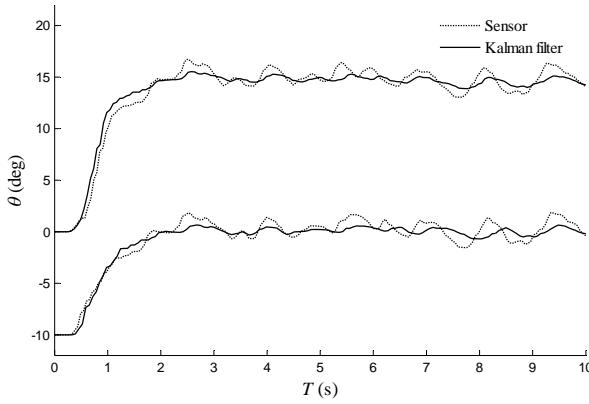


Fig. 7 Pitch angle output with feedback linearization controller

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

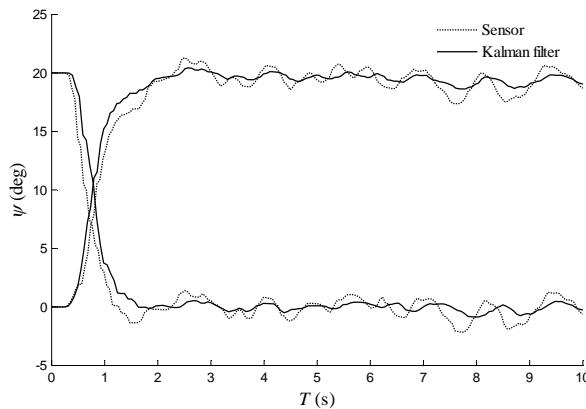


Fig. 8 Yaw angle output with feedback linearization controller

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

نشان 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. همان طور که از نتایج برمی‌آید کنترل کننده خطی سازی پسخورد توانسته کوادرورتور را به وضعیت مطلوب برساند. از شکل‌های 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 می‌باشد چرا که هموارتر شدن تغییرات زوایا باعث کاهش تغییرات سرعت زاویه‌ای و نرم شدن حرکت کوادرورتور می‌شود. لازم بذکر است که بهره‌های

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

Table 4 Initial and reference conditions in quadrotor simulations

شرایط اولیه							
$\dot{z}(\frac{m}{s})$	$r(\frac{deg}{s})$	$q(\frac{deg}{s})$	$p(\frac{deg}{s})$	$z(m)$	$\psi(deg)$	$\theta(deg)$	$\varphi(deg)$
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							
$\dot{z}(\frac{m}{s})$	$r(\frac{deg}{s})$	$q(\frac{deg}{s})$	$p(\frac{deg}{s})$	$z(m)$	$\psi(deg)$	$\theta(deg)$	$\varphi(deg)$
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	0	0	0	0

جدول 5 مشخصات کوادرورتور 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 کوادرورتور انجام گرفته است. همچنین به جهت امکان مقایسه بین نتایج، تمامی شبیه‌سازی‌ها 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 است.

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

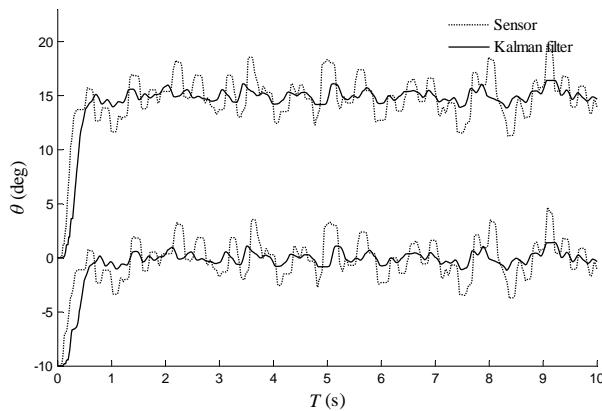
با توجه به نتایج بدست آمده از داده‌های آزمایشگاهی، مشخصات نویزهای اعمالی به زوایای اوپلر و سرعتهای زوایه‌ای در شبیه‌سازی‌ها تعیین شدند. برای سنسور ارتفاع نیز با توجه به میزان خطای عرفی آن‌ها، نویزی با واریانس 0.1 در نظر گرفته شد که باعث خطای در حدود 30 سانتی‌متری می‌شود. نکته مهمی که باید در اینجا بیان کرد این است که اگر چه زوایه یا ورنی توان مشابه زوایای رول و پیچ از شتاب سنج بدست آورده ولی می‌توان کاستن از کلیت مسئله، نویز سنسور قطب‌نما را که برای اندازه‌گیری زوایه یا ورن 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 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

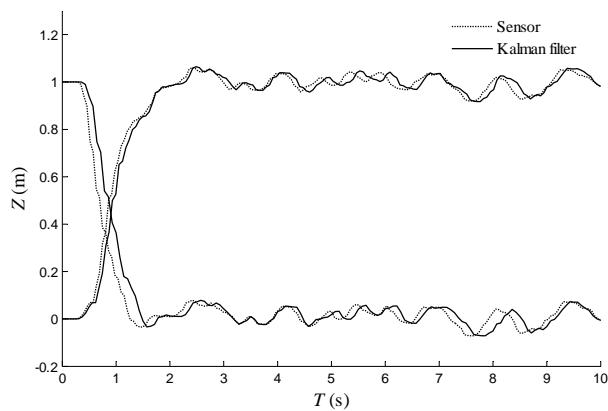
جدول 6 مشخصات نویز اعمالی به متغیرها در شبیه‌سازی بر حسب واریانس

Table 6 The noise characteristics applied to the variables in simulations

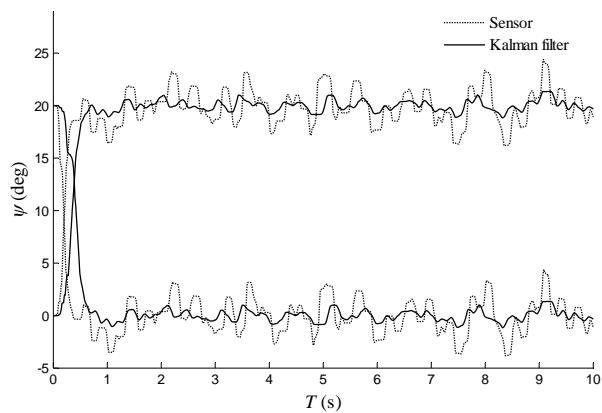
بدون اعمال فیلتر کالمن (اطلاعات خام سنسور)							
\dot{z}	r	q	p	z	ψ	θ	φ
0.1×10^{-4}	6.8	6.8	6.8	0.1	$2.223e-3$	$2.223e-3$	$2.223e-3$
با اعمال فیلتر کالمن							
\dot{z}	r	q	p	z	ψ	θ	φ
0.1×10^{-4}	6.8	6.8	6.8	0.1	$1.5e-4$	$1.5e-4$	$1.5e-4$



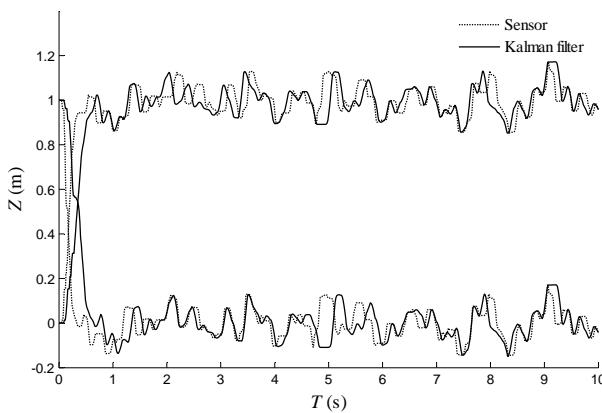
شکل ۱۱ تغییر زاویه پیچ با اعمال کنترل کننده مود لغزشی



شکل ۹ تغییر ارتفاع با اعمال کنترل کننده خطی سازی پسخورد



شکل ۱۲ تغییر زاویه یاو با اعمال کنترل کننده مود لغزشی



شکل ۱۳ تغییر ارتفاع با اعمال کنترل کننده مود لغزشی

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

کنترل کننده PID با سعی و خطأ و با انجام شبیه‌سازی‌های مختلف با هدف کسب بهترین نتیجه بدست آمداند. مقدار این بهره‌های کنترلی در جدول ۷ نشان داده شده است.

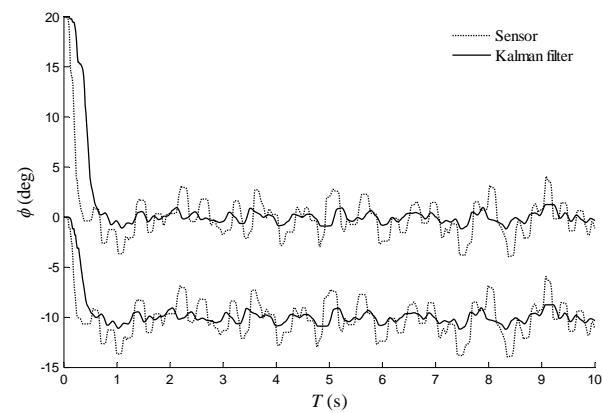
شکل‌های ۱۰ تا ۱۳ نتایج شبیه‌سازی کنترل کننده مود لغزشی را با و بدون اعمال فیلتر کالمن نشان می‌دهد. برای نیل به هدف موردنظر مقادیر پارامترهای Λ و K در کنترل کننده مود لغزشی به ترتیب برابر ۱۰ و ۱۰۰ در نظر گرفته شدند. این مقادیر با جایگذاری در کنترل کننده مود لغزشی و بررسی پاسخ متناظر با آن‌ها و به روش سعی و خطأ بدست آورده شدند و جزء مناسب‌ترین مقادیر برای نیل به اهداف کنترلی موردنظر 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 خطی‌سازی پسخورد می‌باشد و پدیده نوسان در نتایج بهوضوح 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 ۷ بهره‌های کنترل کننده 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



شکل ۱۰ تغییر زاویه رول با اعمال کنترل کننده مود لغزشی

شکل ۱۰ تغییر زاویه رول با اعمال کنترل کننده مود لغزشی

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 شبیه‌بیشتری باشند، تغییرات سرعت زاویه‌ای 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 صرفه‌جویی انرژی، برد پروازی کوادراتور 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، کنترل کننده خطی‌سازی پسخورد به جهت حضور کنترل کننده PID، همچنان تغییرات زاویه هموارتری را نتیجه می‌دهد که برای حفظ وضعیت کوادراتور در حالت پایا مطلوب است در حالی که عملکرد کنترل کننده مود لغزشی تقریباً مستقل از نایقینی‌ها بوده ولی همواری زوایا در آن کمتر است.

البته در حالت گذار کوادراتور از یک وضعیت به وضعیت دیگر، نایقینی‌ها اثر خود را نشان دادند بطوریکه با افزایش نایقینی، زمان رسیدن به وضعیت نهایی در کنترل کننده خطی‌سازی پسخورد افزایش یافته و در نایقینی 100 درصد به حدود 6 ثانیه می‌رسد که اصلاً مناسب نیست در حالی که در کنترل کننده 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 این گونه نتیجه‌گیری کرد که برای کنترل کوادراتور در حالت پایا، کنترل کننده خطی‌سازی پسخورد مجهز به PID مناسب بوده ولی برای حالت گذار، کنترل کننده 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 کنترل کننده و اعمال آن به یک نمونه آزمایشگاهی کامل کوادراتور 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 عالیم

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

5-3- حساسیت به نایقینی‌ها

در انتهای این بخش به بررسی میزان تأثیر نایقینی‌ها بر روی عملکرد کنترل کننده‌ها پرداخته شده است. شبیه‌سازی‌ها به ازای مقادیر مختلف نایقینی در ممان‌های اینرسی انجام گردید که نتایج حاصل در جدول 8 نشان داده شده است. از آنجا که جرم کوادراتور 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 میزان قدرت سیستم عبارت دیگر بعد از رسیدن کوادراتور به وضعیت ایستا میزان قدرت سیستم در حفظ این حالت به ازای نایقینی‌های مختلف و با استفاده از معیار انحراف میان‌گذشت (STD) مشخص شده است.

همان‌طور که از جدول 8 مشاهده می‌شود با بالا رفتن میزان نایقینی‌ها عملکرد کنترل کننده مود لغزشی تغییر محسوسی پیدا نکرده است در حالی که با افزایش نایقینی‌ها، متوسط خطای کنترل کننده مبتنی بر خطی‌سازی پسخورد ابتدا افزایش و سپس تا حدودی کاهش یافته است. البته به جهت وجود کنترل کننده PID در روش مبتنی بر خطی‌سازی پسخورد که تا حدودی مقاومت کنترل کننده 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 کوادراتور از وضعیت اولیه به وضعیت هدف افزایش می‌یابد در حالی که در کنترل کننده 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 کوادراتور تا حد امکان بر اساس داده‌های بدست آمده از آزمایش‌های تجربی انجام گیرد تا کنترل کننده 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 زوایایی کوادراتور 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 می‌باشد. در مورد ارتفاع به

جدول 8 انحراف میانگین زوایا و ارتفاع در وضعیت ایستا

Table 8 Altitude and angles STD in hover situation

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

- 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)
- [32] A. Kivrak, *Design of control systems for a quadrotor flight vehicle equipped with inertial sensors*, MSc Thesis, 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)

سرعتهای انتقالی در دستگاه بدنی	u, v, w
سرعت زاویه‌ای اندازه‌گیری شده توسط زیروسکوپ	W
علایم یونانی	
زمان نمونه‌برداری،	ΔT
زاویه بدن نسبت به افق، (rad)	θ
(rad/s)	$\dot{\theta}$
نماد سرعت زاویه‌ای، (rad/s)	$\ddot{\theta}$
بردار گشتاور در دستگاه اینرسی	T^B
زواوی اولیه	φ, θ, ψ
نویز اندازه‌گیری	v
نویز فرایند	ω

۸- مراجع

- [1] L. Derafsh, 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,