



مدل سازی دینامیکی، شبیه سازی کنترل کوادروتور با استفاده از کنترل کننده های فیدبک خطی ساز و پی آی دی بر پایه داده های آزمایشگاهی سنسورهای ممز

مسعود نوری مطلق¹، پدram صفرپور^{2*}، مهدی پورقلی³

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

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

3- استادیار، مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی، تهران

* تهران، صندوق پستی 1719-19765، p_safarpour@sbu.ac.ir

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل
دریافت: 29 اردیبهشت 1395
پذیرش: 31 شهریور 1395
ارائه در سایت: 21 آذر 1395

کلید واژگان:

کوادروتور

سنسورهای ممز

کنترل کننده پی آی دی

فیدبک خطی سازی شده

فیلتر کالمن

چکیده

هدف از این مقاله مدل سازی و کنترل زاویه رول و پیچ یک کوادروتور براساس تخمین وضعیت به دست آمده از سنسورهای ممز است. از این رو پس از استخراج معادلات دینامیک کوادروتور با اعمال کنترل کننده های تناسبی- انتگرالی- مشتقی و خطی سازی فیدبک به بررسی نتایج وضعیت زاویه ای کوادروتور پرداخته شده است. به جهت کاربرد گسترده سنسورهای ممز در اندازه گیری وضعیت سیستم های مختلف و همچنین تطابق نتایج حاصل از شبیه سازی های کوادروتور با واقعیت بیرونی در این مقاله از داده های این نوع سنسورها در شبیه سازی کنترل کننده ها استفاده شده است. با توجه به خطاهای ذاتی سنسورهای ممز تأثیرپذیری آن ها از ارتعاشات بدنه و موتورها و نویزی بودن اطلاعات خروجی آن ها از فیلتر کالمن برای تخمین زوایا به طور مستقیم و سرعت های زاویه ای به طور غیرمستقیم بهره گرفته شد. از آن جایی که یکی از اهداف این مقاله استفاده از نتایج آن در عملیاتی کردن کنترل یک کوادروتور است از مدل موتور برای تعیین سیگنال های کنترلی پی- دلیو- ام نیز استفاده شده و این سیگنال های کنترلی در هر دو نوع کنترلر بررسی شد. نتایج حاصل از شبیه سازی مدل کوادروتور در نرم افزار سیمولینک نشان از عملکرد مطلوب هر دو کنترلر کننده در کنترل زوایای رول و پیچ دارد.

Dynamic modeling, simulation and control of a quadrotor using feedback linearization and PID controller based on MEMS sensors' experimental data

Masoud Nourimotlagh¹, Pedram Safarpour^{1*}, Mahdi Pourgholi²

1- Department of Mechanical Engineering, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran.

2- Department of Electrical and Computer Engineering, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran.

*P.O.B. 1719-19765, Tehran, Iran, p_safarpour@sbu.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 18 May 2016
Accepted 21 September 2016
Available Online 11 December 2016

Keywords:

Quadrotor
MEMS Sensor
PID Control
Kalman
linearization feedback

ABSTRACT

The purpose of this article is dynamic modeling of a quadrotor and control of its Roll and Pitch angles based on the experimentally measured sensors data. So, after driving nonlinear model of quadrotor equations, the control of the quadrotor's angular situation was simulated using PID and feedback linearization algorithms. Due to the widespread application of MEMS sensors in measuring the status of various systems and to have a more realistic simulation, sensors data was measured and used in simulation of controllers. Due to errors of MEMS sensors, vibration of motors and airframe, and noise on outputs, Kalman filter was used for estimation of angular situation. As one of the purposes of this paper was the use of its results in actual control of a quadrotor, motor model was used to determine PWM control signals. The results obtained from simulation in Simulink showed good performance of both controllers in controlling roll and pitch angles.

1- مقدمه

برپایه برخاستن و فرود عمودی بنا شده و سعی می کند با رسیدن به یک وضعیت پایداری ایستا موقعیت خود را ثابت نگاه داشته و با موازنه نیروهای تولیدی توسط 4 روتور خود عملیات پروازی و مانورهای مختلفی را انجام دهد. این وسایل پرنده از نظر کنترلی رفتاری کاملاً غیرخطی داشته و به دلیل این که دارای 6 درجه آزادی حرکت و 4 ورودی کنترلی هستند یک سیستم زیرفعال محسوب می شوند. دینامیک غیرخطی، چند متغیره و کاملاً کوپل شده این وسیله آن را به لحاظ اعمال کنترلرهای مختلف مورد توجه قرار داده است.

کوادروتورها وسایل پرنده ای با قابلیت نشست و برخاست عمودی هستند که در مقایسه با وسایل پرنده کلاسیکی مانند هلیکوپترها از مکانیزم مکانیکی ساده تری برخوردار بوده و توانایی انجام مانورهای پیچیده تری را دارند. کوادروتور از ترکیب دو جزء کواد به معنای 4-تایی و روتور تشکیل شده که در کل به معنای 4 روتور یا 4 ملخ است. کوادروتور نوعی یو-ای-وی است که به جهت برخی مزایا و ویژگی ها مورد توجه قرار گرفته است. یو-ای-وی ها در کاربردهای نظامی و غیرنظامی مورد استفاده قرار می گیرند. کوادروتور

Please cite this article using:

M. Nourimotlagh, P. Safarpour, M. Pourgholi, Dynamic modeling, simulation and control of a quadrotor using feedback linearization and PID controller based on MEMS sensors' experimental data, Modares Mechanical Engineering, Vol. 16, No. 12, pp. 175-185, 2016 (in Persian)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

در سال های اخیر پژوهش های فراوانی بر کنترل کوادروتور انجام گرفته است، در مراجع [1-3] از روش پی آی دی برای پایداری سازی وضعیت کوادروتور مورد بررسی و تحقیق قرار گرفته شده است. در مرجع [4] به رهگیری مسیر مستقیم با استفاده از کنترل کننده کلاسیک پی آی دی برای کنترل وضعیت و کنترل کننده پی آی دی برای کنترل زوایای رول و پیچ پرداخته شده است. روش تناسبی - مشتقی به سبب خاصیت همگرایی نمایشی با جبران ترم های کریولیس و ژیروسکوپ و روش تناسبی - مشتقی - انتگرالی به دلیل عدم احتیاج به پارامترهای خاص مدل و سادگی اجرای آن کنترلرهای مناسبی محسوب می شوند. کنترل کننده بهینه خطی وابسته حالت در یک سیستم حلقه بسته برای پایداری سازی وضعیت زوایای کوادروتور مورد استفاده قرار گرفته است [5-7]. در مرجع [8] نیز یک کنترل کننده معادله ریگاتی وابسته حالت به کار گرفته شده است. در این نوع کنترل بهینه، ماتریس K در هر لحظه، از حل معادله ریگاتی به دست می آید که ماتریس A در هر لحظه وابسته به متغیرهای وضعیت همان لحظه است. در مرجع [9]، کنترل کننده بی نهایت را بر یک سیستم حلقه بسته برای کنترل موقعیت مورد بررسی قرار داده است. شبیه سازی ها بر مدل غیرخطی بنا نهاده شده است که نتایج رضایت بخشی را در برداشت. در مرجع [10]، ترکیب کنترل پیش گوینده مدل پایه را با یک کنترل کننده بی نهایت دو درجه آزادی مورد بررسی قرار داده، دلایل استفاده این است که این کنترل کننده ها به طور طبیعی مسائل کنترلی چند متغیره را کنترل می نمایند و این روش ترکیبی، مقاومت کنترل کننده بی نهایت را برای کنترل پایداری، کامل می نماید. در مرجع [11]، تأثیرات خطی سازی فیدبک مقاوم و کنترل کننده GH_{∞} را بر کوادروتور بررسی کرده است، همچنین جهت اجتناب از مشتق گیری نویز در حلقه خارجی، یک مشاهده گر به سیستم اضافه شده است، مانند مراجع [12-14]. این سبب می شود که خروجی ها بدون وجود سنسور، تخمین زده شده و به دست آیند. کنترل بهینه غیرخطی به روش برنامه ریزی دینامیکی در مرجع [15] برای کنترل کوادروتور به کار گرفته شده است. هدف این شبیه سازی رها شدن کوادروتور از یک شرایط اولیه که نزدیک به مبدأ مختصات و حرکت به سمت مبدأ حرکت، استقرار و ایستادگی در آن است. در مراجع [7, 16] کنترل کننده مد لغزشی برای کنترل ارتفاع به کار گرفته شده و بر مدل واقعی کوادروتور در محیط آزاد تست شده است. در مراجع [16, 17] کنترل کننده مد لغزشی برای کنترل موقعیت نیز استفاده شده است. در مرجع [18] کنترل کننده گام به عقب برای پایداری سازی وضعیت پرنده به کار گرفته شده و نتایج شبیه سازی و تست واقعی نشان دادند که این کنترل کننده در مقایسه با کنترل کننده مد لغزشی نتایج بهتری دارد و در مدت زمان کمتر و با اغتشاشات کمتری سیستم را پایدار می سازد. در مرجع [19] کنترل کننده گام به عقب برای رهگیری یک مسیر از پیش تعیین شده بر یک پنج ضلعی مورد استفاده قرار گرفته است. در مرجع [7] روش کنترل غیرخطی اشباع سازی تو در تو به کار گرفته شده است. از این کنترل کننده برای پایداری سازی موقعیت و وضعیت پرنده استفاده می شود. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که این کنترل کننده توانایی پایداری سازی وضعیت پرنده را دارد، حتی اگر موقعیت و وضعیت پرنده بسیار دور از مبدأ باشد. مرجع [20] نیز از روش کنترل کننده غیرخطی اشباع سازی تو در تو برای پایداری سازی کوادروتور به کار گرفته است. این روش کنترلی اطمینان می دهد که سیستم از پایداری مجانبی کامل برخوردار است و نیز کارایی سیستم حلقه بسته را بهبود می بخشد. مدل سازی دینامیک و کنترل زاویه رول و پیچ یک کوادروتور بدون

هدایت دستی با استفاده از نتایج کارهای عملی از اهداف اصلی این مقاله است، به طوری که در نهایت وضعیت زوایای آن با کنترل کننده طراحی شده کنترل گردد. برخی متغیرهای حالت از طریق سنسورهای ممز اندازه گرفته شده و زاویه و سرعت زوایای مجموعه با استفاده از فیلتر کالمن تخمین زده می شوند. سنسورهای ممز با وجود مزیت های بسیار به دلیل ماهیت خود دارای نقاط ضعف و محدودیت هایی است که استفاده از آن ها را با چالش هایی روبه رو می کند. این سنسورها معمولاً دارای خطاهایی چون بایوس، عدم تنظیم محور، خطای مقیاس گذاری است، همچنین خروجی این سنسورها نویزی بوده و می تواند در خروجی پایدارکننده ها و کنترل کننده ها تأثیر بسزایی داشته باشد. مطالعات مشابه پیشین کمتر به بررسی سنسورها و تخمین وضعیت سیستم با استفاده از فیلتر کالمن پرداخته و الگوریتم کنترلی مهم ترین بخش را شامل می شده، و کارهای عملی انجام گرفته نیز صرفاً با هدف تست کارایی کنترلر در پایداری سیستم و بهتر کردن نتایج آن مورد توجه قرار گرفته است. در این مقاله نخست مدل دینامیکی کوادروتور با استفاده از روش نیوتن - اوپلر استخراج شده و سپس براساس تخمین وضعیت به دست آمده از سنسورهای ممز، به شبیه سازی کنترل کوادروتور با استفاده از روش های پی آی دی معکوس و خطی سازی پس خورد پرداخته شده است. از آنجایی که داده های آزمایشگاهی سنسورها نشان از خطا و نویزی بودن آن ها داشت، از یک فیلتر کالمن برای کاهش نویز سنسورها استفاده و نتایج عملکرد کنترل کننده ها با استفاده از خروجی سنسورها و خروجی فیلتر کالمن با یکدیگر مقایسه شد.

2- مدل سازی دینامیکی

در این نوع سیستم ها عوامل بسیاری به دلیل وجود قطعات دوران کننده بر حرکت آن ها تأثیرگذار است که مانع کارکرد درست پرنده می شود و به صورت نیروی مقاوم خود را نشان می دهند. در جدول 1 این عوامل تأثیرگذار به اختصار مشاهده می شود [21].

برای نوشتن معادلات دینامیکی معمولاً نمی توان تمام پارامترهای دخیل در یک پدیده را با هم در نظر گرفت. سیستم های واقعی و به ویژه کوادروتور سیستم های پروازی پیچیده ای هستند و پارامترهای فراوانی در دینامیک و رفتار حرکتی آن ها تأثیرگذار است؛ بنابراین برای سادگی تحلیل و کنترل سیستم مورد نظر یک سری از پارامترها در نظر گرفته نمی شود. البته با این

جدول 1 نیروها و گشتاورهای تأثیرگذار بر حرکت کوادروتور

Table 1 Effective forces and torques on Quadrotor movement	
منبع	اثر
ناشی از حرکت دورانی پروانه ها و نیروهایی که به آن ها حکم اثرات آیرودینامیکی	
یک ایرفویل را دارند اثر می کند.	
تغییر در سرعت دورانی پروانه ها	گشتاور اینرسی
موقعیت مرکز جرم	اثر جاذبه
تغییر در جهت گیری کل سیستم	اثرات ژیروسکوپ
تغییر در جهت گیری سطح پروانه ها	
اصطکاک ناشی از قطعات دوار و همچنین حرکت پرنده	اصطکاک
هنگام حرکت و دوران اجزای سیستم	اثر کریولیس

1-2- اثرات جاذبه

نیروی جاذبه همیشه به سمت مرکز زمین است و این تنها نیروی مستقیم وارده در فریم اینرسی است. نیروی گرانش برای فریم محلی (بدنی) جهت ساده سازی معادلات نوشته می شود. رابطه (3) اثرات جاذبه بر کوادروتور در دستگاه مختصات محلی را نشان می دهد.

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

F_G^B بردار نیروی گرانشی در فریم محلی (بدنی) B، F_G^E بردار نیروی گرانشی در فریم مطلق (اینرسی) E است، همچنین ماتریس دوران R_θ ماتریسی متعامد $R_\theta^T = R_\theta^{-1}$ برابر است.

2-2- اثرات ژيروسکوپ

بیشتر این اثر ناشی از دوران پروانه هاست، به طوری که یک جفت در جهت ساعتگرد و یک جفت دیگر در جهت پادساعتگرد دوران می کنند. اگر مجموع سرعت دوران آنها (با در نظر گرفتن جهت) برابر صفر نباشد موجب ایجاد ناپایداری در سیستم کواد و اگر کوادروتور دارای چرخش پی آی دی و پیچ باشد نیز موجب ایجاد اثر ژيروسکوپ می شود. رابطه (4) بیانگر اثر ژيروسکوپ بر کوادروتور است.

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

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

در عبارات بالا، پارامتر J_{TP} بیانگر ممان اینرسی پروانه و قسمت دوران کننده موتور و $O_B(v)$ ماتریس ژيروسکوپ پروانه، Ω معرف جمع جبری سرعت زاویه ای پروانه ها حول محور دوران خود است که در رابطه (5) بیان می شود.

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

که $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4$ به ترتیب نماد سرعت زاویه ای پروانه مقابل، پروانه راست، پروانه عقب و پروانه چپ است. براساس رابطه بالا می توان دریافت که اثر ژيروسکوپ ناشی از دوران پروانه هاست و به سرعت زاویه ای و یک عبارت خطی وابسته نیست.

3-2- اثرات آیرودینامیکی

اثرات آیرودینامیکی هنگام پرواز کوادروتور مانند نیروی پیش رانشی (تراست) و گشتاور پس آ وجود دارد. این گشتاور در پیرامون شفت روتور ایجاد می شود که ناشی از نیروهای آیرودینامیکی المان های پره های ملخ است. نیروی پیش رانشی و نیروی مقاوم ناشی از دوران پره ها با توجه به فرض از پیش بیان شده با مجذور دور موتور پره ها رابطه مستقیم دارد که در رابطه (6) به صورت زیر آمده است.

نکته که فرضیات مورد نظر پژوهش نباید موجب شود که مسئله فاصله چشم گیری از حالت واقعی داشته باشد و فرضیات باید به گونه ای درست باشد که سازگاری مطلوب با واقعیت داشته باشد. مفروضات زیر برای حل موضوع پژوهش در نظر گرفته شد [22].

- جسم صلب بودن سیستم (کواد و پروانه موتورها)
- قطری بودن ماتریس ممان اینرسی
- متقارن بودن ساختار هندسی و جرمی آن
- نادیده گرفتن اثرات زمین و مفروض بودن زمین مسطح
- بر هم منطبق بودن مرکز جرم و مرکز مختصات محلی و قرار داشتن در وسط جسم
- متناسب بودن نیروی بالارونده و مقاوم ناشی از دوران پره ها با توان مربع سرعت زاویه ای

برای کوادروتور دو دستگاه مختصات در نظر گرفته می شود. دستگاه مطلق (فریم اینرسی) براساس تعریف آن جهت گیری کاملاً ثابتی دارد، ولی دستگاه محلی (بدنی) متصل به جسم با جسم حرکت کرده و جهت گیری می کند. برای سادگی کار در محاسبات و شبیه سازی ها نیاز است که تمام معادلات براساس دستگاه مطلق بیان شود و این در حالی است که بیشتر نیروها و اثرات یادشده برای آن ها به جسم متحرک وارد شده و تعریف آن ها براساس مختصات محلی است. انتخاب فریم محلی و فرموله کردن معادلات در این دستگاه مزیت هایی مانند ثابت بودن ماتریس اینرسی نسبت به زمان، محرز و در دسترس بودن نیروهای کنترلی وارد بر پرنده و سهولت اندازه گیری این نیروها در فریم محلی نسبت به فریم اینرسی است.

از آن جایی که مرکز جرم و مرکز هندسی کوادروتور منطبق است، رابطه (1) معادله دینامیک کوادروتور را در دستگاه محلی (بدنی) با جرم $m[\text{kg}]$ و ممان اینرسی $I[\text{Nms}^2]$ نشان می دهد.

$$\begin{bmatrix} mI_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}^B \\ \dot{W}^B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W^B \times (mV^B) \\ W^B \times (IW^B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F^B \\ \tau^B \end{bmatrix} \quad (1)$$

قانون دوم نیوتن برای یک کوادروتور که در واقعیت دینامیک کاملاً غیرخطی دارد به صورت رابطه (2)، به دست آمده از بسط رابطه (1)، بازنویسی می شود. رابطه بالا با شرط اعمال کامل فرضیات پیشین برای جسم صلب، یک معادله کلی برای تمام اجسام صلب است. پارامتر $I_{3 \times 3}$ در رابطه بالا بیانگر ماتریس همانی 3×3 بردار شتاب خطی کوادروتور در فریم B و $\dot{W}^B$ بردار شتاب زاویه ای کوادروتور در فریم B است. علاوه بر این F^B بردار نیروی کوادروتور در فریم B و τ^B بردار گشتاور زاویه ای کوادروتور در فریم B است.

$$m[\dot{u} - vr + \omega q] = \sum F_x, \quad m[\dot{v} - \omega p + ur] = \sum F_y$$

$$m[\dot{\omega} - uq + vp] = \sum F_z,$$

$$I_{xx}\dot{P} + (I_{zz} - I_{yy})qr = \sum M_x,$$

$$I_{yy}\dot{Q} + (I_{xx} - I_{zz})rp = \sum M_y,$$

$$I_{zz}\dot{R} + (I_{yy} - I_{xx})pq = \sum M_z, \quad (2)$$

رابطه (2) بیان پیشین را در فرم معادلات سیستم نشان می دهد. برای کل نیروهای وارد بر کوادروتور نیز فقط موارد مورد نیاز برای شبیه سازی در نظر گرفته می شود. اثرات ژيروسکوپ، آیرودینامیکی، نیروی جاذبه، نیروها و گشتاورهای کنترلی و نیروی اصطکاک را می توان به عنوان نیروهای مورد استفاده در مدل سازی و شبیه سازی کوادروتور نام برد.

می شود. رابطه (11) معادلات دینامیکی حاکم بر کوادروتور در دستگاه مختصات مطلق را نشان می دهد.

$$\begin{aligned}\ddot{X} &= (\sin\psi\sin\varphi + \cos\psi\sin\theta\cos\varphi)\frac{U_1}{m} \\ \ddot{Y} &= (-\cos\psi\sin\varphi + \sin\psi\sin\theta\cos\varphi)\frac{U_1}{m} \\ \ddot{Z} &= -g + (\cos\theta\cos\varphi)\frac{U_1}{m}, \quad \dot{p} = \frac{I_{yy}-I_{zz}}{I_{xx}}qr - \frac{I_{TP}}{I_{xx}}q\Omega + \frac{U_2}{I_{xx}} \\ \dot{q} &= \frac{I_{zz}-I_{xx}}{I_{yy}}rp - \frac{I_{TP}}{I_{yy}}p\Omega + \frac{U_3}{I_{yy}}, \quad \dot{r} = \frac{I_{xx}-I_{yy}}{I_{zz}}pq + \frac{U_4}{I_{zz}}\end{aligned}\quad (11)$$

2-5- مدل دیفرانسیلی موتور

دینامیک کوادروتور و پارامترهای کنترلی آن تابعی از نیروها و گشتاورهای تولیدشده توسط ملخ هاست. برای کنترل کوادروتور باید رابطه ای میان این ورودی های کنترلی و ولتاژ ورودی به موتورها برقرار کرد که این ارتباط از طریق مدل دیفرانسیلی موتور حاصل می شود. مدل موتور در اصل یک معادله دیفرانسیل مرتبه اول برحسب سرعت زاویه ای و ولتاژ اعمالی به موتور، نیروی تراست و گشتاور ملخ ها براساس بخش اثرات آیرودینامیکی وابسته به مربع سرعت زاویه ای است. رابطه میان سرعت زاویه ای موتور با ولتاژ، سرعت زاویه ای ملخ با نیروی تراست و همچنین رابطه بین سرعت زاویه ای ملخ و گشتاور ملخ (گشتاور درگ) به صورت رابطه (12) بیان می شود [23].

$$\begin{aligned}\omega_p(J_p + \eta N^2 J_M) &= \frac{-K_E K_M}{R} \eta N^2 \omega_p - d\omega_p^2 + \frac{K_M}{R} \eta N v \\ T &= N_B \rho_A a c R p^3 \left(\frac{\theta_{l0}}{6} - \frac{\theta_{l\omega}}{8} - \frac{\lambda}{8} \right) \omega_p^2 \\ Q &= N_B \rho_A c R p^4 \left(\frac{C_D}{8} + a\lambda \left(\frac{\theta_{l0}}{6} - \frac{\theta_{l\omega}}{8} - \frac{\lambda}{8} \right) \right) \omega_p^2\end{aligned}\quad (12)$$

براساس شکل 1 رابطه میان تراست و سیگنال پی-دبلیو-ام ورودی موتورها تقریباً خطی است. معادله (12) این رابطه خطی را برای هر موتور نمایش می دهد.

2-3- الگوریتم کنترلی

این بخش به طراحی الگوریتم کنترلی کوادروتور می پردازد. در این الگوریتم از دو روش کنترلی پی آی دی و روش فیدبک خطی سازی شده برای کوادروتور استفاده شده است. کنترل زاویه رول و پیچ هدف هر دو روش کنترلی است. اثرات لرزش موتور و خطاهای سنسورها در شبیه سازی کنترلرهای طراحی شده در اعمال کنترلر لحاظ می شود. در نهایت ورودی کنترلر به مدل دینامیکی کامل (با تمام اثرات) اعمال شده و نتیجه کنترل زاویه گرفته می شود. مشخص شدن مقدار دقیق ولتاژ ورودی به موتور هدف الگوریتم یاد شده است که با مشخص شدن ولتاژ ورودی به موتور و همچنین روابط ریاضی یاد شده در رابطه (12) می توان دور و تراست موتور را تعیین و زوایای اویلر را کنترل کرد. رابطه میان ورودی کنترل و تراست از رابطه (13) به دست می آید و در بلوک دیاگرام شبیه ساز کوادروتور شکل 1 نمایان است.

$$\begin{aligned}T_1 &= \frac{1}{4}U_1 - \frac{1}{2l}U_3 - \frac{b}{4d}U_4, & T_2 &= \frac{1}{4}U_1 - \frac{1}{2l}U_2 + \frac{b}{4d}U_4 \\ T_3 &= \frac{1}{4}U_1 + \frac{1}{2l}U_3 - \frac{b}{4d}U_4, & T_4 &= \frac{1}{4}U_1 + \frac{1}{2l}U_2 + \frac{b}{4d}U_4 \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & -l & 0 & l \\ -l & 0 & l & 0 \\ -\frac{b}{d} & \frac{b}{d} & -\frac{b}{d} & \frac{b}{d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (13)$$

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

پارامترهای T_i و Q_i به ترتیب بیانگر نیروی تراست و گشتاور پس آ موتور و همچنین در عبارات بالا $b [Ns^2]$ و $d [Nms^2]$ بیانگر ثابت تراست و ثابت درگ است.

اثرات آیرودینامیکی (فقط شامل نیروی پیش رانشی و نیروی مقاوم ناشی از دوران پره ها) در رابطه (7) آمده است.

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

$L [m]$ فاصله موتور تا مرکز هندسی (مرکز جرم) کوادروتور است.

2-4- اثرات اصطکاکی

نیروی آیرودینامیکی دیگری (غیر از لیفت) هنگام پرواز کوادروتور وجود دارد. هوا در مقابل حرکت کوادروتور مقاومت می کند و این نیروی مقاوم درگ نامیده می شود. فاکتورهای زیادی بر مقدار نیروی درگ مانند لیفت تأثیر دارند که در این راستا می توان به شکل کوادروتور و چسبندگی هوا و سرعت کوادروتور اشاره کرد. حرکت کوادروتور در هوا بستگی به قدرت و راستای نیروهای یاد شده دارد. کوادروتور در صورت نبود تعادل در نیروها در جهت نیروی بزرگ تر شتاب خواهد گرفت. رابطه (8) نیروی اصطکاک (درگ) را نشان می دهد.

$$F_{friction} = \frac{1}{2}\rho C_D A V^2 = \frac{1}{2}\rho C_D A (u^2 + v^2 + w^2)\quad (8)$$

پارامترهای C_D ضریب درگ (تابعی از رینولدز و زبری سطح)، v سرعت حرکت کواد در هوا، A سطح مقطع کوادروتور که با هوا برخورد دارد، ρ چگالی هواست. اصطکاک را برای افزایش پیچیدگی مساله به عنوان اغتشاش در مدل سازی ها وارد می کنند، ولی حضور اصطکاک در این جا برای نشان دادن آن در مدل بیان شده است.

رابطه (9) فرم معادلات را به شکل معادلات سیستم در دستگاه مختصات محلی (بدنی) بیان می کند.

$$\begin{aligned}\dot{u} &= (vr - wq) + g\sin\theta \\ \dot{v} &= (wp - ur) - g\cos\theta\sin\varphi \\ \dot{w} &= (uq - vp) - g\cos\theta\cos\varphi + \frac{U_1}{m} \\ \dot{p} &= \frac{I_{yy}-I_{zz}}{I_{xx}}qr - \frac{I_{TP}}{I_{xx}}q\Omega + \frac{U_2}{I_{xx}} \\ \dot{q} &= \frac{I_{zz}-I_{xx}}{I_{yy}}rp - \frac{I_{TP}}{I_{yy}}p\Omega + \frac{U_3}{I_{yy}} \\ \dot{r} &= \frac{I_{xx}-I_{yy}}{I_{zz}}pq + \frac{U_4}{I_{zz}}\end{aligned}\quad (9)$$

پارامترهای U_1, U_2, U_3, U_4 ورودی های کنترلی سیستم و تابعی از دوران پره ها، در رابطه (10) بیان شده است.

$$\begin{aligned}U_1 &= b(\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2) = T_1 + T_2 + T_3 + T_4, \\ U_2 &= bl(\Omega_4^2 - \Omega_2^2), & U_3 &= bl(\Omega_3^2 - \Omega_1^2), \\ U_4 &= d(\Omega_2^2 + \Omega_4^2 - \Omega_3^2 - \Omega_1^2)\end{aligned}\quad (10)$$

معادلات قسمت های پیشین در دستگاه محلی (بدنی) و متحرک بودن عیب اصلی آن است. وضعیت هر نقطه دستگاه مختصات پس از حل معادلات و به دست آوردن جابه جایی ها باید نسبت به حالت پیشین آن در نظر گرفته شود؛ بنابراین عبارات مربوط به حرکت در دستگاه محلی (بدنی) با استفاده از سیستم تبدیل اویلر و ماتریس های تبدیل به دستگاه مطلق (اینرسی) منتقل

کنترل زوایای اوایلر و ارتفاع از اهداف اصلی مقاله است و کنترل موقعیت کوادروتور از اهداف محسوب نمی شود؛ بنابراین موقعیت های x و y مقصود نیست و رابطه (11) با در نظر گرفتن فرضیات پیشین به صورت رابطه دینامیکی خطی شده (15) باز نویسی می شود.

$$\begin{aligned}\ddot{z} &= -g + \frac{U_1}{m}, & \ddot{\phi} &= \frac{U_2}{I_{xx}}, \\ \ddot{\theta} &= \frac{U_3}{I_{yy}}, & \ddot{\psi} &= \frac{U_4}{I_{zz}}\end{aligned}\quad (15)$$

الگوریتم کنترلی زوایای پیچ، رول و یاو به دلیل تقارن سازه ای و تشابه معادلات زوایای در رابطه (15) همانند هستند، ولی الگوریتم کنترل ارتفاع با الگوریتم های پیشین به دلیل ویژگی خاص خود تفاوت دارد. شکل های 2 و 3 ساختار بلوکی کنترل کننده پی آی دی در نرم افزار سیمولینک را نشان می دهد. نخستین بخش (عامل انتگرالی) در متغیر کنترلی U به توجه به انتگرال خطا تغییر می کند. هر چند این بخش جهش و زمان نشست را افزایش می دهد، ولی از بین بردن خطای حالت پایدار از ویژگی های منحصر به فرد آن است. دومین بخش (تناسبی) متناسب با خطاست. سومین بخش (مشتقی) براساس مشتق خطا تغییر و به کاهش جهش و زمان نشست کمک می کند.

ساختار پی آی دی سنتی دارای دو اشکال اصلی است. نخست عمل مشتق از خطا گرفته می شود. خروجی مشتق گیر در صورت ایجاد یک پله در مرجع یک ضربه را نشان می دهد. این حرکت می تواند محرک ها را اشباع و سیستم را از محدوده خطی دور کند.

مشتق به جای خطا در معماری پی آی دی های بهینه از خروجی گرفته می شود. از سوی دیگر عمل انتگرال ترکیب شده با یک اشباع محرک می تواند یک اثر غیرخطی ایجاد کند که از عملکرد سیستم می کاهد. وقتی مقدار انتگرال بزرگ و خطا تغییر علامت می دهد نیازمند مدت زیادی انتظار است تا سیستم به حالت رفتار خطی اولیه بازگردد (پس از دشارژ عمل انتگرال) برای اجتناب از این حالت یک بلوک اشباع کننده پس از انتگرال افزوده می شود تا مقادیر بیشینه و کمینه آن را محدود کند.

3-2- روش فیدبک خطی سازی شده

جاذبیت و سادگی نسبی این روش به ویژه در مواجهه با سیستم هایی با عناصر به شدت غیرخطی، سبب به کارگیری آن در کنترل بسیاری از سیستم های عملی بوده است که از آن جمله می توان به کنترل دینامیک های پرواز در هواپیما کنترل ربات صنعتی و کنترل راکتور شیمیایی اشاره کرد. مشکل اصلی در هر دو حالت، لزوم داشتن مدلی کاملاً دقیق از سیستم است تا حذف

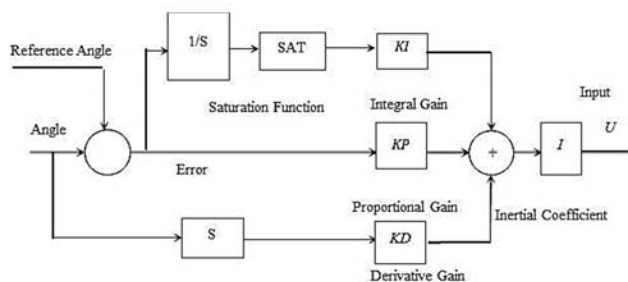


Fig. 2 The structure of the applied controller for roll, pitch and yaw angles control

شکل 2 ساختار کنترلر مورد استفاده برای کنترل زوایای رول، پیچ و یاو

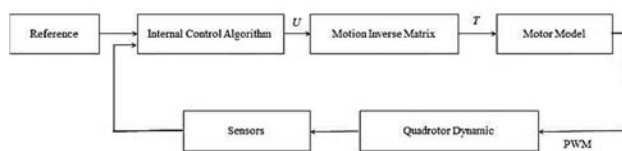


Fig. 1 Controller and dynamics block diagram of the Quadrotor

شکل 1 بلوک های کنترل و دینامیک سیستم و نحوه ارتباط آن ها با یکدیگر

3-1- روش پی آی دی

در این قسمت جهت کنترل کانال های مختلف از کنترلر کلاسیک پی آی دی استفاده و کنترلر هر کانال به طور مجزا طراحی و به صورت کلی (همرا با هم) در شبیه سازی استفاده شد. متغیرهای مورد کنترل نیز زوایای اوایلر و ارتفاع کوادروتور بوده است. کنترلرها برای کنترل چهار متغیر پیچ، رول، یاو و تغییر ارتفاع طراحی و با روش آزمون و خطا و انجام چندین شبیه سازی محاسبه شدند و توانستند خواسته ها را برآورده کنند. چهار سیگنال خطا از بلوک هدایت وارد این بلوک می شود که به ترتیب عبارتند از خطای زاویه یاو، ارتفاع، زاویه رول و زاویه پیچ. کنترلر زاویه پیچ به دلیل تقارن مکانیکی این پرنده برای زاویه رول هم درست و پاسخگوی مسأله است و از همان کنترلر نیز برای کانال رول استفاده شد. سیگنال خروجی از کنترلرها همان دور ملخ هاست که براساس مکانیزم حرکتی جدید به موتورها وارد می شوند. در نهایت چهار سیگنال که هر یک معرف دور یکی از موتورهاست به بلوک دینامیک سیستم وارد می شوند.

در این الگوریتم هدایتی جدید با استفاده از کنترلر کلاسیک پی آی دی می توان سرعت و زوایای اوایلر را پایدار کرد. این امر سبب افزایش دقت و کاهش زمان اجرای شبیه سازی شد. کم بودن زمان اجرای شبیه سازی (بالا بودن سرعت حل) و اجرا شدن بی درنگ آن سبب امکان به کارگیری آن بر پرنده واقعی خواهد بود.

در روش پی آی دی اساس کنترلر خطی و به دلیل رفتار غیرخطی حرکتی (دینامیک) کوادروتور برای اعمال کنترلر پی آی دی نیاز به حذف دینامیک های غیرخطی است که این روش را می توان در تقریب خطی یک سیستم غیرخطی حول یک نقطه کار مشخص (پرواز هاور) اعمال کرد. برای خطی شدن معادلات دینامیکی حاکم بر کوادروتور دو فرض در نظر گرفته می شود. نخست حذف ترم های دورانی (مانند اثرات ژیرسکوپ و کریولیس) رابطه (11) با استدلال حفظ وضعیت پرواز ایستا کوادروتور در هدف از کنترل کوادروتور است؛ بنابراین در رفتار کوادروتور در نقطه کاری مشخص (پرواز هاور) به دلیل تغییرات بسیار اندک زاویه رول و پیچ در این نقطه کاری می توان آن ها را در معادله دینامیکی حاکم بر کوادروتور نادیده انگاشت. از سوی دیگر ماتریس تبدیل سرعت دورانی به عنوان ربط دهنده سرعت زوایای میان دستگاه مختصات محلی با دستگاه مطلق یک ماتریس همانی است. تغییرات زوایای رول و پیچ در شرایط پرواز ایستا بسیار کم است؛ بنابراین کسینوس این تغییرات اندک یک می شود. در نتیجه ماتریس تبدیل سرعت دورانی یک ماتریس همانی و شتاب زوایای در دستگاه محلی با شتاب زوایای در دستگاه مطلق (اینرسی) برابر می شود. رابطه (14) ماتریس سرعت دورانی و همچنین ارتباط بین شتاب زوایای در دو دستگاه را نشان می دهد.

$$\begin{aligned}[\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]^T &= T_{\theta}[p, q, r]^T \\ T_{\theta} &= \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi\tan\theta & \cos\phi\tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \frac{\sin\phi}{\cos\theta} & \frac{\cos\phi}{\cos\theta} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (14)$$

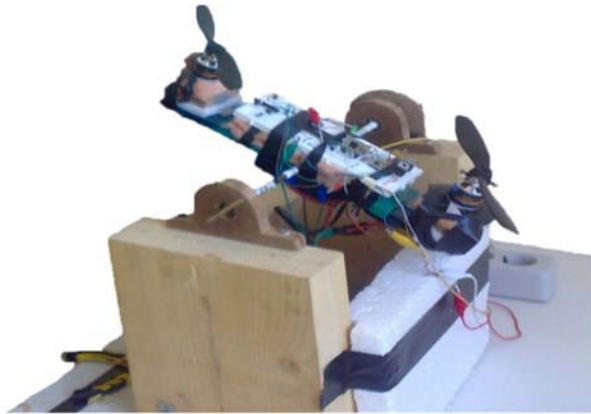


Fig. 4 Experimental specimen

شکل 4 نمای از نمونه آزمایشگاهی

5- تئوری تخمین

فیلتر کالمن مجموعه‌ای از معادلات ریاضی است و نقش برآوردکننده ابا رویکرد پیش‌بینی و اصلاح را ایفا می‌کند. فیلتر کالمن امکان تخمین حالت یک فرآیند را به گونه‌ای فراهم می‌کند که متوسط مربع خطاها را به کمینه می‌رساند. کارکرد مناسب و پاسخ‌گویی سریع و دقیق در مسائل مختلف دلیل استفاده از آن است. برای نمونه تحقیق در خصوص مکان و ارتفاع و حتی حرکت یک شی معین مانند هواپیمای بدون سرنشین که از سنسورهای ساده و کوچک استفاده می‌کند و هر یک خطاهایی را شامل می‌شود از جمله مطالعات در راستای ویژگی‌های کاربردی است. روش تصفیه کالمن از عنوان‌های پراهمیت در تئوری کنترل و مهندسی سیستم‌های کنترلی است. دسترسی به اطلاعات دقیق کنترل فرآیند امری مهم است، از این‌رو روش‌های ترکیب اطلاعات منابع مختلف یک فرآیند جهت دستیابی به اطلاعات دقیق‌تر جایگاه ویژه‌ای می‌یابد. یکی از این روش‌ها استفاده از فیلتر کالمن است.

الگوریتم فیلتر کالمن فرآیند را با استفاده از بازخورد کنترلی برآورد می‌کند. معادلات فیلتر کالمن به دو دسته معادلات به‌روزرسانی زمانی و به‌روزرسانی اندازه‌گیری تقسیم می‌شود. معادلات به‌روزرسانی زمانی محاسبه تخمین کواریانس خطا و حالت کنونی جهت دستیابی به پیش‌تخمین برای گام زمانی پسین است. معادلات به‌روزرسانی اندازه‌گیری در فیدبک کاربرد دارد، بدین معنا که از آن در ترکیب اندازه‌گیری جدید با یک پیش‌تخمین حالت برای به‌دست‌آوردن یک تخمین پسین استفاده می‌شود. معادلات به‌روزرسانی زمانی را می‌توان به عنوان معادلات پیش‌بین و معادلات به‌روزرسانی اندازه‌گیری را به عنوان معادلات تصحیح‌کننده در نظر گرفت.

برای حذف و یا کاهش اثرات آن در خطاهای ذاتی یادشده در مقدمه برای سنسورهای ممز از فیلتر کالمن استفاده شده است. ورودی فیلتر کالمن مورد استفاده در مقاله از سنسور سرعت‌سنج و شتاب‌سنج است که دو کار انجام می‌دهد. نخست برآورد تقریب خطای بایوس در خروجی سنسورهای سرعت‌سنج و دوم تقریب صحیحی از زوایای اوپلر است. رابطه (17) رابطه سینماتیکی فیلتر کالمن زمان پیوسته را نشان می‌دهد.

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \int_{k\Delta T}^{(k+1)\Delta T} \omega dt \quad (17)$$

تمام سنسورها مورد استفاده در پروژه دیجیتال است و پردازشگر نیز براساس دیجیتال محاسبه و پردازش می‌کند؛ بنابراین در این بخش فرمول‌های (18-20) فیلتر کالمن که با حالت‌ها و اندازه‌گیری‌های به صورت گسسته بیان

ترم‌های غیرخطی در آن با دقتی کامل صورت گیرد. ورودی کنترلی که ترم‌های غیرخطی را حذف می‌کند به صورت زیر تعریف شده است.

4- معرفی نمونه آزمایشگاهی

از آن‌جایی که هدف از انجام این پژوهش شبیه‌سازی مبتنی بر واقعیت است، مجموعه آزمایشگاهی ساخته شد که صرفاً به عنوان یک ستاپ در راستای پیشبرد اهداف مقاله بوده و شاید بتوان آن را نمونه‌ای نصف کوادروتور نامید. دوباره به این نکته اشاره می‌شود که از مجموعه آزمایشگاهی برای کالیبراسیون و استخراج داده‌های سنسورها در محیطی پرنویز و مشابه با شرایط واقعی کوادروتور و سپس تأثیر فیلتر کالمن در بهبود نتایج زاویه استفاده شد. هدف نهایی این مطالعه بهره‌برداری از نتایج (داده‌های خام و تخمین‌زده‌شده) برای نزدیک کردن نتایج شبیه‌سازی‌ها به واقعیت (در حضور کنترلرها) است. شکل 4 نمای از نمونه آزمایشگاهی را نشان می‌دهد.

$$\begin{cases} U_1 = \frac{m}{\cos\theta \cos\varphi} (g + U'_1) \\ U_2 = I_{xx} \left[\frac{I_{zz} - I_{yy}}{I_{xx}} q r + \frac{I_{TP}}{I_{xx}} q \Omega + U'_2 \right] \\ U_3 = I_{yy} \left[\frac{I_{xx} - I_{zz}}{I_{yy}} p r + \frac{I_{TP}}{I_{yy}} p \Omega + U'_3 \right] \\ U_4 = I_{zz} \left[\frac{I_{yy} - I_{xx}}{I_{zz}} p q + U'_4 \right] \end{cases} \quad (16)$$

در این نمونه طراحی شده از شفت دوار، صفحه‌ای مدرج به زوایا و پتانسیومتر با دو موتور براساس تعبیه‌شده در دو انتها استفاده شد. از آن‌جایی که پتانسیومتر یک پایه ثابت دارد، در مکانی ثابت نصب می‌شود، صرفاً حساس به دوران و به ارتعاشات حساسیتش بسیار کم است؛ بنابراین خروجی آن نسبت به سنسور شتاب‌سنج خطای بسیار کمتری دارد. در واقع سنسور شتاب‌سنج براساس خروجی پتانسیومتر کالیبره شده است.

کنترل زاویه دوران میله‌ای با دو موتور در دو انتها از اهداف مقاله نیست. مجموعه آزمایشگاهی نشان داده شده در مقاله برای کالیبراسیون سنسورها، بررسی چگونگی عملکرد سنسورهای ممز در حالت اغتشاش و نویز بالا (ناشی از روشن‌بودن موتورهای تعبیه‌شده روی آن) و بهره‌گیری از نتایج جهت بهره‌برداری و نزدیک‌شدن نتایج شبیه‌سازی‌ها به واقعیت است.

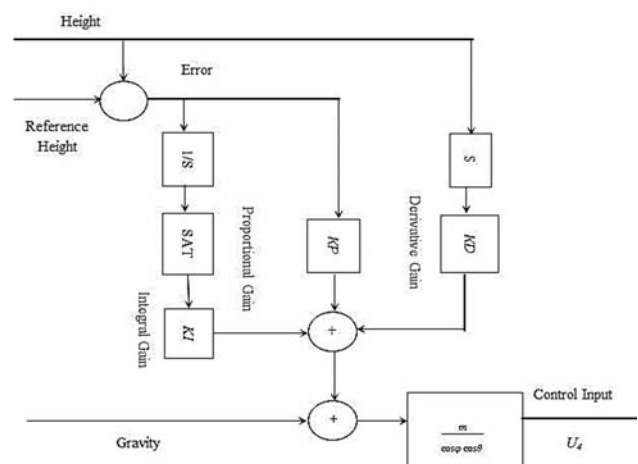


Fig. 3 structure of the applied controller for height Control

شکل 3 ساختار کنترلر مورد استفاده برای کنترل ارتفاع

می شود.

$$\theta_{k+1} = \theta_k + W_k \times \Delta T - b \times \Delta T + \omega \quad (18)$$

$$\dot{b} = 0 \Rightarrow b_{k+1} = b_k \quad (19)$$

$$z_k = \theta_k + v = \theta_{acc} \quad (20)$$

z_k مقدار اندازه گیری واقعی، W_k سرعت زاویه ای اندازه گیری شده با سنسور سرعت سنج به عنوان ورودی در رابطه (18)، و خروجی سنسور شتاب سنج (θ) نشان داده شده در رابطه (20) وارد محاسبات می شود. رابطه (21) صورت فضای حالت معادلات بالاست.

$$X_{k+1} = \begin{bmatrix} \theta_{k+1} \\ b_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_k \\ b_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta T \\ 0 \end{bmatrix} u_k + \omega \quad (21)$$

$$Z_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_k \\ b_k \end{bmatrix} + v$$

θ_k نشان دهنده زاویه در زمان نمونه گیری k ام، b بیانگر بایاس سنسور سرعت زاویه ای و ΔT زمان نمونه گیری، ω و v به ترتیب نویز فرآیند و اندازه گیری را نشان می دهند. رابطه (22) فرم فضای حالت را به صورت خطی نشان می دهد.

$$K_k = AP_k C^T (CP_k C^T + R)^{-1} \\ \hat{X}_{k+1} = (A\hat{X}_k + B\hat{u}_k) + K_k(y_k - C\hat{X}_k) \\ P_{k+1} = AP_k A^T + Q - AP_k C^T R^{-1} CP_k A^T \quad (22)$$

در عبارات بالا K_k بهره فیلتر کالمن، P_k ماتریس کواریانس، R و Q به ترتیب ماتریس کواریانس نویز فرآیند و نویز اندازه گیری است.

6- نتایج

در این قسمت کنترل وضعیت کوادروتور براساس سنسورهای با اطلاعات به دست آمده از آزمایشات تجربی و اثرات ارتعاش موتورها به همراه سایر اغتشاشات و نویزها مورد توجه قرار گرفته است. برای حذف و یا کاهش اثرات خطاهای ذاتی یادشده در مقدمه برای سنسورهای ممز از فیلتر کالمن استفاده شده است.

6-1- نتایج آزمایشگاهی

ماتریس های کواریانس r و q برای فیلتر کالمن با انجام تست هایی برای سنسورهای ممز مورد استفاده و با در نظر گرفتن دقیق ترین پاسخ در رابطه (23) آمده است.

$$r = [0.0029] \quad q = \begin{bmatrix} 0.00016 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

نتایج در نمودارهای 5 و 6 از اطلاعات خروجی سنسورها با در نظر گرفتن تخمین گر فیلتر کالمن برای ستاپ مورد نظر هنگام خاموشی موتورها و بی حرکتی و عدم ارتعاش سیستم است. سنسورها خروجی هنگام خاموشی موتور و بی حرکتی سیستم غیر از صفر را نشان می دهد که در شکل 5 قابل مشاهده است. از سوی دیگر با دقت در شکل 6 می توان دریافت که سیگنال خروجی سنسور سرعت سنج در زمان ثابت بودن فریم بدنی و عدم وجود هرگونه سرعت زاویه ای سرعت زاویه ای غیر صفر را نشان می دهد. این اطلاعات نشان از نویز در خروجی سنسور سرعت سنج با وجود ثابت بودن فریم بدنی دارد. برای کالبره کردن و حذف نویز باید سیگنال خروجی را پردازش و خطای نویز را حذف کرد (یعنی مقدار نویز که تقریباً ثابت بود در تمام مراحل تست از خروجی سنسور سرعت سنج کاسته می شد تا بدین روش مقدار خطاهای ذاتی سنسور سرعت سنج حذف شود). فیلتر کالمن با توجه به

الگوریتمی مورد استفاده و یادشده فقط مقدار بایاس را تقریب می زند، برای لحظات پسین پیش بینی می کند، و خطای نویز را در سنسورهای سرعت سنج از بین نمی برد. شکل 6 به روشنی مبین مطالب بیان شده است.

تست موتور روشن برای تخمین زوایای اوپلر انجام شد (نزدیکی به واقعیت به دلیل کنترل کوادروتور در زمان پرواز) تا اغتشاشات ناشی از ارتعاش موتور به بدنه (میله) و در نهایت به سنسور شتاب سنج منتقل شود. سنسور شتاب سنج به شدت به ارتعاشات و اغتشاشات حساس بوده و مقدار ارتعاش را به عنوان شتاب خروجی لحاظ می کند.

در شکل 7 فریم بدنی با فریم اینرسیال (مرجع) موازی و بدون سرعت زاویه ای است، ولی سیگنال خروجی سنسور نشان از وجود زاویه میان فریم بدنی با فریم اینرسیال دارد (وجود زوایای اوپلر غیر صفر). این خطای خروجی سنسور شتاب سنج بیانگر حساسیت سنسور به ارتعاش است. انحراف معیار داده های خروجی سنسور شتاب سنج و تخمین گر فیلتر کالمن در جدول 2 بیان شده است. از جدول 2 می توان دریافت تخمین گر فیلتر کالمن داده ها را به میانگین نزدیک کرده و پراکندگی داده ها اندک است.

شکل های 8 و 9 تست موتور روشن و جابه جایی ستاپ با کمک دست را نشان می دهد. تخمین گر با اعمال فیلتر کالمن در این شرایط با دقتی قابل قبول توانسته خروجی های سنسورها را بهبود و از تأثیر نویز بر زاویه بکاهد.

6-2- نتایج شبیه سازی برای کوادروتور

شبیه سازی نزدیک به واقعیت هدف این پژوهش است؛ بنابراین اطلاعات و داده های سنسورها با وجود و عدم وجود فیلتر کالمن، اعمال نویز و ارتعاشات موتورها در نرم افزار سیمولینک شبیه سازی شده است. در این بخش نمودارهای شبیه سازی از خروجی الگوریتم کنترلرهای پی آی دی و فیدبک

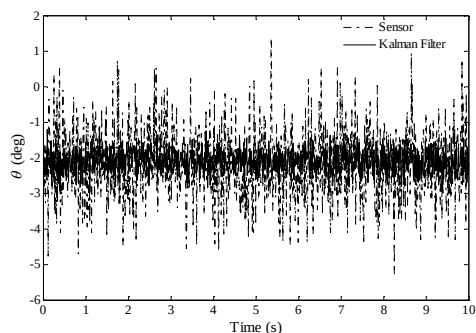


Fig. 5 Angle output in the case that motor is off and motionless
شکل 5 خروجی زاویه در حالت موتور خاموش و بی حرکت

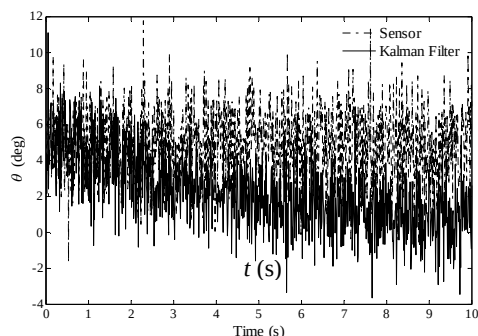


Fig. 6 Angular velocity in the case that motor is off and motionless
شکل 6 سرعت زاویه ای در حالت موتور خاموش و بی حرکت

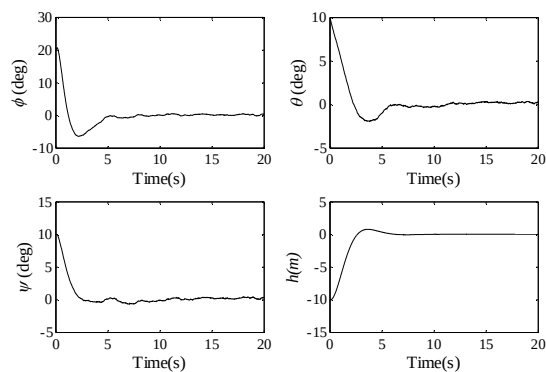


Fig. 10 Height and Euler angle variation in motionless state, using PID only (without using Kalman filter)

شکل 10 تغییرات زوایای اوپلر و ارتفاع در حالت ایستا بدون فیلتر کالمن برای PID

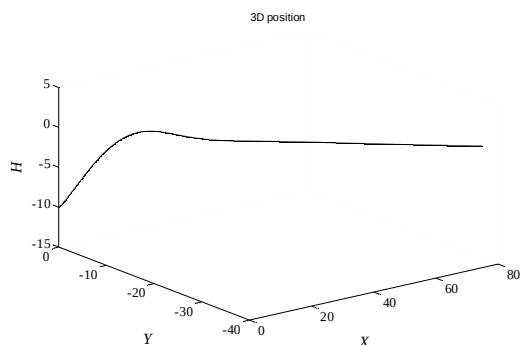


Fig. 11 Quadrotor direction in motionless state using PID only (without using Kalman filter)

شکل 11 مسیر حرکت کوادروتور در حالت ایستا بدون فیلتر کالمن برای PID

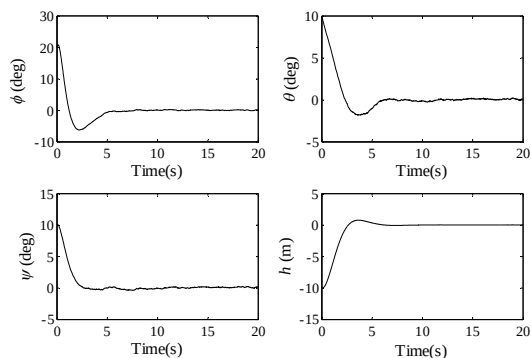


Fig. 12 Height Euler angle variations in motionless state using Kalman filter for PID controller

شکل 12 تغییرات زوایای اوپلر و ارتفاع در حالت ایستا با فیلتر کالمن برای PID

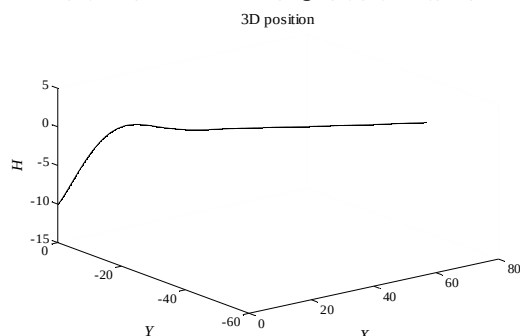


Fig. 13 Quadrotor direction in motionless state using Kalman filter for PID controller

شکل 13 مسیر حرکت کوادروتور در حالت ایستا با فیلتر کالمن برای PID

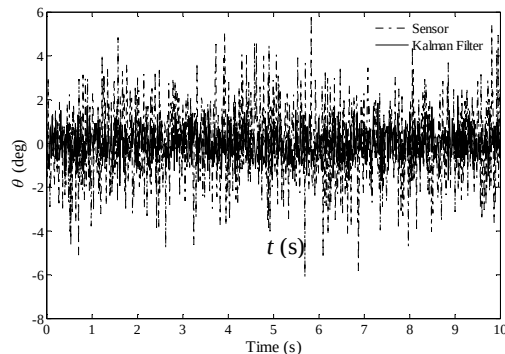


Fig. 7 Angle output in the case that motor is on and motionless

شکل 7 خروجی زاویه در حالت موتور روشن و بی حرکت افقی

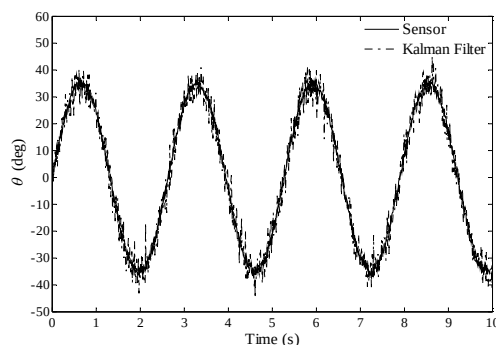


Fig. 8 Angle output in the case that motor is on and manual

شکل 8 خروجی زاویه در حالت موتور روشن و جابه‌جایی با دست

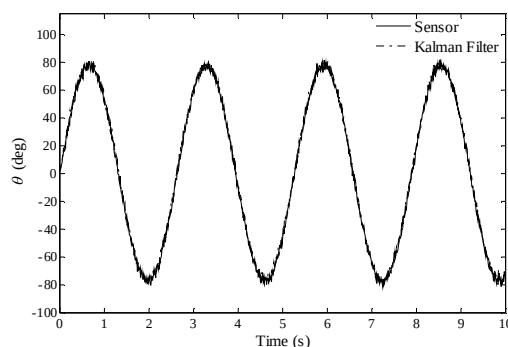


Fig. 9 Angular velocity in the case that motor is on and manual

شکل 9 سرعت زوایای در حالت موتور روشن و جابه‌جایی با دست

خطی‌سازی شده نشان داده شده است. اصطکاک را در طراحی کنترلر به دلیل افزایش پیچیدگی مساله به عنوان اغتشاش در مدلسازی‌ها وارد می‌کنند. در شبیه‌سازی‌ها اثرات دیگری مانند زیروسکوپی ساده نشده و حتی این عوامل نیز در نظر گرفته شده است. مدل در راستای طراحی کنترلر مناسب جهت خطی‌شدن معادلات دینامیک با مفروضاتی ساده شده است. در نهایت نتیجه کنترل زاویه، نشان داده شده در نمودارهای زیر، از اعمال ورودی کنترلر به مدل دینامیکی کامل (با تمام اثرات) به‌دست می‌آید.

نتایج کنترل حلقه بسته را می‌توان در شکل‌های 10-21 و با لحاظ شرایط اولیه جدول 3 مشاهده کرد. این شرایط در حالت پرواز ایستا (هاور) بیان شده است. شکل‌های 11-13 زوایای اوپلر، ارتفاع و مسیر حرکت کوادروتور در حالت کنترل حلقه بسته با لحاظ تخمین‌گر فیلتر کالمن و بدون آن را برای کنترلر پی‌آی‌دی، شکل‌های 14-17 همان شرایط اولیه برای کنترلر فیدبک خطی‌سازی شده را نشان می‌دهد.

جدول 3 بهره های کنترلی اعمالی به مدل

Table 3 Control gains applied to the model

نام متغیر	$\dot{X}$	$\dot{Y}$	$\dot{Z}$	P	Q	R	ϕ	θ	ψ	P_n	P_e	h
مقدار	1	0	-0.1	10	-5	2	20	10	10	0	0	-10
متغیر												

جدول 4 بهره های کنترلی اعمالی به کنترلر PID

Table 4 Control gains applied to PID controller

	ϕ	θ	ψ	h
K_P	2	2	3	2
K_I	1	1	0.03	1
K_D	1.5	1.5	2	1.5

جدول 5 بهره های کنترلی اعمالی به فیدبک خطی سازی

Table 5 Control gains applied to feedback linearization

	ϕ	θ	ψ	h
K_P	10	14	8	5.1
K_I	2.7	0.8	0.66	4.3
K_D	4.4	1.9	2.4	3.5

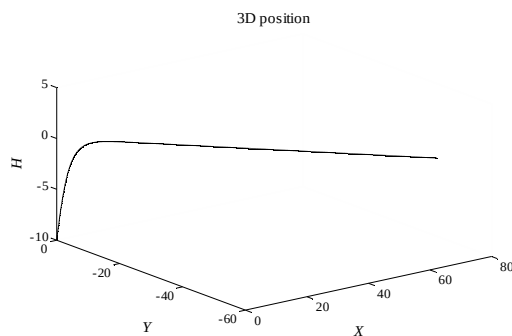


Fig. 17 Quadrotor direction in motionless state using Kalman filter for feedback linearization controller

شکل 17 مسیر حرکت کوادروتور در حالت ایستا با فیلتر کالمن برای فیدبک خطی سازی شده

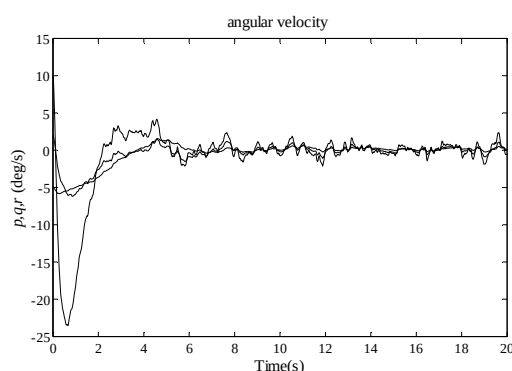


Fig. 18 Angular velocity variations in motionless state without using Kalman filter for PID controller

شکل 18 تغییرات سرعت زاویه ای در حالت ایستا بدون فیلتر کالمن برای PID

شکل های 12 و 16 تغییرات زوایای اوایلر با اعمال تخمین گر فیلتر کالمن نمودارهایی با کمترین نوسان را نشان می دهد. شکل های 15 و 16 نمودار سرعت زاویه ای اورشوت و نوسانات بیشتری به دلیل اعمال نشدن فیلتر کالمن را دارد.

شکل های 18 و 19 تغییرات سرعت زاویه ای در حالت کنترل حلقه بسته برای کنترلر پی آی دی، شکل های 20 و 21 کنترل فیدبک خطی سازی شده را نشان داده است. بهره های کنترلر پی آی دی جهت به دست آوردن نتایج مطلوب از روش آزمون و خطا استفاده کرده است. مقادیر بهره کنترلر پی آی دی در جدول 4 و کنترلر فیدبک خطی سازی شده در جدول 5 نشان داده شده است.

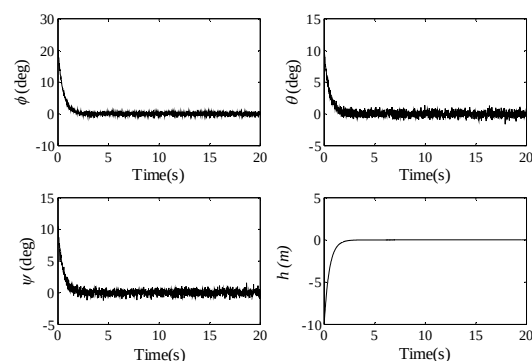


Fig. 14 Height Euler angle variations in motionless state using Kalman filter for feedback linearization controller

شکل 14 تغییرات زوایای اوایلر و ارتفاع در حالت ایستا بدون فیلتر کالمن برای فیدبک خطی سازی شده

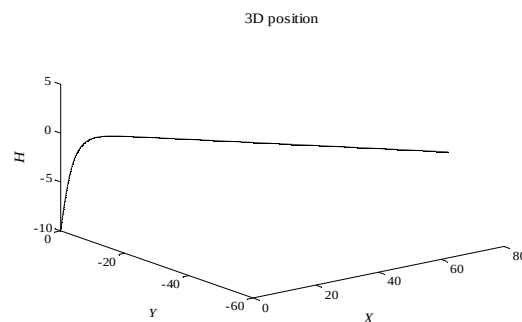


Fig. 15 Quadrotor direction in motionless state for feedback linearization controller, without Kalman Filter

شکل 15 مسیر حرکت کوادروتور در حالت ایستا بدون فیلتر کالمن برای فیدبک خطی سازی شده

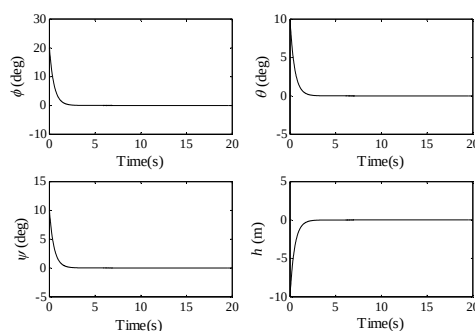


Fig. 16 Height Euler angle variations in motionless state using Kalman filter for feedback linearization controller

شکل 16 تغییرات زوایای اوایلر و ارتفاع در حالت ایستا با فیلتر کالمن برای فیدبک خطی سازی شده

جدول 2 انحراف معیار نتایج در حالت موتور روشن و خاموش

Table 2 The standard deviation of results for both off and on states

موتور خاموش	شتاب سنج	پتانسیومتر	فیلتر کالمن
0.93	1.4	0.33	
2.0	1.2	0.6	

اولیتر استفاده شد.

پس از بررسی نمودارهای کنترلرهای طراحی شده می توان دریافت تبدیل دینامیک های غیرخطی به فرم خطی با استفاده از فیدبک حالت را باید بنایی استوارتر بر پایه حذف دینامیک های غیرخطی (روش پی آی دی) دانست. حذف دینامیک های غیرخطی در روش فیدبک خطی سازی برای تمام شرایط کاری سیستم (کوادروتور) است، در صورتی که حذف ترم های غیرخطی معادلات دینامیکی در روش پی آی دی با در نظر گرفتن کوادروتور حول نقطه کاری مشخص (پرواز هاور) انجام گرفت. البته ذات روش فیدبک خطی سازی اشکالاتی را داراست که در عمل با آن مواجه شدیم.

8- فهرست علائم

بایاس ژيروسکوپ	B
بردار نیرو در دستگاه بدنی	F^B
ممان اینرسی کوادروتور حول محورهای بدنی	I_{XX}
ممان اینرسی سیستم حول محور پروانه	I_{TP}
بهره فیلتر کالمن	K_K
طول بازوی کوادروتور	l
جرم (kg)	m
ماتریس کواریانس خطای تخمین	P_k
ماتریس کواریانس نویز اندازه گیری	Q
ماتریس کواریانس نویز فرآیند	R
سرعت های زاویه ای در دستگاه بدنی	p, q, r
تراست پروانه i ام	T_i
زمان نمونه برداری، s	ΔT
ورودی کنترلی i ام	U_i
سرعت های انتقالی در دستگاه بدنی	u, v, w
بردار گشتاور در دستگاه اینرسی	τ^B
زوایای اولیتر	φ, θ, ψ
زاویه بدنه نسبت به افق، rad	θ
نماد سرعت زاویه ای، $\frac{\text{rad}}{s}$	$\dot{\theta}$
نویز اندازه گیری	v
نویز فرآیند	w

9- مراجع

- [1] S. Bouabdallah, P. Murrieri, R. Siegwart, Design and control of an indoor micro quadrotor, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, New Orleans, USA, April 21-May 1, Vol. 5, pp. 4393-4398, 2004.
- [2] A. Tayebi, S. McGilvray, Attitude stabilization of a four-rotor aerial robot, *IEEE Conference on Decision and Control*, The Atlantis, Paradise Islands, December 14-17, Vol. 2, pp. 1216-1221, 2004.
- [3] A. Tayebi, S. McGilvray, Attitude stabilization of a VTOL quadrotor aircraft, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 14, No. 3, pp. 562-571, 2006.
- [4] G. V. Raffo, M. G. Ortega, F. R. Rubio, An integral predictive/nonlinear control structure for a quadrotor helicopter, *Automatica*, Vol. 46, No. 1 pp. 29-39, 2010.
- [5] E. Altug, J. P. Ostrowski, R. Mahony, Control of a quadrotor helicopter using visual feedback, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Washington, D.C, May 11-15, Vol. 1, pp. 72-77, 2002.

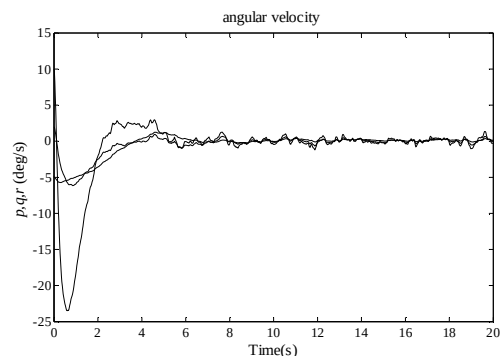


Fig. 19 Angular velocity variations in motionless state using Kalman filter for PID controller

شکل 19 تغییرات سرعت زاویه ای در حالت ایستا با فیلتر کالمن برای PID

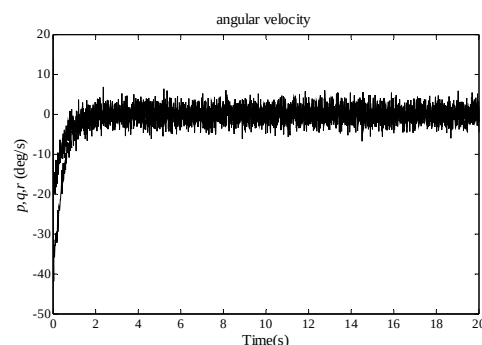


Fig. 20 Angular velocity variations in motionless state without using Kalman filter for feedback linearization controller

شکل 20 تغییرات سرعت زاویه ای در حالت ایستا بدون فیلتر کالمن برای فیدبک خطی سازی

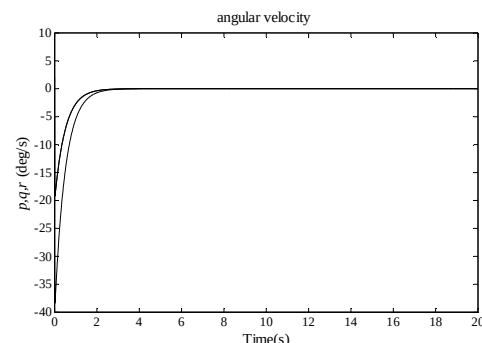


Fig. 21 Angular velocity variations in motionless state using Kalman filter for feedback linearization controller

شکل 21 تغییرات سرعت زاویه ای در حالت ایستا با فیلتر کالمن برای فیدبک خطی سازی

کوادروتور هنگام اعمال کنترلر تا رسیدن به پایداری (پرواز ایستا) به دلیل وجود اورشوت و نوسانات تغییر مسیر و موقعیت می دهد و می توان این تغییرات مسیر تا پیش از پایداری را در شکل های 11، 13، 15، 16 مشاهده کرد.

7- بحث و نتیجه گیری

دو روش کنترلی پی آی دی و فیدبک خطی سازی در این مقاله استفاده شده است. در این مطالعه تلاش شد تا شبیه سازی با استفاده از داده های سنسورها، لحاظ ارتعاش موتورها و نویز سنسورها به واقعیت نزدیک باشد. از تخمین گر فیلتر کالمن جهت بهبود خروجی سنسورها و تقریب بهتر و دقیق تر زوایای

- [14] S. L. Waslander, G. M. Hoffmann, J. S. Jang, C. J. Tomlin, Multi-Agent Quadrotor Testbed Control Design: Integral Sliding Mode vs. Reinforcement Learning, *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Edmont, Canada, Aug 2-6, pp. 3712-3717, 2005.
- [15] L.-C. Lai, C.-C. Yang, C.-J. Wu, Time-Optimal Control of a Hovering Quad-Rotor Helicopter, *Intelligent and Robotic Systems*, Vol. 45, pp. 115-135, 2006.
- [16] S. Bouabdallah, R. Siegwart, Backstepping and Sliding-mode Techniques Applied to an Indoor Micro Quadrotor, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 2247-2252, 2005.
- [17] R. Xu Ü. Özgüner, Sliding mode control of a class of underactuated systems, *Automatica*, Vol. 44, pp. 233-241, 2008.
- [18] T. Madani A. Benallegue, Backstepping sliding mode control applied to a miniature quadrotor flying robot, *IEEE Conference on Industrial Electronics, Annual*, Paris, France, Nov 07-10, pp. 700-705, 2006.
- [19] A. Soumelidis, P. Gaspar, G. Regula, B. Lantos, Control of an experimental mini quad-rotor UAV, *Mediterranean Conference on Control and Automation*, pp. 1252-1257, 2008.
- [20] E. Borhaug K. Y. Pettersen, Adaptive way-point tracking control for underactuated autonomous vehicles, *IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 4028-4034, 2005.
- [21] S. Bouabdallah, *Design control of quadrotors with application to autonomous flying*, PhD Thesis, Lausanne Polytechnic University, Lausanne, 2007.
- [22] T. Bresciani, *Modelling, identification and control of a quadrotor helicopter*, PhD Thesis, Department of Automatic Control, Lund University, 2008.
- [23] C. Xia, *Permanent magnet brushless DC motor drives and controls*, Second Edition, pp. 25-62, Singapore: Wiley, 2012.
- [6] S. Bouabdallah, A. Noth, R. Siegwart, PID vs LQ control techniques applied to an indoor micro quadrotor, *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Sendai, Japan, Sep 28- Oct 2, Vol.3, pp. 2451-2456, 2004.
- [7] B. Bluteau, R. Briand, O. Patrouix, Design and control of an outdoor autonomous quadrotor powered by a four strokes RC engine, *IEEE Annual Conference on Industrial Electronics*, Paris, France, Nov 10, pp. 4136-4240, 2006.
- [8] H. Voos, Nonlinear state-dependent Riccati equation control of a quadrotor UAV, *IEEE International Conference on Control Applications*, Munich, Germany, Oct 2-6, pp. 2547-2552, 2006.
- [9] M. chen, M. huzmezan, A simulation model and H_∞ loop shaping control of a quad rotor unmanned air vehicle, *International Conference on Modelling, Simulation and Optimization*, Banff, Canada, July 2-4, pp. 320-325, 2003.
- [10] M. chen, M. huzmezan, A combined mbpc/2 dof h controller for quadrotor UAV, *AIAA Atmospheric flight mechanics conference*, Austin, Inland, Aug 11-14, pp. 5512-5520, 2003.
- [11] A. mokhtari, A. benallegue, B. daachi, robust feedback linearization and chinfinity controller for a quadrotor unmanned aerial vehicle, *IEEE international conference on intelligent robots and system*, Edmonton, Canada, Aug 2-6, pp. 1198-1203, 2005.
- [12] A. Mokhtari, A. Benallegue, Dynamic feedback controller of Euler angles and wind parameters estimation for a quadrotor unmanned aerial vehicle, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Florida, USA, May 15-19, Vol. 3, pp. 2359-2366, 2006.
- [13] G. Hoffmann, D. G. Rajnarayan, S. L. Waslander, D. Dostal, J. Jung Soon, C. J. Tomlin, The Stanford testbed of autonomous rotorcraft for multi agent control (STARMAC), in *Digital Avionics Systems Conference*, Salt Lake, UT, Oct 24-28, Vol. 2, pp. 12.E.4-121-10, 2004.