



مدل سازی دینامیکی، شبیه سازی و کنترل یک کوادروتور با استفاده از داده های آزمایشگاهی سنسورهای MEMS

احسان داودی¹، مهدی رضایی^{2*}

1- کارشناس ارشد مکانیک، دانشگاه صنعتی سهند تبریز، سهند

2- استادیار، مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی سهند تبریز، سهند

* تبریز، شهر جدید سهند، صندوق پستی 33585-123، m.rezaei@sut.ac.ir

چکیده

این مقاله به کنترل یک کوادروتور بر اساس تخمین وضعیت بدست آمده از سنسورهای MEMS می پردازد. در ابتدا، مدل دینامیکی کوادروتور استخراج شده و سپس با استفاده از الگوریتم PID معکوس، 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 استفاده شده است. به همین منظور یک مجموعه آزمایشگاهی تشکیل شده از یک بدنه حامل سنسورهای شتاب سنج و سرعت زاویه ای که در دو سمت آن دو موتور ملخ دار نصب گردیده و حول یک شفت دوران می کند طراحی و ساخته شد. از آنجا که داده های آزمایشگاهی برای سنسورها نشان از خطا و نویزی بودن آنها دارد از یک فیلتر کالمن برای کاهش نویز سنسورها استفاده گردید و نتایج عملکرد کنترلر با استفاده از خروجی سنسورها و خروجی فیلتر کالمن با هم مقایسه شدند. نتایج بدست آمده نشان از عملکرد خوب فیلتر کالمن و کنترل مناسب مجموعه می باشد

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 01 مرداد 1392

پذیرش: 17 شهریور 1392

ارائه در سایت: 31 اردیبهشت 1393

کلید واژگان:

کوادروتور

سنسورهای MEMS

کنترل PID

فیلتر کالمن

Dynamic modeling, simulation and control of a quadrotor using MEMS sensors' experimental data

Ehsan Davoodi, Mahdi Rezaei*

Sahand University of Technology, Sahand, Iran.

*P.O.B. 33585-123 Sahand Tabriz, Iran, m.rezaei@sut.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 23 July 2013
Accepted 08 September 2013
Available Online 21 May 2014

Keywords:
Quadrotor
MEMS Sensor
PID Control
Kalman.

ABSTRACT

This paper presents the inverted PID control of a quadrotor based on the experimentally measured sensors and actuators' specifications. The main goal is the control and closed loop simulation of a quadrotor using inverted PID algorithm. First, a nonlinear model of quadrotor is derived using Newton-Euler equations. To have a more realistic simulation a setup were designed and developed to measure the sensors noise performance as well as the actuators' dynamics. The setup involves a platform that two brushless motors mounted at the ends and rotates on a shaft. The platform attitude is measured using the MEMS sensors attached to it. A Kalman filter was used to reduce the sensors noises effect. Results demonstrate good performance for Kalman filter and the controller.

1- مقدمه

چالش های پیش روی استفاده از این وسیله می باشد. از کاربردهای این وسیله می توان به بازرسی و کنترل مرزها، مأموریت های شناسایی، عکس برداری، عملیات جستجو، بازدید و بازرسی خطوط انتقال نفت و خطوط فشار قوی، کشف آتش سوزی ها، استفاده در محیط های خطرناک و غیر قابل دسترس اشاره کرد.

بر روی کنترل کوادروتور کارهای زیادی انجام گرفته است. در مراجع [۱،۲] از تئوری لیاپانوف به دلیل حصول اطمینان از پایداری مجانبی سیستم استفاده شده است. روش های کنترلی تناسبی-مشتقی و نیز تناسبی-مشتقی-انتگرالی نیز هر کدام به دلایلی مورد توجه قرار داشته اند [۳،۴]. روش تناسبی-مشتقی به سبب خاصیت همگرایی نمایشی اش با جبران ترم های

کوادروتور یک وسیله پرنده با 6 درجه آزادی حرکت است که قابلیت پرواز عمودی و انجام مانورهای پیچیده را داراست. این وسیله دارای ساختاری شبه صلیبی می باشد که چهار ملخ در چهار گوشه آن قرار داشته و با تغییر سرعت ملخ ها می تواند حرکات و مانورهای مختلف را انجام دهد. این وسیله به سبب قابلیت نشست و برخاست عمودی در دسته عمود پروازها قرار می گیرد که به جهت برخی مزایا و ویژگی هایش مورد توجه قرار گرفته است. ظرفیت حمل بار، سادگی ساختار وسیله، قابلیت مانورپذیری بالا، داشتن قیود کم در حرکت، هزینه کم تعمیر و نگهداری از جمله این ویژگی هاست. البته مصرف انرژی بالا، رفتار به شدت غیر خطی، محدودیت برد و زمان پرواز از

Please cite this article using:

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. 175-184, 2014 (In Persian)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

جدول 1 لیست نیروها و گشتاورهای موثر بر کوادروتور

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

به منظور بدست آوردن معادلات نیاز به دو فریم می باشد: فریم اینرسی (متصل به زمین) و فریم متصل به کوادروتور. 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 $I(Nms^2)$ 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، بصورت 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 کواد و W^B و $\dot{W}^B$ به ترتیب نشانگر بردار شتاب و سرعت زاویه ای کوادروتور در فریم بدنی B می باشد. علاوه بر این، $F^B(N)$ و $\tau^B(Nm)$ به ترتیب بردار نیرویی و بردار گشتاور زاویه ای کوادروتور در فریم B می باشند. فرم مبسوط رابطه (1) بصورت رابطه (2) می باشد.

$$\begin{aligned} m[\ddot{u} - v\dot{r} + \omega\dot{q}] &= \Sigma F_x, & m[\ddot{v} - \omega\dot{p} + u\dot{r}] &= \Sigma F_y \\ m[\ddot{\omega} - u\dot{q} + v\dot{p}] &= \Sigma F_z, & I_{xx}\ddot{p} + (I_{zz} - I_{yy})\dot{q}\dot{r} &= \Sigma M_x \\ I_{yy}\ddot{q} + (I_{xx} - I_{zz})\dot{p}\dot{r} &= \Sigma M_y, & I_{zz}\ddot{r} + (I_{yy} - I_{xx})\dot{p}\dot{q} &= \Sigma M_z \end{aligned} \quad (2)$$

معادله (2) کاملاً کلی و عام است و برای همه اجسام صلب که فرضیه های قبلی را ارضا کنند، معتبر است. آنچه وجه تمایز بین اجسام مختلف است، ترم مربوط به نیروهای تعمیم یافته در این معادله می باشد که دربردارنده اطلاعات خاصی از دینامیک وسیله می باشد. نیروهای تعمیم یافته برای کوادروتور را می توان به چهار جزء تقسیم کرد: نیروی وزن، نیروی ناشی از اثرات ژيروسکوپی، 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 آنجا که این نیرو در مرکز جرم وسیله (منطبق بر مبدا دستگاه مختصات متصل به کواد) در نظر گرفته می شود، گشتاوری تولید نمی کند و تنها خاصیت نیرویی دارد. معادله (3) چگونگی بازنویسی این نیرو در دستگاه نیروهای تعمیم یافته متصل به کواد را نشان می دهد.

$$G_B = \begin{bmatrix} F_G^B \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0^{-1} F_G^E \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{bmatrix} \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} mg \sin \theta \\ -mg \cos \theta \sin \varphi \\ -mg \cos \theta \cos \varphi \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

کریولیس و ژيروسکوپی و روش تناسبی - مشتقی - انتگرالی به دلیل عدم احتیاج به پارامترهای خاص مدل و سادگی اجرای آن کنترلهای مناسبی محسوب می شوند. در مرجع [5] از تکنیک های تطبیقی به دلیل کارایی خوب آن برای دینامیک مدل نشده و نامعینی های پارامتریک استفاده شده است. روش LQR هم به سبب مزیت در ارائه سیگنال ورودی بهینه از فیدبک متغیرها موضوع برخی کارها قرار گرفته است [6,7]. مشکل این تکنیک، دشواری حل تحلیلی معادله ریکاتی می باشد. کنترل بک استپینگ روش دیگری است که همگرایی متغیرهای داخلی کواد را تضمین می کند اما نیاز به محاسبات زیادی دارد [8-10]. روش اسلایدینگ مود نیز در بسیاری از تحقیقات مورد استفاده قرار گرفته است [11-13]. این روش نیز مانند هر روش دیگری نقطه ضعف خود را دارد و آن، پدیده نوسان و چترینگ می باشد که هر چند بهبود یافته است ولی همچنان جای کار زیادی دارد. البته روش های دیگری مانند فیدبک دینامیکی [14]، فیدبک بینایی [15-17]، تکنیک های فازی [18,19] شبکه های عصبی [20,21] و غیره نیز هر چند کمتر ولی در بحث کنترل کواد از نظر دور نگاه داشته نشده اند.

هدف از این مقاله، ترکیب شبیه سازی های تئوریک با داده های بدست آمده از آزمایش های تجربی است. کوادروتور برای حفظ پایداری نیاز به تخمین زاویه و سرعت های زاویه ای خود دارد که عملکرد سنسورها و تأثیر اغتشاشات مختلف روی آنها می تواند در خروجی پایدارکننده ها و کنترل کننده ها تأثیر بسزایی داشته باشد. در کارهای مشابه قبلی، کمتر در رابطه با سنسورها و تخمین وضعیت سیستم با استفاده از فیلتر کالمن بحث شده است. اصولاً در کارهای گذشته، الگوریتم کنترلی مهمترین بخش را شامل می شده است و کارهای عملی انجام گرفته نیز صرفاً با هدف تست کارایی کنترلر در پایداری سیستم و بهتر کردن نتایج آن مورد توجه قرار گرفته است. تخمین وضعیت وسایل پرنده به طور غیرمستقیم و با استفاده از سنسورهای شتاب دارای مشکلاتی است که ناشی از حساسیت این سنسورها به ارتعاشات می باشد. در این مقاله، کنترل وضعیت کوادروتور بر اساس سنسورهایی خواهد بود که اطلاعات آنها از آزمایش های تجربی بدست آمده اند و اثرات ارتعاش موتورها به همراه سایر اغتشاشات و نویزها در آنها مورد توجه قرار گرفته است.

2- مدل سازی دینامیکی

کوادروتور با وجود داشتن سیستم مکانیکی ساده، مجموعه ای از اثرات فیزیکی متعدد ناشی از حوزه های مکانیک و آیرودینامیک می باشد. مدل کوادروتور باید تمامی اثرات مهم را در بر داشته باشد. جدول 1 لیستی از اثرات اصلی وارد شده به کوادروتور را به طور خلاصه نشان می دهد [22].

به منظور استخراج معادلات حاکم بر کوادروتور مفروضات زیر در نظر گرفته شد [23]:

- 1) ساختار کواد و ملخها صلب می باشد؛
- 2) از اثرات زمین صرف نظر شده و زمین مسطح فرض می شود؛
- 3) ساختار کواد متقارن فرض شده است؛
- 4) تراست و درگ با مربع سرعت زاویه ای متناسب می باشد؛
- 5) مرکز جرم و مبدا فریم متصل به کوادروتور بر هم منطبق هستند.
- 6) محورهای فریم بدنی متصل به کواد بر محورهای اینرسی اصلی کوادروتور منطبق هستند در این صورت ماتریس ممان اینرسی، قطری شده و باعث ساده تر شدن معادلات می شود.

2-4- اثرات اصطکاکی

چهارمین بخش از نیروهای تعمیم یافته، نیروی اصطکاکی وارد بر بدنه ناشی از حرکت انتقالی کوادروتور می باشد. این نیرو وابسته به اندازه و جهت سرعت، شکل هندسی کواد و حتی زوایای رول و پیچ و یاو می باشد. این نیرو که همواره در خلاف جهت حرکت اعمال می شود را می توان بصورت رابطه (8) نشان داد.

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

که در آن ρ چگالی هوا، C_D ضریب درگ بدنه، A مساحت مؤثر درگ در راستای حرکت و V بیانگر سرعت خطی کوادروتور می باشد. از آنجا که نیروی اصطکاک وابسته به پارامترها و متغیرهای مختلفی می باشد و مقدار این نیرو با توجه به سرعت کاری کوادروتور، قابل صرف نظر کردن در مقایسه با سایر نیروهای مؤثر است، همچنین با توجه به اثر میرایی که دارد، برای کاهش پیچیدگی مدل کوادروتور از آن صرف نظر می شود.

رابطه (9) معادلات دینامیکی حاکم بر کوادروتور را در دستگاه بدنی (متصل به کوادروتور) نشان می دهد.

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

که در آن ورودی های کنترلی تابع سرعت ملخ ها، بصورت رابطه (10) تعریف شده اند.

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

از آنجا که درک و همچنین کار بر روی معادلات مربوط به سرعت ها و شتاب های خطی مخصوصاً در بحث کنترل ارتفاع در فریم مرجع اینرسی آسان تر و کاراتر از فریم متصل به جسم می باشد، با استفاده از ماتریس های انتقال و دوران، معادلات خطی در فریم اینرسی و معادلات زاویه ای در فریم متصل به جسم بصورت رابطه (11) بازنویسی می شوند.

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

2-5- مدل موتور - ملخ

دینامیک کوادروتور و پارامترهای کنترلی آن تابعی از نیروها و گشتاورهای تولید شده توسط ملخ ها است. برای کنترل کوادروتور باید رابطهای بین این ورودی های کنترلی و ولتاژ ورودی به موتورها (سیگنال PWM اعمالی به موتور) برقرار کرد که این ارتباط از طریق مدل موتور - ملخ حاصل می شود.

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. به علاوه از آنجا که 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 ژيروسکوپیک

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

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

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

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

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

Ω_1 نشان دهنده سرعت ملخ جلو، Ω_2 نشان دهنده سرعت ملخ راست، Ω_3 نشان دهنده سرعت ملخ عقب و Ω_4 نشان دهنده سرعت ملخ چپ می باشد. واضح است که اثرات ژيروسکوپیک تولید شده توسط چرخش ملخ ها فقط با معادلات زاویه ای ارتباط دارد و با معادلات خطی ارتباطی نخواهد داشت.

2-3- اثرات آیرودینامیکی

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

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

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

معادله (7) نیروها و گشتاورهای آیرودینامیکی وارد بر مجموعه کوادروتور در اثر چرخش ملخ ها را نشان می دهد که در آن l فاصله بین مرکز کوادروتور و مرکز ملخ می باشد.

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

در کنترل مستقیم، داخلی ترین حلقه کنترلی یعنی سیگنال PWM به عنوان ورودی اصلی کنترل در نظر گرفته می شود ولی در روش غیرمستقیم، خارجی ترین بخش کنترلی یعنی U_i ها به عنوان ورودی اصلی کنترل شده و با عمل معکوس گیری، سیگنال های PWM موتورها مشخص می شوند. در این مقاله از روش معکوس استفاده شده و هدف نهایی، تعیین مقادیر سیگنال PWM موتورها جهت حفظ کوادروتور در موقعیت مرجع است. شکل 2 بلوک دیاگرام کلی سیستم کنترلی را نشان می دهد. در این شکل، بلوک "معکوس ماتریس حرکت" در واقع رابطه بین ورودی کنترلی U_i و تراست T_i است که با توجه به رابطه (10) به صورت رابطه (13) قابل بیان خواهد بود.

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{4}U_1 - \frac{1}{2\ell}U_3 - \frac{b}{4d}U_4, & T_2 &= \frac{1}{4}U_1 - \frac{1}{2\ell}U_2 + \frac{b}{4d}U_4 \\ T_3 &= \frac{1}{4}U_1 + \frac{1}{2\ell}U_3 - \frac{b}{4d}U_4, & T_4 &= \frac{1}{4}U_1 + \frac{1}{2\ell}U_2 + \frac{b}{4d}U_4 \end{aligned}$$

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

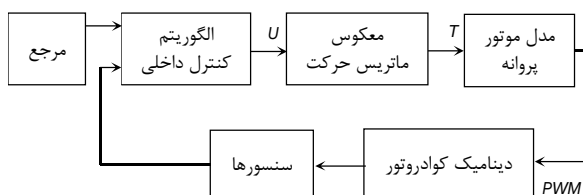
در همین شکل، بلوک "مدل موتور- پروانه"، روابط ارتباط دهنده نیروی تراست و سیگنال PWM اعمالی به موتورها است که می توان آنها را با توجه به رابطه (12) به صورت رابطه (14) بازنویسی نمود.

$$\begin{aligned} signal_{PWM1} &= 0.3764 \times T_1 + 12.16, \\ signal_{PWM2} &= 0.4 \times T_2 + 34.84, \\ signal_{PWM3} &= 0.343 \times T_3 + 1.09, \\ signal_{PWM4} &= 0.363 \times T_4 + 14.7 \end{aligned} \quad (14)$$

برای بدست آوردن یک مدل معکوس ساده که بتواند در الگوریتم های کنترلی اجرا شود دینامیک کوادروتور باید تا حدود زیادی ساده سازی شود. معادله (11) می تواند بر طبق ملاحظات زیر ساده سازی شده و بازنویسی شود:

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

- شتاب های زاویه ای در فریم متصل به کوادروتور $(\ddot{p}, \ddot{q}, \ddot{r})$ با شتاب زوایای اویلر $(\ddot{\varphi}, \ddot{\theta}, \ddot{\psi})$ که نسبت به فریم اینرسی محاسبه می شوند، برابر نیستند. ماتریس انتقال T_a ارتباط بین سرعت های زاویه ای در فریم اینرسی و سرعت های زاویه ای در فریم متصل به کوادروتور را تعیین می کند (رابطه 15). چون در وضعیت پرواز ایستا، این ماتریس به ماتریس همانی نزدیک است معادلات شتاب زاویه ای بطور مستقیم به شتاب زوایای اویلر ارجاع داده می شوند.



شکل 2 ساختار کنترلی کوادروتور

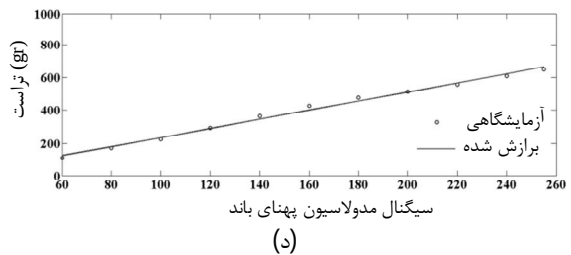
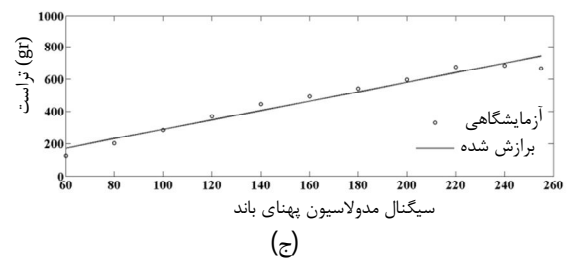
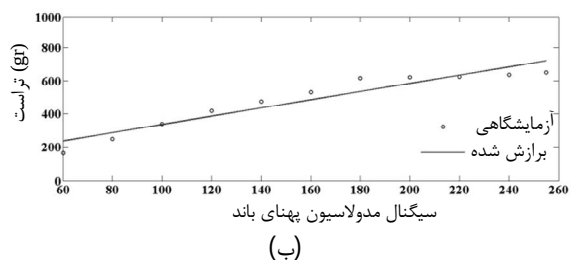
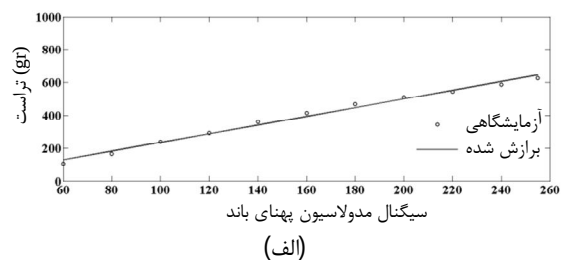
مدل موتور در اصل یک معادله دیفرانسیل مرتبه اول بر حسب سرعت زاویه ای و ولتاژ اعمالی به موتور است. همچنین نیروی تراست و گشتاور ملخ ها نیز، همان طور که در بخش اثرات آیرودینامیکی ذکر شد، وابسته به مربع سرعت زاویه ای می باشند. برای حذف سنسور اندازه گیری سرعت دورانی ملخ ها، این دو بخش با هم ادغام شده و بدین ترتیب مدل موتور-ملخ که هر دوی این بخش ها را در خود مستتر دارد، از داده های آزمایشگاهی استخراج می شود. البته با حذف مدل دیفرانسیلی موتور فقط حالت پایدار موتور در نظر گرفته شده و از تأخیر زمانی رسیدن به حالت پایا صرف نظر می شود. شکل 1 نمودار تراست بر حسب سیگنال ورودی را برای موتورها نشان می دهد.

همان طور که از شکل 1 مشاهده می شود رابطه بین تراست و سیگنال PWM ورودی موتورها تقریباً خطی است. معادله (12) این رابطه خطی را برای هر موتور نمایش می دهد.

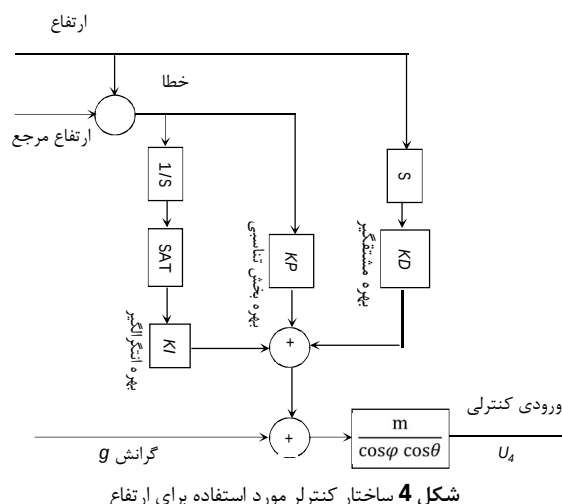
$$\begin{aligned} T_1 &= 2.644 \times signal_{PWM1} - 29.8, & T_2 &= 2.487 \times signal_{PWM2} + 86.97 \\ T_3 &= 2.917 \times signal_{PWM3} - 3.179, & T_4 &= 2.753 \times signal_{PWM4} - 40.47 \end{aligned} \quad (12)$$

3- الگوریتم کنترلی

کنترلرهای مورد استفاده برای کوادروتور را می توان به دو نوع کلی مستقیم و معکوس تقسیم بندی کرد.



شکل 1 نمودار تغییر تراست (gr) بر حسب سیگنال PWM ورودی: الف- موتور شماره یک، ب- موتور شماره دو، ج- موتور شماره سه، د- موتور شماره چهار



شکل 4 ساختار کنترل مورد استفاده برای ارتفاع



شکل 5 نمایی از نمونه آزمایشگاهی

جدول 2 مشخصات اجزای اصلی نمونه آزمایشگاهی

نام جزء	اسم	شرکت سازنده	مشخصات
موتور	بی ال 2215	ای مکس	30A
دراپور موتور	-	ای مکس	30A
ملخ	8x4/5	-	-
باتری	لیتیوم پلیمری	-	2000 mAh 3cell
سنسور شتاب	ADXL330	آنالوگ دیوایسز	حساسیت 300 mv/g 3 محوره ±3g
ژیروسکوپ	LISY300AL	اس تی میکرو الکترونیکس	تک محوره ±300°/s حساسیت 3.3 mv/(°/s)

سعی بر آن بوده است که تا حد امکان سیستم مقارن بوده و محور دوران از مرکز جرم مجموعه عبور کند تا بدین ترتیب اثر گشتاور نیروی وزن بر روی مجموعه کم باشد. نحوه چینش اجزا نیز بر همین مبنا انجام گرفته است. شکل 5 نمایی از این نمونه آزمایشگاهی را نشان می دهد.

سنسورهای مورد استفاده در آزمایش ها از نوع آنالوگ هستند که داده های آنها از طریق یک میکروکنترلر و با زمان نمونه گیری 0/02 ثانیه دریافت می شود. به جهت رزولوشن ده بیتی مبدل های آنالوگ به دیجیتال (ADC) میکروکنترلر، خروجی سنسورها اعدادی بین 0 تا 1023 خواهند بود. میکرو، اطلاعات دریافتی از سنسورها را از طریق پورت سریال به کامپیوتر انتقال می دهد. همچنین دستورات

$$[\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]^T = T_0 [p, q, r]^T$$

$$T_0 = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi \tan\theta & \cos\phi \tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \frac{\sin\phi}{\cos\theta} & \frac{\cos\phi}{\cos\theta} \end{bmatrix} \quad (15)$$

کل الگوریتم کنترلی برای دادن سیگنال های مناسب به موتورها استفاده می شود. چون تعداد ملخ ها چهار عدد می باشد بیشتر از چهار متغیر نمی تواند در حلقه کنترل شود. از آنجا که کنترل زوایای اوایلر و کنترل ارتفاع اهداف اصلی سیستم کنترلی کواد می باشند، تصمیم بر آن شد که معادلات موقعیت x و y از معادلات سیستم حذف شوند.

معادله (16)، دینامیک مورد استفاده در کنترل را نشان می دهد.

$$\begin{aligned} \ddot{z} &= -g + \frac{U_1}{m}, & \ddot{\phi} &= \frac{U_2}{I_{xx}} \\ \ddot{\theta} &= \frac{U_3}{I_{yy}}, & \ddot{\psi} &= \frac{U_4}{I_{zz}} \end{aligned} \quad (16)$$

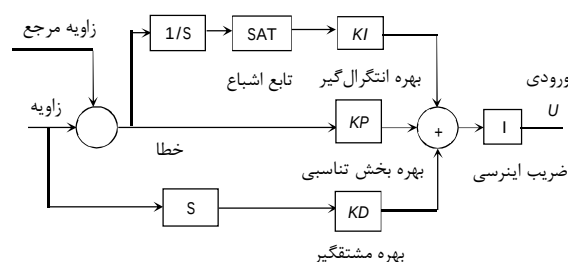
از یک کنترلر PID برای پایدارسازی کوادروتور استفاده شد. از آنجا که معادلات زاویه ای در رابطه (16) مشابه یکدیگر هستند الگوریتم کنترلی زوایای رول، پیچ و یاو مشابه یکدیگر است اما به سبب اختلاف ذاتی، کنترل ارتفاع متفاوت خواهد بود. شکل های 3 و 4 ساختار بلوکی کنترلر مورد استفاده برای زوایا و ارتفاع را نشان می دهد.

همان طور که در شکل ها مشخص است برای جلوگیری از اشباع محرک ها، از بلوک اشباع استفاده شده و مشتق نیز به جای خطا از خروجی گرفته شده است. علت مشتق گیری از خروجی به جای خطا در این نکته نهفته است که اگر یک پله در مرجع ایجاد شود با مشتق گیری از خطا، خروجی مشتق گیر یک ضربه را نشان خواهد داد که این متعاقباً می تواند محرک ها را اشباع نموده و سیستم را از ناحیه خطی دور کند. با بدست آمدن ورودی های کنترلی U_i و با توجه به روابط (13) و (14)، رابطه بین سیگنال ورودی به موتورها بر حسب وضعیت فعلی و مرجع کوادروتور بدست می آید.

4- معرفی نمونه آزمایشگاهی

برای نزدیک کردن شبیه سازی به واقعیت، تلاش گردید تا حد امکان از داده های آزمایشگاهی در مدل شبیه سازی استفاده گردد. از همین رو و همچنین به دلایلی چون نیاز به کالیبراسیون سنسورها و تست کارایی فیلتر کالمن، یک نمونه آزمایشگاهی طراحی و ساخته شد.

این نمونه آزمایشگاهی از یک شاسی که سایر اجزا بر روی آن سوار می شوند، بهره می گیرد. دو موتور براشلس در دو انتهای شاسی و برد الکترونیکی در وجه بالایی تعبیه شده اند. ملخ های مورد استفاده برای ایجاد نیروی عمودی در دو سمت شاسی، یکی راستگرد و دیگری چپگرد است. درجات آزادی سیستم توسط یک شفت که به راحتی حول محور خود دوران می کند محدود می شود. جدول 2 مشخصات هر جزء را نشان می دهد.



شکل 3 ساختار کنترلر مورد استفاده برای زوایای رول، پیچ و یاو

که k_k بهره فیلتر کالمن، P_k ماتریس کواریانس خطای تخمین، R و Q به ترتیب ماتریس کواریانس نویز فرایند و نویز اندازه گیری هستند. همچنین A و B و C به ترتیب نشان دهنده ماتریس ضرایب متغیرهای حالت، ورودی و خروجی در رابطه (20) هستند. با استفاده از این الگوریتم و مدل فضای حالت که در رابط (20) مشخص شده است تخمین زاویه انجام می شود.

6- نتایج

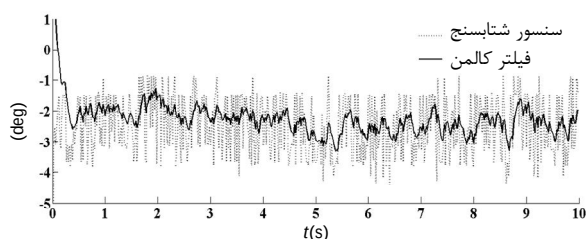
در این بخش ابتدا نتایج داده های آزمایشگاهی برای سنسورها آورده شده و سپس با اعمال فیلتر کالمن، مقایسه ای بین خروجی سنسورها و فیلتر کالمن انجام و کارایی فیلتر کالمن برای بهبود نتایج بررسی می شود. در ادامه، نتایج شبیه سازی در متلب با استفاده از اطلاعات مستخرج از داده های آزمایشگاهی آورده شده و چگونگی تغییرات متغیرهای حالت برای کوادروتور نشان داده خواهد شد.

6-1- نتایج آزمایشگاهی

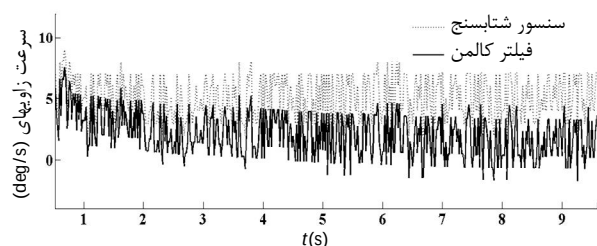
با توجه به اطلاعات سنسورها و تست های انجام شده، ماتریس های کواریانس r و q زیر بهترین جواب ها را در استفاده از فیلتر کالمن فراهم می آورند:

$$r = [0.0015] \quad q = \begin{bmatrix} 0.00008 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

در شکل های 6 و 7، خروجی سنسورها و نتایج بدست آمده از تخمین برای حالت افقی موتور خاموش و بدون حرکت نشان داده شده است. از شکل 6 ملاحظه می شود که در حالت موتور خاموش که بدنه فاقد ارتعاش است، تغییرات خروجی شتاب سنج ها باز هم نویزی است و اعمال فیلتر کالمن موجب بهبود قابل توجه در خروجی زاویه شده است. همچنین شکل 7 نشان می دهد که فیلتر کالمن تغییر زیادی در بهبود خروجی ژيروسکوپ سرعت زاویه ای از نظر کاهش نویز نداده و تنها یک جابجایی اندک در مقدار آن ایجاد می کند. ذکر دو نکته در رابطه با نتایج شکل 7 لازم می باشد: اول این که علت اختلاف موجود بین نتایج سنسور و فیلتر کالمن (یا همان شیفت بین این دو) به مبنای کالیبراسیون سنسور ژيروسکوپ باز می گردد. در ژيروسکوپ، مبنای کالیبراسیون، خروجی آن در حالت موتور روشن قرار داده شده است، نه خروجی آن در حالت موتور خاموش. دوم این که به جهت مدل مورد استفاده در تخمین گر کالمن که در مورد سرعت زاویه ای، تنها مقدار بایاس را تخمین می زند، انتظاری برای حذف نویز سرعت زاویه ای نمی رود.



شکل 6 خروجی زاویه در حالت موتور خاموش و بدون حرکت



شکل 7 سرعت زاویه ای در حالت موتور خاموش و بدون حرکت

کنترلی از کامپیوتر به میکرو نیز از طریق همین پورت سریال منتقل می شوند. برای دریافت، تجزیه و تحلیل داده ها و ارسال دستورات کنترلی از زبان برنامه نویسی ویزوال سی شارپ استفاده شده است.

5- تئوری تخمین

تخمین به دلایل متنوعی از جمله عدم امکان اندازه گیری مستقیم بعضی پارامترها، گرانی سنسورها، کاهش نویز سنسورها، ترکیب اطلاعات چند سنسور برای رسیدن به نتیجه بهتر و غیره استفاده می شود. در دو دهه اخیر تکنولوژی سیستم های میکروالکترومکانیکی¹ باعث بوجود آمدن سنسورهایی شده است که بسیار کوچک، سبک و ارزان قیمت بوده و برای بسیاری از کاربردها دقت قابل قبول دارند. از جمله این سنسورها می توان به سنسورهای شتاب و ژيروسکوپ های سرعت زاویه ای اشاره کرد. در حال حاضر سنسور ممزیکه مستقیماً برای اندازه گیری زاویه به کار رود وجود ندارد اما می توان از سنسورهای شتاب و ژيروسکوپ های سرعت زاویه ای به عنوان ابزاری برای تخمین غیر مستقیم زاویه استفاده کرد. در این بخش از مقاله بحث ترکیب اطلاعات دو سنسور شتاب سنج و ژيروسکوپ به منظور بهبود نتایج بررسی خواهد شد. سنسور شتاب بسیار به ارتعاشات حساس است و ژيروسکوپ نیز دارای دررفت می باشد. از همین رو با استفاده از فیلتر کالمن سعی در جبران ضعف های هر یک از سنسورها با ترکیب اطلاعات آنها شده است.

معادله سینماتیکی نشان داده شده در رابطه (17) به عنوان مدلی از سیستم که همواره برقرار است در نظر گرفته می شود.

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \int_{kAT}^{(k+1)AT} W dt \quad (17)$$

به علت بایاس ژيروسکوپ، انتگرال گیری از خروجی های ژيروسکوپ موجب ایجاد دررفت می شود. به همین جهت، بایاس ژيروسکوپ ثابت و کوپل شده با نویز سفید در نظر گرفته می شود. در نتیجه معادله (17) می تواند بصورت روابط (18-20) بازنویسی شود.

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

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

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

w_k یا همان سرعت زاویه ای که از ژيروسکوپ بدست می آید به عنوان ورودی برای معادله (18) در نظر گرفته می شود و خروجی مورد نظر که همان θ است و در معادله خروجی (20) نشان داده شده است از طریق شتاب سنج حس می شود. با ترکیب روابط (18) تا (20)، رابطه (21) نتیجه می شود.

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

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

لازم به یادآوری است که θ_k بیانگر زاویه در زمان نمونه گیری k ام، b نماینده بایاس سنسور سرعت زاویه ای و ΔT زمان نمونه برداری است. همچنین ω و v به ترتیب نویز فرایند و اندازه گیری را نشان می دهند. با توجه به رابطه (21) که مدل فضای حالت را دارد از الگوریتم فیلتر کالمن خطی بیان شده توسط رابطه (22)، استفاده شده است.

$$k_k = A P_k C^T (C P_k C^T + R)^{-1} \quad \hat{x}_{k+1} = (A \hat{x}_k + B \hat{u}_k) + k_k (y_k - C \hat{x}_k) \quad (22)$$

$$P_{k+1} = A P_k A^T + Q - A P_k C^T R^{-1} C P_k A^T$$

در ادامه، بدنه به وسیله دست و با موتور روشن حرکت داده شد و نتایج حاصل با یکدیگر مقایسه گردید. همان طور که پیش بینی می شد و در شکل 9 نیز مشخص است فیلتر کالمن با کاهش نویز زاویه، خروجی مناسبی را ارائه می کند. شکل 10 نیز حاکی از نزدیکی زیاد بین منحنی خروجی سنسور سرعت زاویه ای و منحنی منتج از فیلتر کالمن می باشد که این امر به دلیل کوچک بودن بایوس و همچنین عدم ثابت بودن وضعیت سیستم به جهت حرکت دادن آن می باشد.

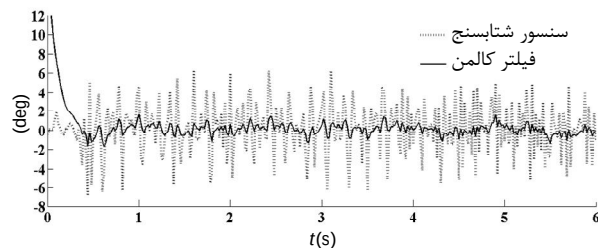
در شکل 9 زاویه و در شکل 10 سرعت زاویه ای مجموعه نشان داده شده است.

نتایج حاصل از تست های حلقه باز نشانگر اینست که استفاده از فیلتر کالمن موجب کاهش نوسانات زاویه و بدست آمدن منحنی هموارتر برای آن شده است. از همین نتایج بدست آمده برای نویز سنسورها قبل و بعد از اعمال فیلتر کالمن، در مدل شبیه سازی استفاده شده است تا عملکرد کنترلر به واقعیت نزدیک تر شود.

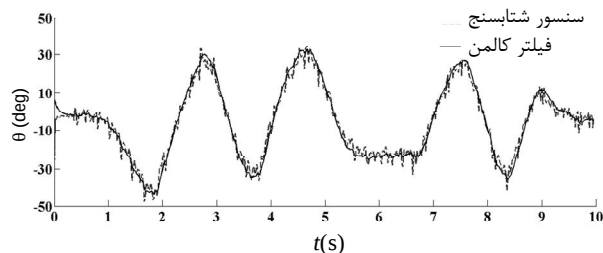
2-6- نتایج شبیه سازی برای کوادروتور

برای بررسی عملکرد کنترلر، مدل کوادروتور در نرم افزار متلب شبیه سازی شد. از یک تأخیر زمانی برای مدل موتور - ملخ استفاده شد تا اثرات حذف مدل دیفرانسیلی موتور کاهش یافته و شبیه سازی به واقعیت نزدیک تر شود. همچنین با استفاده از داده های آزمایشگاهی بدست آمده از سنسورها و فیلتر کالمن، نویز لازم به سیستم اعمال گردید. برای سنسور ارتفاع نیز نویزی با واریانس 0/1 در نظر گرفته شد که باعث خطایی در حدود 30 سانتی متری می شود. نکته مهمی که باید در اینجا بیان کرد این است که اگر چه زاویه یار را نمی توان مشابه زوایای رول و پیچ از شتاب سنج بدست آورد ولی می توان بدون کاستن از کلیت مسأله، نویز سنسور قطب نما را که برای اندازه گیری زاویه یار از آن استفاده می شود، مشابه نویز سنسور شتاب سنج در نظر گرفت و شبیه سازی را بر همین اساس انجام داد.

شکل های 11 تا 16 نتایج حلقه بسته را به ازای شرایط اولیه مختلف و با هدف رسیدن به حالت پرواز ایستا نشان می دهند. شکل های 11 تا 14 مقایسه ای بین متغیرهای واحد (زوایای اوایلر و ارتفاع) در حالت حلقه بسته بدون فیلتر کالمن (با استفاده از خروجی سنسورها) و با استفاده از فیلتر کالمن را نمایش می دهند.



شکل 8 خروجی زاویه در حالت موتور روشن و بدون حرکت افقی



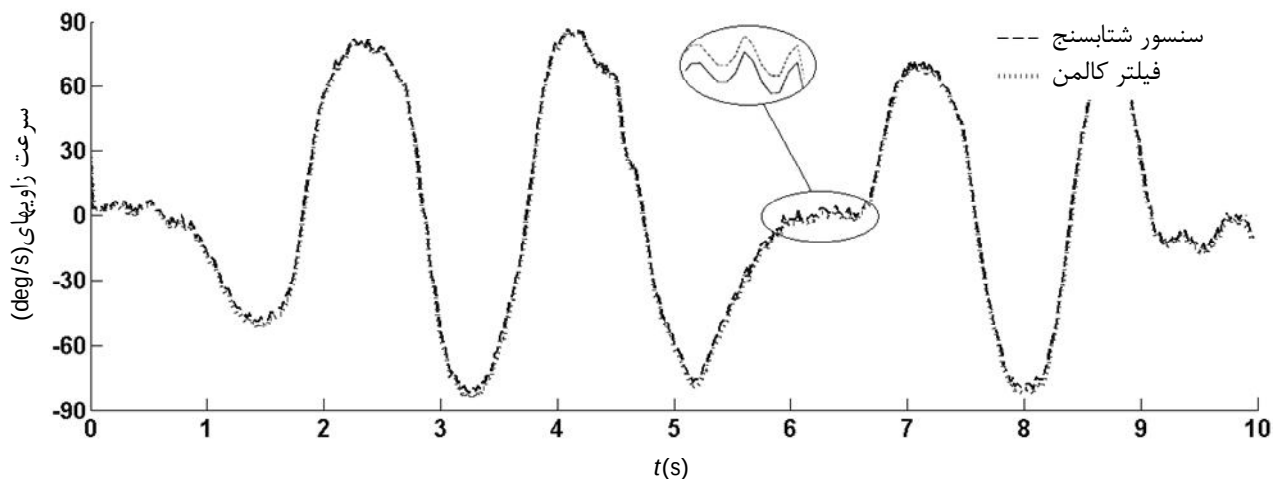
شکل 9 خروجی زاویه در حالت موتور روشن و جابجایی با دست

جدول 3 انحراف معیار نتایج در حالت موتور روشن و خاموش

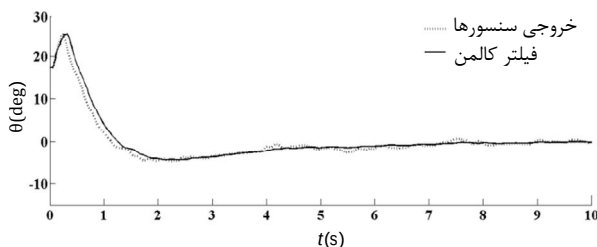
	شتاب سنج	فیلتر کالمن
موتور خاموش	0/95	0/35
موتور روشن	2/71	0/7

شکل 8 نتایج حالت افقی بدون حرکت را با موتورهای روشن نشان می دهد. در مقایسه با شکل 6 ملاحظه می شود که نویز زاویه بدست آمده از شتاب سنج ها بیشتر شده است. لازم به ذکر است که برای حذف ارتعاشات منتقله به سنسورها، علاوه بر استفاده از فیلترهای پایین گذر برای هر سنسور که ترکیبی از یک مقاومت و خازن می باشد، از دمپرهای مناسب بین موتور و بدنه نیز استفاده شده است. بدون استفاده از این دمپر ها، نتایج حاصل به مراتب بدتر خواهد شد. لازم به ذکر است که با تخمین بایاس توسط فیلتر کالمن، دریافت سنسور سرعت زاویه ای تا حد قابل قبولی کاهش می یابد.

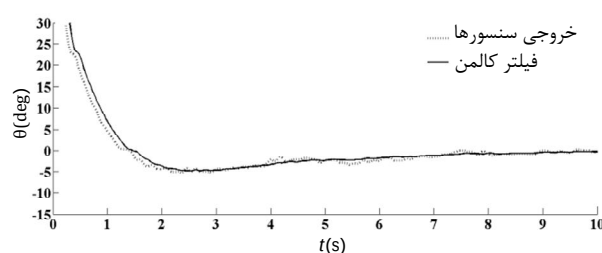
برای مقایسه کمی نتایج، انحراف معیار نتایج حاصل برای سنسور شتاب سنج و خروجی کالمن در جدول 3 نشان داده شده است. همان طور که ملاحظه می شود، فیلتر کالمن باعث بهبود بسیار در نتایج بدست آمده برای زاویه شده است.



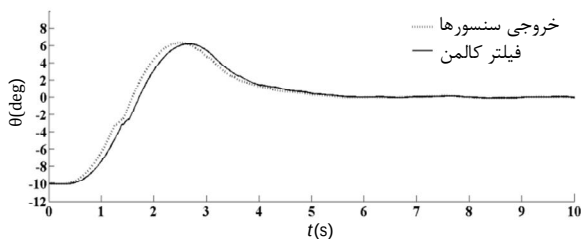
شکل 10 سرعت زاویه ای در حالت موتور روشن و جابجایی با دست



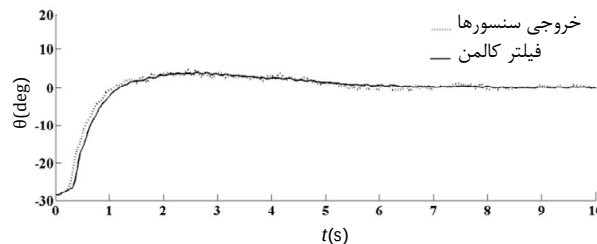
شکل 13 مقایسه تغییرات زاویه ψ در حالت حلقه بسته با استفاده از خروجی سنسورها و فیلتر کالمن



شکل 11 مقایسه تغییرات زاویه ϕ در حالت حلقه بسته با استفاده از خروجی سنسورها و فیلتر کالمن



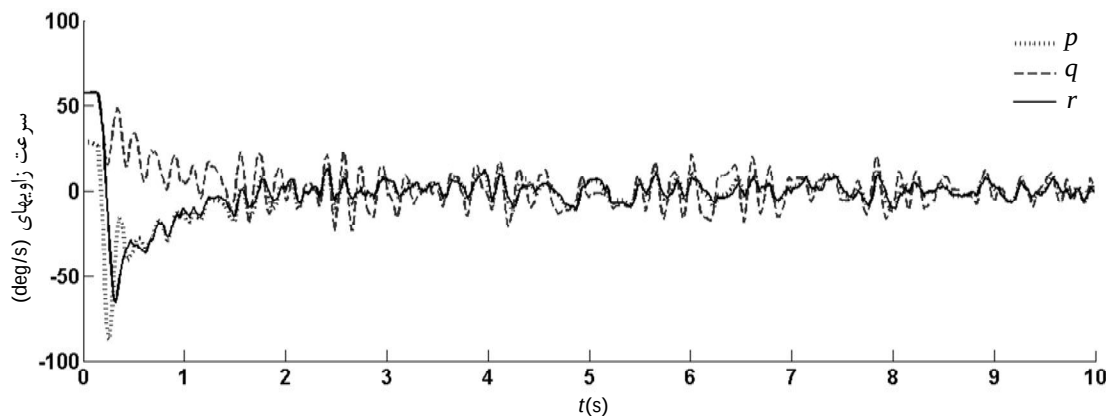
شکل 14 مقایسه تغییرات ارتفاع در حالت حلقه بسته با استفاده از خروجی سنسورها و فیلتر کالمن



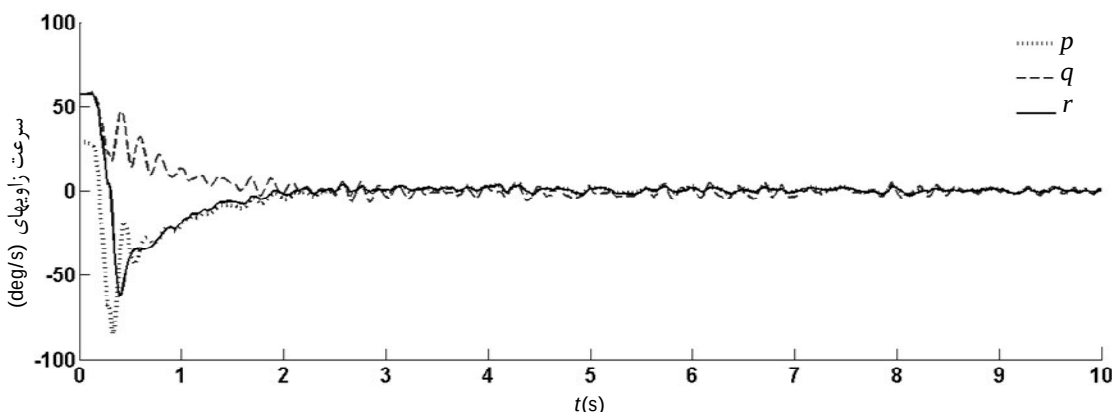
شکل 12 مقایسه تغییرات زاویه θ در حالت حلقه بسته با استفاده از خروجی سنسورها و فیلتر کالمن

همچنین با مقایسه نمودارهای 15 و 16 می‌توان دریافت که بدون فیلتر کالمن، در سرعت‌های زاویه‌ای جهش‌های بزرگ‌تری نسبت به حالتی که از فیلتر کالمن استفاده شده مشاهده می‌شود. علت این امر از دو چیز سرچشمه می‌گیرد: یکی نویز و خطای خود ژيروسکوپ و دیگری نویز و خطاهای متغیر زاویه که از طریق کنترلر به مجموعه وارد می‌شود. جمیع این نتایج نشان از عملکرد قابل قبول و مناسب فیلتر کالمن دارد.

در شکل‌های 15 و 16 نیز تغییرات سرعت زاویه‌ای در شرایط حلقه بسته در دو حالت ذکر شده نشان داده شده است. لازم بذکر است که بهره‌های کنترلر با سعی و خطا و با انجام شبیه‌سازی‌های مختلف و با هدف کسب بهترین نتیجه بدست آمده‌اند. مقدار بهره‌های کنترلی در جدول 4 نشان داده شده است. همان‌طور که از شکل‌های 11 تا 14 مشهود است تغییرات زوایای اولیه با استفاده از فیلتر کالمن هموارتر و محدوده آن کمتر شده است.



شکل 15 تغییرات سرعت زاویه ای در حالت حلقه بسته با استفاده از داده‌های آزمایشگاهی سنسورها



شکل 16 تغییرات سرعت زاویه ای در حالت حلقه بسته با استفاده از خروجی فیلتر کالمن

زوایای اولیه	φ, θ, ψ
زاویه بدنه نسبت به افق، rad	θ
نماد سرعت زاویه ای، $\frac{rad}{s}$	$\dot{\theta}$
نویز اندازه گیری	v
نویز فرآیند	w

9- مراجع

- [1] S. Bouabdallah, R. Siegwart, Design and control of an indoor coaxial helicopter, in *The Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, 2006.
- [2] P. Castillo, A. Dzul, Real-time stabilization and tracking of a four-rotor mini rotorcraft, *Control Systems Technology*, Vol. 12, No. 4, pp. 510-516, 2004.
- [3] A. Tayebi, S. McGilvray, Attitude stabilization of a four-rotor aerial robot, *Decision and Control, CDC. 43rd IEEE Conference on, IEEE*, 2004.
- [4] A. Tayebi, S. McGilvray, Attitude stabilization of a VTOL quadrotor aircraft, *Control Systems Technology*, Vol. 14, No. 3, pp. 562-571, 2006.
- [5] Y. Morel, A. Leonessa, Direct adaptive tracking control of quadrotor aerial vehicles, *Conference on Recent Advances in Robotics*, Florida, 2006.
- [6] A. Ö Kivrak, *Design of control systems for a quadrotor flight vehicle equipped with inertial sensors*. Master's Thesis, Atılım University, 2006.
- [7] G. Hoffmann, D. G. Rajnarayan, The Stanford testbed of autonomous rotorcraft for multi agent control (STARMAC), *Digital Avionics Systems Conference, DASC 04, The 23rd IEEE*, 2004.
- [8] 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.
- [9] A. Soumelidis, P. Gáspár, Control of an experimental mini quad-rotor UAV, *Control and Automation, 16th Mediterranean Conference on IEEE*, 2008.
- [10] A. A. Mian, M. I. Ahmad, Backstepping based nonlinear flight control strategy for 6 DOF aerial robot, *Smart Manufacturing Application, ICSMA International Conference on IEEE*, 2008.
- [11] L. Luque-Vega, B. Bastillo-Toledo, Robust block second order sliding mode control for a quadrotor, *Journal of the Franklin Institute*, 2011.
- [12] M. Guisier, 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.
- [13] 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.
- [14] A. Mokhtari, A. Benallegue, Dynamic feedback controller of Euler angles and wind parameters estimation for a quadrotor unmanned aerial vehicle, *Robotics and Automation, Proceedings ICRA'04 International Conference on IEEE*, 2004.
- [15] N. Guenard, T. Hamel, A practical visual servo control for an unmanned aerial vehicle, *Robotics*, Vol. 24, No. 2, pp. 331-340, 2008.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] T. Dierks, S. Jagannathan, Output feedback control of a quadrotor UAV using neural networks, *Neural Networks*, Vol. 21, No. 1, pp. 50-66, 2010.
- [21] H. Voos, Nonlinear and neural network-based control of a small four-rotor aerial robot, *Advanced intelligent mechatronics, IEEE/ASME international conference on IEEE*, 2007.
- [22] S. Bouabdallah, *Design and control of quadrotors with application to autonomous flying*, PhD Thesis, Lausanne Polytechnic University, 2007.
- T. Bresciani, *Modelling, identification and control of a quadrotor helicopter*, Master's Thesis, Department of Automatic Control, Lund University, 2008.

جدول 4 بهره های کنترلی اعمالی به مدل

h	ψ	θ	ϕ	
20	27	33	28	K_p
8	10	13	9	K_I
12	15	26	19	K_D

نکته دیگری که از شکل های 11 تا 14 مشاهده می شود این است که فیلتر کالمن علی رغم بهبود نتایج کاهش خطا و اثر نویز روی سیستم باعث تاخیر زمانی در پاسخ می شود که البته طبیعی است. نتایج نشان می دهد سیستم توانسته با این تاخیر سازگاری پیدا کند و مشکلی در کنترل مجموعه پیش نیاید. از شکل 14 نیز می توان این نتیجه را گرفت که فیلتر کالمن بر روی ارتفاع تاثیر کمی داشته و بیشترین تأثیرش روی زوایا و سرعت های زاویه ای بوده است.

7- بحث و نتیجه گیری

در این مقاله تلاش گردید مدل سازی و کنترل یک کوادروتور تا حد امکان بر اساس داده های بدست آمده از آزمایش های تجربی انجام شود تا کنترل طراحی شده و نتایج حاصل از شبیه سازی تطابق مناسبی با واقعیت داشته باشد. برای تخمین زاویه با استفاده از سنسورهای شتاب، از فیلتر کالمن بهره گرفته شد و تأثیر قابل ملاحظه فیلتر اعمالی در بهبود نتایج ارائه گردید. نتیجه گرفته شد که به دلیل حساسیت بالای سنسورهای شتاب به ارتعاشات، کنترل مناسب زاویه بدون استفاده از فیلتر کالمن امکان پذیر نیست.

بعد از حصول تجربه و کشف چالش ها و مشکلات موجود در کنترل مجموعه و همچنین گرفتن نتایج مناسب از مجموعه آزمایشگاهی، در ادامه کار ساخت نمونه آزمایشگاهی کامل کوادروتور مدنظر قرار دارد. بحث استفاده از سنسورهای بهتر و دارای حساسیت کمتر به نویز و اغتشاشات و استفاده از مدل دینامیکی سیستم در الگوریتم فیلتر کالمن نیز به موازات در حال مطالعه و بررسی است.

8- فهرست علائم

b	بایاس ژيروسکوپ
I_{xx}	ممان اینرسی کوادروتور حول محورهای بدنی
J_{TP}	ممان اینرسی سیستم حول محور پروانه
K_k	بهره فیلتر کالمن
l	طول بازوی کوادروتور
m	جرم (kg)
p, q, r	سرعت های زاویه ای در دستگاه بدنی
P_k	ماتریس کواریانس خطای تخمین
Q	ماتریس کواریانس نویز اندازه گیری
R	ماتریس کواریانس نویز فرآیند
T_i	تراست پروانه i ام
U_i	ورودی کنترلی i ام
u, v, w	سرعت های انتقالی در دستگاه بدنی
W	سرعت زاویه ای اندازه گیری شده توسط ژيروسکوپ
F^B	بردار نیرو در دستگاه بدنی
τ^B	بردار گشتاور در دستگاه اینرسی
ΔT	زمان نمونه برداری، s