

کنترل پهباد کوادروتور با استفاده از روش کنترل تطبیقی مدل مرجع

امیرمهدی سازدار^{۱*}، منصور نجاتی جهرمی^۲، آرش شمس^۳

*نویسنده مسئول، دریافت: ۱۴۰۰/۰۴/۲۹، بازنگری: ۱۴۰۰/۰۶/۱۱، پذیرش: ۱۴۰۰/۰۶/۲۵

^۱ استادیار دانشکده مهندسی رایانه، دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری، تهران، ایران
^۲ دانشیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری، تهران، ایران
^۳ کارشناس ارشد مهندسی برق- کنترل دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران

چکیده

هوایمهای بدون سرنشین کوادروتور با توجه به کاربردهای بسیار گسترده‌ی آن‌ها، در صنایع مختلف نظامی، تحقیقاتی، علمی و تفریحی بسیار مورد توجه و اقبال قرار گرفته است. در این مقاله طراحی کنترل تطبیقی مدل مرجع مستقیم برای به‌روزرسانی پارامترهای کنترل‌کننده در حضور نویز و اغتشاش، جهت ردیابی مقدار مطلوب و موردنظر در این ریز پهبادها مورد تحلیل و بررسی قرار گرفته است. در ادامه با انتخاب یک تابع لیاپانوف پایداری سامانه موردنظر بررسی شده و پس از اثبات پایداری، قانون تطبیقی جهت به‌روزرسانی پارامترهای سامانه، استخراج گردیده است. نتایج شبیه‌سازی عملکرد مناسب کنترل‌کننده جهت کاهش خطا را نشان می‌دهد. با استفاده از روش میانگین مربعات خطا، مقایسه‌ای بین نتایج به‌دست آمده از طرح پیشنهادی و نتایج موجود در مراجع دیگر صورت گرفته است و این مقایسه بهبود در عملکرد کنترل‌کننده پیشنهاد شده در این مقاله را نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: پهباد، کوادروتور، کنترل تطبیقی مدل مرجع، لیاپانوف.

۱- مقدمه

کوادروتورها یکی از انواع و زیرمجموعه دسته مالتی روتورها هستند که به دلیل کمک گرفتن از چهار پروانه برای نیروی پیشران، به‌عنوان کواد (چهار) روتور نامیده می‌شوند و به دلیل داشتن قدرت مانور فوق‌العاده و پروازهایی با تعادل بالا از کاربردهای بسیار گسترده برخوردارند. در سال‌های اخیر توجه شرکت‌ها، دانشگاه‌ها و مراکز تحقیقاتی بیش‌ازپیش به این نوع از پهبادها جلب شده است و لذا روزانه پیشرفت چشم‌گیری در امکانات و پرواز این نوع از پرنده‌ها مشاهده می‌کنیم. کوادروتورها در زمینه‌های تحقیقاتی، نظامی، تصویربرداری و تفریحی از کاربرد بالا و روزافزونی برخوردارند و با استفاده از دوربین‌های غیر متریک در کوادروتور، عکس- نقشه تهیه می‌شود [۱].

کوادروتور از چهار ملخ که دوبه‌دو برخلاف جهت هم می‌گردند تشکیل شده است؛ یعنی به این صورت که دو ملخ روبروی هم به‌صورت هم‌جهت به یک سمت می‌چرخد و دو ملخ دیگر که باز روبروی هم قرار دارند به‌صورت هم‌جهت بوده و در خلاف جهت جفت ملخ اول می‌چرخند. برای حرکت پرنده در محور عمود، باید سرعت چرخش جفت ملخ‌های یک‌جهت کم شود و به همان مقدار سرعت چرخش جفت ملخ جهت مخالف، افزوده گردد. این کار باعث می‌شود بدون تغییر ارتفاع

نیروی عکس‌العمل یک سمت از سمت دیگر بیشتر شود و در نتیجه پرنده در یک سمت حول محور عمودی می‌چرخد؛ اما برای حرکت پرنده حول محور عرضی و طولی لازم است بین دو ملخ هم‌جهت یک تفاضل دور به وجود بیآوریم. به‌این‌ترتیب یک سمت پرنده به سمت بالا رفته و طرف دیگر به سمت پایین میل پیدا می‌کند که این امر باعث کج شدن بردار رانش و حرکت پرنده به سمتی که بازویش پایین‌تر است می‌شود و هر چه مقدار این انحراف بیشتر باشد، سرعت پرنده نیز بیشتر می‌شود. برای تغییر ارتفاع هم فقط کافی است سرعت هر چهار ملخ را با هم کم یا زیاد کنیم [۲-۳].

آنچه در این مقاله مورد تحلیل و بررسی قرار گرفته است، طراحی کنترل تطبیقی مدل مرجع مستقیم برای به‌روزرسانی پارامترهای کنترل‌کننده در حضور نویز و اغتشاش، جهت ردیابی مقدار مطلوب و موردنظر است. لازم به ذکر است که هر چه تعداد قوانین تطبیقی کمتر باشد، کنترل‌کننده دارای قدرت و توانایی بیشتر جهت کنترل سامانه است، لذا تلاش گشته تا با یک قانون تطبیقی اصلی، پارامترهای کنترل‌کننده به‌روزرسانی شوند. ساختار این مقاله بدین‌صورت است که بعد از این بخش مقدمه، در بخش دوم به مرور تاریخچه و مقالات پرداخته خواهد شد. در بخش سوم روش پیشنهادی که شامل دینامیک و معادلات حاکم بر

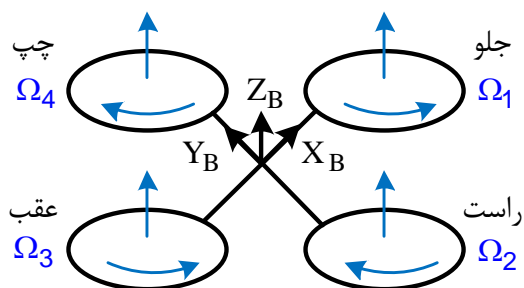
کنترل‌کننده طراحی شده شامل دو بخش است: کنترل‌کننده موقعیت و کنترل‌کننده حالت که کنترل‌کننده حالت با استفاده از یک روش کنترل حالت لغزشی (SMC)^۲ به منظور ردیابی زاویه‌های غلتش (ROLL) و قرارگیری (PITCH) مطلوب طراحی شده است که خروجی کنترل‌کننده موقعیت محسوب می‌گردند. علاوه بر آن کنترل‌کننده موقعیت نوعی طراحی محسوب می‌گردد که از حالت لغزشی بهره برده و کنترل‌کننده حالت در مقایسه با کنترل‌کننده موقعیت سریع‌تر است.

۳- روش پیشنهادی

در این بخش به معادلات حاکم بر مسئله اشاره و روش پیشنهادی معرفی می‌گردد.

۳-۱- دینامیک و معادلات حاکم

ساختار کوادروتور بدین شکل است. که چهار موتور مستقل با سرعت متغیر قابل تنظیم داریم که کنترل کوادروتور با کنترل سرعت این موتورها صورت می‌پذیرد. روتورهای جلو و عقب در خلاف جهت روتورهای راست و چپ می‌چرخند، این روتورها در شکل (۱) نشان داده شده و دستگاه مختصات متصل به بدنه نیز در این شکل مشخص شده است [۴-۵].

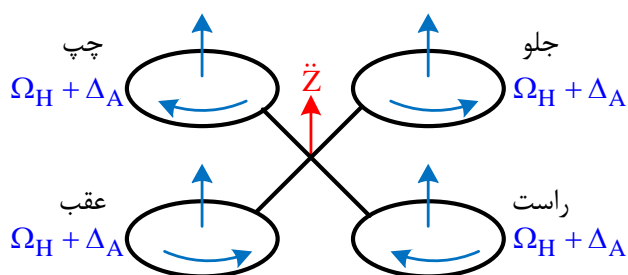


شکل ۱- ساختار کوادروتور و دستگاه مختصات متصل به بدنه

در حالت معلق بودن مجموع نیروی تولیدی چهار موتور به اندازه‌ای است که بر نیروی وزن غلبه کند. این نیرو (نیروی پیشران) با توان دوم سرعت چرخش ملخ رابطه مستقیم دارد. این حالت رابطه‌ی بین سرعت‌ها است که در آن $\Omega_{i \in \{1,2,3,4\}}$ ها به ترتیب سرعت روتورهای جلو، راست، عقب و چپ است که همگی برابر مقدار Ω_H در رابطه (۱) هستند.

$$\Omega_1 = \Omega_2 = \Omega_3 = \Omega_4 = \Omega_H \quad (1)$$

تغییرات ارتفاع با تغییر سرعت هم‌زمان در هر چهار روتور به یک اندازه، متناسب است که در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل ۲- نیروی بالا بر

Δ_A تغییرات سرعت روتور است و نباید بیش از اندازه بزرگ باشد چون سامانه با اشباع یا اثرات غیرخطی بزرگی روبه‌رو می‌شود.

کوادروتور و الگوریتم پیشنهادی بیان شده است. در بخش چهارم نتایج حاصل از شبیه‌سازی ارائه می‌گردد. در نهایت در بخش پنجم نتیجه‌گیری حاصل از طراحی کنترل‌کننده تطبیقی و عملکرد مطلوب آن ارائه می‌شود.

۲- تاریخچه و مرور مقالات

مدل اولیه آزمایشی یک چند روتوری^۱ در سال ۱۹۰۷ در فرانسه در پروژه‌های بنام کوادکوپتر ساخته و تست شد، هرچند آن‌ها نتوانستند پرنده‌ی خود را در آسمان نگه دارند ولی موفق به پرواز ثابت شدند. بعد از آن ساخت بالگرد چهار پروانه‌ای به سال ۱۹۲۰ میلادی برمی‌گردد که اولین بالگرد چهارپره اختراع شد و مسافت ۳۶۰ متر پرواز کرد در همان سال این بالگرد یک کیلومتر را در مدت هفت دقیقه و چهل ثانیه پرواز کرد. در حدود سال ۱۹۲۲ دانشمندان آمریکایی موفق به ساخت و آزمودن تعدادی کوادروتور برای ارتش شدند که قابلیت کنترل و حرکت در سه بعد را داشت، ولی پرواز با آن بسیار سخت بود. سال ۱۹۵۸ مدل VZ-7 طراحی شد. در سال‌های اخیر توجه مراکز دانشگاهی به طراحی و ساخت پهپادهای چهارپره جلب شده است و مدل‌های مختلفی در دانشگاه استنفورد و کورنل ساخته شده است و به تدریج رواج یافته است [۲]. از حدود سال ۲۰۰۶ کوادروتورها شروع به رشد صنعتی به صورت وسایل پرنده بدون سرنشین نمودند.

آقای میات [۴] یک شیوه‌ی جدید برای کنترل، تثبیت و دفع اغتشاش در سامانه حالت کوادروتور ارائه نموده‌اند. روش تحلیلی برای تنظیم و هماهنگ ساختن ساختار قراردادی کنترل‌کننده PID^۲ مورد استفاده قرار می‌گیرد، روش تک ورودی-تک خروجی برای ساختار کنترل جهت دستیابی به اهداف مطلوب پیاده‌سازی و اجرا می‌گردد و عملکرد ساختار کنترل طراحی شده مورد بررسی قرار می‌گیرد [۴]. خانم نوروزی غضبی [۲] شبیه‌سازی و طراحی کوادروتور با استفاده از کنترل‌کننده‌ی فازی عصبی تطبیقی‌پذیر برای کنترل ارتفاع کوادروتور و ردیابی موانع را ارائه نموده است. پیشرفت‌های صورت گرفته امروزه در زمینه‌ی فناوری طراحی و عرضی حسگرهای دقیق سبک وزن و دارای مصرف کم نیرو (توان-برق) که با کنترل‌ها استفاده می‌گردند و دارای توان پردازش بالا و در عین حال مصرف کم نیرو (توان-برق) هستند را امکان‌پذیر ساخته است. بدین ترتیب طراحی و عرضی دستگاه‌های کنترل پیچیده و دشوار که می‌توان بر روی پهپاد (پرنده هدایت‌پذیر از دور) پیاده‌سازی و اجرا نمود، میسر شده است. با این نوع ترکیب دقت بالا و وزن سبک در حال حاضر ناوبری و هدایت زمان واقعی در کنار پروازهای خودکار عملی شده است. در این مرجع از یک کنترل‌کننده‌ی فازی برای کنترل زاویه‌ی قرارگیری (زاویه‌ی گردش حول محور عرضی-PITCH) در کوادروتور و همچنین اجتناب و جلوگیری از برخورد با موانع بهره گرفته شده است. کنترل‌کننده‌ی فازی داده‌های حسگری را دریافت نموده و به همین ترتیب زاویه‌ی قرارگیری را تنظیم می‌کند تا اینکه مسیر باز و بدون مانع را بیابد. برای ردیابی موانع، حسگر مورد استفاده قرار می‌گیرند. آقای آستریم [۶] اعتقاد دارد که الگوریتم‌های کنترل تطبیقی‌پذیر در طراحی دستگاه‌های کنترل پرواز نه تنها به سبب توانمندی و قابلیت شان برای بهبود عملکرد مناسب هستند، بلکه به سبب توان شان در مدیریت و کنترل ابهامات عدم قطعیت پارامتر آیرودینامیکی، اغتشاش‌های بیرونی و اشتباهات و بی‌دقتی‌ها در مدل‌سازی نیز، می‌تواند مورد توجه قرار گیرد و باین دیدگاه، یک کنترل حالت لغزشی تطبیقی‌پذیر مستقیم برای ردیابی روند (خط سیر) ارتفاع و تثبیت حالت برای کوادروتور ارائه نموده‌اند [۶]. در ابتدا، کنترل‌کننده‌ی طراحی شده بدون در نظر گرفتن اغتشاش‌ها و ابهامات (عدم قطعیت) پارامتر به کار بسته می‌شود، سپس یک نویز سفید گوسی متمرکز با تعدادی عدم قطعیت پارامتر به بردار خروجی، ماتریس جرم و ماتریس لختی (اینرسی) افزوده می‌گردند، شبیه‌سازی‌های عددی انجام گردیده‌اند و حاکی از استواری (مقاوم بودن) تکنیک کنترل پیشنهادی می‌باشند. آقای آگراوال [۳] یک روش کنترل ردیابی مقاوم برای برخاستن و ردیابی در کوادروتور ارائه نموده است.

- ۳- اندازه‌گیری‌های انجام‌گرفته به‌راحتی قابل تبدیل به مختصات بدنه هستند.
 - ۴- نیروهای کنترلی تقریباً همیشه در چارچوب بدنه داده می‌شوند.
- معادله (۲)، معادله حرکتی کوادروتور با شش درجه آزادی را توصیف می‌کند:

$$\dot{\xi} = J_{\theta} v \quad (2)$$

که در آن

ξ : بردار سرعت‌های تعمیم‌یافته در چارچوب زمین است.
 v : بردار سرعت‌های تعمیم‌یافته در چارچوب بدنه است.
 J_{θ} : یک ماتریس تعمیم‌یافته است.

ξ مرکب از دو جزء Γ و θ است که به ترتیب شامل X ، Y و Z فاصله از محور مختصات و φ ، θ و ψ زوایا نسبت به محورهای مختصات است و نماد E معرف دستگاه مختصات متصل به زمین است. ξ را می‌توان به صورت رابطه (۳) نوشت:

$$\xi = [\Gamma^E \ \theta^E] = [X \ Y \ Z \ \varphi \ \theta \ \psi]^T \quad (3)$$

v نیز مرکب از دو جزء V و ω است که به ترتیب شامل u ، v و w فاصله از محور مختصات و p ، q و r زوایا نسبت به محورهای مختصات است و نماد B معرف دستگاه مختصات متصل به بدنه است. v را می‌توان به صورت رابطه (۴) نوشت:

$$v = [V^B \ \omega^B] = [u \ v \ w \ p \ q \ r]^T \quad (4)$$

ماتریس J_{θ} را نیز می‌توان به صورت رابطه (۵) نوشت:

$$J_{\theta} = \begin{bmatrix} R_{\theta} & 0 \\ 0 & T_{\theta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

که در آن R_{θ} و T_{θ} به صورت (۶) می‌باشند (c نماد \cos و s نماد \sin است).

$$T_{\theta} = \begin{bmatrix} 1 & \sin \varphi \tan \theta & \cos \varphi \tan \theta \\ 0 & \cos \varphi & -\sin \varphi \\ 0 & \sin \varphi / \cos \theta & \cos \varphi / \cos \theta \end{bmatrix} \quad (6)$$

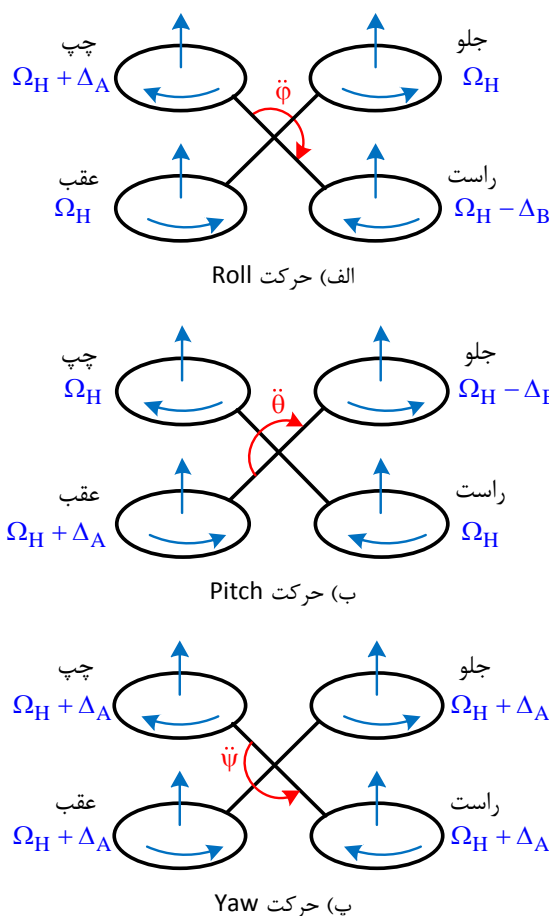
$$R_{\theta} = \begin{bmatrix} c\psi c\theta & -s\psi c\theta + c\psi s\theta s\varphi & s\psi s\theta + c\psi s\theta c\varphi \\ s\psi c\theta & c\psi c\theta + s\psi s\theta s\varphi & -c\psi s\theta + s\psi s\theta c\varphi \\ -s\theta & c\theta s\varphi & c\theta c\varphi \end{bmatrix}$$

دینامیک عمومی یک جسم صلب با شش درجه آزادی را با در نظر گرفتن m و I که نشان‌دهنده جرم و اینرسی هستند. می‌توان به صورت رابطه (۷) نشان را داد [۵].

$$\begin{bmatrix} mI & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}^B \\ \dot{\omega}^B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega^B (mV^B) \\ \omega^B (I\omega^B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F^B \\ \tau^B \end{bmatrix} \quad (7)$$

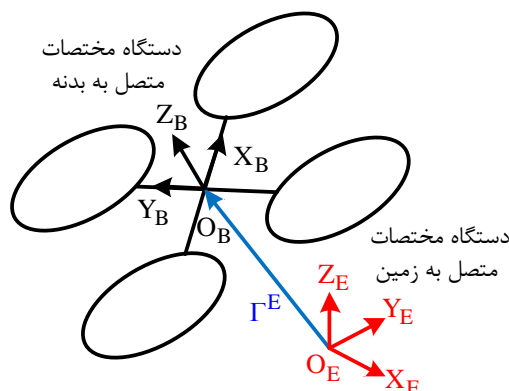
با باز کردن معادلات از حالت ماتریس و با در نظر گرفتن دینامیک‌های انتقالی سامانه نسبت به مختصات لخت و در نظر گرفتن دینامیک‌های دورانی سامانه نسبت به چارچوب بدنه می‌توان مدل دینامیک کوادروتور با شش درجه آزادی را به صورت رابطه (۸) بیان کرد که در آن \ddot{X} ، \ddot{Y} و \ddot{Z} شتاب خطی و \dot{p} ، \dot{q} و \dot{r} بیانگر شتاب زاویه‌ای هستند [۴].

در شکل (۳) الف، ب و پ به ترتیب تغییرات زوایای Roll (φ)، Pitch (θ) و Yaw (ψ) نشان داده شد است.



شکل ۳- تغییرات زوایای Roll، Pitch و Yaw

تغییرات Roll متناسب با سرعت روتورهای چپ و راست، تغییرات Pitch متناسب با تغییر سرعت در جفت روتورهای جلو و عقب و تغییرات Yaw متناسب با تغییر سرعت در جفت روتورهای راست‌گرد و چپ‌گرد است. برای مقادیر کوچک، $A_A \approx A_B$ است. در شکل (۴) ساختار کوادروتور با در نظر گرفتن دستگاه‌های مختصات متصل به بدنه و زمین، نشان داده شده است.



شکل ۴- ساختار کوادروتور و دستگاه‌های مختصات متصل به بدنه و زمین

معادلات حرکت با در نظر گرفتن چهار فرض زیر به دست می‌آیند:

- ۱- ساختار بدنه متقارن است.
- ۲- ماتریس اینرسی ثابت است.

$$\begin{cases} \dot{x}_p = A_p x_p + B_p u_p \\ y_p = C_p x_p \end{cases} \quad (۹)$$

$$\begin{cases} x_1 = p, \dot{x}_1 = \dot{p} \\ x_2 = q, \dot{x}_2 = \dot{q} \\ x_3 = r, \dot{x}_3 = \dot{r} \\ \dot{x}_1 = \frac{I_{YY} - I_{ZZ}}{I_{XX}} x_2 x_3 - \frac{J_{TP}}{I_{XX}} x_2 \Omega + \frac{U_2}{I_{XX}} \\ \dot{x}_2 = \frac{I_{ZZ} - I_{XX}}{I_{YY}} x_1 x_3 + \frac{J_{TP}}{I_{YY}} x_1 \Omega + \frac{U_3}{I_{YY}} \\ \dot{x}_3 = \frac{I_{XX} - I_{YY}}{I_{ZZ}} x_1 x_2 + \frac{U_4}{I_{ZZ}} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \ddot{X} = (\sin \psi \cos \varphi + \cos \psi \sin \theta \cos \varphi) \frac{U_1}{m} \\ \ddot{Y} = (-\cos \psi \sin \varphi + \sin \psi \sin \theta \cos \varphi) \frac{U_1}{m} \\ \ddot{Z} = -g + (\cos \theta \cos \varphi) \frac{U_1}{m} \\ \dot{p} = \frac{I_{YY} - I_{ZZ}}{I_{XX}} q r - \frac{J_{TP}}{I_{XX}} q \Omega + \frac{U_2}{I_{XX}} \\ \dot{q} = \frac{I_{ZZ} - I_{XX}}{I_{YY}} p r + \frac{J_{TP}}{I_{YY}} p \Omega + \frac{U_3}{I_{YY}} \\ \dot{r} = \frac{I_{XX} - I_{YY}}{I_{ZZ}} p q + \frac{U_4}{I_{ZZ}} \end{cases} \quad (۸)$$

خروجی کنترل کننده که برابر با ورودی فرآیند است، همان سیگنال کنترلی نام دارد که در ربات گشتاور است و به صورت رابطه (۱۰) نوشته می شود:

$$T = k_p e + k_d \frac{d}{dt} e + m_p \theta_d + m_d \frac{d}{dt} \theta_d + m_i \frac{d^2}{dt^2} \theta_d \quad (۱۰)$$

با توجه به رابطه (۱۰)، مقدار مطلوب است که به دلخواه طراحی شده و به دست طراح است که $y_m = \theta_d$. گشتاور اعمالی به ربات، به دلیل دارا بودن سه درجه آزادی، به صورت رابطه (۱۰) تعریف می گردد. بدین صورت که با کنترل پارامترهای داخل سیگنال کنترلی، خروجی بین فرآیند و مدل مرجع دارای حداقل خطا بوده و مسیر مطلوب را در بهترین حالت ردیابی نماید.

برای تعیین سازوکار تطبیق، ابتدا معادله دیفرانسیل برای خطا تعریف می گردد، سپس یک تابع لیاپانوف و همچنین سازوکار تطبیقی به گونه ای طراحی می شود که خطا به سمت صفر میل نماید [۸-۹]. خطا به صورت رابطه (۱۱) تعریف می شود:

$$e = y_m - y \quad (۱۱)$$

با توجه به معادله سامانه، معادله مدل مرجع بر مبنای سامانه تخمین زده می شود، لذا پاسخ مطلوب به سیگنال فرمان یا همان معادله فضای حالت مدل مرجع به صورت رابطه (۱۲) است:

$$\begin{cases} \dot{x}_m = A_m x_m + B_m r \\ y_m = C_m x_m \end{cases} \quad (۱۲)$$

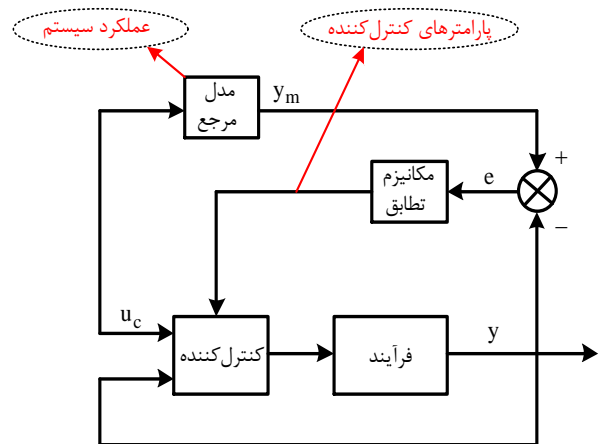
سیگنال کنترلی توسط رابطه (۱۳) به دست می آید:

$$u_p = \begin{bmatrix} u_{p1} \\ u_{p2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (k_p + k_v s)(y_p - r) \\ \left(m_p + m_a \frac{1}{s} + m_v s \right) (y_p - r) \end{bmatrix} \quad (۱۳)$$

$$= \begin{bmatrix} k_p & 0 & k_v \\ m_p & m_a & m_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{s} \\ s \end{bmatrix} (C_p x_p - r)$$

ماتریس ضرایب را E و ماتریس عملگرها را Z در نظر می گیریم:

I ، Ω و U اینرسی، سرعت روتور و نیروهای تولید شده توسط پروانه های کوادروتور است [۵]. معروف ترین و اصلی ترین روش کنترل تطبیقی مستقیم، مدل مرجع است که امروزه کاربرد وسیعی در صنعت دارد. تنظیم کنترل کننده در این روش متناسب است با شرایط محیطی قابل اندازه گیری که دارای دو حلقه یکی شامل فرآیند و کنترل کننده و دیگری شامل تنظیم پارامترهای کنترل کننده است [۶]. هدف اصلی در این سامانه ها، نزدیک ساختن و یا تطبیق هرچه بیشتر شاخص های عملکرد سیستم حلقه بسته به شاخص های مطلوب در حضور عدم قطعیت^۱ و وجود تغییرات در مدل و شرایط کاری سیستم است. بدین ترتیب که ابتدا رفتار مطلوب سامانه مشخص می گردد، سپس بر مبنای آن قانون مناسبی همراه با پارامترهای قابل تنظیم تعیین می شود. در ادامه سازوکاری جهت تنظیم پارامترها یافته و در نهایت قوانین کنترلی پیاده می گردد. در شکل (۵) نمودار بلوکی روش مدل مرجع نشان داده شده است. پارامترهای کنترل کننده، به منظور حداقل کردن خطای بین خروجی مدل و فرآیند، مستقیماً به روزرسانی می شوند [۷].



شکل ۵- نمودار بلوکی روش مدل مرجع

۳-۲- الگوریتم پیشنهادی

در این بخش به طراحی کنترل کننده تطبیقی پرداخته می شود. جهت طراحی کنترل کننده به فضای حالت سامانه، تخمین مدل مرجع، طراحی تابع لیاپانوف و در نهایت استخراج قوانین تطبیقی نیاز داریم. لذا مدل فضای حالت سامانه به صورت رابطه (۹) بازنویسی می گردد [۶].

برای به دست آوردن قانون تنظیم پارامتر، تابع لیاپانوف (۲۳) را در نظر می‌گیریم.

$$V = \frac{1}{2}e^T P e + \frac{1}{2}MM^T \quad (23)$$

تابع V یک تابع مثبت معین بوده و P یک ماتریس مثبت معین متقارن است که با استفاده از لم MKY^۵ تعیین می‌شود [۹-۱۰]. بر اساس لم MKY چون A_m پایدار است، یک ماتریس مثبت معین متقارن P یک بردار j و یک مقدار عددی $b > 0$ وجود دارد به نحوی که:

$$\begin{aligned} PA_m + A_m^T P &= -jj^T - bL \\ PB_p &= C_p^T \end{aligned} \quad (24)$$

به ازای هر ماتریس مثبت معین متقارن L ماتریس P رابطه (۲۴) را برآورده می‌کند. مشتق زمانی تابع لیاپانوف رابطه (۲۴) را می‌توان به صورت (۲۵) به دست آورد.

$$\dot{V} = \frac{1}{2}\dot{e}^T P e + \frac{1}{2}e^T \dot{P} e + \dot{M}M^T \quad (25)$$

با استفاده از رابطه (۲۲) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2}(e^T A_m^T + e_1^T Z^T M^T B_p^T) P e \\ &+ \frac{1}{2}e^T P (A_m e + B_p M Z e) + \dot{M}M^T \end{aligned} \quad (26)$$

پس از ساده‌سازی رابطه (۲۶) و با استفاده از رابطه (۲۴) داریم:

$$\dot{V} = \frac{1}{2}e^T (-jj^T - bL)e + e^T C_p^T M Z e_1 + \dot{M}M^T \quad (27)$$

با انتخاب $\dot{M} = -C_p e e_1^T Z^T$ ، داریم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}e^T jj^T e - \frac{1}{2}e^T bL e \quad (28)$$

ملاحظه می‌شود مشتق تابع V نسبت به زمان، منفی نیمه معین است، نه منفی معین. پس $V(t) \leq V(0)$ است و بنابراین e و ℓ باید کران‌دار باشند. در نتیجه $x_p = e + x_m$ نیز کران‌دار است. به منظور استفاده از لم باربارا، مشتق دوم V را تعیین می‌نماییم و پس از ساده‌سازی به رابطه (۲۹) می‌رسیم:

$$\begin{aligned} \ddot{V} &= -\frac{1}{2}e^T (A_m^T (jj^T + bL) + (jj^T + bL) A_m) e \\ &- e_1^T Z^T M^T B_p^T (jj^T + bL) e \end{aligned} \quad (29)$$

چون e_1 ، ℓ ، M ، A_m و B_p کران‌دار هستند، نتیجه می‌شود که $\ddot{V}(t)$ نیز کران‌دار است؛ بنابراین، بر اساس لم باربارا، $\dot{V}(t)$ به صورت یکنواخت پیوسته خواهد بود و نتیجه می‌شود که خطای ℓ به سمت صفر میل خواهد نمود [۱۳-۱۲]. لذا پارامترها لزوماً به مقادیر صحیح همگرا نخواهند شد و فقط نشان داده می‌شود که کران‌دار هستند. برای همگرا شدن پارامترها لازم است ورودی سامانه به صورت تحریک غنی باشد.

پس‌ازاینکه پایداری تابع لیاپانوف اثبات گردید، قانون تطبیقی جهت تنظیم ضرایب کنترل‌کننده‌های PID و PD^۶ به دست می‌آید. لذا با توجه به اینکه

$$E = \begin{bmatrix} k_p & 0 & k_v \\ m_p & m_a & m_v \end{bmatrix}, \quad Z = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{s} \\ s \end{bmatrix} \quad (14)$$

با جایگذاری E و Z در رابطه (۱۴) می‌توان سیگنال کنترلی را به صورت رابطه (۱۵) نیز بیان نمود:

$$u_p = EZ (C_p x_p - r) \quad (15)$$

با جایگذاری رابطه (۱۳) در رابطه (۹) معادلات سامانه حلقه بسته به صورت رابطه (۱۶) حاصل می‌شود:

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_p EZ C_p x_p - B_p EZ r \quad (16)$$

با توجه به اینکه سعی بر کوچک کردن خطا داریم، طبیعی است که باید معادله دیفرانسیلی برای خطا به دست آوریم. با توجه به معادلات (۱۱)، (۱۲) و (۱۶) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= (A_p + B_p EZ C_p) x_p - B_p EZ r \\ &- A_m x_m - B_m r + A_m x_p - A_m x_p \\ &= A_m e + (A_p + B_p EZ C_p - A_m) x_p - (B_p EZ + B_m) r \end{aligned} \quad (17)$$

همواره این امکان وجود دارد که پارامترهای ماتریس E را به گونه‌ای انتخاب کرد که معادله (۱۶) با معادله (۱۲) معادل باشد. یک شرط کافی برای این کار آن است که پارامتر E^* وجود داشته باشد که:

$$\begin{cases} A_m = A_p + B_p E^* Z C_p \\ B_m = -B_p E^* Z \end{cases} \quad (18)$$

رابطه (۱۸) بیان می‌دارد که اگر پارامترها با مقادیر داده‌شده‌ی فوق برابر باشند، خطا به سمت صفر میل خواهد نمود. حال معادله (۱۷) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی نمود:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= A_m e + (A_p + B_p EZ C_p - A_p - B_p E^* Z C_p) x_p \\ &- (B_p EZ - B_p E^* Z) r \end{aligned} \quad (19)$$

پس از ساده‌سازی معادله (۱۹) داریم:

$$\dot{e} = A_m e + B_p (E - E^*) Z C_p x_p - B_p (E - E^*) Z r \quad (20)$$

اگر $M = E - E^*$ در نظر بگیریم، آنگاه معادله (۲۰) را می‌توان به صورت رابطه (۲۱) بیان نمود:

$$\dot{e} = A_m e + B_p M Z (C_p x_p - r) \quad (21)$$

با فرض $e_1 = (C_p x_p - r)$ ، معادله (۲۱) به صورت (۲۲)، ساده می‌شود:

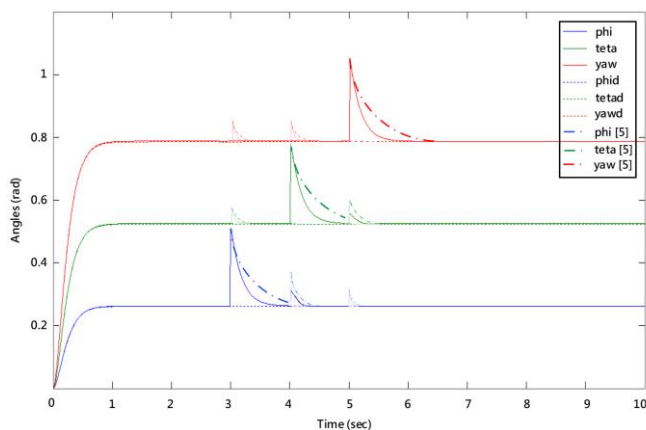
$$\dot{e} = A_m e + B_p M Z e_1 \quad (22)$$

کنترل‌کننده طراحی شده برای رد اغتشاش و کاهش نویز در بدترین شرایط و ردیابی مسیر مطلوب با داشتن حداقل خطا، است. در شبیه‌سازی‌ها نویز سفید گوسی با میانگین صفر و انحراف معیار واحد و اغتشاش به صورت دائمی در لحظات بزرگتر مساوی A با تابع پله واحد مشابه رابطه (۳۲) در نظر گرفته شده و فرآیند شبیه‌سازی انجام شده است.

$$\chi_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x \geq A \\ 0 & \text{if } x < A \end{cases} \quad (32)$$

در شکل (۷) پاسخ سامانه به ازای ورودی ثابت با اغتشاش تولید شده در رابطه (۳۲)، نشان داده شده است. در این حالت به ترتیب در سه زمان متفاوت سوم، چهارم و پنجم اغتشاش به زوایای مختلف Roll (φ)، Pitch (θ) و Yaw (ψ) اعمال شده است. در این شکل منحنی‌های نقطه‌چین مقادیر واقعی (بدون اعمال اغتشاش) زوایای مختلف، منحنی با خطوط پیوسته، خروجی روش پیشنهادی و منحنی‌های نمایش داده شده با خط و نقطه خروجی روش مطرح شده در [۵] است. همانگونه که در شکل (۷) دیده می‌شود، خروجی‌های سامانه در زمان ورود اغتشاش نتوانسته اغتشاش را به خوبی رد کند و دارای بالازدگی در این زمان هستند. این بالازدگی بیانگر عدم توانایی آن‌ها در ردیابی مسیر مطلوب است. اما به تدریج خطا کاهش یافته و در زمان‌های بعدی، اغتشاش را رد کرده و مسیر مطلوب را به خوبی و با داشتن خطایی نزدیک به صفر ردیابی کرده‌اند. همانگونه که در شکل (۷) مشاهده می‌شود با اعمال اغتشاش در یک زاویه دو زاویه دیگر نیز دچار تغییرات اندکی می‌شوند و اگر اغتشاش اعمال شده به زاویه بعدی، قبل از پایداری کامل به سامانه اعمال شود این تغییرات تشدید می‌شود.

به عنوان نمونه در ثانیه سوم با اعمال اغتشاش به زاویه φ در زوایای θ و ψ نیز مقداری انحراف ایجاد می‌شود. با گذشت زمان و کمتر شدن این انحراف در ثانیه چهارم، اغتشاش به زاویه θ اعمال می‌شود و مجدداً مشاهده می‌گردد هر دو زاویه φ و ψ نیز دچار انحراف و بالازدگی می‌شوند. البته از آنجا که روش پیشنهادی در مقایسه با روش ارائه شده در [۵] با سرعت بیشتر به پایداری می‌رسد این مقدار بالازدگی در مقایسه با [۵] در زمان‌های نمایش داده شده در شکل (۷) کمتر است. اما در زمان‌های پایداری سامانه، هر دو روش از این لحاظ عملکردی مشابه دارند.



شکل ۷- پاسخ به ورودی ثابت با اغتشاش اعمالی بر زوایای θ ، φ و ψ در ثانیه‌های ۳، ۴ و ۵ در روش پیشنهادی و مرجع [۵]

در ادامه نتیجه شبیه‌سازی با داشتن ورودی ثابت همراه با نویز و اغتشاش در شکل (۸) به ازای اعمال اغتشاش در ثانیه سوم نمایش داده شده است.

در نتیجه $\dot{M} = \dot{E}$ است پس قاعده تنظیم ضرایب k_p ، $M = E - E^*$ ، k_v ، m_v و m_a از رابطه (۳۰) به دست می‌آید:

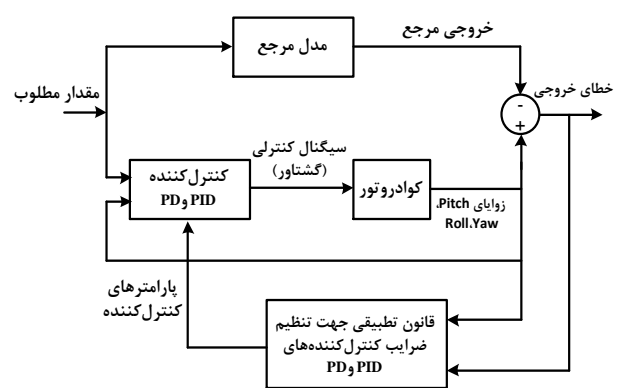
$$\dot{M} = \dot{E} = \begin{bmatrix} \dot{k}_p & 0 & \dot{k}_v \\ \dot{m}_p & \dot{m}_a & \dot{m}_v \end{bmatrix} = -C_p e e^T Z^T \quad (30)$$

توسط این قانون پارامترهای کنترل‌کننده تنظیم شده و خروجی بین فرآیند و مدل مرجع با کمترین خطا، مقدار مطلوب را ردیابی می‌نماید. در نتیجه ضرایب کنترل‌کننده به صورت (۳۱) تطبیق داده می‌شوند:

$$\begin{cases} m_p = \alpha \int e_2 \theta_d^T + m_p(0) \\ m_v = \beta \int e_2 \left(\frac{d}{dt} \theta_d \right)^T + m_v(0) \\ m_a = \gamma \int e_2 \left(\frac{d^2}{dt^2} \theta_d \right)^T + m_a(0) \\ k_p = \sigma \int e_1 e_1^T + k_p(0) \\ k_v = \mu \int e_1 \left(\frac{d}{dt} \theta_d \right)^T + k_v(0) \end{cases} \quad (31)$$

با توجه ضرایب کنترل‌کننده‌های بالا، هدف در این پژوهش تنظیم ضرایب کنترل‌کننده یعنی μ و σ و γ به گونه‌ای است که خطای خروجی بین فرآیند و مدل مرجع به صفر میل کرده و خروجی مسیر مطلوب را با کمترین خطا ردیابی کند. پس از تنظیم ضرایب کنترل‌کننده، توسط قوانین تطبیقی پارامترهای کنترل‌کننده به‌روزرسانی شده و در نتیجه خطا کاهش می‌یابد.

در شکل (۶) بلوک دیاگرام سامانه کنترلی پیشنهادی نشان داده شده است. خروجی مدل مرجع با توجه به مقدار مطلوب ورودی به دست می‌آید. سیگنال خروجی کوادروتور با سیگنال خروجی مدل مرجع مقایسه می‌شود و با توجه به سیگنال خطای به وجود آمده، پارامترهای کنترل‌کننده با استفاده از قانون تطبیقی به‌روزرسانی می‌شوند و سیگنال کنترلی مجدد به کوادروتور وارد می‌شود. این به‌روزرسانی تا زمانی ادامه پیدا می‌کند که مقدار خطا کمینه شود و به سمت صفر میل کند.

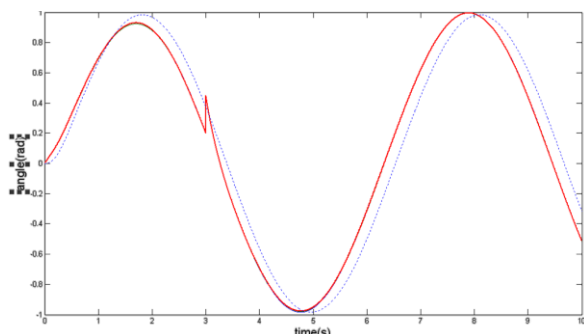


شکل ۶- بلوک دیاگرام سامانه کنترلی

۴- نتایج شبیه‌سازی

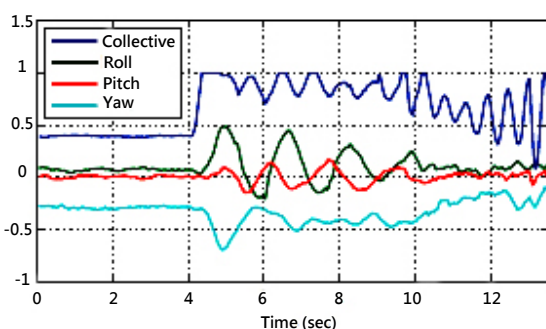
در این قسمت نتایج شبیه‌سازی به ازای ورودی‌های مختلف و دارا بودن سه خروجی θ ، φ و ψ که در معادلات سامانه موجود است، نشان داده می‌شود. شکل (۷) نتیجه ورودی ثابت با اعمال اغتشاش را نشان می‌دهد. علت وارد نمودن نویز و اغتشاش به ورودی سامانه، تنها برای نشان دادن عملکرد خوب و مناسب

برای مشاهده نتیجه اعمال اغتشاش بر سامانه پیشنهادی با ورودی سینوسی ساده از اعمال اغتشاش ساده با زاویه ۰/۲۵ رادیان استفاده گردید. با مشاهده شکل (۱۱) می‌توان اینگونه نتیجه گرفت که با اعمال اغتشاش ۰/۲۵ رادیان در ثانیه سوم بر ورودی سینوسی، خروجی‌های سیستم اغتشاش را به خوبی رد نموده و سیستم با خطایی پایدار و دائمی نزدیک به صفر، مسیر مطلوب را دنبال می‌کند.



شکل ۱۱- پاسخ به ورودی سینوسی با اغتشاش ۰.۲۵ رادیان

نتیجه مشاهده شده در شکل (۱۲) در مرجع [۵] با استفاده از روش کنترل تطبیقی مستقیم به دست آمده است. مشاهده می‌شود که در ثانیه ۴ اغتشاش وارد شده به سامانه و موجب ایجاد خطا در خروجی شده است.



شکل ۱۲- نتایج حاصل از پژوهش مرجع [۵]

در جدول (۱) مقایسه‌ای بین نتایج حاصل در این پژوهش و نتایج مرجع [۵] صورت گرفته است. در این مقایسه از معیار میانگین مربعات خطا^v با رابطه (۳۳) استفاده شده است.

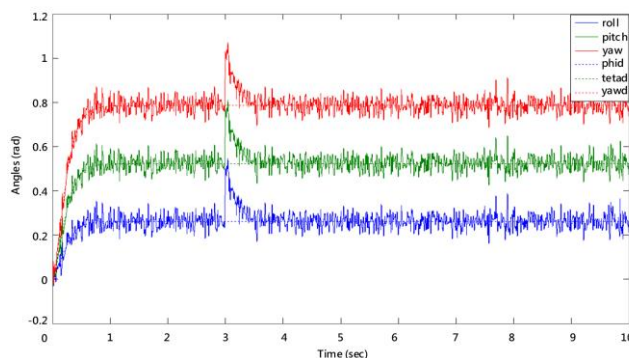
$$\sum_{i=1}^N (f_{yi} - f_{xi})^2 \quad (33)$$

که در آن f_{iy} نقطه‌ی i ام متناظر با مقدار مطلوب، f_{ix} نقطه‌ی i ام متناظر با مقدار به دست آمده با استفاده از کنترل کننده و N تعداد نقاط مورد بررسی است. در اینجا برای مقایسه از ۴۰ نقطه پس اعمال اغتشاش به سامانه، استفاده شده است.

جدول ۱- مقایسه میانگین مربعات خطا با استفاده از کنترل کننده تطبیقی مدل

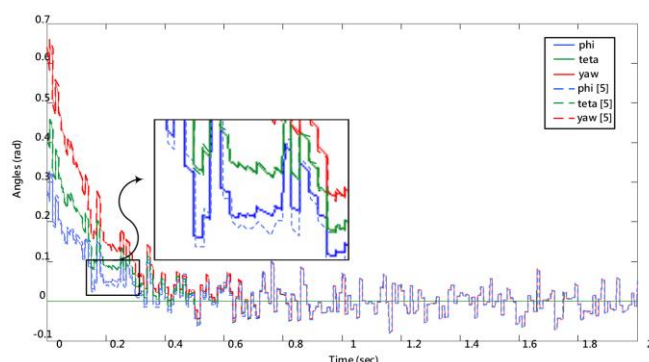
مرجع در طرح پیشنهادی و مرجع [۵]

زاویه Roll	زاویه Yaw	زاویه Pitch	در طرح پیشنهادی
۰/۱۷۸	۰/۱۸۱	۰/۱۷۵	
۰/۳۱۵	۰/۳۸۶	۰/۲۵۳	مرجع [۵]



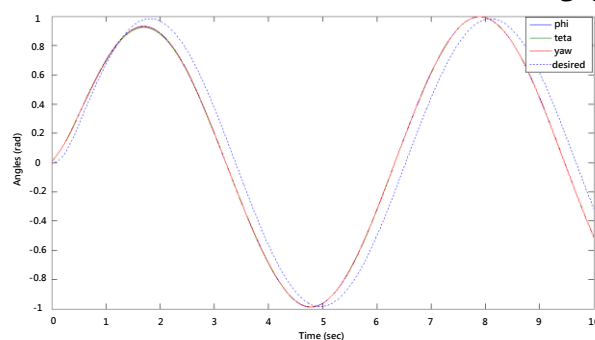
شکل ۸- پاسخ به ورودی ثابت با نویز و اغتشاش در ثانیه سوم

با توجه به شکل (۸)، مشاهده می‌گردد با گذر زمان، خطا کاهش یافته و عملیات تطبیق ضرایب کنترل کننده موفقیت آمیز بوده و سامانه با کمترین نویز، مسیر مورد نظر را ردیابی می‌نماید. در شکل (۹) پاسخ سامانه به ورودی صفر با مقادیر اولیه دلخواه همراه با نویز جهت عملکرد مناسب کنترل کننده طراحی شده در حضور نویز را نمایش می‌دهد. مشاهده می‌گردد در ابتدا و تا زمان ۰/۶ ثانیه، سامانه پیشنهادی و روش ارائه شده در [۵] نسبت به مقدار مطلوب دارای خطا است. اما به تدریج خطا کاهش یافته و از ثانیه ۰/۶ ثانیه ورودی سامانه یا همان مسیر مطلوب را به خوبی ردیابی می‌کند. همانگونه که در شکل (۹) مشاهده می‌شود در زمان‌های کمتر از ۰/۶ ثانیه روش پیشنهادی خطای کمتری در مقایسه با روش مطرح شده در [۵] دارد.



شکل ۹- پاسخ روش پیشنهادی به ورودی صفر با مقدار اولیه دلخواه همراه با نویز در مقایسه با [۵]

برای درک بهتر دقت روش پیشنهادی نتیجه خروجی‌های فرآیند با ورودی سینوسی در شکل (۱۰) نشان داده شده است. شکل (۱۰) بیانگر عملکرد مناسب کنترل کننده طراحی شده و کاهش اختلاف بین خروجی‌های سامانه و مسیر مطلوب است. لذا سامانه پیشنهادی با حداقل خطایی پایدار، مسیر مورد نظر را ردیابی می‌نماید.



شکل ۱۰- پاسخ به ورودی سینوسی

۵- نتیجه گیری

در این مقاله به کنترل پهناد کوادروتور با استفاده از روش کنترل تطبیقی مدل مرجع پرداخته شد. این روش دارای مزایایی چون قابل اعمال بر روی سامانه‌های غیرخطی پیچیده، قابل اثبات بودن پایداری سامانه بر اساس طراحی‌های مختلف و تطبیق سریع برای ورودی تعریف شده، است. در این روش پارامترهای کنترل کننده، به منظور حداقل کردن خطای بین خروجی مدل و فرآیند، مستقیماً به روزرسانی می‌شوند. در طراحی یک سامانه تطبیقی مدل مرجع از روش لیاپانوف استفاده شد. تابع لیاپانوف بر اساس معادلات سامانه و کنترل کننده طراحی می‌گردد، به گونه‌ای که پارامترهای کنترل کننده در آن وجود داشته باشد. پس از اثبات پایداری، عملکرد سامانه توسط ورودی‌های مختلف مورد بررسی قرار گرفت. با اعمال نویز و اغتشاش به سامانه، مشاهده شد که خطا نسبت به مقدار مورد نظر ورودی، با گذشت مدت زمان کمی کاهش پیدا کرده و خروجی مسیر مطلوب را به خوبی ردیابی می‌کند. در ادامه نتایج به دست آمده از طرح پیشنهادی با نتایج به دست آمده در مرجع [۵] با استفاده از معیار میانگین مربعات خطا مقایسه صورت گرفت و مشاهده شد که در طرح پیشنهادی عملکرد کنترل کننده بهبود یافته است.

۵. مراجع

- [1] M. Ramezani, and M. Khazaei, "Ortho Photo Generation Using Non-metric Cameras in Non-Automatic UAVs," *J. Adv. Defence Sci. & Technol.*, vol 3, pp. 177-167, 2014.
- [2] S. N. Ghazbi, Y. Aghli, M. Alimohammadi, and A. Akbari, "Quadrotors Unmanned Aerial Vehicels: Review," *Int. J. of Smart Sensing Intell. Syst.*, vol 9, pp. 309-333, 2016.
- [3] K. Agrawal, and P. Shirvastav, "Multi-rotors: A Revolution in Unmanned Aerial Vehicle," *Int. J. Sci. Res. (IJSR)*, vol. 4, no. 11, pp. 1800-1804, 2014.
- [4] T. K. Myat, and A. Gavrilov, "Designing and Modeling of Quadcopter Control System Using Adaptive Control," *Inter. Symp. Intell. Syst.*, vol. 103, pp. 528-535, 2017.
- [5] Z. Dydek, A. Annaswamy, and A. Lavretsky. "Adaptive Control of Quadrotor UAVs: A Design Trade Study With Flight Evaluations," *IEEE T. CONTR. SYST. T.*, vol. 21, no. 4, pp. 1400-1406, 2013.
- [6] K. Åström, and B. Wittenmark, *Adaptive Control: Courier Corporation*, Prentice Hall, 2013.
- [7] K. Narendra, and M. Annaswamy, *Stable Adaptive Systems: Courier Corporation*, Dover Publication; 2012.
- [8] T. Purseif, M. Taheri Andani, Z. Ramezani, and M. Pourgholi, "Model Reference Adaptive Control for Robot Tracking Problem: Design & Performance Analysis," *Int. J. Control. Sci. Eng.*, vol. 7, no. 1, pp. 18-23, 2017.
- [9] Z. Ramezani, M. Arefi, H. Zargarzadeh, and M. Jahed-Motlagh, "Neuro Observer-Based Control of Pure Feedback MIMO Systems with Unknown Control Direction," *IET. Control Theory Adv.*, vol. 11, pp. 213-244, 2017.
- [10] S. Islam, P. Liu, and A. Saddik, "Nonlinear Adaptive Control for Quadrotor Flying Vehicle," *Nonlinear Dynam.*, vol. 78, pp. 117-133, 2014.
- [11] Z. Dydek, *Adaptive Control of Unmanned Aerial Systems*, Ph.D. Dissertation, Dept. Mech. Eng., Massachusetts Institute Technology, Cambridge, 2010.
- [12] S. Weiss, M. Achtelik, S. Lynen, M. Achtelik, L. Kneip, M. Chli, and R. Siegwart, "Monocular Vision for Long-Term Micro Aerial Vehicle State Estimation: A Compendium," *J. Field. Robot.*, vol. 30, pp. 803-831, 2013.
- [13] M. Duarte-Mermoud, J. Rioseco, and R. Gonzalez, "Control of Longitudinal Movement of a Plane Using Combined," *Aircr. Eng. Aerosp. Tec.*, vol. 77, no. 3, pp. 199-213, 2005.

امیرمهدی سازدار، مدارک کارشناسی و کارشناسی



ارشد خود را در رشته های مهندسی کامپیوتر نرم افزار و مهندسی برق مخابرات دریافت نموده است. او در سال ۱۳۹۹ در رشته مهندسی مخابرات گرایش سیستم از دانشگاه شهید بهشتی فارغ التحصیل گردید. از علاقه مندی‌ها و فعالیت‌های وی می‌توان به مباحث رمز و امنیت، امنیت شبکه های بی‌سیم، روش‌های حفظ حریم خصوصی، برنامه نویسی و کنترل و ناوبری اشاره نمود. آدرس پست الکترونیکی ایشان عبارت است از:

A_sazdar@sbu.ac.ir

منصور نجاتی جهرمی دانش آموخته رشته مهندسی



برق-الکترونیک در مقطع کارشناسی در سال ۱۳۷۲ و مهندسی برق-مخابرات در مقطع کارشناسی ارشد از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی در سال ۱۳۷۸ و فارغ التحصیل مقطع دکتری برق- مخابرات از دانشگاه صنعتی امیرکبیر در سال ۱۳۸۷ است. زمینه‌های مورد علاقه وی رمزنگاری و امنیت شبکه، جنگ الکترونیک، رادار، هدایت و ناوبری و EMC می‌باشد. آدرس پست الکترونیکی ایشان عبارت است از:

nejati@ssau.ac.ir و nejati@aut.ac.ir

آرش شمس مدارک کارشناسی و کارشناسی ارشد



خود را از دانشگاه‌های خواجه نصیرالدین طوسی و شهید بهشتی در سالهای ۱۳۹۱ و ۱۳۹۵ در رشته مهندسی برق- کنترل گرفته است. از علاقه‌مندی‌های وی می‌توان به طراحی و کنترل ربات‌ها و روش‌های کنترل توربین‌ها اشاره نمود. آدرس پست الکترونیکی ایشان عبارت است از:

shamsarash489@gmail.com

¹ Multirotor

² Proportional Integral Derivative controller

³ Sliding Mode Control

⁴ Uncertainty

⁵ Meyer-Kalman-Yakubovich Lemma

⁶ Proportional-Derivative

⁷ Mean Squared Error

Model Reference Adaptive Control of Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle

Amir Mahdi Sazdar¹, Mansour Nejati Jahromi¹, Arash Shams²

¹ Department of Electrical Engineering, Shahid Sattary Aeronautical University of Science&Technology, Tehran, Iran

² Department of Electrical Engineering K. N. Toosi University of Technology, Tehran, Iran

Abstract

Quadrotor unmanned aerial vehicles (UAVs) have been highly regarded in various military, research, scientific and entertainment fields due to their vast applications. In this paper, the design control of the direct reference model for updating the control parameters in the presence of noise and disturbance has been analyzed to find the optimal and desired amount in these micro-UAVs. Then, by choosing a Lyapunov function, the systematic stability of the system is examined and after proof of stability, an adaptive law has been extracted to update the systemic parameters. The simulations results show the controller proper function to reduce the error. Utilizing the mean square error method, a comparison was made between the results of the proposed scheme and the results contained in another references, which shows an improvement in controller performance of the proposed scheme.

Keywords: Unmanned aerial vehicles (UAVs), Quadrotor, Adaptive Control, The Lyapunov.