

طراحی کنترل مود لغزشی فراپیچشی تطبیقی با سطح لغزشی بهبود یافته PID برای کنترل ردیابی پهپادهای بالدیس بدون سکان عمودی

دانشجوی دکتری، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه تبریز، تبریز، ایران، sevda.rezazadeh@tabrizu.ac.ir

سعودا رضازاده موحد

استادیار، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه تبریز، تبریز، ایران، ma.hamed@tabrizu.ac.ir

محمد علی حامد*

استاد، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه تبریز، تبریز، ایران، keighobadi@tabrizu.ac.ir

جعفر کیقبادی

چکیده

پهپادهای بالدیس بدون سکان عمودی نوعی پهپاد بال-ثابت بدون پایدارکننده‌های افقی و عمودی می‌باشند. به دلیل کوپلینگ شدید بین سطوح کنترلی کاهش‌یافته و مود طولی/عرضی، دینامیک بدرفتار، غیر کمینه فاز بودن مود عرضی، و حساسیت بالا به فرامین سطوح کنترلی، اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها، مسئله کنترل مقاوم این دسته از پهپادها اهمیت بالایی دارد. روش مود لغزشی مرتبه دوم فراپیچشی از الگوریتم‌های کنترلی مقاوم به عدم قطعیت است که به‌ویژه در مدل‌های غیرخطی مورد استفاده قرار می‌گیرد. با ترکیب این کنترل‌کننده با روش‌های تطبیقی علی‌رغم نامعلوم بودن کران اغتشاشات، ضرایب بهره کنترلی بیش از حد تخمین زده نمی‌شوند. به‌علاوه سطح لغزشی استاندارد مبتنی بر خطای ردیابی، با افزودن ترم انتگرالی به فرم PID تعریف می‌شود که به افزایش دقت ردیابی کمک می‌کند. مقایسه روش پیشنهادی با شیوه کنترل مود لغزشی فراپیچشی غیرتطبیقی و تطبیقی ساده، نشان‌دهنده عملکرد مناسب روش پیشنهادی در ردیابی کانال طولی در حضور عدم قطعیت و اغتشاش است.

واژه‌های کلیدی: دینامیک پرواز، کنترل ردیابی، مود لغزشی فراپیچشی تطبیقی، سطح لغزشی PID، پهپاد بالدیس بدون سکان عمودی، کنترل مقاوم.

Design of Adaptive Super Twisting Sliding Mode Control with PID-Based Sliding Surface for Rudderless Flying-Wing UAVs

S. Rezazadeh Movahhed

Department of Mechanical Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran

M. A. Hamed

Department of Mechanical Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran

J. Keighobadi

Department of Mechanical Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran

Abstract

The rudderless flying-wings are fixed-wing type UAVs without horizontal and vertical stabilizers. The robust control problem of this category of UAVs is of great importance due to strong coupling between reduced control surfaces and longitudinal/lateral mode, misbehaving dynamics, non-minimum phase nature of lateral mode, high sensitivity to control surface commands, disturbances, and uncertainties. The second-order super twisting sliding mode method is one of the uncertainty-resistant control algorithms, which is especially implemented in non-linear models. By combining this controller with adaptive methods, the control gains are not overestimated despite the uncertain disturbance bounds. Furthermore, by adding an integral term to the standard sliding surface equation based on the tracking error, the sliding surface is defined in PID form, which helps to increase the tracking accuracy. The comparison of the proposed method with the non-adaptive and simple adaptive super twisting sliding mode control methods demonstrates the proper performance of the proposed method in longitudinal tracking control behavior in the presence of uncertainties and disturbances.

Keywords: Flight dynamics, Tracking control, Adaptive super twisting sliding mode, PID sliding surface, Rudderless flying-wing UAV, Robust control.

به عهده دارند. این نوع پهپادها به دلیل کمبود سطوح کنترلی، با چالش‌های زیادی از نظر طراحی یک کنترل‌کننده مقاوم مواجه هستند. هم‌چنین به دلیل کوپلینگ قوی در سیستم و نیز بین مودهای طولی و عرضی، ذات غیر کمینه فاز بودن دینامیک عرضی سیستم، و حساسیت بالا به فرامین کنترلی به ویژه در مود عرضی، مسائل پایداری و ردیابی وجود دارد. در نتیجه طراحی یک کنترل‌کننده کارآمد برای این نوع پهپادها چالش برانگیز است. تا به حال مطالعات محدودی در زمینه طراحی کنترل‌کننده ردیاب مقاوم برای پهپادهای بال-ثابت و به طور خاص بالدیس‌ها انجام شده است که در ادامه به مرور برخی از آنها پرداخته می‌شود [۳].

در سال ۲۰۱۶ باقری و همکاران [۴] یک روش LQR ترکیبی با کنترل‌کننده PID برای کنترل پهپاد بالدیس شش درجه آزادی در مود طولی پیشنهاد دادند. آنها مزایای هر دو روش را برای طراحی یک

۱- مقدمه

پهپادها پرنده‌های هوایی بدون سرنشین هستند که برای مقاصد مختلف نظامی و غیرنظامی از آنها استفاده می‌شود. امروزه اهمیت کاربرد پهپادها در صنایع مختلف، لزوم بهبود قابلیت مانورپذیری، قابلیت استتار، کاهش هزینه تعمیرات و نگهداری، و کاهش وزن، منجر به توسعه نسل جدیدی از پهپادهای بال ثابت یعنی پهپادهای بالدیس شده است [۱، ۲]. پهپادهای بالدیس بدون سکان عمودی، نوعی پهپاد بال ثابت بدون سکان عمودی و افقی، مجهز به سطوح کنترلی الوون^۱ می‌باشند که الوون‌ها هم‌زمان نقش دو سطح کنترلی بالابر و شهپر را

^۱ Elevon

* نویسنده‌گان مکاتبه کننده، آدرس پست الکترونیکی: ma.hamed@tabrizu.ac.ir

تاریخ دریافت: ۰۳/۰۲/۱۷

تاریخ پذیرش: ۰۳/۰۵/۱۵

کنترل کننده مقاوم با انرژی کنترلی پایین، ترکیب کردند. نتایج عملکرد سیستم حلقه بسته نشان دهنده مقاوم بودن و ردیابی مناسب پاسخ پله می باشد. با این حال فراجاهش زیادی در پاسخ ها دیده می شود و هم چنین پیدا کردن ماتریس های وزنی در طراحی LQR ساده نیست. یک روش کنترل مود لغزشی غیرخطی برای مود عرضی در سال ۲۰۱۷ توسط اسامه علی و همکاران [۵] مطرح شد. آنها یک روش مقاوم برای ردیابی زاویه فرمان روی باند در زمین، با فرض استفاده بهینه از منابع کنترلی پیشنهاد دادند. در این روش یک الگوریتم مود لغزشی مرتبه اول بر اساس سطح لغزشی غیرخطی به کار برده شد. نتایج شبیه سازی روی یک پرند بال ثابت نشان دهنده کارایی شیوه پیشنهادی برای هدایت در کانال عرضی روی باند بود.

در سال ۲۰۱۹، فونگ و همکاران [۶] یک کنترل کننده مبتنی بر مود لغزشی برای دینامیک عرضی پهپاد بال ثابت ارائه کردند. هدف آنها تحلیل عملکرد مسیر یابی پهپاد بود. نتایج نشان دهنده رفتار مناسب ردیابی زاویه یا^۱ می باشد با این حال تأخیر زمانی نسبتاً زیادی در پاسخ ردیابی زاویه مطلوب وجود دارد. ما و همکاران [۷] در سال ۲۰۱۹ یک روش برای کنترل جهت گیری در مود عرضی برای یک پهپاد بالدیس بدون سکان عمودی روی زمین پیشنهاد دادند. آنها بر اساس نظریه حذف اغتشاش، یک کنترل کننده زاویه یا با استفاده از پیشرانه تفاضلی به عنوان خروجی کنترل کننده طراحی کردند. نتایج نشان می دهد که پیشرانه تفاضلی برای هدایت جهت روی زمین مناسب است و رفتار سیستم برای ردیابی یک مسیر مستقیم بدون انحراف کارآمد می باشد. با این حال فرضیات ردیابی برای کنترل حرکت عرضی روی باند زمین به نسبت ساده تر از شرایط پرواز می باشد.

ون ایشل استرایبر و همکاران [۸] در سال ۲۰۲۰ یک کنترل کننده PID برای کنترل زاویه رول^۲ و زاویه پیچ^۳ پهپاد بال ثابت پیشنهاد دادند. آنها دو استراتژی کنترلی برای مدل طولی و عرضی طراحی کرده و سپس آنها را با هم ترکیب کردند. نتایج نشان می دهد که به دلیل کوپل بین مود طولی و عرضی، با کنترل زاویه رول، زاویه پیچ افت می کند. هم چنین نتایج نشان دهنده تأخیر در رفتار ردیابی و تأثیر شدید متغیرهای مود طولی و عرضی از یک دیگر می باشد.

در سال ۲۰۲۱، ونگ و همکاران [۹] یک مدلسازی سیستم حلقه بسته بر مبنای الگوریتم های کنترلی PID برای یک پهپاد بالدیس کوچک ارائه دادند. نتایج نشان می دهد که شیوه پیشنهادی از نظر خطای حالت ماندگار، پایداری وضعیت پرواز، و مسیر یابی کارآمد است. با این حال به دلیل ذات ناپایداری مود عرضی در پهپادهای بالدیس در کنترل زاویه یاو، فراجاهش، تأخیر، و خطای زیادی در پاسخ ها دیده می شود.

همان طور که در مرور پیشینه مشاهده می شود، تا به حال پژوهش های معدودی در زمینه کنترل پهپادهای بالدیس بدون سکان عمودی انجام شده است و مقالات بیشتر به زمینه کنترل پهپادهای بال ثابت به روش های مختلف پرداخته اند. در مورد پهپاد های بالدیس بدون سکان عمودی عمدتاً تمرکز روی مود طولی یا مود عرضی می باشد که هر یک

با محدودیت ها و چالش هایی از نظر کارکرد سیستم حلقه بسته به ویژه در مود عرضی مواجه هستند. در این مقاله یک روش کنترل مود لغزشی فراپیچشی تطبیقی [۱۰، ۱۱] بهینه شده با سطح لغزشی بهبود یافته PID [۱۲] برای کنترل مقاوم ردیابی حرکات مود طولی و عرضی در یک پهپاد بال ثابت بالدیس بدون سکان عمودی ارائه شده است.

کنترل مود لغزشی فراپیچشی تطبیقی یکی از روش های کنترلی است که از مزایای کنترل مود لغزشی فراپیچشی و کنترل تطبیقی بهره می برد. هدف دستیابی به یک سیستم حلقه بسته مقاوم و دقیق به ویژه برای سیستم های غیرخطی، در حضور اغتشاشات، عدم قطعیت ها، و حساسیت های طراحی می باشد. با این که روش کنترل مود لغزشی فراپیچشی یکی از روش های مقاوم برای کنترل سیستم های دارای عدم قطعیت می باشد، با این حال، این مدل کنترلی به عدم قطعیت های موجود در مدل حساس است. به علاوه به خاطر نامعلوم بودن کران اغتشاشات در مدل های واقعی، ممکن است بهره های کنترلی را بیش از حد تخمین بزنند. با ادغام کنترل مود لغزشی فراپیچشی با مدل کنترل تطبیقی، سیستم حلقه بسته در حضور عدم قطعیت ها و اغتشاشات سیستم، پاسخ مناسب و بدون تخمین بیش از حد بهره کنترلی ارائه می دهد. به این ترتیب با استفاده از مکانیزم تطبیقی، بدون نیاز به دانستن کران اغتشاشات، امکان کنترل ردیابی دقیق و مقاوم با این روش وجود دارد. در روش پیشنهادی با بهره گیری از سطح لغزشی طراحی شده به روش PID، خطای ردیابی در مدت زمان کوتاه به صفر میل می کند. در این طراحی بهبود یافته، سطح لغزشی به صورت ترکیبی خطی از سیگنال خطا، مشتق، و انتگرال آن تعریف می شود. مزیت این روش نسبت به سایر روش های طراحی سطح لغزش مبتنی بر خطا و مشتقات آن بر حسب درجه نسبی، افزوده شدن انتگرال خطا می باشد. به این ترتیب زمانی که قانون کنترلی سیستم را به سمت سطح لغزشی برده و روی آن حفظ می کند، با به سمت صفر رفتن مشتق سطح لغزشی در زمان محدود، خطای ردیابی نیز به سمت صفر می رود و عملکرد ردیابی بهبود پیدا می کند. بر اساس آن چه که بیان شد، در این مقاله کنترل مقاوم یک پهپاد بالدیس بدون پایدارکننده های افقی و عمودی با استفاده از روش ذکر شده مورد بررسی قرار می گیرد. لازم به ذکر است که مساله کنترل ردیابی این دسته از پهپادها، به ویژه در شرایط عدم قطعیت و اغتشاش، به دلیل عدم وجود پایدارکننده های متداول افقی و عمودی، سطوح کنترلی مربوط به آنها، و کوپلینگ بین سطوح کنترلی کاهش یافته با مشکلات خاصی روبرو است که از آن جمله می توان به حساسیت بسیار زیاد پرند نسبت به فرامین کنترلی در کانال عرضی و مشکلات مربوط به پایدار سازی و ردیابی اشاره کرد. نتایج بدست آمده کارایی بسیار خوب روش به کار رفته را در کنترل ردیابی این دسته از پهپادها در مود طولی نشان می دهد.

۲- مبانی و روش ها

۲-۱- فرضیات مدلسازی

فرضیات موردنظر جهت مدلسازی دینامیکی پهپاد مورد مطالعه در این بخش ارائه شده است. پهپاد موردنظر یک پهپاد اندازه کوچک بدون سکان افقی و عمودی مجهز به الوون می باشد. الوون ها همزمان نقش

¹ Yaw

² Roll

³ Pitch

۲-۲- به دست آوردن معادلات حاکم غیرخطی

در این بخش سیستم مختصات بدنه برای ارائه معادلات حرکت، توصیف می‌شود. مختصات بدنه منطبق بر بدنه است و متشکل از سه محور متعامد x_b, y_b, z_b می‌باشد. مبدأ مختصات منطبق بر مرکز جرم پهپاد می‌باشد. سیستم مرجع یا اینرسی نیز متشکل از سه محور متعامد x_n, y_n, z_n می‌باشد که توسط ماتریس تبدیل زیر به مختصات بدنه برده می‌شود (شکل ۱) [۱۵، ۱۶]:

$$C_n^b = \begin{bmatrix} C\theta C\psi & C\theta S\psi & -S\theta \\ S\phi S\theta C\psi - C\phi S\psi & S\phi S\theta S\psi + C\phi C\psi & S\phi C\theta \\ C\phi S\theta C\psi + S\phi S\psi & C\phi S\theta S\psi - S\phi C\psi & C\phi C\theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} U \\ V \\ W \end{bmatrix} = C_n^b \begin{bmatrix} \dot{x}_n \\ \dot{y}_n \\ \dot{z}_n \end{bmatrix}$$

که در آن U, V, W و $\dot{x}_n, \dot{y}_n, \dot{z}_n$ به ترتیب سرعت‌های خطی در مختصات بدنه و اینرسی می‌باشند. زوایای ψ, θ, ϕ نیز به ترتیب نشان‌دهنده زوایای اویلری رول حول محور طولی، پیچ حول محور عرضی در راستای موازی بال، و یاء حول محور عمودی می‌باشند (شکل ۱). رابطه تبدیل بین نرخ سرعت‌های زاویه‌ای در چهارچوب بدنه (P, Q, R) و نرخ تغییر زوایای اویلری در رابطه زیر نشان داده شده است [۱۵]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi \tan\theta & \cos\phi \tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi \sec\theta & \cos\phi \sec\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \\ R \end{bmatrix} \quad (3)$$

زاویه حمله α_n و زاویه سرش جانبی β_n نیز به شکل زیر حساب می‌شوند [۱۶، ۱۷]:

$$\alpha_n = \tan^{-1}\left(\frac{W}{U}\right) \quad (4)$$

$$\beta_n = \sin^{-1}\left(\frac{V}{V_a}\right).$$

که در آن V_a سرعت خطی برآیند می‌باشد. در ادامه معادلات حرکت با استفاده از قانون دوم نیوتن به شکل زیر به دست می‌آیند [۱۸-۲۱]:

$$\begin{aligned} m(\dot{U} - RV + QW) &= F_x \\ m(\dot{V} - PW + RU) &= F_y \\ m(\dot{W} - QU + PV) &= F_z \\ I_x \dot{P} + (I_z - I_y)QR - I_{xz}(PQ + \dot{R}) &= L \\ I_y \dot{Q} - (I_z - I_x)RP + I_{xz}(P^2 - R^2) &= M \\ I_z \dot{R} - (I_x - I_y)PQ + I_{xz}(QR - \dot{P}) &= N \end{aligned} \quad (5)$$

که در آن m و $I_i (i=x, y, z, xz)$ نشان‌دهنده جرم و ممان‌های اینرسی می‌باشند. F_x, F_y, F_z و L, M, N نیز نشان‌دهنده مؤلفه‌های نیروها و گشتاورهای خارجی حول محورهای مختصات بدنه می‌باشند که ترکیبی از نیروهای آیرودینامیکی، گرانشی و پیشرانه هستند. مؤلفه‌های نیروی گرانشی در مختصات بدنه به شکل زیر محاسبه می‌شوند که g نشان‌دهنده شتاب گرانشی است.

$$\begin{aligned} F_{xg} &= -mg \sin\theta \\ F_{yg} &= mg \cos\theta \sin\phi \\ F_{zg} &= mg \cos\theta \cos\phi \end{aligned} \quad (6)$$

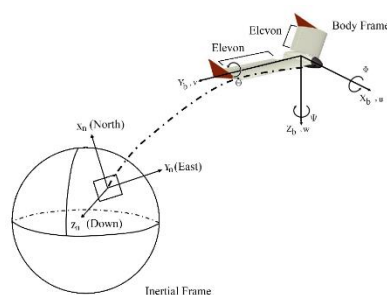
نیروهای آیرودینامیکی برآ^۱، پسا^۲ و جانبی (Y, F_d, F_l) برای یک

سطوح کنترلی بالابر و شهپر را بازی می‌کنند. پهپاد مجهز به یک موتور الکتریکی در انتهای بدنه می‌باشد. میزان نرخ پیشرانه به همراه تغییر زاویه الوونها، سیگنال‌های کنترلی می‌باشند (پهپاد فریا^۱ متعلق به شرکت اسمارت پلینز^۲ - شکل ۱ [۱۳]). مشخصات این پهپاد در جدول ۱ ارائه شده است.

زمانی که الوونها در یک جهت حرکت می‌کنند، به‌عنوان سطح کنترلی بالابر عمل می‌کنند و زمانی که در جهت مخالف حرکت می‌کنند، به‌عنوان شهپر عمل می‌کنند. سیگنال‌های الوون و شهپر-بالابر می‌توانند به‌صورت ریاضی طبق معادله (۱) با یکدیگر ارتباط داده شوند [۱۴].

$$\begin{pmatrix} \delta_e \\ \delta_a \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta_{er} \\ \delta_{el} \end{pmatrix} \quad (1)$$

که در آن δ_{er} و δ_{el} به ترتیب نشان‌دهنده تغییر زاویه الوون‌های راست و چپ می‌باشند. δ_e و δ_a نیز زاویه بالابر و شهپر هستند. در نهایت مدل دینامیکی می‌تواند بر حسب فرم استاندارد پهپادهای بال ثابت، ولی بدون سطح کنترلی سکان عمودی بیان شود. شرایط جوی پرواز آرام و پایدار است و اغتشاشات شدید جوی وجود ندارد. وزن و مرکز جرم پهپاد در طول پرواز تغییر نمی‌کند. به‌علاوه تغییر شکل سطوح کنترلی قابل چشم‌پوشی است و بدنه پهپاد نسبت به صفحه $x_b - z_b$ متقارن می‌باشد.



شکل ۱- مختصات اینرسی و بدنه پهپاد فریا [۱۳]

جدول ۱- مشخصات پهپاد فریا [۴، ۱۳]

مقدار (واحد)	مشخصه
0.81 (m)	طول اسپن (b)
0.33 (m)	طول کورد بال (c)
0.2712 (m ²)	مساحت سطح (S)
0.568 (Kg)	وزن (m)
25 (m/s)	حداکثر سرعت (V _{max})
20	ثابت موتور (K)
0.14641 (N.ms ²)	ممان اینرسی حول محور x _b (I _{xx})
0.11995 (N.ms ²)	ممان اینرسی حول محور y _b (I _{yy})
0.26547 (N.ms ²)	ممان اینرسی حول محور z _b (I _{zz})
0.35 (N.ms ²)	ممان اینرسی حول صفحه x _b - z _b (I _{xz})

¹ Freya

² Smart Planes

³ Lift force

ایجاد می‌کند. به منظور حل این مشکل، از نظریه اغتشاشات کوچک برای خطی‌سازی معادلات حول نقطه تعادل پایا^۲ استفاده می‌شود [۲۶-۲۹]. این روش این امکان را فراهم می‌کند که توابع تبدیل با درجه کمتر و مدل‌های فضای حالتی که برای طراحی سیستم‌های کنترلی مناسب‌تر هستند، ایجاد شوند. با فرض شرایط پرواز حالت پایا، نقطه تعادل پایای مورد نیاز محاسبه شده و در جدول ۲ ذکر شده است.

جدول ۲- نقطه تعادل پایای پهپاد فریا

مقدار	متغیر
10 (m/s)	u_0
0.27 (m/s)	w_0
0 (deg/s)	q_0
1.547 (deg)	θ_0
1.547 (deg)	α_0
-1.169 (deg)	δe_0
54.4%	δt_0

مشتقات پایداری نیز با گرفتن مشتق از نیروها و گشتاورها نسبت به متغیرها و ورودی‌های کنترلی به دست می‌آیند [۱۴، ۲۳]. با خطی‌سازی، معادلات دینامیکی به معادلات طولی و عرضی جدا می‌شوند. جزئیات معادلات حرکت طولی و عرضی در بخش‌های بعدی مطرح شده است.

۲-۴- بیان معادلات دینامیکی طولی در فضای حالت

دینامیک طولی مربوط به حرکت انتقالی تحت تأثیر نیرو و گشتاورهای خارجی در صفحه $x_b - z_b$ و حرکت دورانی حول محور y_b یا همان حرکت پیچ می‌باشد که در آن α_n, Q بیشترین تأثیر را روی مؤلفه‌های بارهای طولی دارند. هم‌چنین δ_e و δ_t ورودی‌های کنترلی سیستم می‌باشند. با فرض این که حرکت در صفحه عمودی رخ می‌دهد و متغیرهای خارج از صفحه یعنی V, P, R, ϕ, ψ صفر فرض می‌شوند، معادلات طولی حرکت به شکل زیر به فرم فضای حالت بیان می‌شود. هم‌چنین h ارتفاع پهپاد می‌باشد که در جهت معکوس محور z_n گرفته می‌شود [۱۴].

پهپاد بالدیس بدون سکان عمودی، بر حسب فشار آیرودینامیکی $q_{ae} = \frac{1}{2} \rho V_a^2$ [۲۲]، \bar{c} کورد میانگین بال، b اسپن بال، S مساحت سطح بال‌ها و ضرایب آیرودینامیکی نیروی برآ، پساً و جانبی (C_y, C_d, C_l) در مختصات پایداری^۱ به شکل زیر محاسبه می‌شوند [۱۴، ۲۳]:

$$\begin{aligned} F_l &= q_{ae} S C_l(\alpha_n, Q, \delta_e) \\ F_d &= q_{ae} S C_d(\alpha_n, Q, \delta_e) \\ Y &= q_{ae} S C_y(\beta_n, P, R, \delta_a) \end{aligned} \quad (7)$$

گشتاورهای آیرودینامیکی نیز بر حسب ضرایب آیرودینامیکی مربوط به گشتاور در کانال رول، پیچ و یاو (C_N, C_M, C_L) به صورت زیر قابل تعریف هستند [۱۴، ۲۳]:

$$\begin{aligned} L &= q_{ae} S b C_L(\beta_n, P, R, \delta_a) \\ M &= q_{ae} S \bar{c} C_M(\alpha_n, Q, \delta_e) \\ N &= q_{ae} S b C_N(\beta_n, P, R, \delta_a) \end{aligned} \quad (8)$$

توجه کنید که ضرایب آیرودینامیکی نیرو و گشتاور بر حسب متغیرهایی که بیشترین تأثیر را روی مولفه مربوطه دارند با بسط تیلور تقریب زده می‌شوند. مقادیر ضرایب آیرودینامیکی در این مقاله با کمک نرم افزار Digital DATCOM برای پهپاد مورد مطالعه محاسبه می‌شوند [۲۴، ۲۵]. نیروی پیشران به شکل معادله زیر در مختصات بدنه قابل محاسبه است:

$$X_{thrust} = \frac{1}{2} \rho S_{prop} C_{prop} ((K \delta_t)^2 - (U^2 + W^2)) \quad (9)$$

که در آن S_{prop} ، C_{prop} ، K_t و δ_t به ترتیب نشان‌دهنده سطح پیشران، ضریب پیشران، ثابت موتور، و نرخ پیشران می‌باشند. مجموع نیروی پیشران و نیروهای آیرودینامیکی برآ و پساً بعد از تبدیل به مختصات بدنه، طبق رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{bmatrix} X \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_n & -\sin \alpha_n \\ \sin \alpha_n & \cos \alpha_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -F_d \\ -F_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_{thrust} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

در نهایت معادلات حرکت غیرخطی به همراه معادلات مربوط به نرخ زوایای اوپلری، با توجه به معادلات (۵ و ۳) به شکل زیر گردآوری و باز نویسی می‌شود که معادلات حاکم بر سیستم پهپاد مورد مطالعه می‌باشند.

$$\begin{aligned} m(\dot{U} - RV + QW) &= X + F_{xg} \\ m(\dot{V} - PW + RU) &= Y + F_{yg} \\ m(\dot{W} - QU + PV) &= Z + F_{zg} \\ I_x \dot{P} + (I_z - I_y)QR - I_{xz}(PQ + \dot{R}) &= L \\ I_y \dot{Q} - (I_z - I_x)RP + I_{xz}(P^2 - R^2) &= M \\ I_z \dot{R} - (I_x - I_y)PQ + I_{xz}(QR - \dot{P}) &= N \\ \dot{\phi} &= P + Q \tan \theta \sin \phi + R \tan \theta \cos \phi \\ \dot{\theta} &= Q \cos \phi - R \sin \phi \\ \dot{\psi} &= Q \sec \theta \sin \phi + R \sec \theta \cos \phi \end{aligned} \quad (11)$$

۲-۳- خطی‌سازی به روش اغتشاشات کوچک

معادلاتی که در بخش قبل بیان شده‌اند، غیرخطی هستند، که این غیرخطی بودن برخی محدودیت‌ها را در طراحی سیستم‌های کنترلی

² Trim point

⁴ Drag force

¹ Stability frame

معادلات طولی، با تغییر متغیر از v به β با استفاده از رابطه $V = V_a \sin \beta_n$ در حرکت عرضی، معادلات حالت به جای v برحسب β بیان شده‌اند. عبارت‌های دارای اندیس پایین نویس نیز همان مشتقات پایداری عرضی هستند [۱۴].

۶-۲- طراحی کنترل گر مود لغزشی فرایپچی تطبیقی با

سطح لغزشی بهبود یافته به روش PID (ASTW-PID)

در این بخش، روند طراحی کنترل گر پیشنهادی مود لغزشی فرایپچی تطبیقی با سطح لغزشی بهبود یافته به روش PID برای مود طولی و عرضی ارائه می‌شود. سیستم معادلات فضای حالت معادله (۱۲) به فرم زیر را در نظر بگیرید به طوری که تابع $f(x, \delta, t)$ یک تابع نامعین کراندار می‌باشد که می‌تواند ناشی از اغتشاشات خارجی، اثرات خطی سازی، و سایر عدم قطعیت‌های مدل باشد.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B\delta(t) + f(x, \delta, t) \\ y &= Cx(t), \quad C = [C_\alpha, C_h]^T \\ x &\in \mathbb{R}^n, \delta \in \mathbb{R}^m, y \in \mathbb{R}^m \end{aligned} \quad (14)$$

فرض می‌شود که جفت (A, B) کنترل پذیر و جفت (C, A) رؤیت پذیر است. در این روابط بر اساس معادله (۱۲)، $n=5, m=2$ می‌باشد. در این روش یک سطح لغزشی طراحی می‌شود به طوری که دینامیک مطلوب سیستم با قرار گرفتن روی سطح لغزش تحقق پیدا کند. در نتیجه چالش طراحی قانون کنترل مود لغزشی فرایپچی تطبیقی برای تضمین عملکرد ردیابی مطلوب خروجی‌ها مطرح می‌شود. سطح لغزشی به روش درجه نسبی طراحی می‌شود و با اضافه کردن یک عبارت انتگرالی به فرم PID تکمیل می‌گردد. در مود طولی، سطح لغزشی PID بر اساس متغیر خطای خروجی e_α, e_h به شکل معادله (۱۵) نوشته می‌شود که ضرایب PID $K_{P\alpha}, K_{I\alpha}, K_{P_h}, K_{I_h}, K_{D_h}$ در روند طراحی تنظیم می‌شوند [۱۲].

$$\begin{aligned} S_\alpha &= K_{P\alpha}e_\alpha + K_{I\alpha} \int_{-\infty}^t e_\alpha d\tau, \quad e_\alpha = \alpha - \alpha_d \\ S_h &= K_{P_h}e_h + K_{I_h} \int_{-\infty}^t e_h d\tau + K_{D_h}\dot{e}_h, \quad e_h = h - h_d \end{aligned} \quad (15)$$

در این طراحی بهبود یافته، سطح لغزشی به صورت ترکیبی خطی از سیگنال خطا، مشتق، و انتگرال آن تعریف می‌شود. مزیت این روش نسبت به سایر روش‌های طراحی سطح لغزش مبتنی بر خطا و مشتقات آن بر حسب درجه نسبی، افزوده شدن انتگرال خطا می‌باشد. به این ترتیب زمانی که قانون کنترلی سیستم را به سمت سطح لغزشی برده و روی آن حفظ می‌کند، با به سمت صفر رفتن مشتق سطح لغزشی در زمان محدود، خطای ردیابی نیز به سمت صفر می‌رود و عملکرد ردیابی بهبود پیدا می‌کند.

هدف به دست آوردن یک قانون کنترلی $\delta(t)$ است تا سطح لغزشی فعال شود و صفر باقی بماند. زمانی که متغیرهای لغزشی صفر می‌شوند، سطح لغزشی فعال شده و در نتیجه خطای ردیابی خروجی در سطح لغزشی از معادله دیفرانسل کاهش یافته مطلوب $S=0$ تبعیت می‌کند. با توجه به موارد مذکور و با در نظر گرفتن اثبات پایداری لیاپانوف، دینامیک سطح لغزشی در مود طولی به فرم زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B\delta \\ A &= \begin{bmatrix} X_U & X_W V_a \cos \alpha_n & X_Q \\ Z_U / (V_a \cos \alpha_n) & Z_W & Z_Q / (V_a \cos \alpha_n) \\ M_U & M_W V_a \cos \alpha_n & M_Q \\ 0 & 0 & 1 \\ \sin \theta & -\cos \theta V_a \cos \alpha_n & 0 \\ -g \cos \theta & 0 & 0 \\ -g \sin \theta / (V_a \cos \alpha_n) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ U \cos \theta + W \sin \theta & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} X_{\delta_e} & X_{\delta_t} \\ Z_{\delta_e} / (V_a \cos \alpha_n) & 0 \\ M_{\delta_e} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{pmatrix} u \\ \alpha \\ q \\ \theta \\ h \end{pmatrix}, \\ \delta &= \begin{pmatrix} \delta_e \\ \delta_t \end{pmatrix}, \quad y = \begin{pmatrix} \alpha \\ h \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} C_\alpha^T \\ C_h^T \end{bmatrix} x \end{aligned} \quad (12)$$

که در این فرم، $x = [u, \alpha, q, \theta, h]^T$ بردار حالت متشکل از تغییرات متغیرهای طولی حول نقطه تعادل پایا هستند. δ بردار ورودی و y بردار خروجی می‌باشد. قابل ذکر است که با تغییر متغیر از w به α با استفاده از رابطه $V_a \sin \alpha_n = W$ در حرکت طولی، معادلات حالت به جای w برحسب α بیان شده‌اند. عبارت‌های دارای اندیس پایین نویس، همان مشتقات پایداری طولی هستند [۱۴].

۵-۲- بیان معادلات دینامیکی عرضی در فضای حالت

دینامیک عرضی مربوط به حرکت انتقالی تحت تأثیر نیرو و گشتاورهای خارجی در صفحه $x_b - y_b$ و دوران حول محور x_b, z_b یا همان به ترتیب حرکت یاب و رول می‌باشد که در آن β_n, P, R بیشترین تأثیر را روی مؤلفه‌های بارهای عرضی دارند. هم چنین δ_a تنها ورودی کنترلی سیستم در یک بالدیس بدون سکان عمودی می‌باشد. با این فرضیات، معادلات حرکت عرضی به شکل زیر به فرم فضای حالت بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B\delta \\ A &= \begin{bmatrix} Y_V & Y_P / (V_a \cos \beta_n) & Y_R / (V_a \cos \beta_n) \\ L_V V_a \cos \beta_n & L_P & L_R \\ N_V V_a \cos \beta_n & N_P & N_R \\ 0 & 1 & \tan \theta \cos \varphi \\ 0 & 0 & \cos \varphi \sec \theta \\ g \cos \theta \cos \varphi / (V_a \cos \beta_n) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ Q \cos \varphi \tan \theta & 0 & 0 \\ Q \cos \varphi \sec \theta - R \sin \varphi \sec \theta & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} Y_{\delta_a} / (V_a \cos \beta_n) \\ L_{\delta_a} \\ N_{\delta_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{pmatrix} \beta \\ p \\ r \\ \varphi \\ \psi \end{pmatrix}, \\ \delta &= \delta_a, \quad y = \psi = C_\psi^T x \end{aligned} \quad (13)$$

که در آن، $x = [\beta, p, r, \varphi, \psi]^T$ بردار حالت متشکل از تغییرات متغیرهای عرضی حول نقطه تعادل پایا است. قابل ذکر است که همانند

$$\dot{k}_{1\alpha} = \begin{cases} \omega_{1\alpha} \sqrt{\frac{\gamma_{1\alpha}}{2}} \text{sign}(|S_{\alpha}| - \mu_{\alpha}), & \text{if } k_{1\alpha} > k_{1\alpha m} \\ \eta_{0\alpha}, & \text{if } k_{1\alpha} \leq k_{1\alpha m} \end{cases} \quad (20)$$

$$k_{2\alpha} = 2\varepsilon_{\alpha} k_{1\alpha}$$

$$\dot{k}_{1h} = \begin{cases} \omega_{1h} \sqrt{\frac{\gamma_{1h}}{2}} \text{sign}(|S_h| - \mu_h), & \text{if } k_{1h} > k_{1hm} \\ \eta_{0h}, & \text{if } k_{1h} \leq k_{1hm} \end{cases} \quad (21)$$

$$k_{2h} = 2\varepsilon_h k_{1h}$$

که در آن $\omega_i, \gamma_i, \mu_i, \eta_{0i}, \varepsilon_i (i = \alpha, h)$ مقادیر مثبت دلخواه هستند. $k_{1im} (i = \alpha, h)$ نیز مقادیر مثبت دلخواه کوچک هستند. بر این اساس و با توجه به معادلات (۱۷، ۱۹) بردار ورودی کنترلی با توجه به سیستم معادلات زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{bmatrix} K_{Pa} C_a^T B \\ K_{Dh} C_h^T AB \end{bmatrix} \delta = \begin{bmatrix} -v_{\alpha} - K_{Pa} C_a^T Ax - K_{1a} e_{\alpha} \\ -v_h - C_h^T A (K_{Dh} A + K_{Ph} I_{n \times n}) x - K_{1h} e_h \end{bmatrix} \quad (22)$$

در رابطه فوق $\delta = [\delta_{\alpha}, \delta_h]^T$ تعریف شده است. بر اساس معادلات (۱۲) و (۱۵)، ماتریس ضریب δ 2×2 ، و ماتریس سمت راست معادله، 1×2 می باشد. این قانون کنترلی شرایط رسیدن به سطح لغزش را تضمین می کند و با بردن سیستم به روی سطح لغزش، خروجی ها را در مسیر ردیابی سیگنال مرجع قرار می دهد. با تخمین تابع علامت با استفاده از فرم پیوسته تابع اشباع، نوسانات ناخواسته^۱ در پاسخ ها و ورودی های کنترلی تا حد چشمگیری کاهش می یابد [۳۰، ۳۱].

$$\text{sign}(S) = \frac{S}{|S| + \varepsilon} \quad (23)$$

در مود عرضی نیز به صورت مشابه با تعریف سطح لغزش به صورت:

$$S_{\psi} = K_{P\psi} e_{\psi} + K_{I\psi} \int_{-\infty}^t e_{\psi} d\tau + K_{D\psi} \dot{e}_{\psi}, \quad e_{\psi} = \psi - \psi_d \quad (24)$$

قانون کنترلی به شکل زیر محاسبه می شود.

$$(K_{D\psi} C_{\psi}^T AB) \delta = -v_{\psi} - C_{\psi}^T A (K_{D\psi} A + K_{P\psi} I_{n \times n}) x - K_{I\psi} e_{\psi} \quad (25)$$

که در آن:

$$\begin{cases} v_{\psi} = k_{1\psi} |S_{\psi}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S_{\psi}) + \omega_{\psi} \\ \dot{\omega}_{\psi} = k_{2\psi} \text{sign}(S_{\psi}) \end{cases} \quad (26)$$

۳- نتایج شبیه سازی

در این بخش کارایی قانون کنترلی طراحی شده با شبیه سازی سیستم حلقه بسته بر اساس معادلات (۱۲) و (۲۲) در مود طولی و معادلات (۱۳) و (۲۵) در مود عرضی بررسی می شود. پهنای مورد بررسی یک بالدیس بدون سکان عمودی موسوم به فریا متعلق به شرکت اسمارت پلینز می باشد. مشخصات اصلی و نقطه تعادل پایای این پهپاد در بخش قبل ارائه شده است. عملکرد ردیابی سیستم حلقه بسته طراحی شده (ASTW-PID) و کارایی ورودی کنترلی در این بخش مورد بررسی و تحلیل قرار گرفته و با روش کنترل مود لغزشی فرایبجشی تطبیقی ساده (ASTW)، و کنترل مود لغزشی فرایبجشی غیرتطبیقی (STW) مقایسه می شود. عملکرد مقاوم به اغتشاش سیستم طراحی شده نیز در انتهای بخش بررسی می گردد.

$$\begin{cases} \dot{S}_{\alpha} = K_{Pa} \dot{e}_{\alpha} + K_{1a} e_{\alpha} \\ \begin{cases} e_{\alpha} = \alpha - \alpha_d = C_a^T x - \alpha_d \\ \dot{e}_{\alpha} = \dot{\alpha} - \dot{\alpha}_d = C_a^T (Ax + B\delta + f) - \dot{\alpha}_d \end{cases} \\ \dot{S}_h = K_{Ph} \dot{e}_h + K_{1h} e_h + K_{Dh} \dot{e}_h \\ \begin{cases} e_h = h - h_d = C_h^T x - h_d \\ \dot{e}_h = \dot{h} - \dot{h}_d = C_h^T (Ax + B\delta + f) - \dot{h}_d, \quad C_h^T B = 0 \\ \ddot{e}_h = \ddot{h} - \ddot{h}_d = C_h^T A (Ax + B\delta + f) + C_h^T \dot{f} - \ddot{h}_d \end{cases} \end{cases} \quad (16)$$

حال با فرض ورودی های مجازی v_{α}, v_h به صورت زیر:

$$\begin{cases} v_{\alpha} = -K_{Pa} C_a^T Ax - K_{Pa} C_a^T B \delta - K_{1a} e_{\alpha} \\ v_h = -C_h^T A (K_{Dh} A + K_{Ph} I_{n \times n}) x - K_{1h} e_h - K_{Dh} C_h^T AB \delta \end{cases} \quad (17)$$

دینامیک سطح لغزشی در معادله (۱۶) به صورت زیر قابل بازنویسی است، به طوری که عبارت های نامعین کراندار ϕ_{α}, ϕ_h نشان دهنده مجموع عدم قطعیت های موجود، اغتشاشات، و مشتقات مربوط به تابع مرجع خروجی می باشند [۳۰].

$$\begin{cases} \dot{S}_{\alpha} = -v_{\alpha} + \phi_{\alpha} \\ \dot{S}_h = -v_h + \phi_h \end{cases} \quad (18)$$

حال بر اساس اثبات پایداری لیاپانوف، نشان داده می شود که با انتخاب ورودی های مجازی به فرم زیر، شرایط سطح لغزشی ارضا می شود و متغیر های لغزشی و مشتق آنها در زمان محدود به سمت صفر میل می کنند [۳۰].

$$\begin{cases} v_{\alpha} = k_{1\alpha} |S_{\alpha}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S_{\alpha}) + \omega_{\alpha} \\ v_h = k_{1h} |S_h|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S_h) + \omega_h \\ \dot{\omega}_{\alpha} = k_{2\alpha} \text{sign}(S_{\alpha}) \\ \dot{\omega}_h = k_{2h} \text{sign}(S_h) \end{cases} \quad (19)$$

یکی از معایب روش مود لغزشی فرایبجشی طراحی شده این است که نیاز به معین بودن کران گرادیان اغتشاش دارد که در موارد عملی به آسانی قابل تعیین نیست. تخمین بیش از حد کران عدم قطعیت نیز منجر به طراحی قانون کنترلی با ضرایب بهره بیش از حد بزرگ می شود. به این منظور قانون کنترلی مود لغزشی فرایبجشی تطبیقی مطرح می شود. در این روش قانون کنترلی، سطح لغزشی و مشتق آن را در حضور عدم قطعیت های کراندار با کران نامعین، مدام به سمت صفر می برد. ضرایب قانون کنترلی $k_{1\alpha}, k_{1h}, k_{2\alpha}, k_{2h}$ نیز با قانون تطبیقی تعیین می شوند.

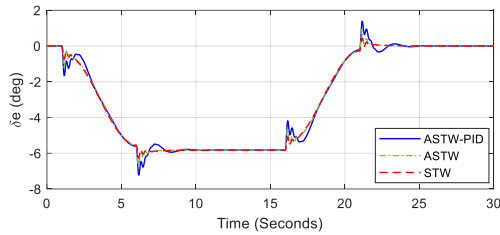
نحوه کار به این شکل است که ضرایب بهره کنترلی $k_{1\alpha}, k_{1h}, k_{2\alpha}, k_{2h}$ تا جایی افزایش پیدا می کنند که سطح لغزشی فعال شود. سپس این ضرایب شروع به کاهش می کنند تا زمانی که متغیر لغزشی و مشتق آن شروع به انحراف از نقطه تعادل $S, \dot{S} = 0$ کنند. در نتیجه یک شناساگر به طراحی افزوده می شود که آغاز انحراف از مود لغزشی را شناسایی می کند و در نتیجه باعث عدم تخمین بیش از حد ضرایب بهره کنترلی $k_{1\alpha}, k_{1h}, k_{2\alpha}, k_{2h}$ می شود. این شناساگر با تعریف یک محدوده $|S| \leq \mu$ طراحی می شود. در این طراحی به محض این که مود لغزشی فعال می شود ضرایب بهره $k_{1\alpha}, k_{1h}, k_{2\alpha}, k_{2h}$ شروع به کاهش می کنند تا زمانی که مسیرهای سیستم ناحیه را ترک کنند. سپس این ضرایب بهره مجدداً به شکل دینامیکی افزایش می یابند تا مسیر ها مجدداً در زمان محدود به قلمرو سطح لغزشی برگردند. بر این اساس ضرایب بهره قانون کنترلی بر اساس قانون تطبیقی به فرم زیر تعریف می شوند [۱۰، ۱۱]:

^۱ Chattering

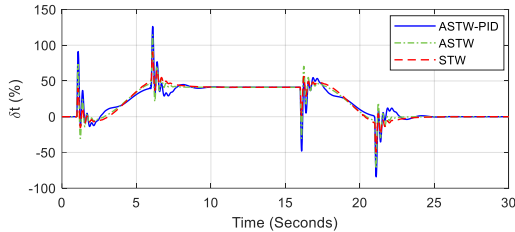
۱-۳- عملکرد ردیابی در مود طولی

در مود طولی که تمرکز روی مانورهای صفحه $x_b - z_b$ می‌باشد، سیگنال مرجع انتخاب شده زاویه حمله پهپاد را به حدود ۷ درجه (۰/۱۲ رادیان) به بالا سوق می‌دهد و ارتفاع آن را ۵ متر بالا می‌برد. سپس پهپاد این تنظیمات را به مدت ۱۰ ثانیه حفظ می‌کند، و پس از آن به آرامی به حالت اولیه خود بازمی‌گردد و پرواز حالت تراز را حفظ می‌کند. شکل‌های ۲ و ۳ نشان‌دهنده عملکرد ردیابی تغییرات زاویه حمله و ارتفاع در اطراف نقطه تعادل است. تحلیل شکل‌های ۲ و ۳ نشان می‌دهد که رفتار ردیابی موثری در زمان محدود محقق شده است. خطای ردیابی خروجی و سیگنال مرجع، به طور قابل توجهی قابل چشم پوشی است. هم چنین فراجهش زیادی در پاسخ سیستم دیده نمی‌شود، به طوری که خروجی سیستم و سیگنال مرجع به طور قابل توجهی با هم همپوشانی دارند. علاوه بر این، تاخیر در پاسخ‌ها دیده نمی‌شود، که نشان‌دهنده یک پاسخ سیستم مناسب است. این سطح از دقت و مقبولیت در رفتار ردیابی سیستم حلقه بسته، کارایی رویکرد کنترلی پیشنهادی را به خصوص در کانال ارتفاع نشان می‌دهد. سیگنال کنترلی محاسبه شده توسط استراتژی کنترلی پیشنهادی که سیستم را وادار به ردیابی مسیر مطلوب می‌کنند، در شکل‌های ۴ و ۵ نشان داده شده است.

مشاهدات نشان می‌دهند که برای ردیابی سیگنال مرجع مشخص شده، تنظیماتی در ورودی‌های کنترل انجام می‌شود. برای دنبال کردن سیگنال مرجع مورد نظر، تغییر حداکثر ۶ درجه در زاویه سطح کنترلی و افزایش حدوداً ۴۰ درصدی در پیشرانه مورد نیاز است. مهمترین نکته این است که تغییرات در سطوح کنترلی داخل محدوده طراحی قابل قبول قرار دارند. همچنین، با استفاده از تابع سیگموئید، اثرات نوسانات ناخواسته ناشی از استفاده از تابع علامت به طور قابل توجهی به خصوص در زاویه الون کاهش می‌یابند. به عبارت دیگر، می‌توان نتیجه گرفت که سیستم کنترل پیشنهادی، دارای عملکرد مقرون به صرفه از نظر زمان و هزینه می‌باشد و رفتار ردیابی مناسبی از خود نشان می‌دهد.

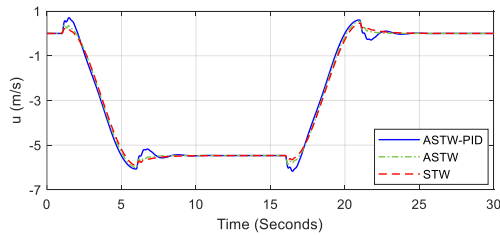


شکل ۴- سیگنال کنترلی بالابر δe (deg)

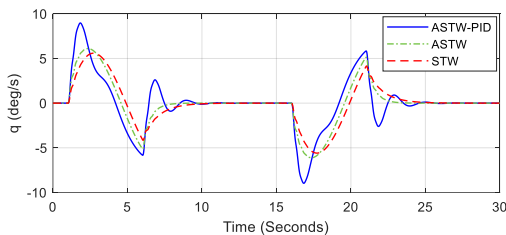


شکل ۵- سیگنال کنترلی نرخ پیشرانه δt (%)

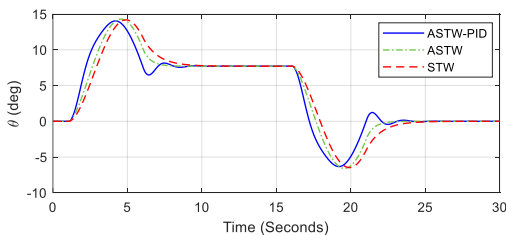
شکل‌های ۶ تا ۸، تغییرات بقیه متغیرها را حول نقطه تعادل پایا نشان می‌دهند. در شکل ۶، تغییرات سرعت طولی با زمان نشان داده شده است. همان گونه که انتظار می‌رود، با توجه به افزایش زاویه حمله در مانور ردیابی و در نتیجه افزایش سرعت عمودی، سرعت طولی کاهش خواهد یافت.



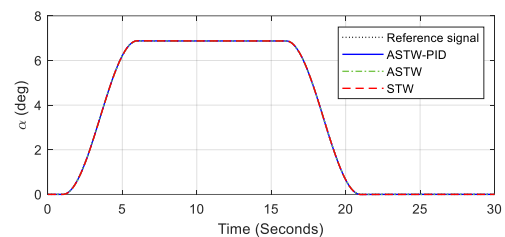
شکل ۶- تغییرات سرعت طولی $u(m/s)$



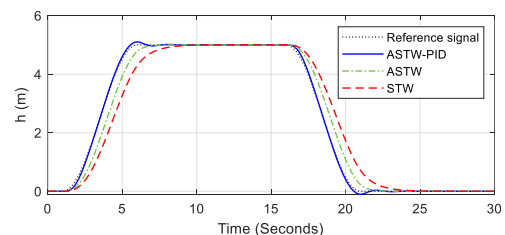
شکل ۷- تغییرات نرخ زاویه اولبری پیچ q (deg/s)



شکل ۸- تغییرات زاویه پیچ θ (deg)



شکل ۲- عملکرد ردیابی سیستم حلقه بسته در مود طولی، تغییرات زاویه حمله α (deg)



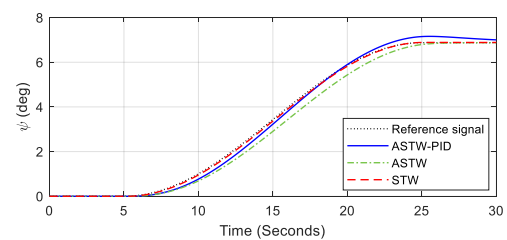
شکل ۳- عملکرد ردیابی سیستم حلقه بسته در مود طولی، تغییرات ارتفاع $h(m)$

۳-۲- عملکرد ردیابی در مود عرضی

در این بخش عملکرد ردیابی سیستم حلقه بسته طراحی شده در کانال عرضی مورد بررسی قرار گرفته است. در این مود، تمرکز روی مانورهای صفحه $x_b - y_b$ می‌باشد. سیگنال مرجع انتخاب شده با چرخش حول محور عمودی در حدود ۷ درجه (۰/۱۲ رادیان)، زاویه یاب (سمت) را تغییر داده و پهنای در مسیر جدید به حرکت خود ادامه می‌دهد. شکل ۹ عملکرد ردیابی تغییرات زاویه یاب در اطراف نقطه تعادل را به صورت مقایسه ای با روش های مود لغزشی فرایچشی تطبیقی ساده و مود لغزشی فرایچشی غیر تطبیقی نشان می‌دهد.

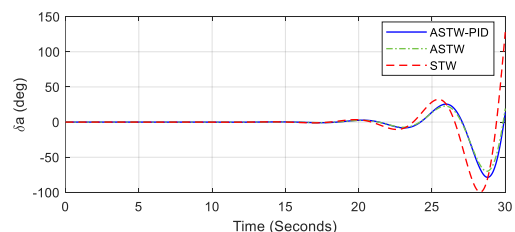
با اینکه در ظاهر عملکرد کنترل کننده های مختلف مناسب به نظر می‌رسد ولی بررسی سیگنال کنترلی در شکل ۱۰ نشان می‌دهد که امکان پیاده سازی عملی روش های بیان شده به علت ناپایداری وجود ندارد. بررسی معادلات (۱۲) در کانال طولی نشان می‌دهد که سیستم حلقه باز فقط دو قطب ناپایدار دارد و هر دو صفر سیستم پایدار هستند. در حالیکه در مود عرضی بررسی معادلات (۱۳)، وجود دو قطب ناپایدار و دو صفر ناپایدار را نشان می‌دهد. وجود این صفر ناپایدار، پایداری سیستم حلقه بسته را با مشکل مواجه می‌سازد و حساسیت سیستم به فرامین در کانال عرضی (شهر) را به طور چشمگیری افزایش می‌دهد، لذا کنترل کننده برای تأمین پایداری سیستم حلقه بسته ناچار به استفاده از سیگنال کنترلی ناپایدار است.

این مشکل یکی از چالش‌های اساسی در زمینه پهنای بالادیس بدون سکان عمودی را آشکار می‌سازد که نیازمند تحقیقات کامل تر و استفاده از روش‌های مقاوم است. البته ذکر این نکته لازم است که امکان پایداری مود عرضی با روش‌های بیان شده در صورتیکه از سطح لغزش دیگری استفاده شود، طبیعتاً وجود خواهد داشت، ولی در این صورت عملکرد ردیابی دچار مشکل خواهد شد.



شکل ۹- عملکرد ردیابی سیستم حلقه بسته در مود عرضی، تغییرات زاویه یاب

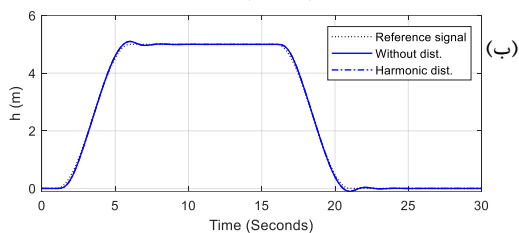
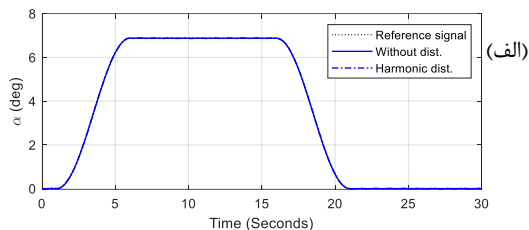
ψ (deg)



شکل ۱۰- سیگنال کنترلی شهر δa (deg)

۳-۳- عملکرد مقاوم به اغتشاشات روش پیشنهادی در کانال ورودی

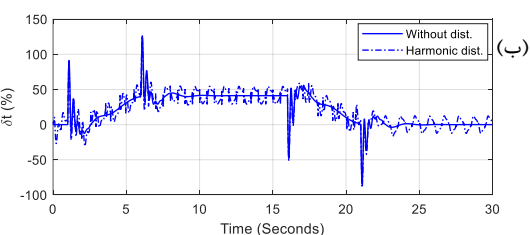
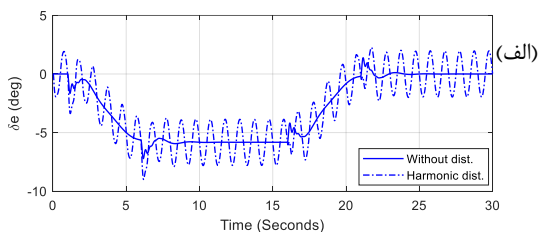
در فاز بعدی، تاثیر اغتشاشات هارمونیک در کانال ورودی بررسی می‌شود که ممکن است از نوسان سطوح کنترلی به دلیل جریان های گردابه ای انتهای بال، یا نوسانات نامطلوب در قدرت موتور ناشی از مسائل تزریق سوخت و تغییرات در چگالی هوا ایجاد شود.



شکل ۱۱- عملکرد ردیابی سیستم حلقه بسته ASTW-PID در حالت

با اغتشاش هارمونیک و بدون اغتشاش

(الف) تغییرات زاویه حمله α (deg) (ب) تغییرات ارتفاع h (m)



شکل ۱۲- سیگنال خروجی کنترل کننده سیستم حلقه بسته ASTW-PID

در حالت با اغتشاش هارمونیک و بدون اغتشاش

(الف) سیگنال خروجی کنترلی زاویه بالابر δe (deg) (ب) سیگنال خروجی

کنترلی نرخ پیشرانه δt (%)

به منظور بررسی مقاوم بودن سیستم کنترل حلقه بسته طراحی شده با روش پیشنهادی، اغتشاشات هارمونیک به ترتیب با دامنه ۲ درجه در ورودی زاویه بالابر و ۱۰٪ در نرخ پیشرانه با فرکانس ۱ هرتز در نظر گرفته شده اند. نتایج نشان داده شده در شکل ۱۱ نشان‌دهنده عملکرد استثنایی کنترل کننده پیشنهادی در تضعیف و حذف اثر اغتشاشات از خروجی می‌باشد. علاوه بر این، همانطور که در شکل ۱۲ نشان داده شده است خروجی های کنترل کننده به طور موثری تنظیم

- [9] Wang Y, Zhu H, Zhao Z, Zhang C, Lan Y. Modeling, System Measurements and Controller Investigation of a Small Battery-Powered Fixed-Wing UAV. *Machines*. 2021;9(12):333.
- [10] Shtessel Y, Taleb M, Plestan F. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller: Methodology and application. *Automatica*. 2012;48(5):759-69.
- [11] Shtessel YB, Moreno JA, Plestan F, Fridman LM, Poznyak AS, editors. Super-twisting adaptive sliding mode control: A Lyapunov design. 49th IEEE conference on decision and control (CDC); 2010: IEEE.
- [12] Mokhtari M, Taghizadeh M, Mazare M. Hybrid Active Force Control of Super-Twisting PID Sliding Mode Technique of a Lower Limb Exoskeleton. *Modares Mechanical Engineering*. 2019;19(12):2935-44.
- [13] Bagheri S. Modeling, simulation and control system design for civil unmanned aerial vehicle (uav): Umea University; 2014.
- [14] Beard RW, McLain TW. *Small unmanned aircraft*: Princeton university press; 2012.
- [15] Titterton D, Weston JL, Weston J. Strapdown inertial navigation technology: IET; 2004.
- [16] Roskam J. *Airplane flight dynamics and automatic flight controls*: DARcorporation; 1995.
- [17] Ducard GJ. *Fault-tolerant flight control and guidance systems: Practical methods for small unmanned aerial vehicles*: Springer Science & Business Media; 2009.
- [18] Greenwood DT. *Advanced dynamics*: Cambridge University Press; 2006.
- [19] Cook M. *Flight Dynamics Principles: A Linear Systems Approach to Aircraft Stability and Control*: Butterworth-Heinemann; 2013.
- [20] Zipfel P. *Modeling and Simulation of Aerospace Vehicle Dynamics*. Gainesville, Florida: American Institute of Aeronautics and Astronautics; 2007.
- [21] Koruba Z, Ładyżyńska-Kozdraś E. The dynamic model of a combat target homing system of an unmanned aerial vehicle. *Journal of Theoretical and Applied Mechanics*. 2010;48(3):551-66.
- [22] Dowell EH. *A modern course in aeroelasticity*: Springer Nature; 2021.
- [23] Nelson RC. *Flight stability and automatic control*: WCB/McGraw Hill, New York; 1998.
- [24] Rezazadeh Movahhed S, Hamed MA. Calculating Aerodynamic Coefficients of Fixed Wing Aircrafts Using DATCOM Software with Special Focus on Rudderless Flying-wing UAVs. *The 21st International Conference of Iranian Aerospace Society*; 2023.
- [25] Rezazadeh Movahhed S, Hamed MA. Aerodynamic Coefficients Computation for Fixed Wing Aircrafts Using DATCOM Software with Emphasize on Rudderless Flying-Wing UAVs. *Journal of Aerospace Science and Technology*. 2024;17(1):60-71.
- [26] McRuer DT, Graham D, Ashkenas I. *Aircraft Dynamics and Automatic Control*: Princeton University Press; 1972.
- [27] Stevens BL, Lewis FL, Johnson EN. *Aircraft control and simulation: dynamics, controls design, and autonomous systems*: John Wiley & Sons; 2015.
- [28] Etkin B, Reid L. *Dynamics of Flight-Stability and Control*, 3-th ed: John Wiley & Sons, Inc., New York; 1994.
- [29] Hull DG. *Fundamentals of airplane flight mechanics*: Springer; 2007.
- [30] Shtessel Y, Edwards C, Fridman L, Levant A. *Sliding mode control and observation*: Springer; 2014.
- [31] Edwards C, Spurgeon S. *Sliding mode control: theory and applications*: Crc Press; 1998.

می‌شوند تا اغتشاشات را جبران کنند. به عبارت دیگر بررسی شکل ۱۲ نشانگر تغییرات هارمونیک ۲ درجه در زاویه بالابر و ۱۰٪ در نرخ پیشران نسبت به حالت بدون اغتشاش می‌باشد که تأیید کننده شناسایی دقیق اغتشاش توسط کنترل کننده است.

۴- نتیجه گیری

در این مقاله مراحل طراحی و اجرای یک کنترل کننده مود لغزشی فرایپچیسی تطبیقی با سطح لغزشی بهبود یافته به روش PID برای کنترل ردیابی یک پهپاد بالدیس بدون سکان عمودی ارائه شده است. با توجه به طراحی ساختاری خاص پهپاد مورد بررسی، چالش‌هایی در مدل‌سازی آیرودینامیک، پایدارسازی، و طراحی سیستم کنترلی وجود دارد. در روش پیشنهادی با ترکیب کنترل کننده مود لغزشی فرایپچیسی با روش‌های تطبیقی علیرغم نامعلوم بودن کران اغتشاشات، ضرایب بهره کنترلی تخمین بیش از حد زده نمی‌شوند. به‌علاوه با افزودن ترم انتگرالی به رابطه سطح لغزشی استاندارد مبتنی بر خطای ردیابی، سطح لغزشی به فرم PID تعریف می‌شود که به افزایش دقت ردیابی کمک می‌کند. مقایسه روش پیشنهادی با شیوه کنترل مود لغزشی فرایپچیسی غیرتطبیقی و تطبیقی ساده، نشان‌دهنده عملکرد برتر روش پیشنهادی در کانال طولی به ویژه در ردیابی ارتفاع است. هم چنین بررسی رفتار سیستم حلقه بسته در حضور اغتشاش نمایانگر دقت بالای کنترل کننده در شناسایی اغتشاش خارجی و حذف اثر آن از خروجی سیستم است. بررسی سیگنال‌های خروجی کنترل کننده در کانال طولی، یعنی زاویه بالابر و نرخ پیشران نشان می‌دهد که این سیگنال‌ها در بازه کارکردی مناسب قرار داشته و عاری از نوسانات ناخواسته هستند، لذا امکان تولید آنها توسط عملگرها وجود دارد. موارد فوق در مجموع نشانگر قابلیت بالای کنترل کننده پیشنهادی در پیاده سازی روی سیستم واقعی و توانایی آن در حل بخشی از چالش‌های موجود در کنترل پهپادهای بالدیس بدون سکان عمودی است.

۵- مراجع

- [1] Mátyás P, Máté N. Brief history of uav development. *Repüléstudományi Közlemények*. 2019;31(1):155-66.
- [2] Valavanis KP, Vachtsevanos GJ. *Handbook of unmanned aerial vehicles*: Springer; 2015.
- [3] Fahlstrom PG, Gleason TJ, Sadraey MH. *Introduction to UAV systems*: John Wiley & Sons; 2022.
- [4] Bagheri S, Jafarov T, Freidovich L, Sepeshri N, editors. Beneficially combining LQR and PID to control longitudinal dynamics of a SmartFly UAV. 7th IEMCON; 2016: IEEE.
- [5] Ali SU, Samar R, Shah MZ, editors. UAV lateral path following: nonlinear sliding manifold for limited actuation. 2017 36th Chinese Control Conference (CCC); 2017: IEEE.
- [6] Anh PTP, Vu N, Lai PT, Vinh NQ. Sliding mode based lateral control of unmanned aerial vehicles. *Procedia Computer Science*. 2019;150:78-87.
- [7] Ma Z, Zhu X, Zhou Z. On-ground lateral direction control for an unswept flying-wing UAV. *The Aeronautical Journal*. 2019;123(1261):416-32.
- [8] Von Eichel-Streiber J, Weber C, Rodrigo-Comino J, Altenburg J. Controller for a Low-Altitude Fixed-Wing UAV on an Embedded System to Assess Specific Environmental Conditions. *International Journal of Aerospace Engineering*. 2020.