

بهبود سیستم کنترل پرواز مقاوم در برابر عیب و اغتشاش با ترکیب شبکه‌های عصبی تطبیقی و رؤیت‌گر مود لغزشی مرتبه بالا

جواد نادری فر^۱، مصطفی خزائی^{۲*}، سید حسین ساداتی^۳

۱- دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران

۲- استادیار، دانشکده مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران

۳- استاد، دانشکده مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران

(دریافت مقاله: ۱۴۰۳/۰۸/۲۲ تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۰۴/۱۸)

چکیده

در حوزه کنترل پرواز، ایجاد سیستم‌های مقاوم به عیب و اغتشاش یکی از چالش‌های اساسی است که به تأمین ایمنی و پایداری پرواز کمک می‌کند. در این مقاله، یک استراتژی نوین برای بهبود عملکرد کنترل پرواز در شرایط حضور خطاهای حسگر و اغتشاشات خارجی ارائه می‌شود. رویکرد شامل سه مرحله کلیدی است: ابتدا، در مرحله حذف و تخمین اغتشاشات، از یک مشاهده‌گر مود لغزشی مرتبه بالا استفاده می‌شود که با کمک کنترل‌کننده فوق پیچشی نویز و اغتشاشات را از خروجی حسگرهای سرعت زاویه‌ای جدا می‌کند. در مرحله دوم، برای شناسایی و جداسازی خطا، یک مشاهده‌گر عصبی تطبیقی طراحی شده است که به صورت پویا قادر به تشخیص عیب و تغییرات غیرمنتظره در داده حسگرها می‌باشد. در نهایت، در مرحله سوم، یک ساختار گام به عقب برای طراحی سیستم کنترلی استفاده می‌شود که با توجه به وضعیت فعلی و تخمین‌های به دست آمده، اقدام به جبران‌سازی خطا با فرمان نرم کنترلی می‌نماید. شبیه‌سازی‌های دینامیکی غیرخطی گسترده بر روی مدل جنگنده F-18A، کارایی برتر چارچوب پیشنهادی کنترل مقاوم در برابر عیب را در مقایسه با روش‌های مرسوم به طور معناداری تأیید می‌کند. بهره‌گیری از ناظر HOSMO منجر به بهبود ۱۳/۳۷ درصدی در دقت ردیابی و بهبود ۵۸/۸ درصد در دقت تخمین در مقایسه با ساختار مبتنی بر STA شده است. افزون بر آن، سامانه مورد نظر از تطبیق‌پذیری بالایی را در مواجهه با شرایط دینامیکی پیچیده از خود نشان می‌دهد؛ ویژگی‌هایی که نقش بسزایی در ارتقاء قابلیت اطمینان و کارایی عملی سامانه‌های کنترل پرواز ایفا می‌نمایند و آن را برای کاربردهای واقعی به گزینه‌ای مطلوب تبدیل می‌کنند.

واژه‌های کلیدی: کنترل پرواز متحمل عیب، حذف اغتشاش، رؤیت‌گر عصبی تطبیقی، رؤیت‌گر لغزشی مرتبه بالا، کنترل گام به عقب.

Improvement of a Fault- and Disturbance-Tolerant Flight Control System Using Adaptive Neural Networks and a Higher-Order Sliding Mode Observer

Javad Naderifar, Mostafa Khazaei, Seyed H. Sadati

Abstract

In the field of flight control, developing systems that are resilient to faults and external disturbances is a fundamental challenge that directly contributes to the safety and stability of flight operations. This paper presents a novel strategy to enhance flight control performance in the presence of sensor faults and external disturbances. The proposed approach consists of three key stages: First, for disturbance rejection and estimation, a high-order sliding mode observer (HOSMO) is employed. This observer, in conjunction with a super-twisting controller, effectively isolates sensor noise and external disturbances from the angular velocity measurements. Second, to detect and isolate sensor faults, an adaptive neural observer is designed. This observer dynamically identifies unexpected variations and faults in the sensor data. Finally, in the third stage, a backstepping-based control framework is implemented, which utilizes the estimated fault information to apply smooth control commands for fault compensation in real time. Extensive nonlinear dynamic simulations conducted on the F-18A fighter aircraft model clearly demonstrate the superior fault-tolerant performance of the proposed control framework compared to conventional methods. The use of the HOSMO results in a 13.37% improvement in tracking accuracy and a 58.8% enhancement in estimation precision compared to the STA-based structure. Moreover, the system exhibits a high degree of adaptability under complex dynamic conditions key features that significantly improve the reliability and operational effectiveness of flight control systems, making this approach a promising candidate for real-world applications.

Key words: Fault-Tolerant Flight Control, Disturbance Elimination, Adaptive Neural Observer, High-Order Sliding Mode Observer, Backstepping Control.

مقدمه

در دنیای امروز، سیستم‌های کنترل پرواز وسایل پرنده اهمیت زیادی در تضمین ایمنی و عملکرد بهینه دارند. با افزایش پیچیدگی این سیستم‌ها، نیاز به روش‌های پیشرفته و مقاوم در برابر عیب برای افزایش اطمینان و ایمنی بیشتر می‌شود. سیستم‌های کنترل مقاوم در برابر عیب می‌توانند در صورت بروز خرابی یا نقص احتمالی، عملکرد صحیح خود را حفظ کنند و از وقوع حوادث جلوگیری نمایند [۱]. در سیستم‌های کنترل غیرخطی پیچیده، مقابله با اغتشاشات و نقص‌ها به چالش‌های زیادی منجر می‌شود. بسیاری از محققان به ویژه در زمینه سیستم‌های غیرخطی، تمرکز خود را بر روی تحلیل و مدیریت تأثیرات این اختلالات قرار داده‌اند. این تلاش‌ها به منظور بهبود دقت و پایداری سیستم‌ها صورت می‌گیرد. با استفاده از روش‌های نوین و پیشرفته، می‌توان این چالش‌ها را به طور مؤثری مدیریت کرد و از کاهش عملکرد سیستم جلوگیری نمود [۲]. کنترل مود لغزشی^۱ یکی از تکنیک‌های مقاوم بسیار مؤثر در کنترل سیستم‌ها است که توانایی جبران کامل اغتشاشات محدود را دارد. با این حال، یکی از معایب عمده این روش، پدیده لرزش یا چترینگ^۲ است که ممکن است عملکرد سیستم را تحت تأثیر قرار دهد [۳ و ۴]. کنترل‌کننده‌های مد لغزشی (SMC) اغلب با دو محدودیت اصلی مواجه هستند: نوسانات با فرکانس بالا (چترینگ) و همگرایی نیمه‌سراسری [۵]. برای جلوگیری از اثر لرزش، چندین روش در ادبیات کنترل مود لغزشی پیشنهاد شده است که یکی از آن‌ها کنترل مود لغزشی فوق پیچشی^۳ است. کنترل مود لغزشی فوق پیچشی به دلیل ویژگی‌های خاص خود، نقش مهمی در میان کنترل‌کننده‌های لغزشی ایفا می‌کند. برخلاف سایر کنترل‌کننده‌های مود لغزشی مرتبه دوم^۴، کنترل مود لغزشی فوق پیچشی برای سیستمی که کنترل در مشتق اول متغیر سطح لغزش ظاهر می‌شود (صرف نظر از مرتبه سیستم)، قابل اعمال است. این روش دارای چندین مزیت مهم است: جبران عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات هموار^۵، نیاز داشتن تنها به اطلاعات خروجی (متغیر لغزشی)، فراهم کردن همگرایی به مبدأ در زمان محدود برای متغیر لغزشی و مشتق آن، تولید سیگنال کنترلی پیوسته که به تنظیم و کاهش لرزش کمک می‌کند [۶]. برای اعمال کنترل

لغزشی فوق پیچشی روی یک سیستم مکانیکی مرتبه دوم لازم است متغیر لغزشی با درجه نسبی یک طراحی شود. با انتخاب یک سطح لغزش خطی، کنترل لغزشی فوق پیچشی می‌تواند جبران عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات را تضمین کرده و همگرایی متغیر لغزشی و مشتق آن را در زمان محدود فراهم کند. در این شرایط، حالت‌های سیستم به صورت مجانبی به مبدأ همگرا می‌شوند.

رویکرد مود لغزشی در طراحی کنترل‌کننده‌های بازخورد حالت به طور فوق‌العاده‌ای موفقیت‌آمیز بوده است. با این وجود، در بسیاری از سیستم‌های فیزیکی، تنها چند خروجی قابل‌اندازه‌گیری وجود دارد. در این مواقع، می‌توان با استفاده از یک رؤیت‌گر، سایر حالت‌های سیستم را شناسایی کرد. رؤیت‌گرهای مود لغزشی به دلیل همگرایی در زمان محدود، عدم حساسیت به عدم قطعیت‌ها و قابلیت تخمین آن‌ها، به طور گسترده در کاربردهای کنترلی مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرند [۷]. نسل جدیدی از رؤیت‌گرها که بر اساس اتصال متوالی کنترل‌کننده و رؤیت‌گر تلفیق شده‌اند در قالب الگوریتم فوق پیچشی^۶ توسعه یافته‌اند [۸ و ۹] الگوریتم کنترل فوق پیچشی در دسته کنترل مود لغزشی مرتبه دوم قرار گرفته است [۱۰] و به طور گسترده‌ای در کاربردهای کنترلی و رویت‌گر مقاوم با زمان همگرایی محدود استفاده شده است. همچنین توسط روش‌های هندسی و رویکردهای مبتنی بر لیاپانوف^۷ اثبات شده است [۱۱ و ۱۲].

در مقالات [۱۳-۱۵]، پایداری زمان محدود برای یک سیستم دو انتگرالی^۸ با استفاده از رؤیت‌گر مورد بررسی قرار گرفته است. در این مطالعات، کنترل‌کننده‌های مورد استفاده تنها در شرایط بدون اغتشاش موفق به پایداری زمان محدود می‌شوند. این کنترل‌کننده‌ها به طور نظری نمی‌توانند اغتشاشات را به طور کامل حذف کنند، بنابراین در حضور اغتشاشات، حالت‌های سیستم به صورت محدود در اطراف مبدأ باقی می‌مانند و این محدودیت به شدت اغتشاشات بستگی دارد. با استفاده از فیدبک خروجی و کنترل پیچشی [۱۶] همراه با قوانین کنترلی تعیین‌شده، می‌توان پایداری زمانی محدود برای هر دو حالت سیستم دو انتگرالی تحت اغتشاش را محقق کرد. با این حال، ورودی کنترل در این روش‌ها به صورت ناپیوسته است و باعث ایجاد اغتشاشات ناخواسته می‌شود که

مطلوب نیست. از سوی دیگر، با به کارگیری کنترل پیشی پیوسته^۹ می توان هر دو حالت سیستم دو انتگرالی تحت اغتشاش را به صورت پیوسته و با پایداری نامحدود پایدار نمود. کنترل پیوسته در کنترل کننده فوق پیشی، می تواند اغتشاشات را تضعیف و حذف کند و از لحاظ عملی بسیار مفید و کارآمد باشد [۱۷ و ۱۸]. مرجع [۱۹] به بررسی یک سیستم دو انتگرالی پرداخته است که تحت تأثیر اغتشاشات قرار دارد و تنها خروجی آن در دسترس است، بنابراین نیاز به طراحی یک کنترل کننده فوق پیشی دارد. با استفاده از رؤیت گر فوق پیشی^{۱۰}، می توان در حضور اغتشاشات، حالت دیگر سیستم را در زمان محدودی تخمین زد. با این حال، پیاده سازی کنترل کننده فوق پیشی مبتنی بر رؤیت گر فوق پیشی نمی تواند به طور کامل به مود لغزشی مرتبه دوم^{۱۱} با کنترل پیوسته روی سطح لغزش انتخابی دست یابد. برای حل این مشکل، دو رویکرد پیشنهاد شده است: یکی استفاده از ورودی کنترل ناپیوسته که ممکن است در سیستم های عملیاتی کاربرد نباشد و دیگری یک کنترل کننده فوق پیشی پیوسته مبتنی بر ناظر پیشی مرتبه بالاتر^{۱۲} که می تواند به مود لغزش مرتبه دوم بر روی سطح لغزش انتخابی دست یابد. همچنین، شبیه سازی های عددی و آزمایش های تجربی برای نشان دادن کارایی این روش ها ارائه شده اند. در مرجع [۲۰] نشان داده شده است که الگوریتم فوق پیشی^{۱۳} و الگوریتم فوق پیشی تطبیقی^{۱۴} با استفاده از رؤیت گر فوق پیشی در مقابل الگوریتم فوق پیشی با استفاده از رؤیت گر مود لغزشی مرتبه بالا، تحت شرایط مشابه، عملکرد مشابهی داشتند؛ هر دو لرزش کمتری داشتند و نسبت به روش کنترلی مود لغزشی مرتبه بالا همگرایی سریعتری داشتند. با این وجود، روش کنترلی مود لغزشی مرتبه بالا کمترین انرژی را مصرف کرده و کوچکترین خطاها را در مقایسه با دو روش دیگر داشت.

با توجه به اینکه بزرگترین نگرانی استفاده از رؤیت گرهای بر پایه مود لغزشی پدیده لرزش می باشد، می توان از توابع اشباع به جای تابع ناپیوسته علامت استفاده کرد [۲۲-۲۰]. با این روش، ورودی کنترلی پیوسته ای حاصل می شود، اما سیستم لغزشی به یک مرز اطراف سطح لغزش محدود می شود و به همین دلیل، از مقاومت در برابر اغتشاشات کاسته می شود. به عبارت دیگر، روش های ساده سازی لرزش، پیوستگی ورودی کنترلی را فراهم می کنند اما ممکن است در برابر اغتشاشات

چندان مقاوم نباشند. از سوی دیگر، می توان لرزش را با استفاده از تکنیک های مود لغزشی مرتبه بالا نیز کاهش داد [۲۳ و ۲۴]. این روش ها، ضمن حفظ ورودی کنترلی پیوسته، هیچ گونه افتی در مقاومت در برابر اغتشاشات ندارند. تکنیک استفاده از الگوریتم کنترلی فوق پیشی با رؤیت گر مود لغزشی مرتبه بالا قادر است متغیر لغزش و مشتقات آن را در حضور اغتشاشات و عدم قطعیت ها به صفر برساند [۲۵] و در نتیجه ترکیبی از پیوستگی و مقاومت را فراهم نماید.

در مبحث عیب، عیب ها به لحاظ محل وقوع به سه دسته کلی عملگری، حسگری و پارامتری تقسیم می شوند و از نظر زمانی به انواع ورود ناگهانی، نرم و موقتی طبقه بندی می شوند [۲۶]. عیب یابی شامل سه وظیفه اصلی تشخیص، جداسازی و شناسایی است. افزونگی تحلیلی به عنوان رویکردی کارآمد در مقایسه با افزونگی سخت افزاری مطرح می شود و از نظر کاهش هزینه مزیت دارد، اما با چالش هایی نظیر نویزهای محیطی و خطاهای مدل سازی روبه رو است [۲۷]. در برخی تحقیقات، الگوریتم های تشخیص خودکار و مکان یابی خطا ارائه شده اند که از تخمین گرهای همزمان و الگوریتم های آموزش تطبیقی بهره می برند. تخمین گرهای همزمان، مدلی از شبکه عصبی است که بر تغییرات دینامیک سیستم، ناشی از شکست و خرابی را نظارت می کند [۲۸ و ۲۹]. یک شبکه عصبی حلقه باز به عنوان مدل آموزشی معرفی شده است که شامل دو کنترل کننده تناسبی- انتگرالی- مشتقی است. این کنترل کننده ها برای فرآیند اصلی و شبکه عصبی که از آن تبعیت می کند، طراحی شده اند. تفاوت بین فرآیند مدل شده (yp) و مدل مرجع (ym) باعث تولید یک باقی مانده غیر صفر می شود که به کمک آن یک مدل شبکه عصبی خطا دار و مسیر جبران انتخاب می شود [۳۰]. کنترل کننده های عصبی نیز برای افزایش تحمل پذیری خطا در شرایط حساس به کار گرفته می شوند [۳۱]. این کنترل کننده ها از روش آموزش خطای پس خور استفاده می کنند و آموزش به صورت همزمان انجام می شود. در این راستا، کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع ۱۵ به عنوان کنترل کننده ای با پارامترهای قابل تنظیم معرفی شده که می تواند به طور مؤثر برای شکست های ساختاری سیستم عمل کند [۳۲]. هدف این روش تعقیب یک مدل مرجع در خروجی فرآیند است. روش های مبتنی بر تئوری کنترل مقاوم نیز برای بهینه سازی عملکرد سیستم طراحی شده اند [۳۳]. در این

حسگر و اغتشاشات وارد شده تطبیق می‌یابد. دستاوردهای کلیدی این تحقیق به شرح زیر است،

۱- تضعیف و حذف اغتشاشات: بدون نیاز به دانستن حد بالای اغتشاش، از طریق انتخاب ضرایب بهینه برای رؤیت‌گر مود لغزشی مرتبه بالا با حداقل بهره‌های قابل تنظیم و تلفیق با کنترل‌کننده فوق پیچشی این هدف محقق می‌شود. همچنین از بروز لرزش فرکانس بالا، اغتشاش و نویز ناخواسته جلوگیری می‌کند.

۲- با داشتن داده‌های حسگرهای سالم و در دسترس، می‌توان خروجی‌های حسگرهای معیوب را با استفاده از رؤیت‌گرهای پیشرفته تخمین زد. در این شرایط، رؤیت‌گر مود لغزشی مرتبه بالا و کنترل‌کننده‌های فوق پیچشی با تلفیق همگام، سایر حالت‌های سیستم را شناسایی نموده و تخمین می‌زنند.

۳- تشخیص و شناسایی خطاها: در این بخش، یک شبکه عصبی تطبیقی همراه با فیلتر کالمن توسعه یافته به کار گرفته شده است که به طور فعال اثرات خطاها را کاهش و جبران می‌کند.

۴- در مواجهه با خطا، اغتشاش و نویز، از استراتژی کنترل بازگشتی گام به عقب مقاوم با سوئیچ کنترل نرم استفاده می‌شود تا از تلاش‌های کنترلی بیش از حد و صرف انرژی کنترلی جلوگیری شود. این رویکرد به هواپیما امکان می‌دهد تحت شرایط نامطلوب با سیستم کنترل پرواز یکپارچه به پرواز خود ادامه دهد. طراحی سیستم کنترل پرواز مقاوم به عیب و تضعیف‌کننده اغتشاش پیشنهادی، ایمنی و قابلیت اطمینان هواپیماها را به طور قابل توجهی بهبود می‌بخشد.

معادلات دینامیک غیرخطی هواپیما

برای طراحی یک سیستم کنترلی برای تشخیص خطا، ضروری است که یک مدل دقیق و کامل از دینامیک سیستم مورد نظر وجود داشته باشد. مدل دینامیک غیرخطی هواپیما را می‌توان با استفاده از معادلات دیفرانسیل غیرخطی مرتبه اول با فرض زمین مسطح و تغییرات تراست، مطابق با منابع [۴۰-۴۲] و طبق رابطه (۱) نوشت.

رویگرد، کنترل‌کننده‌ای طراحی شده که از طریق حداقل سازی نرم برای بهینه‌سازی بدترین حالت کارایی سیستم عمل می‌کند [۳۴]. سیستم‌های تحمل‌پذیر نقص فعال، بر پایه کنترل مدل پیش‌بین^{۱۶} طراحی شده‌اند که با استفاده از فیلتر کالمن حالت افزوده، اثرات ناخواسته را کاهش می‌دهند و اجازه می‌دهند تا کنترل‌کننده با شرایط جدید تطبیق یابد [۳۵].

در تحقیقات اخیر در زمینه کنترل تطبیقی متحمل عیب، به بهبود عملکرد سیستم‌های خودکار توجه ویژه‌ای داشته‌اند. وان و همکاران از ترکیب شبکه عصبی و رؤیت‌گر اغتشاش مرتبه بالا برای کنترل تطبیقی خودکار بالگرد بهره برده و روشی نوین به نام تبدیل خطا^{۱۷} را معرفی کرده است. این ابتکار باعث بهبود عملکرد ردیابی و مدیریت عدم قطعیت‌های سیستم و اغتشاشات خارجی شده است [۳۶]. آلسعاده و همکاران به طراحی یک کنترل تطبیقی مبتنی بر تقریب عصبی غیرمستقیم برای کنترل وضعیت و موقعیت فضاپیماها پرداخته و با استفاده از تنها دو پارامتر تطبیقی، بار محاسباتی را به طور قابل توجهی کاهش داده است. این روش، تضمین پایداری سیستم را بدون نیاز به اطلاعات مدل ممکن می‌سازد [۳۷]. شیائو و همکاران کنترل تطبیقی متحمل عیب را برای ردیابی وضعیت فضاپیماها در شرایط وجود خطاهای اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای پیشنهاد کرده است. او با استفاده از شبکه عصبی به تقریب عدم قطعیت‌ها پرداخته و بدین ترتیب، عملکرد سیستم را در مواجهه با اغتشاشات خارجی تضمین کرده است [۳۸]. تیان و همکاران از روش‌های برنامه‌ریزی دینامیکی تطبیقی و شبکه عصبی برای بهینه‌سازی کنترل متحمل عیب استفاده کرده و با به کارگیری توابع مانع، محدودیت‌های سرعت زاویه‌ای و موقعیت را تأمین کرده است. این رویکرد نه تنها پایداری سیستم را تضمین می‌کند بلکه به کاهش خطاهای تخمین نیز کمک می‌نماید [۳۹].

پژوهش حاضر به توسعه یک سیستم کنترل پرواز مقاوم می‌پردازد که توانایی مقابله با خرابی حسگرها، اغتشاشات و تداخلات همزمان اغتشاش و عیب را دارا باشد. رویکرد پیشنهادی شامل انتخاب رؤیت‌گرهای مقاوم با تنظیم بهینه پارامترها با حداقل بهره‌های قابل تنظیم برای تضمین همگرایی و کنترل لرزش است. این رؤیت‌گرها به‌طور فعال به خطاهای

$$\begin{aligned} \dot{p} &= \frac{I_z(l_{aero} + l_{T_V}) + I_{xz}(n_{aero} + n_{T_V})}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{I_{xz}(I_x - I_y + I_z)pq + [I_z(I_y - I_z) - I_{xz}^2]qr}{I_x I_z - I_{xz}^2} \\ \dot{q} &= \frac{1}{I_y} [m_{aero} + m_{T_V} + pr(I_z - I_x) + I_{xz}(r^2 - p^2)] \\ \dot{r} &= \frac{I_{xz}(l_{aero} + l_{T_V}) + I_x(n_{aero} + n_{T_V})}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{[I_x(I_x - I_y) + I_{xz}^2]pq - I_{xz}(I_x - I_y + I_z)qr}{I_x I_z - I_{xz}^2} \\ \dot{\beta} &= p \sin \alpha - r \cos \alpha + \frac{1}{MV} [M g \cos \gamma \sin \mu] + \frac{1}{MV} [D \sin \beta + (Y + T_y) \cos \beta - T_x \sin \beta \cos \alpha + \\ & T_z \sin \beta \sin \alpha] \\ \dot{\alpha} &= q - (p \cos \alpha + r \sin \alpha) \tan \beta + \frac{1}{MV \cos \beta} [-L + M g \cos \gamma \cos \mu - T_x \sin \alpha + T_z \cos \alpha] \\ \dot{\mu} &= \frac{p \cos \alpha + r \sin \alpha}{\cos \beta} - \frac{g}{V} \cos \gamma \cos \mu \tan \beta + \frac{L + T_x \sin \alpha - T_z \cos \alpha}{MV} [\tan \gamma \sin \mu + \tan \beta] \\ & + \frac{Y + T_y}{MV} \tan \gamma \cos \mu \cos \beta - \frac{T_x \cos \alpha + T_z \sin \alpha}{MV} \tan \gamma \cos \mu \sin \beta \\ \dot{\gamma} &= \frac{1}{mV} [L \cos \mu - M g \cos \gamma - (Y + T_y) \sin \mu \cos \beta] + \frac{T_x}{MV} [\sin \mu \sin \beta \cos \alpha + \cos \mu \sin \alpha] \\ & + \frac{T_z}{MV} [\sin \mu \sin \beta \sin \alpha - \cos \mu \cos \alpha] \\ \dot{\chi} &= \frac{1}{mV \cos \gamma} \{L \sin \mu + (Y + T_y) \cos \mu \cos \beta + T_x [\sin \mu \sin \alpha - \cos \mu \sin \beta \cos \alpha]\} \\ & - \frac{T_z}{mV \cos \gamma} [\cos \mu \sin \beta \sin \alpha + \sin \mu \cos \alpha] \\ \dot{V} &= \frac{1}{M} [-D \cos \beta + (Y + T_y) \sin \beta - M g \sin \gamma + T_x \cos \beta \cos \alpha + T_z \cos \beta \sin \alpha] \end{aligned} \quad (1)$$

مشخصه‌های خطی و غیرخطی کنترل و پایداری جسم پرنده هستند به صورت رابطه (۲) و مرجع [۴۳] بیان می‌گردد.

$$\begin{aligned} \hat{l}_{aero} &= 0.5\rho V^2 S b \left[C_{l_p}(\alpha)\beta + C_{l_p}(\alpha)\frac{pb}{2V} + C_{l_r}(\alpha)\frac{rb}{2V} \right] \\ \hat{m}_{aero} &= 0.5\rho V^2 S \bar{c} \left[C_{m_p}(\alpha)\beta + C_{m_q}(\alpha)\frac{\bar{c}q}{2V} \right] \end{aligned} \quad (2)$$

همچنین T_x و T_y و T_z در رابطه (۱) بردارهای تراسه می‌باشند که این پارامترها به صورت رابطه (۳) و مرجع [۴۶] بیان می‌گردند.

$$\begin{aligned} T_x &= T \cos(d_m) \cos(d_n) \\ T_y &= T \cos(d_m) \sin(d_n) \\ T_z &= T \sin(d_m) \end{aligned} \quad (3)$$

معادله اول، معادلات حاکم بر دینامیک چرخش هواپیما شامل نرخ فراز q ، نرخ غلتش p و نرخ چرخش r در مختصات بدنی می‌باشند. سه معادله دوم، معادلات حاکم بر حرکت هواپیما نسبت به بردار سرعت هستند. در اینجا α زاویه حمله، β زاویه سرش جانبی و μ زاویه چرخش حول بردار سرعت است. سه معادله آخر چرخش بردار سرعت نسبت به فضای اینرسی را بیان می‌کند. γ زاویه مسیر پرواز، χ زاویه بردار سرعت با شمال و V سرعت هواپیما است [۴۳]. در معادله‌های بالا L ، D ، T و نیروی‌های برآ، پسا و تراسه، I_x ، I_y و I_z ممان‌های اینرسی، M جرم، g شتاب جاذبه، l_{aero} ، m_{aero} و n_{aero} ممان‌های آیرودینامیکی غلتش، فراز و گردش هستند. ممان‌های آیرودینامیکی که از

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 |e_1|^{0.66} \text{sign}(e_1) + e_2 \\ \dot{e}_2 = -k_2 |e_1|^{0.33} \text{sign}(e_1) - \hat{x}_3 + \rho_1 \\ \dot{\hat{x}}_3 = -k_3 \text{sign}(e_1) \end{cases} \quad (7)$$

با تعریف متغیر جدید $e_3 = -\hat{x}_3 + \rho_1$ فرض می‌شود ρ_1 یک تابع هموار و $|\dot{\rho}_1| < \Delta_1$ است که تضمین می‌کند نرخ تغییر اغتشاش بیشتر از Δ_1 نخواهد بود. سپس معادله (۷) به صورت معادله (۸) دینامیک خطا، بازنویسی می‌شود.

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 |e_1|^{0.66} \text{sign}(e_1) + e_2 \\ \dot{e}_2 = -k_2 |e_1|^{0.33} \text{sign}(e_1) - e_3 \\ \dot{e}_3 = -k_3 \text{sign}(e_1) + \dot{\rho}_1 \end{cases} \quad (8)$$

معادله بالا که در منابع [۱۲] و [۴۴] اثبات شده است، نشان می‌دهد که سیستم در زمان محدودی پایدار است. بنابراین، می‌توان نتیجه گرفت که با انتخاب بهره‌های مناسب k_1, k_2, k_3 طبق مرجع [۸] و پس از همگرایی خطا نتایج $x_1 = \hat{x}_1$ ، $x_2 = \hat{x}_2$ و $x_3 = \hat{x}_3$ در زمان $t > T_2$ برقرار خواهد شد. اکنون، یک کنترل‌کننده فوق پیچشی بر اساس اطلاعات حالت تخمین زده شده برای سیستم معادله (۵) طراحی می‌شود. بدین منظور، سطح لغزش به صورت رابطه (۹) و مشتق زمانی آن به صورت رابطه (۱۰) در نظر گرفته می‌شود.

$$\hat{s} = c_1 x_1 + \hat{x}_2 \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{s}} &= c_1 \hat{x}_2 + c_1 e_2 + u + k_2 |e_1|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(e_1) \\ &+ \int_0^t k_3 \text{sign}(e_1) d\tau \end{aligned} \quad (10)$$

با نمایش سیستم در معادله (۵) به فرم x_1 و \hat{s} و با استفاده از دینامیک سطح لغزش و پارامتر \hat{s} در معادله (۱۰) به صورت رابطه (۱۱) حاصل می‌گردد.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \hat{s} - c_1 x_1 + e_2 \\ \dot{\hat{s}} = c_1 \hat{x}_2 + c_1 e_2 + u + k_2 |e_1|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(e_1) \\ + \int_0^t k_3 \text{sign}(e_1) d\tau \end{cases} \quad (11)$$

هدف اصلی در مرحله طراحی، ایجاد یک سیگنال کنترلی پیوسته به‌گونه‌ای که حالت لغزش مرتبه دوم در زمان محدود بر روی سطح لغزش به وقوع بپیوندد. برای دستیابی به این هدف، کنترل بر اساس پیشنهاد زیر انتخاب می‌شود. انتخاب ورودی کنترلی زیر منجر به ایجاد حالت لغزش مرتبه دوم بر روی \hat{s} در زمان محدود می‌شود. هنگامی که $\hat{s} = 0$ گردد، در نتیجه

پارامترهای d_m و d_n تغییرات انحراف بردار تراست، بین ۱۵ تا ۹ درجه محدود شده‌اند.

توصیف کلی دینامیک سیستم

برای سیستم کنترل متحمل عیب، فرم کلی سیستم به صورت معادله (۴) تعریف می‌گردد.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) + \zeta(t, x) + E\psi(x) \\ y(t) = h(x(t)) + f_s(x, u) + v \end{cases} \quad (4)$$

که $u \in R^m$ بردار ورودی، $y \in R^r$ خروجی، $x \in R^n$ بردار حالت، $f: R^n \rightarrow R^r$ تابع حالت، $g: R^n \rightarrow R^{n \times m}$ تابع ورودی، $h: R^n \rightarrow R^r$ تابع خروجی، $f_s: R^n \rightarrow R^r$ بردار خطای حسگرها هستند. E ماتریس ثابت، $\zeta(t, x)$ ترم غیرخطی، $\psi(t)$ اغتشاش سیستم و v نویز می‌باشد. در مرحله اول برای حذف و تضعیف اغتشاش از الگوریتم مود لغزشی مرتبه بالا بر پایه کنترل فوق پیچشی استفاده می‌شود. در مرحله بعد با استفاده از الگوریتم شبکه عصبی تطبیقی و برورسانی ضرایب توسط فیلتر کالمن توسعه یافته^{۱۸}، اثرات عیب بر طرف می‌گردد.

دینامیک رؤیت‌گر مود لغزشی مرتبه بالا بر پایه کنترل فوق پیچشی

دینامیک رؤیت‌گر مود لغزشی مرتبه بالا جهت تخمین حالت‌ها با لحاظ اغتشاش برای سیستم انتگرالی دوگانه به صورت معادله (۵) و طبق مرجع [۸] بیان می‌گردد.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + z_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 + u + z_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 = z_3 \end{cases} \quad (5)$$

در معادله (۵) پارامتر Z_3, Z_2, Z_1 ترم‌های اصلاحی هستند. متغیر خطا به صورت $e_1 = x_1 - \hat{x}_1$ و $e_2 = x_2 - \hat{x}_2$ تعریف می‌گردد و ترم‌های اصلاحی نیز طبق رابطه (۶) و طبق مرجع [۸] بیان می‌گردد.

$$\begin{cases} z_1 = k_1 |e_1|^{0.66} \text{sign}(e_1) \\ z_2 = k_2 |e_1|^{0.33} \text{sign}(e_1) \\ z_3 = k_3 \text{sign}(e_1) \end{cases} \quad (6)$$

پارامتر K_3, K_2, K_1 اعداد مثبت هستند و خطای دینامیک سیستم به صورت رابطه (۷) بیان می‌گردد.

قسمت دوم (II)، در یک بازه زمانی معین طبق مرجع [۲۵] نمی‌توانند به سمت بینهایت بروند. با انتخاب $e_1 = e_2 = 0$ زمانی که خطا به صفر برسد، سیستم حلقه بسته به صورت رابطه (۱۵) نمایش داده می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \hat{s} - c_1 x_1 \\ \dot{\hat{s}} &= -\lambda_1 |\hat{s}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{s}) + v \\ \dot{v} &= -\lambda_2 \text{sign}(\hat{s}) \end{aligned} \quad (15)$$

دو معادله پایین رابطه (۱۵) برای الگوریتم کنترلی فوق پیچشی (STC) می‌باشد و با انتخاب بهره‌های $\lambda_1 > 0$ و $\lambda_2 > 0$ در نتیجه $\hat{s} = \dot{\hat{s}} = 0$ در زمان محدود برقرار خواهد شد. این بدان معناست که سیستم حلقه بسته به صورت رابطه (۱۶) نمایش داده می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -c_1 x_1 \\ \dot{x}_2 &= -c_1 x_1 \end{aligned} \quad (16)$$

با انتخاب $C_1 > 0$ هر دو حالت x_1 و x_2 به صورت مجانبی پایدار می‌گردند و فلوجارت کلی طراحی رؤیت‌گر مود لغزشی مرتبه بالا بر حسب کنترل‌کننده فوق پیچشی به صورت شکل ۱ است. و همچنین فلوجارت طراحی رؤیت‌گر سوپرتویستینگ در شکل ۲ قابل مشاهده می‌باشند.

حالت‌های x_1, x_2 به صورت مجانبی پایدار شده و طبق رابطه (۱۲) یا رابطه (۱۳) بیان می‌گردد.

$$u = c_1 \hat{x}_2 - k_2 |e_1|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(e_1) - \int_0^t k_3 \text{sign}(e_1) d\tau \quad (12)$$

$$- \lambda_1 |\hat{s}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{s}) d\tau \quad (13)$$

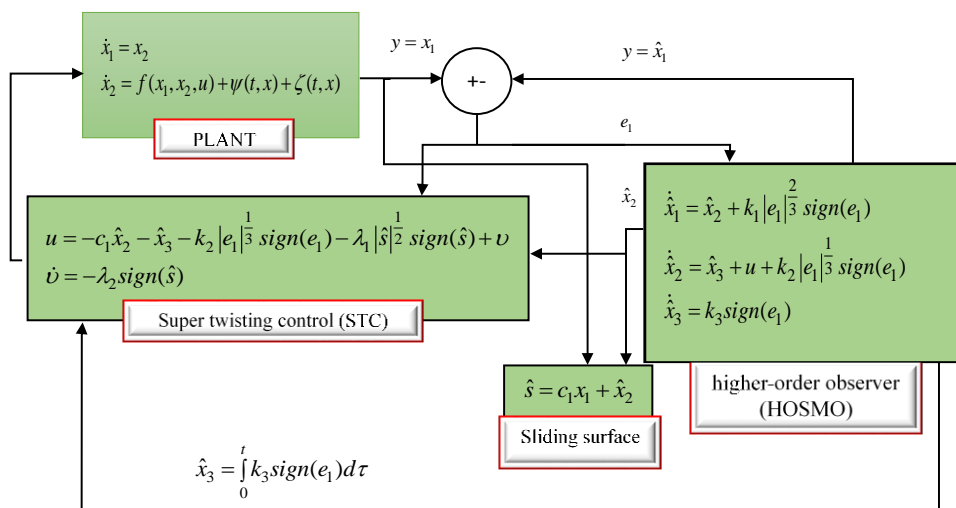
$$u = c_1 \hat{x}_2 - \int_0^t k_3 \text{sign}(e_1) d\tau - \lambda_1 |\hat{s}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{s}) - \int_0^t \lambda_2 \text{sign}(\hat{s}) d\tau$$

پارامتر $\lambda_1 > 0$ و $\lambda_2 > 0$ خواهند بود. با جایگزینی ورودی کنترلی (۱۲) یا (۱۳) در معادله (۱۱)، سیستم حلقه بسته به صورت معادله (۱۴) و طبق مرجع [۸] استخراج می‌گردد.

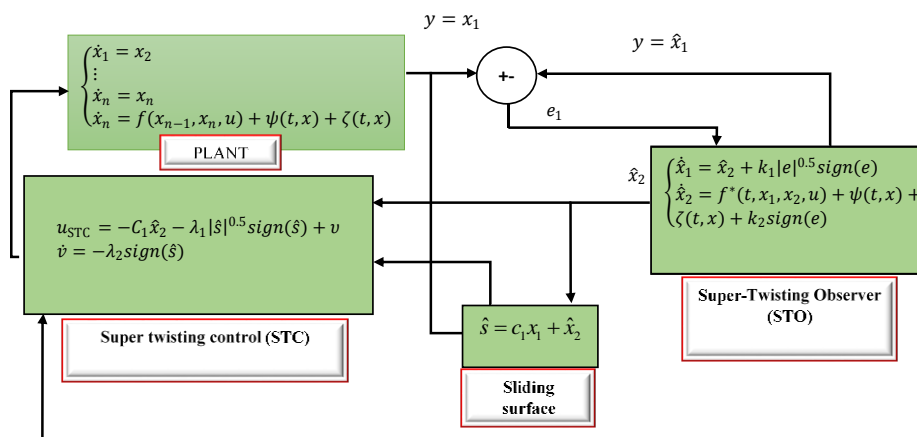
$$I: \begin{cases} \dot{x}_1 = \hat{s} - c_1 x_1 + e_2 \\ \dot{\hat{s}} = c_1 e_2 - \lambda_1 |\hat{s}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{s}) + v \\ \dot{v} = -\lambda_2 \text{sign}(\hat{s}) \end{cases} \quad (14)$$

$$\Pi: \begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 |e_1|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(e_1) + e_2 \\ \dot{e}_2 = -k_2 |e_1|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(e_1) + e_3 \\ \dot{e}_3 = -k_3 \text{sign}(e_1) + \dot{\rho}_1 \end{cases}$$

در معادله (۱۴)، دینامیک قسمت اول (I) طبق مرجع مذکور در مقدمه، خطای تخمین در زمان محدود همگرا می‌گردد. اما مسیرهای سیستم طبق معادله (۱۴) دینامیک



شکل ۱- فلوجارت طراحی رؤیت‌گر مد لغزشی مرتبه بالا بر اساس کنترل‌کننده فوق پیچشی [۸].



شکل ۲- فلوجارت طراحی رؤیت گر سوپر توپستینگ بر اساس کنترل کننده فوق پیچشی [۱۷].

با توجه به اینکه حالت‌های اول زاویه چرخش حول بردار سرعت، زاویه حمله و زاویه سرش جانبی در دسترس و قابل اندازه‌گیری می‌باشند، بر اساس آن حالت دوم تخمین زده می‌شود و طبق رابطه (۱۸)، سرعت زاویه‌ای چرخش، برحسب زاویه گردش حول بردار سرعت (μ) و سرعت زاویه‌ای فراز، برحسب زاویه حمله (α) و سرعت زاویه گردش بر حسب زاویه سرش جانبی (β) طبق مرجع [۱۷و۱۸] استخراج می‌گردد.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = x_2 \\ \dot{\hat{x}}_2 = \dot{p} = f(x_1, x_2, u) + \psi(t, x) + \xi(t, x) \\ \dot{\hat{\mu}} = \hat{p} + k_1 |e_1|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(\mu - \hat{\mu}) \\ \dot{\hat{p}} = \hat{x}_3 + u + k_2 |\mu - \hat{\mu}|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(\mu - \hat{\mu}) + \psi(t, x) + \xi(t, x) \\ \dot{\hat{x}}_3 = k_3 \text{sign}(\mu - \hat{\mu}) \\ u = -c_1 \hat{p} - \hat{x}_3 - k_2 |\mu - \hat{\mu}|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(\mu - \hat{\mu}) - \lambda_1 |\hat{s}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{s}) + v \\ \hat{s} = c_1 \mu + \hat{p} \end{cases} \quad (18)$$

کنترل فوق پیچشی مبتنی بر رؤیت گر لغزشی مرتبه بالا به صورت پیوسته کار می‌کند. وقتی کنترل کننده فوق پیچشی بر اساس رؤیت گر مود لغزشی مرتبه بالا طراحی شود، تنها باید بهره‌های رؤیت گر تنظیم گردند و این تنظیم بر اساس مشتق اول اغتشاش انجام می‌شود تا خطاها به همگرایی برسند. اما در طراحی کنترل کننده، نیازی به تنظیم بهره λ_2 بر اساس اغتشاشات نیست که از مزیت‌های مهم این روش، تلفیق رؤیت گر لغزشی مرتبه بالا برحسب کنترل کننده فوق پیچشی است. می‌توان نتیجه گرفت که شرایط دو بهره مربوط به اغتشاشات نسبت به سایر روش‌های فوق پیچشی، به یک بهره قابل کاهش دادن است.

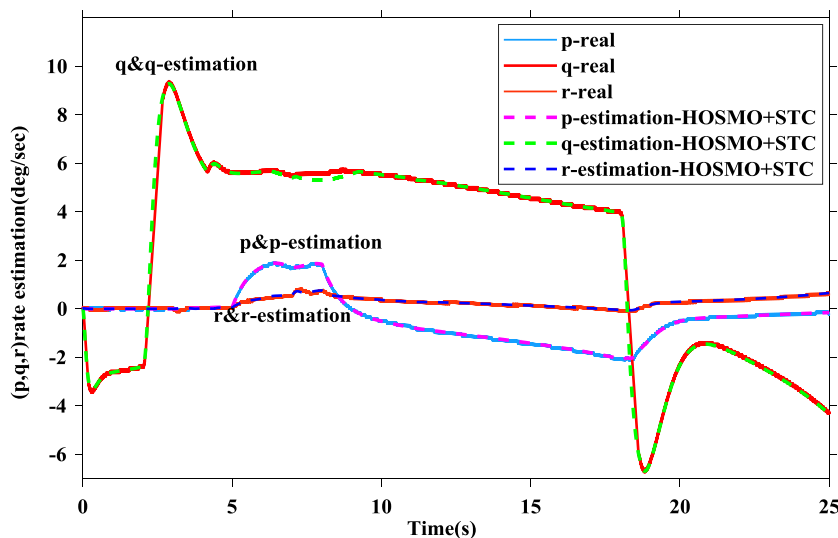
تعمیم دینامیک رؤیت گر مود لغزشی مرتبه بالا بر روی دینامیک هواپیما بر اساس کنترل کننده فوق پیچشی
در این قسمت اگر فرض حالت‌های سیستم برای هر کانال به صورت رابطه (۱۷) خواهیم داشت.

$$\begin{cases} x_1 = \mu \\ x_2 = p \end{cases}, \begin{cases} x_1 = \alpha \\ x_2 = q \end{cases}, \begin{cases} x_1 = \beta \\ x_2 = r \end{cases} \quad (17)$$

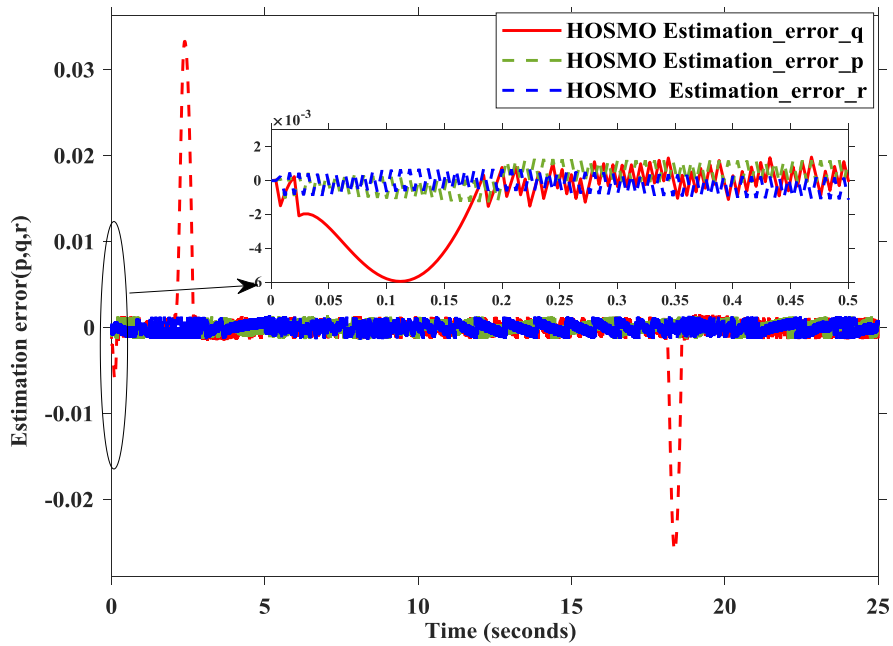
سوپر توپستینگ و مشاهده گر مرتبه بالای لغزشی در تخمین سرعت های زاویه ای مورد ارزیابی و مقایسه قرار گرفته است. برای این منظور، شاخص های کلیدی همچون ریشه میانگین مربعات خطا، انحراف معیار و میانگین مقدار تخمین شده مورد بررسی قرار گرفته اند. نتایج نشان می دهند رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا، با دستیابی به مقدار میانگین مربعات خطا معادل ۰/۰۰۲۷، عملکرد دقیق تری نسبت به رؤیت گر سوپر توپستینگ با میانگین مربعات خطا برابر ۰/۰۰۶۷ دارد. این کاهش معادل ۵۸/۸۲ درصد در خطای تخمین، بیانگر توان بالای رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا در پیگیری دینامیک سیستم با دقت بیشتر است. از نظر انحراف معیار نیز رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا با مقدار ۰/۰۷۲۰۸ نسبت به رؤیت گر سوپر توپستینگ با مقدار ۰/۰۷۳۰۰۶ حدود ۱/۲۶ درصد بهبود پایداری نشان داده است. همچنین، میانگین مقدار تخمین شده در رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا ۰/۰۴۲۲۰۷۸ بسیار نزدیک تر به مقدار واقعی ۰/۰۴۲۲۸۵ بوده و در مقایسه با رؤیت گر که مقدار میانگین آن ۰/۰۴۲۷۴ گزارش شده، حدود ۱/۵۵ درصد دقت بالاتری دارد. و خطای تخمین دو رؤیت گر در شکل ۶ نمایش داده شده است. و در نهایت برای اینکه خطای تخمین به حداقل برسد، بهره های تنظیمی رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا و کنترل کننده فوق پیشگی طبق جدول ۱ تنظیم می گردد.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \hat{r} = f(x_1, x_2, u) + \psi(t, x) + \xi(t, x) \\ \dot{\hat{\beta}} = \hat{r} + k_1 |\beta - \hat{\beta}|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(\beta - \hat{\beta}) \\ \dot{\hat{r}} = \hat{x}_3 + u + k_2 |\beta - \hat{\beta}|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(\beta - \hat{\beta}) + \psi(t, x) + \xi(t, x) \\ \dot{\hat{x}}_3 = k_3 \text{sign}(\beta - \hat{\beta}) \\ u = -c_1 \hat{r} - \hat{x}_3 - k_2 |\beta - \hat{\beta}|^{\frac{1}{3}} \text{sign}(\beta - \hat{\beta}) - \lambda_1 |\hat{s}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{s}) + v \\ \hat{s} = c_1 \beta + \hat{r} \end{cases}$$

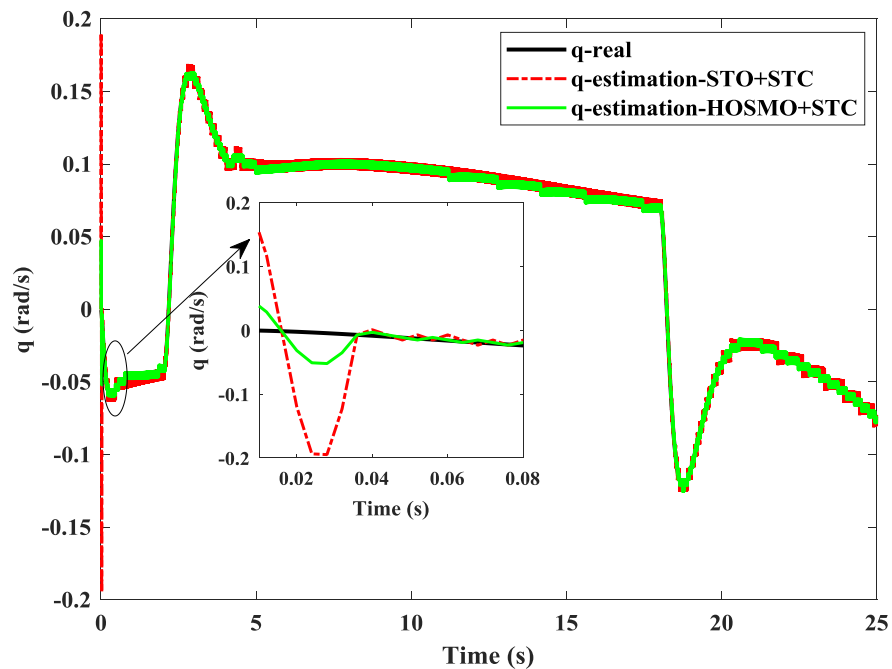
رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا، طبق فلوجارت شکل ۱ و بر اساس معادله (۱۸)، سرعت زاویه ای پرنده را تخمین می زند. با توجه به انتخاب بهره های بزرگ تر از باند اغتشاش و عدم نیاز به شناخت حد بالای مقدار آن، در صورت ورود اغتشاش به سیستم، این اغتشاش تضعیف و حذف می شود. به عبارت دیگر، خطای تخمین ناچیز بوده و طبق شکل ۳ تخمین سرعت زاویه ایی بر اساس رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا برای سه کانال سرعت زاویه ایی انجام شده است و در شکل ۴ خطای رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا برای سه کانال بررسی شده است و در شکل ۵ جهت بررسی عملکرد رؤیت گر طبق فلوجارت شکل ۲ سرعت زاویه ایی کانال پیچ بر اساس دو رؤیت گر بررسی شده در این بخش، عملکرد دو مشاهده گر پیشرفته شامل مشاهده گر



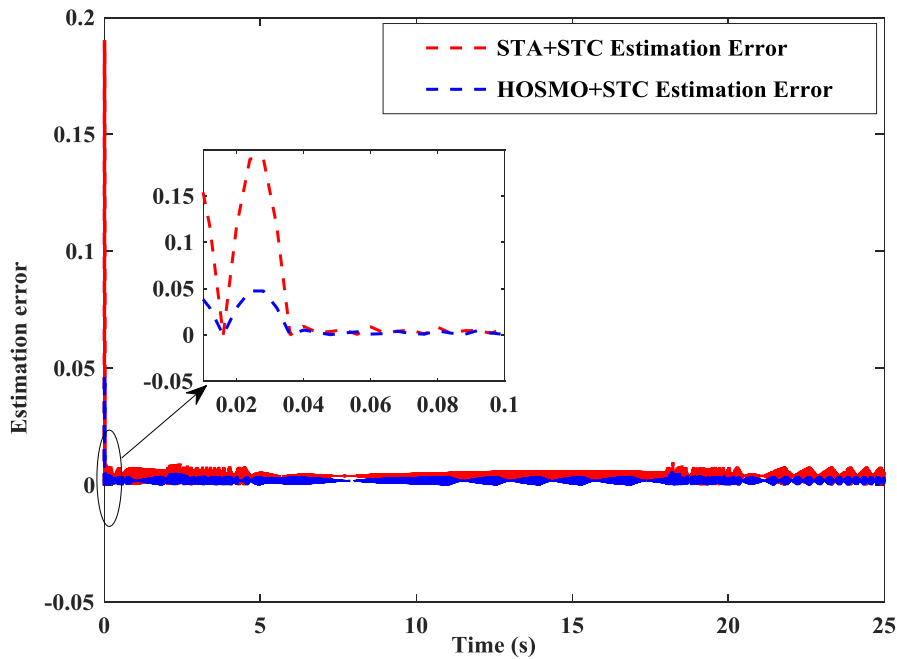
شکل ۳- تخمین سرعت زاویه ای بر اساس رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا بر اساس کنترل کننده فوق پیشگی



شکل ۴- خطای تخمین رؤیت‌گر مدل‌غزشی مرتبه بالا در تخمین سرعت زاویه‌ای بر اساس کنترل‌کننده فوق پیشگیرای سه کانال سرعت زاویه‌ای



شکل ۵- تخمین سرعت زاویه پیچ برنده براساس رؤیت‌گر مدل‌غزشی مرتبه بالا و رؤیت‌گر سوپر تویستینگ



شکل ۶- خطای تخمین سرعت زاویه ای پیچ برنده براساس رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا و رؤیت گر سوپر تویستینگ

جدول ۱- بهره های تنظیمی برای رؤیت گر و کنترل کننده برای سه

حسگر سرعت زاویه ای

بهره رؤیت گر (HOSMO)			بهره کنترل کننده (STC)		حسگر
k_3	k_2	k_1	$\lambda_1 = 2.1$	$\lambda_2 = 2.2$	p
$6n$	$11n^{0.05}$	$6n^{0.33}$			
$n = 55$	$n = 55$	$n = 55$			
k_3	k_2	k_1	$\lambda_1 = 2$	$\lambda_2 = 2$	q
$6n$	$11n^{0.05}$	$6n^{0.33}$			
$n = 50$	$n = 50$	$n = 50$			
k_3	k_2	k_1	$\lambda_1 = 2.3$	$\lambda_2 = 2.5$	r
$6n$	$11n^{0.05}$	$6n^{0.33}$			
$n = 53$	$n = 51$	$n = 50$			
بهره رؤیت گر (STO)			بهره کنترل کننده (STC)		ضرایب
	k_2	k_1	λ_2	λ_1	p
	1.35	10	1.5	0.5	
	1.60	9	1.6	0.5	q
	1.60	8.5	1.2	0.5	r

توسعه یافته^{۲۰}، دو مرحله‌ی شناسایی و حذف اثر عیب آغاز می‌گردد.

آشکارسازی خطا در حسگر

پس از مرحله حذف اغتشاش سیستم، آشکارسازی خطا با استفاده از ترکیب دو روش شبکه عصبی-تطبیقی و الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته، گام بعدی شناسایی محل وقوع خطا و جداسازی آن محل از سایر بخش‌ها است. در واحد آشکارسازی، دینامیک غیرخطی سیستم تحت بررسی خطی سازی می‌شود تا بتوان برای تولید باقیمانده اقدام کرد و در نتیجه با تعیین تابع آستانه خطا را ارزیابی نمود. در سال‌های اخیر برای بررسی سیستم‌های غیرخطی، مدل‌های غیرخطی و شبکه‌های عصبی ارائه شده است که توانایی تقریب زدن توابع غیرخطی را تحت شرایط مشخص دارند [۴۵]. روش مورد استفاده در این بخش یک رویکرد تطبیقی برای طراحی رؤیت گر عصبی جهت تشخیص خطا می‌باشد. سیستم غیرخطی به فرم زیر در نظر

بعد از مرحله حذف اغتشاش به صورت برخط توسط رؤیت گر مد لغزشی مرتبه بالا بر پایه کنترل کننده فوق پیچشی، در گام بعدی با انتخاب شبکه عصبی-تطبیقی و با روزرسانی ضرایب شبکه عصبی^{۱۹} توسط فیلتر کالمن

و خروجی سیستم به شرح زیر طبق مرجع [۴۶] ساخته می‌شود.

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= f(\hat{x}(t)) + g(\hat{x}(t)) u(t) \\ \hat{y}(t) &= h(\hat{x}(t)) + M(t) \\ M_i(t) &= W_i(t) \sigma(V_i(t) I_i(t))\end{aligned}\quad (22)$$

که $\hat{x}(t)$ بردار حالت رؤیت‌گر در زمان t ام است. برای $M_i(t)$ که $i=1, \dots, n$ مؤلفه i ام بردار ورودی رؤیت‌گر $M(t)$ است.

$I_i(t) = [M_i(t - \tau), \dots, M_i(t - p\tau), \tilde{y}_i(t - \tau), \dots, \tilde{y}_i(t - q\tau)]^T$ و $W_i(t) = [V_{i,1}(t), \dots, V_{i,p+q}(t)]$ پارامترهای ورودی i امین NAO در زمان t هستند. τ نشان‌دهنده فاصله زمانی نمونه‌برداری یا طول گام می‌باشد. $\tilde{y}_i(t)$ به i امین مؤلفه خطای تخمین خروجی $\hat{y}_i(t) = h(x(t)) - h(\hat{x}(t))$ گفته می‌شود. $\sigma(\cdot)$ تابع فعال‌ساز سیگموئید به فرم $\sigma(x) = (1 - e^{-x}) / (1 + e^{-x})$ انتخاب شده است. p و q مناسب بر اساس تأخیر زمانی سیستم‌های عملی و نیازمندی زمان واقعی، انتخاب شده است. وجود p و q بزرگ، گرچه ضامن همگرایی فرآیند آموزش می‌باشد، اما ممکن است موجب محاسبه بیشتر زمان و در نتیجه ایجاد تأخیر زمانی غیرضروری شود. ورودی رؤیت‌گر به صورت بازگشتی توسط ورودی‌های رؤیت‌گر p مرحله قبل از $M(k - \tau)$ به $M(k - p\tau)$ و خطای خروجی سیستم q مرحله قبل از $\tilde{y}(t - \tau)$ به $\tilde{y}(t - q\tau)$ به‌روز رسانی می‌شود.

بروز رسانی قانون و همگرایی آن

در این مطالعه، الگوریتم فیلتر کالمن توسعه‌یافته برای به‌روزرسانی پارامترهای NAO بکار گرفته می‌شود تا تضمین نرخ همگرایی سریع باشد. پارامترها به‌صورت زیر طبق مرجع [۱] تعریف شده است:

$$\theta_i(k) = [W_i(k), V_{i,1}(k), \dots, V_{i,p+q}(k)]^T \quad (23)$$

که در آن k نشان‌دهنده زمان نمونه‌برداری است. رابطه بین k و t به صورت $k = t / \tau$ است. پارامترها در هر زمان نمونه‌برداری بر اساس قوانین زیر به روز می‌شوند:

$$\begin{aligned}\theta_i(k) &= \theta_i(k-1) + \eta_i K_i(k) [y_i(k), \dots, \hat{y}_i(k)] \\ K_i(k) &= P_i(k) H_i(k) [H_i^T(k) P_i(k) H_i(k) + R_i(k)]^{-1} \\ P_i(k+1) &= P_i(k) - K_i(k) H_i^T(k) P_i(k)\end{aligned}\quad (24)$$

که η_i ثابت آموزش است. $K_i(k)$ بهره کالمن، $P_i(k)$ ماتریس کوواریانس خطای تخمین حالت و $R_i(k)$ ماتریس

گرفته می‌شود. همچنین جهت ساده‌سازی تجزیه و تحلیل پایداری سیستم، فرض‌های زیر لحاظ می‌شود.

فرض ۱: حالت‌های $x(t)$ همگی قابل اندازه‌گیری می‌باشند.

فرض ۲: تابع حالت $f(x(t))$ و $h(x(t))$ نسبت به \hat{x} مشتق‌پذیر است.

$A(t) = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}}$ ، $C(t) = \frac{\partial h}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}}$ که $A(t)$ ماتریس $n \times n$ و $c(t)$ ماتریس $n \times r$ است. بنابراین، معادله زیر را می‌توان از طریق بسط $f(x(t))$ و $h(x(t))$ نسبت به \hat{x} بدست آورد.

$$f(x) - f(\hat{x}) = A(t) \tilde{x}(t) + \phi(\hat{x}, x) \quad (19)$$

$$h(x) - h(\hat{x}) = A(t) \tilde{x}(t) + \psi(\hat{x}, x) \quad (20)$$

که $\phi(\hat{x}, x) = O(\|\tilde{x}(t)\|)$ و $\psi(\hat{x}, x) = O(\|\tilde{x}(t)\|)$ شامل ترم‌های مرتبه بالاتر خطای تخمین حالت $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ می‌شود.

فرض ۳: خطای $f_s(x, u)$ محدود شده توسط f_m می‌باشد.

فرض ۴: عدد حقیقی $l_\phi > 0$ و $l_\psi > 0$ وجود دارد، چنانچه ϕ و ψ توسط رابطه (۲۱، ۱) محدود است توجه شود:

$$\|\phi(\hat{x}, x)\| \leq l_\phi \|\tilde{x}(t)\|, \quad \|\psi(\hat{x}, x)\| \leq l_\psi \|\tilde{x}(t)\| \quad (21, 1)$$

فرض ۵: ماتریس متقارن $\Gamma(t)$ دارای ویژگی زیر می‌باشد:

$\beta_1 I_n \leq \Gamma(t) \leq \beta_2 I_n$ که β_1 و β_2 مقادیر حقیقی مثبت و $\Gamma(t)$ پاسخ معادله لیاپانوف زیر است:

$$A^T \Gamma(t) + \Gamma(t) A + \dot{\Gamma}(t) = -Q \quad (21)$$

که در آن، Q ماتریس متقارن مثبت معین می‌باشد. شبکه عصبی تطبیقی، به طور مستمر توسط ورودی رؤیت‌گر، که با $M(t)$ نشان داده می‌شود به روز می‌شود، به گونه‌ای که قادر به تشخیص انحراف ناشی از خطا است.

رؤیت‌گر عصبی-تطبیقی

در این بخش، رؤیت‌گر عصبی-تطبیقی جهت شناسایی خطای موجود در سیستم غیرخطی معادله (۴) مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد. یک رؤیت‌گر تطبیقی-عصبی با استفاده از ورودی

که در رابطه (۲۶)، $Z_i(k)$ به صورت (۲۷) تعریف می شود.

$$Z_i(k) = \sum_{j=1}^p V_{i,j}(k) M_i(k-j) + \sum_{j=1}^q V_{i,p+j}(k) \tilde{y}_i(k-j) \quad (27)$$

در شکل ۷ نمای کلی مراحل بروز رسانی ضرایب شبکه عصبی تطبیقی با استفاده از الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته طبق مرجع [۴۶] نشان داده شده است.

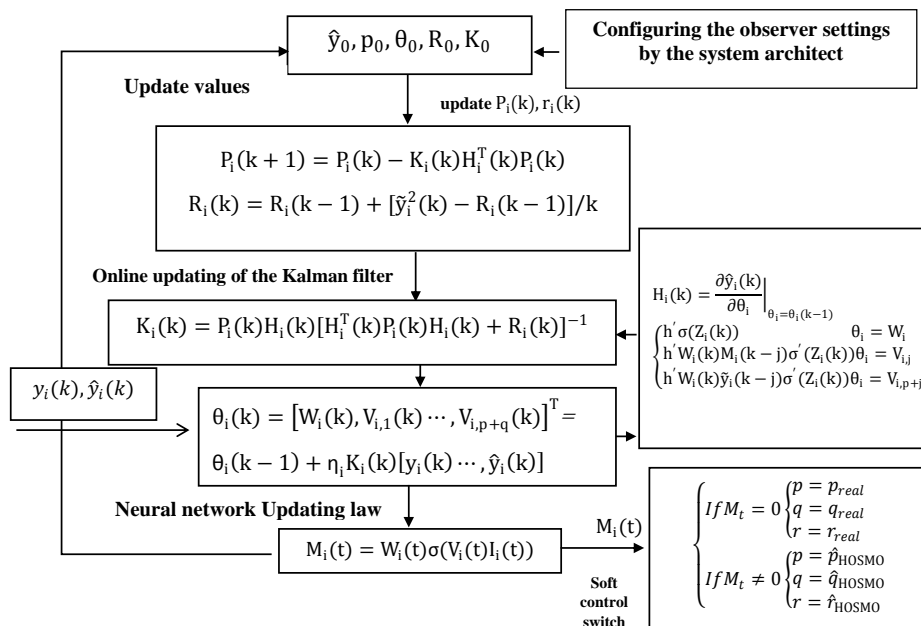
کوواریانس تخمین زده شده نوین می باشند. در اینجا، $R_i(k)$ بصورت بازگشتی محاسبه می شود:

$$R_i(k) = R_i(k-1) + [\tilde{y}_i^2(k) - R_i(k-1)]/k \quad (25)$$

که $H_i(k)$ عبارتست از مشتق $\hat{y}_i(k)$ نسبت به θ_i . بر اساس ورودی رؤیت گر در رابطه (۱۷)، بدین صورت بیان می شود:

$$H_i(k) = \left. \frac{\partial \hat{y}_i(k)}{\partial \theta_i} \right|_{\theta_i = \theta_i(k-1)}$$

$$= \begin{cases} h' \sigma(Z_i(k)) & \theta_i = W_i \\ h' W_i(k) M_i(k-j) \sigma'(Z_i(k)) & \theta_i = V_{i,j} \\ h' W_i(k) \tilde{y}_i(k-j) \sigma'(Z_i(k)) & \theta_i = V_{i,p+j} \end{cases} \quad (26)$$



شکل ۷ - بلوک دیگرام بروز رسانی ضرایب شبکه عصبی با استفاده از الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته.

$$0 < R(k) \ll H(k) P(k) H(k) \quad (28)$$

قضیه ۱: فرآیند به روزرسانی وزن های شبکه عصبی تطبیقی همگرا خواهد شد، اگر پارامتر یادگیری شرط زیر را ارضا کند.

$$0 < \eta_i < 2 + \frac{2R_i(k)}{\|H_i(k)\| \lambda_{\max}(P_i(k))} \quad (29)$$

اثبات همگرایی رؤیت گر عصبی تطبیقی

برای تضمین همگرایی و به روزرسانی وزن های شبکه عصبی تطبیقی با استفاده از فیلتر کالمن توسعه یافته، باید فرض زیر برقرار باشد:

فرضیه ۶: کواریانس نوین تخمینی $R_i(k)$ که در رابطه (۲۵) تعریف شده است. باید شرط زیر را برای همگرایی صحیح طبق رابطه (۲۸) و مرجع [۴۶] ارضا کند.

از روابط (۲۸) و (۲۹) می توان نتیجه گرفت که:

$$\Delta V(K) = \Delta e_i(K) \left(e_i(K) + \frac{1}{2} \Delta e_i(K) \right) = \quad (37)$$

$$- \eta_i H_i(k)^T K_i \left(1 - \frac{1}{2} \eta_i H_i(k)^T K_i \right) e_i(k)^2$$

با توجه به اینکه نامساوی موجود در رابطه (۳۰) برقرار است و با ارجاع به روابط (۳۳) و (۳۷)، نتیجه می شود که: $\Delta V < 0$ در نتیجه، فرآیند تنظیم وزن ها در فیلتر کالمن توسعه یافته (EKF) همگرا خواهد بود.

فرایند طراحی کنترل گام به عقب

پروژه طراحی کنترل کننده در این روش به دو مرحله اصلی با دو حلقه کنترلی، همانطور که در شکل ۸ نشان داده شده است، تقسیم می شود. در حلقه بیرونی متغیرهای حالت آهسته یعنی زاویه های حمله (α)، سرش جانبی (β) و گردش حول بردار سرعت (μ) کنترل می شود. در حلقه داخلی متغیرهای حالت سریع یعنی سرعت های زاویه ای p, q, r کنترل می شود [۴۶].

در این مقاله حالت های $x_1, x_2 \in R^3$ و ورودی کنترل $u \in R^3$ به شرح ذیل تعریف می شود:

$u = [\delta_e, \delta_a, \delta_r]^T$ $x_1 = [\alpha, \beta, \mu]^T$, $x_2 = [p, q, r]^T$
با انتخاب x_1, x_2, u معادلات (۱) برای بکار بردن روش گام به عقب بر اساس حالات آهسته و سریع به فرم زیر بازنویسی می شود [۴۶].

$$\dot{x}_1 = f_1(\alpha, \beta) + g_1(\alpha, \beta, \gamma, \mu)x_2 + \quad (38)$$

$$g_{1a}(\alpha, \beta)x_2 + h_1(\alpha, \beta)u$$

$$\dot{x}_2 = f_2(\alpha, \beta, p, q, r) + g_2(\alpha, \beta)u \quad (39)$$

در معادلات فوق پارامترهای f_1, f_2, g_1, g_2 به صورت رابطه (۴۰) تعریف می شوند:

$$0 < \eta_i < 2 + \frac{2R_i}{H_i^T P_i H_i} = 2 \frac{H_i^T P_i H_i + R_i}{H_i^T P_i H_i} \quad (30)$$

بنابراین:

$$0 < \eta_i H_i^T P_i H_i [H_i^T P_i H_i + R_i]^{-1} < 2 \quad (31)$$

از روابط (۳۰) و (۳۱) می توان نتیجه گرفت که:

$$k_i(t) = P_i H_i [H_i^T P_i H_i + R_i]^{-1} \quad (32)$$

سپس:

$$0 < \eta_i H_i(k)^T K_i(k) < 2 \quad (33)$$

یک تابع کاندید لیاپانوف را می توان بر اساس خطای شبکه عصبی تطبیقی، $e_i(K)$ را به صورت رابطه (۳۴) و طبق مرجع [۱] انتخاب کرد.

$$V(K) = \frac{1}{2} e_i(k)^2 \quad (34)$$

تفاوت ΔV را می توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\Delta V(K) = V(K+1) - V(K) = \Delta e_i(K) \left(e_i(K) + \frac{1}{2} \Delta e_i(K) \right) \quad (35)$$

تغییر در خطای NAO، $\Delta e_i(K)$ به صورت زیر تخمین زده

می شود:

$$\Delta e_i(K) = - \left(\frac{\partial e_i(K)}{\partial \theta_i(K)} \right) \Delta \theta_i(K) \quad (36)$$

$$= - \eta_i H_i(k)^T K_i(k) e_i(K)$$

بنابراین ΔV به صورت زیر بیان می گردد.

$$f_1 = \begin{bmatrix} f_\beta(x) \\ f_\alpha(x) \\ f_\mu(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{MV} Y \cos \beta + \frac{1}{MV} [Mg \sin \gamma \sin \mu - T \sin \beta \cos \alpha] \\ \frac{-L}{MV \cos \beta} + \frac{1}{MV \cos \beta} [Mg \cos \gamma \cos \mu - T \sin \alpha] \\ -\frac{g}{V} \tan \beta \cos \mu \cos \gamma + \frac{L+T \sin \alpha}{MV} [\tan \gamma \sin \mu + \tan \beta] + \frac{Y}{MV} \tan \gamma \cos \mu \cos \beta \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$f_2 = \begin{bmatrix} f_p(x) \\ f_q(x) \\ f_r(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_z \hat{I}_{aero} + I_{xz} \hat{n}_{aero} + I_{xz}(I_x - I_y + I_z)pq + [I_z(I_y - I_z) - I_{xz}^2]qr}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{I_{xz}(I_x - I_y + I_z)pq + [I_z(I_y - I_z) - I_{xz}^2]qr}{I_x I_z - I_{xz}^2} \\ \frac{1}{I_y} [\hat{m}_{aero} + pr(I_z - I_x) + I_{xz}(r^2 - p^2)] \\ \frac{I_{xz} \hat{I}_{aero} + I_x \hat{n}_{aero} + I_x(I_x - I_y) + I_{xz}^2]pq - I_{xz}(I_x - I_y + I_z)qr}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{I_x(I_x - I_y) + I_{xz}^2]pq - I_{xz}(I_x - I_y + I_z)qr}{I_x I_z - I_{xz}^2} \end{bmatrix}$$

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \sin \alpha & 0 & -\cos \alpha \\ -\tan \beta \cos \alpha & 1 & -\tan \beta \sin \alpha \\ \frac{\cos \alpha}{\cos \beta} & 0 & \frac{\sin \alpha}{\cos \beta} \end{bmatrix} \quad \& \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} L_{\delta_A} & 0 & L_{\delta_R} \\ 0 & M_{\delta_E} & 0 \\ N_{\delta_A} & 0 & N_{\delta_R} \end{bmatrix}$$

فرض ۹- انحراف سطوح کنترل، اثری بر نیروی آیرودینامیکی ندارد:

$$h_1(\alpha, \beta) = 0$$

خطای متغیرهای حالت و ورودی کنترلی u به صورت زیر تعریف می شود طبق مرجع [۴۶]:

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 - x_1^c \\ z_2 &= x_2 - x_2^c \\ x_2^c &= g_1^{-1}[-k_1 z_1 - f_1 + \dot{x}_1^c] \\ u &= g_2^{-1}[-k_2 z_2 - g_{1a}^T z_1 - g_1^T z_1 - A] \\ A &= f_2 + f_{2a} x_2 - g_1^{-1}[k_1 \dot{x}_1^c + \ddot{x}_1^c] \end{aligned} \quad (۴۱)$$

بلوک دیاگرام سیستم کنترل دو حلقه‌ای تعریف شده در شکل ۸ نشان داده شده است. اثبات پایداری نیز همانند مرجع [۴۶] است.

فرضیات ذیل در طراحی و فرایند تجزیه و تحلیل روش گام به عقب بکار برده می شوند.

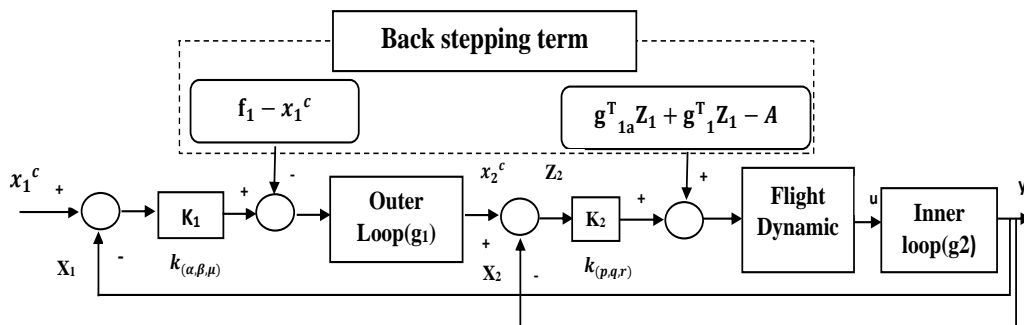
فرض ۷- مسیرهای دلخواه $x_1^c = [\alpha^c, \beta^c, \mu^c]$ محدود هستند.

$$\| [x_1^c, \dot{x}_1^c, \ddot{x}_1^c] \| \leq c_d$$

که $c_d \in R$ یک ثابت مثبت معلوم و $\| \cdot \|$ علامت نرم ۲ بردار یا ماتریس و \dot{x}_1^c و \ddot{x}_1^c مشتق مرتبه اول و دوم سیگنال فرمان ورودی می باشد.

فرض ۸- سرعت و فشار دینامیکی با توجه به ارتفاع پروازی تغییر می کنند.

$$\dot{V} \neq 0, \quad \dot{q} \neq 0$$



شکل ۸: شمای کلی کنترل کننده بر اساس روش گام به عقب

شده در سیستم، از جمله کاهش عملکرد، ناپایداری و از دست دادن کارایی سیستم را داشته باشد. این موضوع زمانی اهمیت دارد که سیستم تحت کنترل از شرایط نامی (بدون خطا) منحرف شده باشد. روش‌هایی از قبیل LQR، کنترل

طراحی کنترل کننده تحمل پذیر خطا

پس از مرحله شناسایی و آشکارسازی خطا، نوبت به طراحی کنترل کننده‌ای است که توانایی غلبه بر اثرات خطاهای ایجاد

$$u_{new} = u + u_{ad} \quad (45)$$

بردار u در رابطه سوم (۴۱) تعریف شده است. اگر در رابطه (۳۹) (دینامیک حلقه داخلی) پارامتر u_{new} به جای پارامتر u قرار داده شود، در نهایت با انجام ساده‌سازی جبری و معادل قرار دادن (۴۳) با (۳۹)، ورودی کنترل تطبیقی به صورت رابطه (۴۶) و مرجع [۴۶] بدست می‌آید:

$$u_{ad} = g_2^{-1} \left(\begin{bmatrix} k_p(\hat{p}) \\ k_q(\hat{q}) \\ k_r(\hat{r}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_{\hat{p}}(x) \\ f_{\hat{q}}(x) \\ f_{\hat{r}}(x) \end{bmatrix} - A^* - g_1^{-1} B^* \right) \quad (46)$$

$$A^* = \begin{bmatrix} \sin \alpha (\alpha_c - \alpha) - \text{tg } \beta \cos \alpha (\beta_c - \beta) + \frac{\cos \alpha}{\cos \beta} (\mu_c - \mu) \\ \beta_c - \beta \\ -\cos \alpha (\alpha_c - \alpha) - \text{tg } \beta \sin \alpha + \frac{\sin \alpha}{\cos \beta} (\mu_c - \mu) \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} k_\alpha \dot{\alpha}_c + \ddot{\alpha}_c \\ k_\beta \dot{\beta}_c + \ddot{\beta}_c \\ k_\mu \dot{\mu}_c + \ddot{\mu}_c \end{bmatrix}$$

سوئیچ کنترلی نرم رؤیت‌گر و کنترل‌کننده

در این قسمت، دو سوئیچ نرم که اولی مربوط به رؤیت‌گر و دومی مربوط به کنترل‌کننده می‌باشد، تعریف می‌گردد. ابتدا برای رؤیت‌گر، اگر خطای تخمین پارامتر مقدار واقعی که از خروجی حسگر و پارامتر تخمینی که توسط رؤیت‌گر مد لغزشی مرتبه بالا در حال اجرا است، ناچیز باشد، سیگنال واقعی را به سوئیچ کنترلی ارسال می‌کند. در صورتی که خطای تخمین و میزان خطا از یک حد آستانه بالاتر رود، بیانگر وجود اغتشاش در سیستم است و از پارامترهای تخمینی که در آنها حذف اغتشاش صورت گرفته برای سوئیچ کنترلی استفاده می‌گردد. با تعریف سوئیچ کنترلی، اگر ماتریس $M(t)$ ، خروجی شبکه عصبی طبق شکل ۷ صفر باشد و هیچ خطایی در سیستم وجود نداشته باشد، مقدار سرعت زاویه‌ای بر اساس سرعت زاویه‌ای واقعی است. اما اگر خطایی رخ دهد و خروجی حسگر سرعت زاویه‌ای مشکل داشته باشد یا در دسترس نباشد، در عوض از سرعت زاویه‌ای تخمینی توسط الگوریتم مد لغزشی مرتبه بالا استفاده می‌شود که زمان و انرژی کمتری برای کنترل مصرف می‌کند. فلوچارت طراحی به صورت شکل ۹ می‌باشد.

مقاوم [۴۷]، کنترل تطبیقی [۴۸] و کنترل مد لغزشی [۴۹] برای این موارد پیشنهاد شده است. در این مقاله از روش تطبیقی برای تطبیق سیستم با شرایط وجود خطا استفاده می‌شود. شایان ذکر است که در این تحقیق تنها خطاهای موجود در حسگرها در نظر گرفته می‌شود.

توصیف خطا

خطاهای ایجاد شده در حسگرها اغلب به شکل جمع‌شونده در نظر گرفته می‌شوند، لذا معادلات حالت سیستم غیرخطی همراه با خطا در حسگر به صورت زیر است:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = Cx(t) + F_s f_s \end{cases} \quad (42)$$

که f_s بیانگر ورودی نامعلوم (خطا) حسگر می‌باشد. مقادیر مشتق حالات p, q, r از رابطه (۴۳) تبعیت می‌کند:

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{p}_c + K_p(p_c - p) \\ \dot{q}_c + K_q(q_c - q) \\ \dot{r}_c + K_r(r_c - r) \end{bmatrix} \quad (43)$$

به منظور ساده‌سازی سیستم کنترل پرواز و حذف اثرات ناشی از نویز در این روش، لازم است در معادله (۴۳) از مشتقات مرتبه اول فرمان ورودی حالات سریع $\dot{p}_c, \dot{q}_c, \dot{r}_c$ صرفنظر شود. خطای اعمال شده به حسگرها در زمان گرفتن پس‌خور از نرخ غلتش، فراز و گردش انجام می‌شود و خطای مذکور به صورت جمع‌شونده در معادله (۴۴) نمایش داده می‌شود.

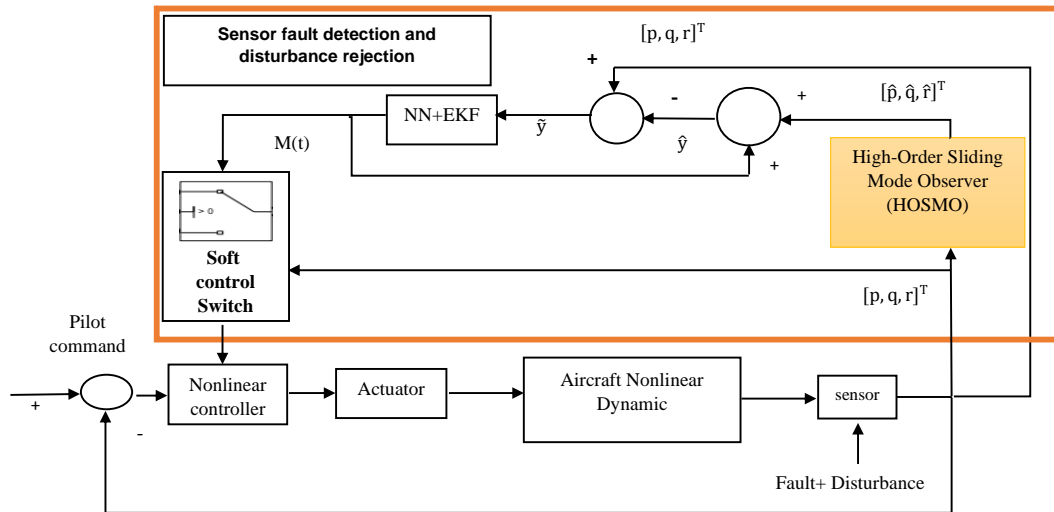
$$\begin{cases} p_F = p + \hat{p} \\ q_F = q + \hat{q} \\ r_F = r + \hat{r} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \hat{p} = F_{s1} f_s \\ \hat{q} = F_{s2} f_s \\ \hat{r} = F_{s3} f_s \end{cases} \quad (44)$$

که r_F, q_F, p_F مقادیر اندازه‌گیری شده توسط حسگرها همراه با خطا بوده و r, q, p مقادیر صحیح بدون خطا و f_s ورودی نامعلوم خطای حسگرها و (F_{s3}, F_{s2}, F_{s1}) اندازه خطا می‌باشند. لازم به ذکر است که مقادیر $\hat{p}, \hat{q}, \hat{r}$ توسط رؤیت‌گر عصبی تطبیقی شرح داده شده در بخش رؤیت‌گر عصبی تطبیقی تخمین زده می‌شود. کافی است در معادلات (۳۸) تا (۴۱) بجای معادلات حالت سریع p, q, r ، مقادیر p_F, q_F, r_F (مقادیر دارای خطا) قرار داده شود. ورودی کنترل جدید برای سیستم شامل ورودی کنترل نامی و ورودی کنترل تطبیقی (که باید اثر خطا را کاهش دهد) به صورت معادله زیر تعریف می‌شود.

پیاده‌سازی شماتیک کلی سیستم

دینامیکی و طراحی رؤیت‌گر و بخش (۴) شامل طراحی کنترل‌کننده به صورت شکل ۹ می‌باشد.

روند نمای کلی پیاده‌سازی مسئله شامل حذف اغتشاش و آشکارسازی خطا در حسگر از بخش (۳) شامل معادلات

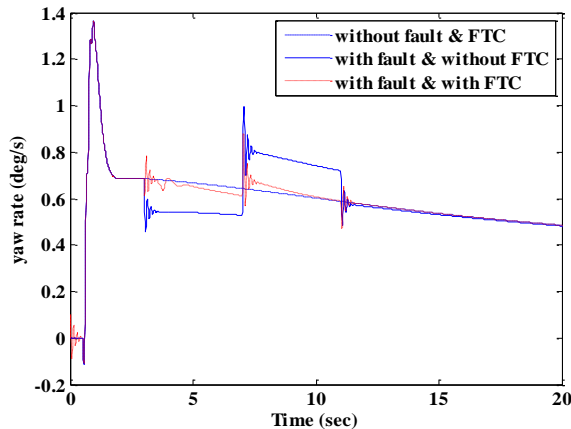


شکل ۹- روند نمای کلی شامل حذف اغتشاش و آشکارسازی خطا در حسگر

برای مقادیر α , β و μ ورودی‌های مطلوب به صورت زیر در نظر گرفته شده است.

$$\begin{aligned} \beta &= 0^\circ; & t \geq 0 \\ \alpha &= 5^\circ; & t \geq 0.5 \\ \mu &= 10^\circ; & t \geq 0.5 \end{aligned}$$

در اینجا فقط اعمال خطای موقتی بر روی یکی از حسگرها لحاظ می‌شود. در شکل ۱۰، تغییرات نرخ گردش بر حسب زمان و قدرت رؤیت‌گر در تشخیص و تخمین خطای ناشی از اعمال خطای موقتی به نرخ گردش از ثانیه سوم، نشان داده شده است.



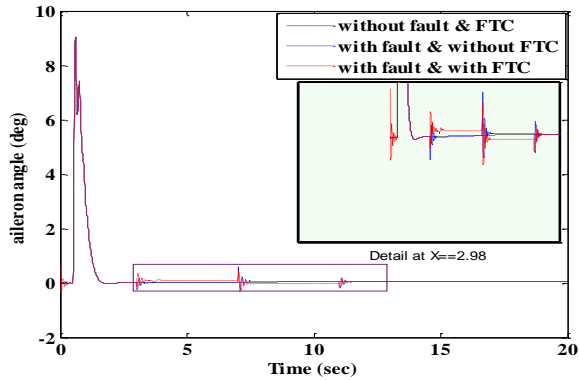
شکل ۱۰- نمودار تغییرات نرخ گردش بر حسب زمان

شبیه‌سازی آشکارسازی و جداسازی خطا

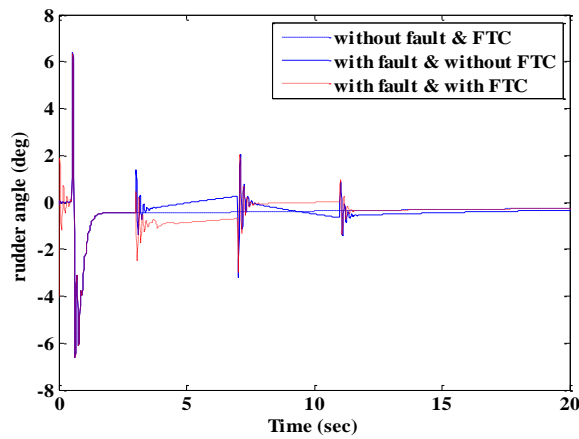
در این بخش با استفاده از کنترل‌کننده طراحی شده در بخش ۴، قابلیت سیستم کنترلی در جبران‌سازی خطای بوجود آمده در سه حسگر (p, q, r) نشان داده می‌شود. از مدل ریاضی شش‌درجه آزادی هواپیمای F-18 برای شبیه‌سازی استفاده می‌شود و به سه خروجی سیستم یعنی (p, q, r) ترم‌های خطای حسگر بصورت جمع‌شونده اضافه می‌شود. برای صحت‌سنجی طراحی انجام شده، سه نوع خطا در حسگرها در نظر گرفته شده که شامل خطای نرم، ناگهانی و موقتی است. برای بخش شناسایی و جداسازی خطا از رؤیت‌گر عصبی-تطبیقی استفاده می‌شود. همچنین مقادیر اولیه سه رؤیت‌گر (p, q, r) بصورت جدول ۲ در نظر گرفته می‌شود.

جدول ۲- مقادیر اولیه سه رؤیت‌گر عصبی تطبیقی (p, q, r)

مقادیر اولیه	η	p_0	θ_0	R_0
خطای تخمین حسگر (p)	0.4	$40 \times I_{3 \times 3}$	$\theta_0 = [2; 0.3; 1]$	0.00002
خطای تخمین حسگر (q)	0.4	$1 \times I_{3 \times 3}$	$\theta_0 = [1.9; 0.5; 0.5]$	0.00002
خطای تخمین حسگر (r)	0.4	$1 \times I_{3 \times 3}$	$\theta_0 = [1.5; 1.5; 1]$	0.00002



شکل ۱۱- نمودار تغییرات سطح کنترل شهپر بر حسب زمان



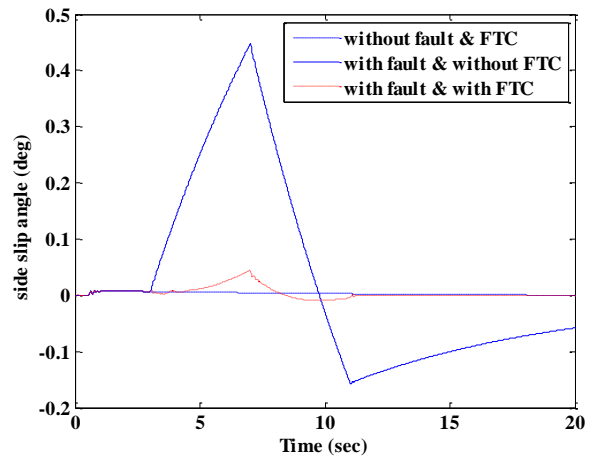
شکل ۱۲- نمودار تغییرات سطح کنترل سکان عمودی بر حسب زمان با اعمال خطای موقتی در حسگر (r)

همان‌طور که از شکل ۱۰ تا شکل ۱۲ مشاهده می‌گردد، خطای موقتی اعمال شده به حسگر r بر روی زاویه سرش جانبی و زاویه غلت حول بردار سرعت تأثیر گذاشته که با تغییر سطوح کنترلی توسط کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطا، اثر عیب جبران شده است.

شبیه‌سازی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطا بر روی هواپیما در پرواز مانوری

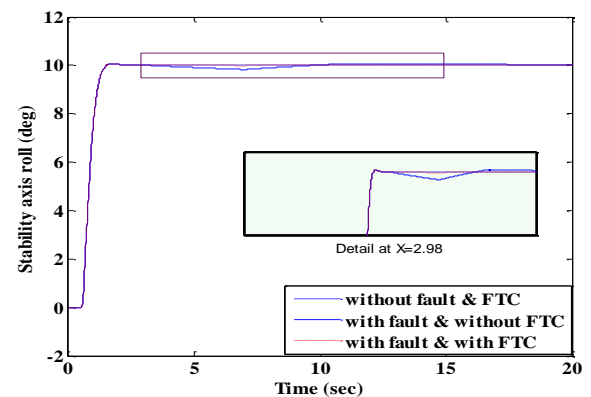
در این بخش با استفاده از کنترل‌کننده طراحی شده در بخش ۴، توانایی سیستم کنترلی در جبران‌سازی خطای بوجود آمده در طی پرواز مانور نشان داده می‌شود. فرض شده است که خطا در هر سه حسگر در ثانیه سوم بوجود آمده است. مدل هواپیمای شبیه‌سازی شده در این مقاله F-18/A و مقادیر فرمان μ , α , β به صورت زیر است:

تغییرات زاویه سرش جانبی با خطای موقتی در حسگر r در سه وضعیت بدون خطا و بدون اعمال FTC، با خطای موقتی و بدون اعمال FTC و همچنین با خطای موقتی در حسگر r و با اعمال FTC در شکل ۱۱ آمده است.



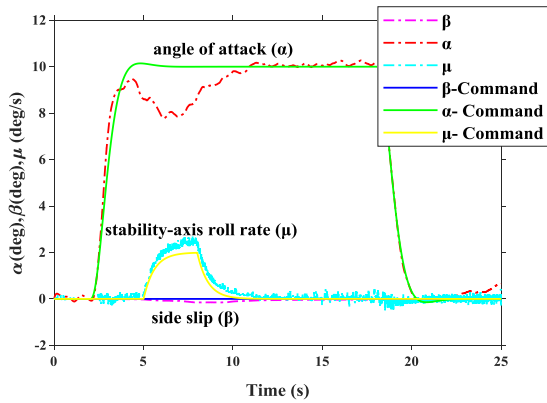
شکل ۱۱- نمودار تغییرات زاویه سرش جانبی بر حسب زمان

تغییرات زاویه غلت حول بردار سرعت در سه وضعیت بدون خطا و بدون اعمال FTC، با خطای موقتی در حسگر r و بدون اعمال FTC، با خطای موقتی در حسگر r و با اعمال FTC در شکل ۱۲ نشان داده شده است.

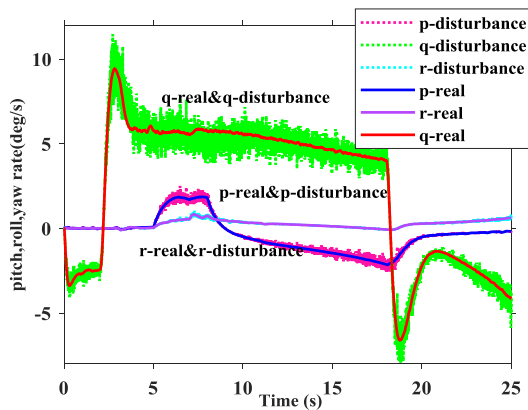


شکل ۱۲- نمودار زاویه غلت حول بردار سرعت بر حسب زمان

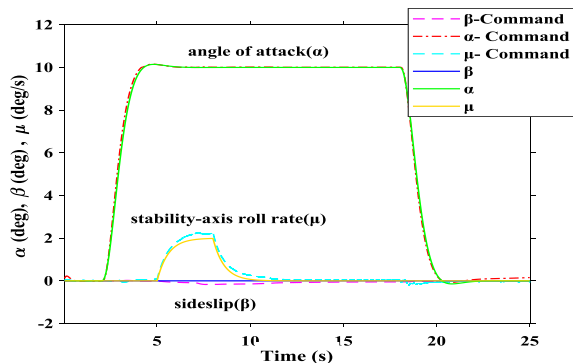
تغییرات سطح کنترلی شهپر در سه وضعیت بدون خطا و بدون اعمال FTC، با خطای موقتی در حسگر r و بدون اعمال FTC، با خطای موقتی و با اعمال FTC در شکل ۱۱ نشان داده شده است. تغییرات سطح کنترلی سکان عمودی بر حسب زمان در سه وضعیت بدون خطا و بدون اعمال FTC، با خطای موقتی در حسگر r و بدون اعمال FTC، با خطای موقتی و با اعمال FTC در شکل ۱۱ نشان داده شده است.



شکل ۱۳- نمودار مدل مرجع و خروجی با کنترل تحمل‌پذیر خطا بدون اعمال الگوریتم حذف اغتشاش



شکل ۱۴- اعمال اغتشاش به سه کانال سرعت زاویه‌ای



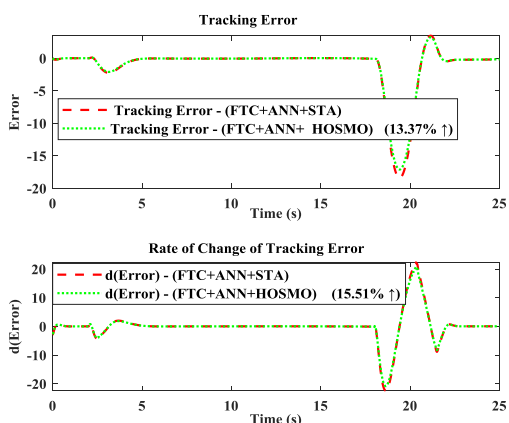
شکل ۱۵- نمودار مدل مرجع و خروجی با کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطا با الگوریتم حذف اغتشاش برای سه کانال سرعت زاویه‌ای

for $0 \leq t < 2$ sec, $\alpha_d = 0$ & $\beta_d = 0$ & $\dot{\mu}_d = 0$
 for $2 \leq t < 5$ sec, $\alpha_d = 10$ & $\beta_d = 0$ & $\dot{\mu}_d = 0$
 for $5 \leq t < 8$ sec, $\alpha_d = 10$ & $\beta_d = 0$ & $\dot{\mu}_d = 2$
 for $8 \leq t < 18$ sec, $\alpha_d = 0$ & $\beta_d = 0$ & $\dot{\mu}_d = 0$
 for $18 \leq t < 25$ sec, $\alpha_d = 0$ & $\beta_d = 0$ & $\dot{\mu}_d = 0$

شکل ۱۳ نتایج شبیه‌سازی برای تعقیب سیگنال مرجع x_1^c را نشان می‌دهد. در شکل ۱۳، این مانور با سکان افقی یک فرمان فرزاد به طرف بالا جهت افزایش زاویه حمله α به ۱۰ درجه در حالت تریم در ثانیه ۲ داده شد. فرمان برای نرخ غلت در محور پایداری $\dot{\mu}$ در ثانیه ۵ شروع و شامل سه مرحله می‌باشد: ناحیه صعود شامل افزایش نرخ غلتش، ناحیه نگهداری نرخ غلتش ۲ درجه بر ثانیه و ناحیه عدم غلتش. غلت حول محور پایداری هواپیما را حول محور پایداری بگونه‌ای می‌چرخاند که جهت مسیر پرواز را بچرخاند. سپس α کاهش پیدا می‌کند تا دماغه به α اولیه در ثانیه ۱۸ برسد. کنترل دقیق زاویه لغزش جانبی در این گونه مانورها بسیار مهم می‌باشد. زاویه لغزش جانبی نباید از مقدار اولیه تنظیم شده صفر درجه، زیاد منحرف شود. شکل ۱۴ اعمال اغتشاش به سه کانال سرعت زاویه‌ای و شکل ۱۵ اعمال اغتشاش و عیب بر مدل و اعمال همزمان الگوریتم حذف اغتشاش و عیب را نمایش می‌دهد. شکل ۱۶ نمودار تغییرات سطوح کنترل آیرودینامیکی شهپر، الویتور و سکان عمودی بر حسب زمان را نشان می‌دهد. شکل ۱۷ نمودار تغییرات زوایای بردار تراست را در طی مانور نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل‌ها مشخص است، سیستم کنترل‌کننده طراحی شده، به رغم بروز خطای "ناگهانی" به همراه اغتشاش در حسگرها، فرمان مرجع مانور را تعقیب می‌کند. لذا می‌توان نتیجه گرفت که عملکرد سیستم با وجود کنترل‌کننده، بهبود قابل توجهی یافته است.

بر اساس نتایج ارائه شده در شکل ۱۸، مقدار ریشه میانگین مربعات خطا (RMSE) برای رویه‌گر مد لغزشی مرتبه بالا برابر $3/4389$ درجه و برای رویه‌گر فوق‌پیچشی برابر با $3/9707$ درجه به دست آمده است. این تفاوت کمی، در عین حال معنادار، بیانگر برتری قابل توجه عملکرد رویه‌گر مد لغزشی مرتبه بالا نسبت به ساختار فوق‌پیچشی است.

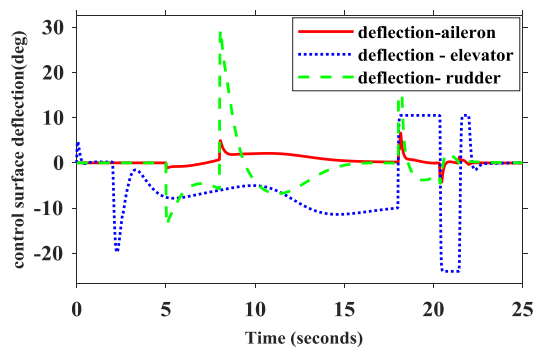
مؤثرتری تضعیف نموده و هم‌زمان، دقت تخمین و پایداری سامانه را به‌صورت چشمگیری ارتقاء دهد. استفاده از قوانین کنترلی پیوسته و هموار در این ساختار، علاوه بر کاهش چشمگیر چترینگ، موجب تسریع همگرایی تخمین‌ها و افزایش کیفیت دینامیک گذرا شده است. در مجموع، نتایج این بخش مؤید آن است که رویت‌گر فوق‌پیچشی، با توجه به دقت ردیابی بالا، پایداری در شرایط غیرخطی، و مقاومت نسبت به نویز، گزینه‌ای توانمند و شایسته برای کاربرد در سامانه‌های حساس و پیچیده‌ی کنترل پرواز به‌شمار می‌رود.



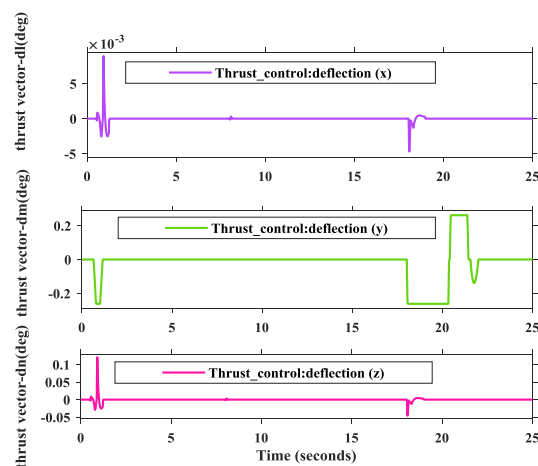
۱۸- نمودار خطای ردیابی و نرخ تغییر میزان خطا بر اساس دو الگوریتم طراحی شده رویت‌گر مد لغزشی مرتبه بالا والگوریتم سوپر تویستینگ

نتیجه‌گیری

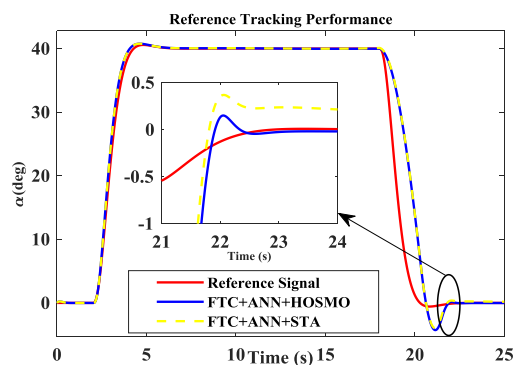
در این پژوهش، رویکردی تلفیقی و هوشمند برای حذف اغتشاش، نویز و جبران خطای حسگرهای سرعت زاویه‌ای ارائه گردید. ترکیب رویت‌گر مد لغزشی مرتبه بالا با کنترل‌کننده فوق‌پیچشی، موجب تضعیف مؤثر اغتشاش و تخمین دقیق مقادیر ازدست‌رفته حسگر شد. هم‌زمان، شبکه عصبی تطبیقی با به‌روزرسانی مبتنی بر فیلتر کالمن توسعه‌یافته، فرایند شناسایی و تشخیص خطا را با دقت بالا به انجام رساند. با بهره‌گیری از یک سازوکار سوئیچ نرم کنترل و تخصیص تطبیقی عملگرها، سامانه به‌صورت پیوسته و بدون افت عملکرد، اثرات ناشی از خطا را جبران نمود. پیاده‌سازی این ساختار بر روی مدل غیرخطی F-18 در سناریوهای مانوری نشان داد که روش پیشنهادی ضمن دستیابی به کاهش ۱۳/۳۷٪ در خطای



شکل ۱۶- نمودار تغییرات سطوح کنترل آیرو دینامیکی



۱۶- نمودار تغییرات زوایای بردار تراست بر حسب زمان



۱۷- ردیابی سیگنال مرجع توسط دو الگوریتم طراحی شده رویت‌گر مد لغزشی مرتبه بالا والگوریتم سوپر تویستینگ

کاهش ۱۳/۳۷ درصدی خطای مقدار ریشه میانگین مربعات خطا در ساختار مد لغزشی مرتبه بالا، حاکی از آن است که این رویت‌گر با بهره‌گیری از طراحی نوآورانه و سازوکار دینامیکی دو بخشی، قادر است اغتشاشات و نویزهای سنسوری را به‌طور

پی‌نوشت‌ها

- ¹ Sliding Mode Control
- ² chattering
- ³ Super twisting control
- ⁴ Second order sliding mode control
- ⁵⁵ Lipchitz
- ⁶ Super twisting algorithm
- ⁷ Lyapunov function
- ⁸ Double Integrator System
- ⁹ Continuous Twisting Control
- ¹⁰ Super twisting observer
- ¹¹ Second-Order Sliding Mode Control
- ¹² High order Sliding Mode observer
- ¹³ super twisting algorithm
- ¹⁴ Adaptive super twisting algorithm
- ¹⁵ Model Reference Adaptive Control
- ¹⁶ Model Predictive Control
- ¹⁷ Error Transformation
- ¹⁸ Extend Kalman filter
- ¹⁹ Neural adaptive observer
- ²⁰ Extended Kalman filter

۶ مراجع

- [1] A. Abbaspour, S. Mokhtari, A. Sargolzaei, and K. K. Yen, "A survey on active fault-tolerant control systems," *Electronics*, vol. 9, no. 9, p. 1513, 2020.
- [2] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [3] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*, 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2009.
- [4] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, and A. Levant, *Sliding Mode Control and Observation*. New York, NY: Birkhäuser, 2014.
- [5] J. Karimi, S. Mohammadnejad, and A. Babai, "A new two-step robust strategy for estimating the line-of-sight rate of optical seekers having time delay," *J. Braz. Soc. Mech. Sci. Eng.*, vol. 47, p. 145, 2025.

ردیابی و بهبود $58/8\%$ در دقت تخمین، از تطبیق‌پذیری و پایداری بالایی در برابر دینامیک‌های پیچیده برخوردار است. این ویژگی‌ها، سامانه کنترل را به گزینه‌ای ایده‌آل برای کاربرد در محیط‌های هوانوردی پرریسک و واقعی تبدیل می‌کند. مسیرهای آینده، شامل توسعه برای سامانه‌های دارای تأخیر، پیاده‌سازی در بستر پردازشی زمان‌واقعی، و تلفیق روش‌های بهینه‌سازی و منطق فازی در وزن‌دهی شبکه‌های عصبی، افق‌های نوینی برای ارتقاء عملکرد سامانه‌های کنترل مقاوم فراهم می‌سازد.

فهرست علائم و اختصارات

V	بردار سرعت
h	ارتفاع
m	جرم
g	شتاب گرانش
S_w	مساحت بال
\bar{c}	وتر آیرودینامیکی بال
α, β, μ	زوایای حمله، سرش جانی، چرخش حول بردار سرعت
T_x, T_y, T_z	تغییرات بردار تراست در راستای سه محور
ϕ, θ, ψ	زاویه (چرخش، پیچش، گردش)
p, q, r	سرعت زاویه‌ای (چرخش، پیچش، گردش)
I_{xx}, I_{yy}, I_{zz}	ممان اینرسی در راستای محور (x-y-z)
M_x, M_y, M_z	گشتاورهای وارده در راستای محور (x-y-z)
F_x, F_y, F_z	نیروهای وارده در راستای محور (x-y-z)
u, v, w	سرعت خطی در دستگاه بدنی پرنده
D, L, Y	نیروی پسا، نیروی بالا برنده، نیروی سرش جانی
C_L	ضریب نیروی لیفت
C_D	ضریب نیروی پسا
C_Y	ضریب نیروی جانی
C_l	ضریب آیرودینامیکی چرخش
C_m	ضریب آیرودینامیکی پیچش
C_n	ضریب آیرودینامیکی گردش
k_1, k_2	ضریب بهره رویت‌گر مود لغزشی مرتبه بالا
e	بردار خطا
s	سطح لغزش
$\delta_E, \delta_R, \delta_A$	زاویه بازشوندگی (بالابر، دم، شهپر)
λ_1, λ_2	بهره کنترل‌کننده فوق پیچشی
ζ	ترم غیر خطی
ρ	آستانه اغتشاش
ψ	میزان اغتشاش حسگر

علائم یونانی

- [15] E. Bernuau, W. Perruquetti, D. Efimov, and E. Moulay, "Robust finite-time output feedback stabilisation of the double integrator," *Int. J. Control*, vol. 88, no. 3, pp. 451–460, 2015.
- [16] J. A. Moreno, "A Lyapunov approach to output feedback control using second-order sliding modes," *IMA J. Math. Control Inf.*, vol. 29, no. 3, pp. 291–308, 2012.
- [17] S. Balajiwale, H. Arya, and A. Joshi, "Longitudinal controller for hand launched MAV based on supertwisting algorithm," in *Proc. AIAA Guidance, Navigation, and Control Conf.*, 2017, pp. 1–6.
- [18] C. Vazquez, J. Collado, and L. Fridman, "Super twisting control of a parametrically excited overhead crane," *J. Franklin Inst.*, vol. 351, no. 4, pp. 2283–2298, 2014.
- [19] A. Chalanga, S. Kamal, L. M. Fridman, B. Bandyopadhyay, and J. A. Moreno, "Implementation of super-twisting control: Super-twisting and higher order sliding-mode observer-based approaches," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 3677–3685, 2016.
- [20] J. A. Burton and A. S. I. Zinober, "Continuous approximation of variable structure control," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 17, no. 6, pp. 875–885, 1986.
- [21] J.-J. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, 1st ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [22] G. Bartolini, A. Levant, A. Pisano, and E. Usai, "Higher-order sliding modes for output-feedback control of nonlinear uncertain systems," in *Variable Structure Systems: Towards the 21st Century*, X. Yu and J.-X. Xu, Eds. Berlin: Springer, 2002, pp. 83–108.
- [6] A. Levant, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control," *Int. J. Control*, vol. 58, no. 6, pp. 1247–1263, 1993.
- [7] C. Edwards and S. Spurgeon, "On the development of discontinuous observers," *Int. J. Control*, vol. 59, no. 5, pp. 1211–1229, 1994.
- [8] A. Levant, "Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control," *Int. J. Control*, vol. 76, no. 9/10, pp. 924–941, 2003.
- [9] J. Davila, L. Fridman, and A. Levant, "Second-order sliding-mode observer for mechanical systems," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 50, no. 11, pp. 1785–1789, 2005.
- [10] A. Levant, "Robust exact differentiation via sliding mode technique," *Automatica*, vol. 34, no. 3, pp. 379–384, 1998.
- [11] A. Polyakov and A. Poznyak, "Reaching time estimation for supertwisting second order sliding mode controller via Lyapunov function designing," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 54, no. 8, pp. 1951–1955, 2009.
- [12] X. Qi, C. Li, Y. Jing, et al., "Super twisting observer-based arbitrary convergence time sliding mode control for uncertain systems," *Int. J. Control Autom. Syst.*, vol. 22, no. 3, pp. 883–891, 2024.
- [13] Y. Hong, J. Huang, and Y. Xu, "On an output feedback finite-time stabilization problem," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 46, no. 2, pp. 305–309, 2001.
- [14] Y. Orlov, Y. Aime, and C. Chevallereau, "Finite time stabilization of a perturbed double integrator Part I: Continuous sliding mode-based output feedback synthesis," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 56, no. 3, pp. 614–618, 2011.

- [31] A. A. Pashilkar, N. Sundararajan, and P. Saratchandran, "A fault-tolerant neural aided controller for aircraft auto-landing," *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 10, no. 1, pp. 49–61, Jan. 2006.
- [32] M. G. Perhinschi, "Integration of sensor and actuator failure detection, identification, and accommodation schemes within fault tolerant control laws," *Control Intell. Syst.*, vol. 35, no. 4, pp. 309–318, 2007.
- [33] M. Bodson and J. E. Groszkiewicz, "Multivariable adaptive algorithms for reconfigurable flight control," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 5, no. 2, pp. 217–229, Mar. 1997.
- [34] D. Ye, Q.-Y. Fan, G.-H. Yang, and H. Wang, "Robust H_∞ fault-tolerant control for linear systems with fast adaptive fault estimation," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 47, no. 3, pp. 6753–6757, 2014.
- [35] B. Yu, Y. Zhang, and Y. Qu, "MPC-based FTC with FDD against actuator faults of UAVs," in *Proc. 15th Int. Conf. Control, Autom. Syst. (ICCAS)*, Busan, South Korea, 2015, pp. 1807–1811.
- [36] X. Wan, "Adaptive neural network fault-tolerant control for autonomous helicopters," *J. Aerosp. Eng.*, vol. 32, no. 4, pp. 123–135, 2024.
- [37] Y. Zhou, "L1 adaptive control for UAV attitude systems using neural networks," *Int. J. Control*, vol. 45, no. 2, pp. 234–245, 2024.
- [38] L. Yu, "Fuzzy adaptive fault-tolerant control for tailless aircraft," *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 56, no. 3, pp. 345–356, 2024.
- [39] J. Wu, "Neural adaptive control for large-scale nonlinear systems with sensor and actuator faults," *Control Eng. Pract.*, vol. 78, no. 5, pp. 456–467, 2024.
- [23] A. Levant, "Homogeneity approach to high-order sliding mode design," *Automatica*, vol. 41, no. 5, pp. 823–830, 2005.
- [24] Y. B. Shtessel, I. A. Shkolnikov, and A. Levant, "Smooth second-order sliding modes: Missile guidance application," *Automatica*, vol. 43, no. 8, pp. 1470–1476, 2007.
- [25] J. Chen, H. Zhang, Q. Tang, and H. Zhang, "Adaptive fuzzy sliding mode control of the manipulator based on an improved super-twisting algorithm," *Proc. Inst. Mech. Eng., Part C: J. Mech. Eng. Sci.*, vol. 238, no. 10, pp. 4294–4306, 2024.
- [26] Z. Gao, C. Cecati, and S. X. Ding, "A survey of fault diagnosis and fault-tolerant techniques Part I: Fault diagnosis with model-based and signal-based approaches," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 6, pp. 3757–3767, 2015.
- [27] I. Sadeghzadeh and Y. Zhang, "A review on fault-tolerant control for unmanned aerial vehicles (UAVs)," in *Proc. AIAA Infotech@Aerospace Conf. and Exhibit*, 2011.
- [28] M. M. Polycarpou and A. T. Vemuri, "Learning methodology for failure detection and accommodation," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 15, no. 3, pp. 16–24, 1995.
- [29] X. Zhang, T. Parisini, and M. M. Polycarpou, "Integrated design of fault diagnosis and accommodation schemes for a class of nonlinear systems," in *Proc. 40th IEEE Conf. Decision and Control*, Orlando, FL, 2001, pp. 1448–1453.
- [30] M. Goma, "Fault tolerant control scheme based on multi-ann faulty models," in *Proc. ICEEC Int. Conf. Electrical, Electronic and Computer Engineering*, vol. 1, pp. 329–332, 2004.

[49] N. S. Abdul-Jaleel and M. S. Shaker, "Robust integration of fault estimation and sliding mode fault-tolerant control for interconnected systems against sensor fault," *Asian J. Control*, vol. 26, no. 2, pp. 679–692, 2024.

[40] R. C. Nelson, *Flight Stability and Automatic Control*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1998.

[41] S. A. Snell, D. F. Enns, and W. L. Garrard Jr., "Nonlinear inversion flight control for a supermaneuverable aircraft," *J. Guid. Control Dyn.*, vol. 15, no. 4, pp. 976–984, 1992.

[42] B. L. Stevens and F. L. Lewis, *Aircraft Control and Simulation*. New York: John Wiley & Sons, 1992.

[43] A. R. Babaei, M. Malekzadeh, and D. Madhkhan, "Adaptive super-twisting sliding mode control of 6-DOF nonlinear and uncertain air vehicle," *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 84, pp. 361–374, 2019.

[44] M. T. Angulo, J. A. Moreno, and L. Fridman, "Robust exact uniformly convergent arbitrary order differentiator," *Automatica*, vol. 49, no. 8, pp. 2489–2495, 2013.

[45] K. Funahashi and Y. Nakamura, "Approximation of dynamic systems by continuous time recurrent neural networks," *Neural Netw.*, vol. 6, no. 6, pp. 801–806, 1993.

[46] S. H. Sadati, M. Sabzehparvar, M. B. Menhaj, and M. Bahrami, "Backstepping controller design using neural networks for a fighter aircraft," *Eur. J. Control*, vol. 13, no. 5, pp. 516–526, 2007.

[47] J. Chen and R. J. Patton, *Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems*. Boston, MA: Kluwer Academic, 1999.

[48] X. Y. Gou, J. K. Liu, and Q. Z. Zhang, "Adaptive backstepping fault-tolerant control for hypersonic aircraft with unknown control direction under actuator and sensor faults," *Aeronaut. J.*, vol. 128, no. 1324, pp. 1183–1203, 2024.