مقاله پژوهشی

کنترل هم‌زمان وضعیت و ارتعاشات فضاپیمای انعطاف‌پذیر با استفاده از الگوریتم‌های فازی و مود لغزشی مرتبه بالا

میلاد عظیمی*
استادیار
پژوهشگاه هوافضا
azimi.m@ari.ac.ir

مرتضی جهان
دانشجوی دکتری
پژوهشگاه هوافضا
jahan@sun.ari.ac.ir

تاریخ دریافت: ۱۴۰۲/۰۱/۰۵ تاریخ پذیرش: ۱۴۰۲/۰۱/۳۱

چکیده

در این مقاله به توسعه کنترل هوشمند وضعیت و ارتعاشات فضاپیمای انعطاف‌پذیر در مانور تک محوره در حضور اغتشاشات خارجی و نامعینی‌ها پرداخته شده است. معادلات حرکت سیستم با لحاظ دینامیک غیرخطی و کاملا کوپل صلب-انعطاف‌پذیر با استفاده از اصل همیلتون و روش المان محدود استخراج شده است. ساختار کنترل وضعیت از الگوریتم فازی برای کنترل هم‌زمان مانور و ارتعاشات بهره می‌برد. در این الگوریتم از معیار ارتعاشات بخش‌های انعطاف‌پذیر در کنار ورودی‌های خطای وضعیت و زمان استفاده شده است. به‌منظور بررسی و مقایسه عملکرد این کنترلر، از فرم توسعه یافته الگوریتم مرتبه دوم مود لغزشی فراپیچشی-ترمینال غیرتکین و کنترل فیدبک نرخ کرنش به‌طور هم‌زمان استفاده شده است. رویکرد پیشنهادی با بهره‌گیری از مزایای هر الگوریتم در قالب یک روش هیبرید، منجربه افزایش دقت در رهگیری هدف، افزایش سرعت هم‌گرایی، کاهش پدیده چترینگ[1]، کاهش ارتعاشات باقی‌مانده و کاهش اثرات متقابل دینامیک انعطاف‌پذیر بر دینامیک جسم صلب می‌شود. پایداری کلی سامانه با استفاده از نظریه لیاپانوف اثبات شده است. شبیه‌سازی‌های کامپیوتری در قالب یک مطالعه مقایسه‌ای، عملکرد هر دو رویکرد را در کاهش اثرات تقابلی کنترل-سازه در مانور با زاویه بزرگ نمایش می‌دهد.

واژگان کلیدی: فضاپیمای انعطاف‌پذیر، کنترل فازی، مود لغزشی، فراپیچشی، ترمینال غیرتکین، پیزوالکتریک

۱. مقدمه

پایدارسازی و کنترل وضعیت در مأموریت‌های فضایی به‌منظور مانورهای ردگیری، تقرب و اتصال به ایستگاه‌های فضایی و پروازهای منظومه‌ای از نیازهای اساسی به‌شمار می‌رود. در فضاپیماهای مجهز به بخش‌های بزرگ و انعطاف‌پذیر، نیروها و گشتاورهای کنترلی وارد شده نه تنها موقعیت و وضعیت فضاپیما را تغییر می‌دهد بلکه باعث تحریک و ارتعاش بخش‌های انعطاف‌پذیر (مانند آنتن‌ها، پنل‌های خورشیدی، بوم‌ها و ...) شده و موفقیت در مأموریت‌های نیازمند دقت بالا

را تهدید می‌کند [۱-۳]. لذا کاهش ارتعاشات از ویژگی‌های اصلی رویکردهای کنترل وضعیت فضاپیماهای انعطاف‌پذیر است. برای غلبه بر این مشکلات و دستیابی به عملکرد کنترلی با دقت بالا برای سامانه‌های دارای بخش‌های انعطاف‌پذیر با نامعینی‌های[۲] متعدد در حضور اغتشاشات خارجی، تحقیقات گسترده‌ای انجام شده است [۴-۶]. از جمله رایج‌ترین رویکردها، استفاده از الگوریتم‌های کنترل مقاوم[۳] که مؤثرترین آنها رویکرد کنترل مود لغزشی[۴] است که در بسیاری از سامانه‌ها از جمله سامانه‌های دارای جسم انعطاف‌پذیر با موفقیت پیاده‌سازی شده است [۷، ۸]. در کنترلر مود لغزشی دو فاز رسیدن و لغزش وجود دارد. در مرحله رسیدن، از یک تابع سوئیچ برای هم‌گرایی حالت‌های سیستم به سطح لغزش از پیش طراحی شده، استفاده می‌شود. پس از آن، حالت‌های سیستم روی این سطح می‌لغزند و قوام سیستم را تضمین می‌کنند. برای اطمینان از قابلیت دسترسی به سطح لغزش، به‌واسطه وجود اغتشاشات پیچیده، می‌بایست از ضرایب بهره بزرگ برای حالت سوئیچینگ استفاده کرد که ممکن است منجربه نوسانات بالایی به نام پدیده چترینگ و آسیب‌های سخت‌افزاری شود. از طرف دیگر این نوسانات می‌تواند مودهای فرکانس بالای سامانه‌های دینامیکی را تحریک کند [۹].

الگوریتم‌های فراپیچشی[۵] به‌عنوان یکی از موفق‌ترین روش‌های کنترل مود لغزشی مرتبه بالا توجه بسیاری را به خود جلب کرده است [۱۰]. این الگوریتم غالبا به‌منظور کاهش پدیده چترینگ به‌کار برده می‌شود چراکه نیازمند محاسبه مشتقات زمانی مرتبه بالای سطح لغزش نیست. به‌طورکلی این قانون کنترلی یک تابع پیوسته کنترلی ایجاد می‌کند که به‌واسطه آن متغیرهای لغزشی و مشتقات آنها را در یک زمان محدود (در حضور نامعینی‌ها) به صفر هدایت می‌کند [۱۱]. این الگوریتم همچنین نسبت به نمونه‌های رایج کنترل مود لغزشی مرتبه بالا دارای مزایای سرعت پایداری، هم‌گرایی و کاهش محاسبات ناشی از مشتقات مرتبه بالا است [۱۲-۱۴].

استفاده از الگوریتم مود لغزشی ترمینال[۶] نیز به‌واسطه خاصیت هم‌گرایی زمان محدود آن توسط محققان بسیاری پیشنهاد شده است [۱۵, ۱۶]. از طرف دیگر، الگوریتم کنترل مود لغزشی ترمینال، دارای مشکل تکینگی است (تکینگی در فاز رسیدن به سطح لغزش و زمانی اتفاق می‌افتد که به‌ازاء خطای صفر، مشتق خطا صفر نشود). به‌این‌منظور الگوریتم کنترل مود لغزشی ترمینال غیرتکین[۷] پیشنهاد شده است [۱۷, ۱۸]. اخیرا از الگوریتم‌های ترکیبی مود لغزشی ترمینال با الگوریتم فراپیچشی نیز استفاده شده است [۱۹, ۲۰].

روش‌های کنترل هوشمند نیز یکی دیگر از روش‌های قدرتمندی هستند که در سال‌های اخیر توسط محققین در حوزه‌های مختلف از جمله برای کنترل وضعیت مورد استفاده قرار گرفته است [۲۱]. از جمله روش‌های کنترل هوشمند، الگوریتم‌های منطق فازی هستند [۲۲]. روش کنترل فازی می‌تواند با اجتناب از پیچیدگی‌های ریاضی و تنها براساس قواعد فازی که با شناخت سامانه فراهم می‌شود، پایدارسازی یا ردگیری مناسبی را برای سیستم غیرخطی به ارمغان آورد [۲۳]. از نقاط قوت این روش، مقاوم بودن آن در برابر نامعینی‌های رایج در سامانه‌های دینامیکی است. طراحان ماهواره معمولاً تجربه زیادی در محیط عملکرد و دینامیک ماهواره دارند و ماهواره‌های کوچک معمولاً بودجه انرژی بسیار محدودی دارند. به این دلیل، استفاده از منطق فازی برای کنترل وضعیت ماهواره‌های کوچک بسیار مناسب است، زیرا با استفاده از دانش طراح، فرایند طراحی را کاهش داده و برای ارضاء الزامات کنترل وضعیت به توان کمتری نیاز دارد. اگرچه، منطق فازی در کاربردهای فضایی کمتر مورد توجه قرار گرفته است، اما همان مقدار، نتایج بسیار مطلوبی به دنبال داشته است. عملکرد این الگوریتم‌های هوشمند خصوصا در حوزه فناوری‌های فضایی، باید از طریق شبیه‌سازی عملکرد و با کنترلرهای توسعه یافته و رایج مقایسه و ارزیابی شود. واکر[۸] و همکاران عملکرد کنترلی تنظیم کننده درجه دوم خطی[۹] را با کنترلر فازی

در یک کیوبست[10] مقایسه کردند [۲۴]. نتیجه، بر ارزان‌تر بودن فرایند پیاده‌سازی الگوریتم فازی و کاهش زمان نشست پارامترهای مطلوب وضعیت بود. هانگ و نام[11] کنترل‌کننده فازی با رویکرد محدود کردن قطب پیشنهاد داده‌اند [۲۵]. ژانگ[12] و همکاران به پیاده‌سازی الگوریتم مدل فازی T-S[13] با معیار عملکرد H_∞ برای یک فضاپیمای صلب پرداختند [۲۶]. مزمانیان و ایوبی[14] از مدل فازی مبتنی‌بر T-S و روش بهره توزیع شده موازی[15] برای کنترل وضعیت یک فضاپیما با مخازن نیمه‌پر استفاده کردند [۲۷]. سندی و ایوبی[16] یک کنترلر فازی سروو با حذف اغتشاشات برای کاهش ارتعاشات و کنترل وضیعت و موقعیت فضاپیما با آنتن انعطاف‌پذیر در طول مانورهای هدف‌گیری مجدد پیشنهاد کردند [۲۸]. آنها همچنین یک کنترلر فازی سروو بهینه مقاوم با محدودیت عملگر برای کنترل وضیعت و ارتعاشات یک فضاپیمای انعطاف‌پذیر توسعه دادند [۲۹, ۳۰].

همان‌طورکه پیشتر اشاره شد، یکی از چالش‌های اساسی که اغلب فضاپیمای انعطاف‌پذیر را متاثر از خود می‌سازد، ارتعاشات ایجاد شده در سازه‌های انعطاف‌پذیر بوده که عملیات مانور وضعیت آنها را به مخاطره می‌اندازد. برای کنترل فعال ارتعاشات بخش‌های انعطاف‌پذیر، یک روش مؤثر استفاده از مواد پیزوالکتریک در قالب وصله‌های حسگر و عملگر تعبیه شده بر روی سازه است. این مواد دارای مزایایی مانند سختی بالا، سبکی، مصرف انرژی کم و پیاده‌سازی آسان هستند [۳۱]. در میان روش‌های متعدد کنترل فعال ارتعاشات، روش فیدبک نرخ کرنش[17] چندین مزیت متمایز دارد که از جمله آنها می‌توان به ناحیه میرایی فعال گسترده‌تر، قابلیت پایدارسازی بیش از یک مود برای یک پهنای باند کافی و همچنین پیاده‌سازی آسان اشاره داشت [۳۲].

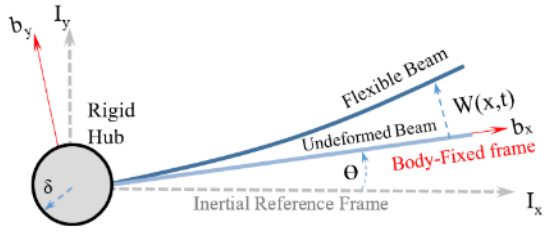
در این مقاله به طراحی الگوریتم کنترل هوشمندی برای کنترل هم‌زمان مانور و ارتعاشات باقی‌مانده یک فضاپیمای انعطاف‌پذیر پرداخته شده است. معادلات دینامیک کاملا کوپل صلب–انعطاف‌پذیر غیرخطی پیشنهادی به همراه دینامیک وصله‌های حسگر/عملگر پیزوالکتریک استخراج و حل شده است. در الگوریتم کنترل فازی پیشنهادی، مسئله کنترل مانور و ارتعاشات در قالب یک سیستم واحد صورت پذیرفته است. به‌طوری‌که برخلاف رویکردهای فازی کنترل مانور موجود، علاوه‌بر ورودی خطای زاویه و زمان، ورودی ارتعاشات پنل‌های انعطاف‌پذیر نیز برای ماشین فازی درنظر گرفته شده است تا مسئله کنترل مانور با داشتن اطلاعات کافی از ارتعاشات سیستم و رفتار دینامیکی بخش انعطاف‌پذیر، گشتاورهای کنترلی مناسبی برای بخش صلب تولید کرده و مودهای انعطاف‌پذیر سیستم را کمتر تحریک کند. الگوریتم پیشنهادی به‌واسطه حذف پیچیدگی‌های روابط و الگوریتم‌های رایج کنترلی، حجم محاسبات و پیچیدگی‌های سیستم را به شدت کاهش داده و پیاده‌سازی آن را از منظر نرم‌افزاری و دسترسی به فضای مورد نیاز پردازشی ساده‌تر خواهد کرد. از طرف دیگر برای ارزیابی قابلیت روش پیشنهادی، از الگوریتم کنترل هیبریدی حاصل ترکیب دو الگوریتم مقاوم مود لغزشی برای کنترل مانور (مود لغزشی فراپیچشی–ترمینال غیرتکین) و یک الگوریتم کنترل فعال ارتعاشات (فیدبک نرخ کرنش)، استفاده شده است. الگوریتم کنترلی مود لغزشی ترمینال غیرتکین منجربه حفظ پایداری و افزایش سرعت هم‌گرایی سیستم در زمان محدود شده و نظریه فراپیچشی، مسئله چترینگ را بدون تأثیر بر پارامترهای عملکرد سیستم و تحریک دینامیک فرکانس بالای سیستم، برطرف کرده است. پیاده‌سازی این الگوریتم برای یک سیستم با دینامیک کاملا کوپل صلب–انعطاف‌پذیر در حضور اغتشاشات خارجی و نامعینی‌های دینامیکی یکی دیگر از بخش‌های نوین مقاله حاضر است.

ساختار مقاله به شرح زیر سازماندهی شده است؛ در بخش دوم مدل دینامیکی فضاپیمای انعطاف‌پذیر مجهزبه حسگر/عملگرهای پیزوالکتریک ارائه شده است. در بخش سوم سه الگوریتم کنترلی مبتنی‌بر روش‌های فازی، مود لغزشی

فراپیچشی–ترمینال غیرتکین و کنترل فیبدک نرخ کرنش طراحی شده است. بخش چهارم عملکرد کنترلرهای پیشنهادی را در قالب شبیه‌سازی‌های عددی ارزیابی کرده است. در نهایت، در بخش پنجم، نتیجه‌گیری ارائه شده است.

۲. مدل‌سازی دینامیک فضاپیمای انعطاف‌پذیر

مدل دینامیکی درنظر گرفته شده از یک تیر انعطاف‌پذیر با طول L که تحت تأثیر تغییر شکل‌های خمشی $\mathrm{W}(x,t)$ قرار می‌گیرد و هاب صلب با شعاع δ که حرکت دورانی درون صفحه‌ای θ دارد، تشکیل شده است. دستگاه مختصات اینرسی $O(I_x, I_y)$ و مختصات محلی $O(b_x, b_y)$ با زاویه θ نسبت به هم نمایش داده می‌شود که در شکل ۱ مشاهده می‌شود.



شکل ۱. مدل دینامیکی فضاپیمای انعطاف‌پذیر

با درنظر گرفتن نظریه تیر اویلر–برنولی برای بخش انعطاف‌پذیر و استفاده از روش المان محدود برای گسسته‌سازی، معادلات دینامیک سیستم به‌صورت زیر استخراج می‌شود [۳۳]:

$$\begin{aligned}
&(J_h + \nu^T \mathrm{M}_{\nu\nu}\,\nu)\ddot{\theta} + \mathrm{M}_{\theta\nu}\ddot{\nu} \\
&\qquad + (2\nu^T \mathrm{M}_{\nu\nu}\,\nu)\dot{\theta} \\
&\qquad + \mathrm{C}_{\nu\nu}\,\dot{\nu} = u + d \\
&\mathrm{M}_{\nu\theta}\,\ddot{\theta} + \mathrm{M}_{\nu\nu}\ddot{\nu} + C_{\nu\nu}\,\dot{\nu} \\
&\qquad + \left(\mathrm{K}_{\nu\nu} - \dot{\theta}^2 \mathrm{M}_{\nu\nu}\right)\nu \\
&\qquad = -\mathrm{P}\mathrm{g}\mathrm{A}_P^a + \mathrm{d} \\
&\mathrm{A}_P^s = \mathrm{g}\mathrm{N}^{-1}\mathrm{P}^T\nu
\end{aligned} \tag{۱}$$

که در آن J_h گشتاور هاب، u گشتاور کنترلی، d مجموع اغتشاشات خارجی و نامعینی‌های وارد بر هاب، d اغتشاشات خارجی و نامعینی‌های وارد بر وصله‌های انعطاف‌پذیر و اندیس‌های θ و ν به‌ترتیب بیانگر مختصات بخش‌های صلب و انعطاف‌پذیر هستند. ماتریس‌های $\mathbf{M}_{\theta\nu}$ و $\mathbf{M}_{\nu\theta}$ مبین جرم حاصل از کوپل بخش‌های صلب–انعطاف‌پذیر، $\mathbf{M}_{\nu\nu}$ ماتریس جرم سازه انعطاف‌پذیر و ماتریس‌های $\mathbf{K}$ و $\mathbf{C}$ به‌ترتیب ماتریس‌های سختی و میرایی سیستم هستند [۳۴]. بردارهای P، A N و بیانگر مشخصه‌های حسگر/ عملگر پیزوالکتریک و g ضریب بهره تقویتی هستند و به‌صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned}
&A_{n\times 1}^{j} = 2\left[(E_3 \times h)_P^1 \ \ldots \ (E_3 \times h)_P^{n_j}\right]^{\mathrm{T}} \\
&N_{n\times n} = \\
&\mathrm{diag}\left[2\left((wL/h)(\epsilon_3^T - d_{31}^2 E)\right)_P^j\right] \\
&P_{1\times n}^{a,s} \\
&= 2\int_{x_i}^{x_i+L_p} {}^{j}\left((d_{31}Ew)(y + h/2)\psi''^{\mathrm{T}}\right)_P^i
\end{aligned} \tag{۲}$$

که در آن بالانویس‌های a و s به‌ترتیب بیانگر عملگر و حسگر پیزوالکتریک هستند و d_{31}، E_3، $\varepsilon_3^{\mathrm{T}}$، w و h به‌ترتیب ثابت ولتاژ، چگالی میدان الکتریکی، مدول الاستیسیته، قابلیت گذردهی انرژی الکتریکی، عرض و ضخامت وصله‌های پیزوالکتریک و $\psi(x)$ توابع شکلی هستند. برای درنظر گرفتن نامعینی‌های موجود در دینامیک سامانه داریم:

$$\begin{aligned}
&(J_h + \nu^{\mathrm{T}}\mathbf{M}_{\nu\nu}\,\nu) \\
&\qquad = \overline{(J_h + \nu^{\mathrm{T}}\mathbf{M}_{\nu\nu}\,\nu)} \\
&\qquad + \Delta(J_h + \nu^{\mathrm{T}}\mathbf{M}_{\nu\nu}\,\nu) \\
&\mathbf{M}_{\theta\nu} = \bar{\mathbf{M}}_{\theta\nu} + \Delta\mathbf{M}_{\theta\nu}
\end{aligned} \tag{۳}$$

که در آن پیش‌نویس $\Delta(\mathbf{M})$ مبین بخش نامعین و علامت $(\bar{\mathrm{M}})$ مبین بخش معلوم هر پارامتر است. با جایگذاری معادله ۳ در معادله ۱ و بازنویسی آن داریم:

$$\begin{aligned}
&\overline{(J_h + \nu^{\mathrm{T}}\mathbf{M}_{\nu\nu}\,\nu)}\ddot{\theta} + \bar{\mathbf{M}}_{\theta\nu}\ddot{\nu} + \mathbf{C}_{\theta\theta}\,\dot{\theta} \\
&\qquad = u + d
\end{aligned} \tag{۴}$$

با:

$$d = -\Delta(J_h + \nu^{\mathrm{T}}\mathbf{M}_{\nu\nu}\,\nu)\ddot{\theta} - \Delta\mathbf{M}_{\theta\nu}\ddot{\nu} - \mathbf{C}_{\theta\theta}\,\dot{\theta} + d_1 \quad (۵)$$

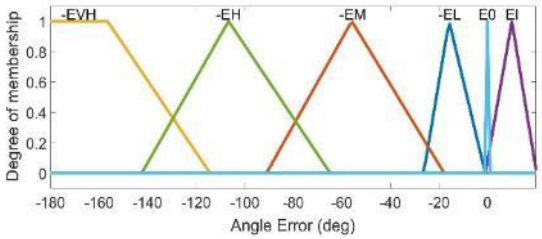
که در آن d_1 اغتشاشات خارجی وارد بر هاب است.

۳. طراحی کنترلر

در این بخش به طراحی الگوریتم‌های کنترلی به‌منظور کنترل هم‌زمان مانور و ارتعاشات پرداخته شده است. در ابتدا با رویکرد منطق فازی، الگوریتم کنترل مانور و ارتعاشات طراحی شده است و سپس برای مقایسه عملکرد این رویکرد، الگوریتم کنترل مود لغزشی فراپیچشی–ترمینال غیرتکین و الگوریتم کنترل فیدبک نرخ کرنشی که به‌طور هم‌زمان با الگوریتم مانور فعال‌سازی خواهد شد، طراحی شده است.

۳-۱. الگوریتم کنترل فازی

بزرگترین چالش ایجاد قوانین کنترلی مبتنی‌بر منطق فازی ایجاد قوانین لازم برای ارتباط بین ورودی/ خروجی‌های مورد نظر است، که در آن شناخت از دینامیک مسئله و خبرگی طراح بسیار تأثیرگذار است. در این بخش کنترل فازی با درنظر گرفتن خطای ارتعاشات به همراه ورودی خطای وضعیت و زمان طراحی شده است.



شکل ۲. تابع عضویت ورودی میزان خطای وضعیت

ورودی خطای زاویه وضعیت فضاپیما به‌منظور پوشش خطا تا زاویه مطلوب، از بازه ۱۸۰– تا ۲۰+ درجه با شش تابع عضویت جدول ۱ و شکل ۲ از بسیار زیاد تا بسیار کم تعریف شده‌اند.

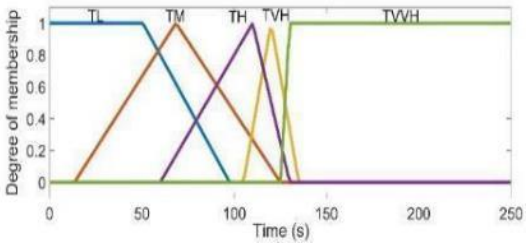
جدول ۱. توابع عضویت خطای زاویه وضعیت فضاپیما

-EVH	-EH	-EM	EL-EL	E0
بسیار زیاد	زیاد	متوسط	کم	بسیار کم

ورودی مربوط به زمان در بازه ۰ تا ۲۵۰ ثانیه با پنج تابع عضویت که در جدول ۲ و شکل ۳ تعریف شده تا بازه‌های زمانی مناسب برای هم‌گرایی پنل به زاویه مطلوب و حفظ آن را فراهم کند.

جدول ۲. توابع عضویت زمان مانور وضعیت فضاپیما

TVVH	TVH	TH	TM	TL
بسیار بسیار زیاد	بسیار زیاد	زیاد	متوسط	کم

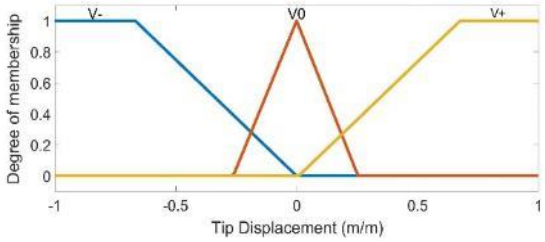


شکل ۳. تابع عضویت ورودی زمان

به‌منظور کنترل ارتعاشات و کاهش اثرات نامطلوب بر مانور، ورودی جابه‌جایی نرمال شده پنل در بازه ۱– تا ۱ با سه تابع عضویت در جدول ۳ و شکل ۴ تعریف شده‌اند.

جدول ۳. توابع عضویت جابه‌جایی نرمال شده پنل فضاپیما

+V	V0	-V
ارتعاشات زیاد (مثبت)	ارتعاشات کم	ارتعاشات زیاد (منفی)



شکل ۴. تابع عضویت ورودی ارتعاشات پنل

روابط کنترلی فازی برای ارتباط ورودی‌ها و خروجی مطلوب برای حالت بدون کنترل ارتعاشات و با کنترل ارتعاشات به‌ترتیب در جداول ۴ و ۵ ارائه شده است.

نمای سه‌بعدی سطوح کنترل و منطق فازی تعریف شده برای نمایش روابط بین خطای زاویه، زمان و ارتعاشات پنل در شکل‌های ۵ و ۶ نشان داده شده است.

جدول ۴. قوانین فازی با ورودی خطای وضعیت و زمان

Error \ Time	TL	TM	TH	TVH	TVVH
-EVH	UVH	UVH	U0	U0	U0
-EH	UH	UH	U0	U0	U0
-EM	-UH	-UVH	-UVH	-UVH	U0
-EL	U0	-UVH	UL	UL	UVL
E0	-UM	-UM	-UM	U0	U0
EL	U0	UL	UL	-UL	-UVL

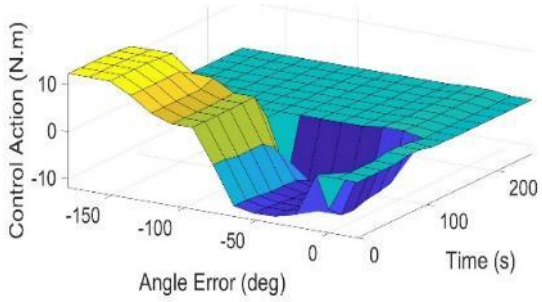
جدول ۵. قوانین فازی با ورودی خطای وضعیت، زمان و ارتعاشات پنل

Vibration	Error \ Time	TL	TM	TH	TVH	TVVH
V0	**-EVH**	UVH	UVH	U0	U0	U0
	-EH	UH	UH	U0	U0	U0
	-EM	-UH	-UVH	-UVH	-UVH	U0
	-EL	U0	-UVH	UL	UL	UVL
	E0	-UM	-UM	-UM	U0	U0
	EL	U0	UL	UL	-UL	-UVL
-V +V	**-EVH**	UH	UH	U0	U0	U0
	-EH	UM	UM	U0	U0	U0
	-EM	-UM	-UVM	-UVM	-UVM	U0
	-EL	U0	-UH	UVL	UVL	U0
	E0	-UVL	-UVL	-UVL	U0	U0
	EL	U0	UVL	UVL	-UVL	U0

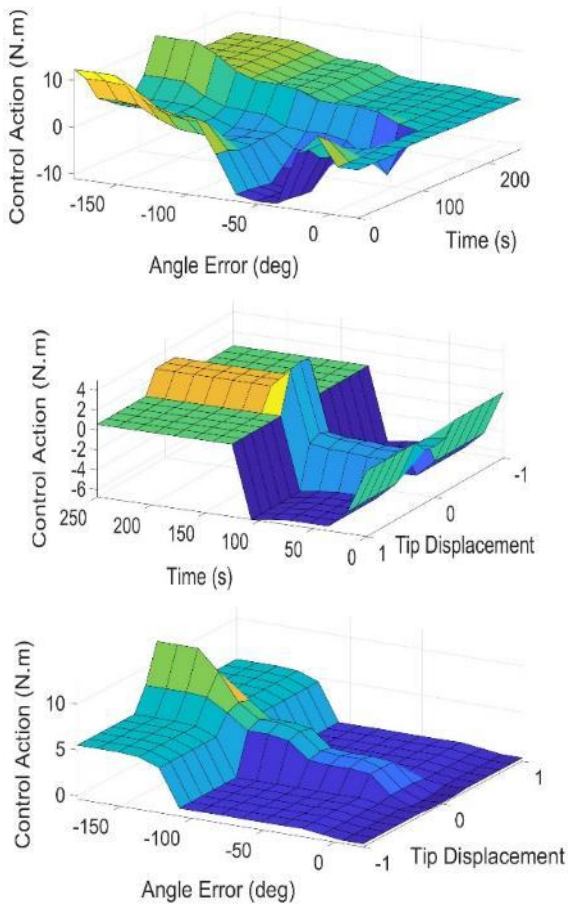
خروجی‌های کنترلی به‌منظور همسان‌سازی با خروجی‌های اشباع عملگرهای ۱۲- تا ۱۲ نیوتونی، با نُه تابع عضویت با طیف‌های منفی و مثبت در جدول ۶ و شکل ۷ درنظر گرفته شده تا گشتاور کنترلی لازم مشابه عملگرهای واقعی فراهم شود.

جدول ۶. توابع عضویت گشتاور کنترل وضعیت فضاپیما

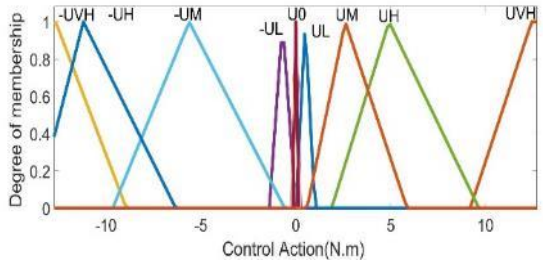
UVH -UVH	UH -UH	UM -UM	UL -UL	U0
بسیار زیاد	زیاد	متوسط	کم	بسیار کم



شکل ۵. نمای سه‌بعدی سطح کنترل بدون کنترل ارتعاشات



شکل۶. نمای سه‌بعدی سطوح کنترل با کنترل ارتعاشات



شکل ۷. تابع عضویت خروجی عملگرهای کنترل مانور

۳-۲. کنترل مود لغزشی فراپیچشی-ترمینال غیرتکین

کنترل مود لغزشی کلاسیک یکی از روش‌های کنترل مقاوم در برابر اغتشاشات خارجی و نامعینی‌ها است که چالش اصلی آن وجود پدیده چترینگ بر روی سطح لغزش است که می‌تواند مودهای فرکانس بالای بخش انعطاف‌پذیر سامانه‌های چند جسمی با دینامیک صلب-انعطاف‌پذیر را تحریک کرده و عملکرد سامانه‌های کنترل آن را کاهش و گاها منجربه تشدید سامانه شود. جهت مقابله با این پدیده، استفاده از الگوریتم‌های مرتبه بالای روش کنترل مود لغزشی پیشنهاد شده است که به‌نام‌ترین آنها، الگوریتم‌های ترمینال (مرتبه دوم) هستند. این روش سرعت هم‌گرایی حالت‌های سیستم به نقطه تعادل را افزایش می‌دهد، اما امکان تکینگی حول نقطه تعادل وجود دارد. به‌این‌ترتیب عضو دیگر خانواده کنترل مود لغزشی ترمینال که ویژگی غیرتکین شدن را با حفظ سرعت هم‌گرایی در زمان محدود دارا می‌باشد، معرفی شده است. این مقاله با به‌کارگیری روش ترکیبی کنترل فراپیچشی-ترمینال غیرتکین از مزایای کاهش چترینگ، سرعت هم‌گرایی بالا، پایداری در زمان محدود، بهره برده است تا معیار مناسبی برای مقایسه عملکرد کنترل فازی پیشنهادی ایجاد کند. ازاین‌رو سطح لغزش به‌صورت زیر تعریف شده است [۳۵]:

$$S(t) = \theta_e(t) + \frac{1}{\alpha}\dot{\theta}_e(t)^k \qquad (۶)$$

که در آن $\alpha > 0$ مقدار ثابت، و $k > 1$ و خطای وضعیت $\theta_e(t)$ (زاویه مانور) نسبت به حالت مرجع $\theta_d(t)$ عبارت است از $\theta_e(t) = \theta(t) - \theta_d(t)$.

به‌منظور استخراج قانون کنترل تناسبی مود لغزشی می‌بایست مشتق سطح لغزش صفر شود $\dot{S} = 0$. به‌این‌ترتیب با مشتق‌گیری از معادله ۶ خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\dot{S} &= \dot{\theta}_e + \frac{k}{\alpha}\dot{\theta}_e^{k-1}\ddot{\theta}_e \\ &= \dot{\theta}_e \\ &+ \frac{k}{\alpha}\dot{\theta}_e^{k-1}\left(-\bar{\boldsymbol{M}}_{\theta\theta}^{-1}\left(\bar{\mathbf{M}}_{\theta v}\ddot{v} + \bar{\mathbf{C}}_{\theta\theta}\,\dot{\theta}\right.\right. \\ &\left.\left.- u - d\right)\right) \\ &= \dot{\theta}_e \\ &+ \left(\left(\bar{\mathbf{M}}_{\theta v}\ddot{v} + \bar{\mathbf{C}}_{\theta\theta}\,\dot{\theta} - u - d\right)\right) = 0\end{aligned} \qquad (۷)$$

$$u\,\bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}^{-1}\frac{k}{\alpha}\dot{\theta}_e^{k-1} = \frac{k}{\alpha}\dot{\theta}_e^{k-1}(-\bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}^{-1}(\bar{\mathbf{M}}_{\theta v}\ddot{v} + \bar{\mathbf{C}}_{\theta\theta}\,\dot{\theta} - d)) = 0$$

با جایگذاری معادله حرکت در معادله فوق و بازنویسی معادله بر حسب u خواهیم داشت:

$$u_n = \bar{\mathbf{M}}_{\theta v}\ddot{v} + \bar{\mathbf{C}}_{\theta\theta}\,\dot{\theta} - \frac{\alpha}{k}\bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}\dot{\theta}_e^{2-k} \qquad (۸)$$

که در آن u_n بخش تناسبی قانون کنترلی است. برای حذف اثرات اغتشاشات و نامعینی‌ها، بخش سوئیچینگ قانون کنترلی u_{sw} به‌صورت زیر تعریف شده است:

$$u_{sw} = -L - \bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}\gamma_1|S|^{\varepsilon}\mathrm{sgn}(S) - \bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}F \qquad (۹)$$

که در آن ضرایب γ_1 ثابت مثبت و $|d| < L$ حدود اغتشاشات خارجی هستند که به‌واسطه آنها متغیرهای حالت سیستم پایدار می‌شوند و F حالت کنترل فراپیچشی است و مشتق آن به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{F} = -\gamma_2\,\mathrm{sgn}(S);\ 0 < \varepsilon < 0.5 \qquad (۱۰)$$

قضیه: با درنظر گرفتن سطح لغزشی رابطه ۵، کنترلر هیبرید مود لغزشی فراپیچشی- ترمینال غیرتکین به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$u = u_n + u_{sw} = \bar{\mathbf{M}}_{\theta v}\ddot{v} + \bar{\mathbf{C}}_{\theta\theta}\,\dot{\theta} - \frac{\alpha}{k}\bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}\dot{\theta}_e^{2-\frac{1}{k}} - L - \bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}\,\gamma_1|S|^{\varepsilon}\mathrm{sgn}(S) - \bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}\,F \qquad (۱۱)$$

اثبات: تابع لیاپانوف مثبت معین زیر را درنظر بگیرید:

$$V = \omega^{\mathrm{T}}\mathbf{D}\,\omega \qquad (۱۲)$$

که در آن D ماتریس مثبت معین و $\boldsymbol{\omega}$ به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\omega = [\omega_1 \quad \omega_2]^{\mathrm{T}}, \quad \omega_1 = |S|^{0.5}\mathrm{sgn}(S)\ ,\ \omega_2 = F \qquad (۱۳)$$

با توجه به اینکه $\omega_2 \to 0$ و $\omega_1 \to 0$، مقادیر F و S به مبداء مختصات هم‌گرا می‌شوند. با جایگذاری $\dot{F}$ و $\dot{S}$، مشتق ω عبارتست از:

$$\dot{\omega} = \begin{bmatrix}\dot{\omega}_1\\ \dot{\omega}_2\end{bmatrix} = \frac{\partial}{\partial S}\begin{bmatrix}\omega_1\,\dot{S}\\ \omega_2\dot{S}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\frac{\dot{S}}{2|S|^{0.5}}\\ -\gamma_2\,\mathrm{sgn}\,(S)\end{bmatrix} = \frac{1}{|\omega_1|}\begin{bmatrix}0.5\dot{S}\\ -\gamma_2\,\omega_1\end{bmatrix} \qquad (۱۴)$$

که در آن γ_2 ثابت مثبت است. با جایگذاری از معادلات ۷ و ۱۰ خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{0.5}{|\omega_1|}\begin{bmatrix}\dot{\theta}_e + \frac{k}{\alpha}\dot{\theta}_e^{\,k-1}\ddot{\theta}_e\\ -\gamma_2\,\omega_1\end{bmatrix}\\ &= \frac{0.5}{|\omega_1|}\begin{bmatrix}\dot{\theta}_e + \frac{k}{\alpha}\dot{\theta}_e^{k-1}\\ -\gamma_2\,\omega_1\end{bmatrix}(-\bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}^{-1}\,(\bar{\mathbf{M}}_{\theta v}\ddot{v} + \bar{\mathbf{C}}_{\theta\theta}\,\dot{\theta} - u - d)\Big]\\ &= \frac{0.5}{|\omega_1|}\begin{bmatrix}\dot{\theta}_e + \frac{k}{\alpha}\dot{\theta}_e^{k-1}\\ -\gamma_2\,\omega_1\end{bmatrix}(-\bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}^{-1}\,(\bar{\mathbf{M}}_{\theta v}\ddot{v} + \bar{\mathbf{C}}_{\theta\theta}\,\dot{\theta} - (\bar{\mathbf{M}}_{\theta v}\ddot{v} + \\ &\quad +\bar{\mathbf{C}}_{\theta\theta}\,\dot{\theta} - \frac{\alpha}{k}\bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}\dot{\theta}_e^{\,2-\frac{1}{k}} - L - \bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta})\\ &\quad \gamma_1|S|^{\varepsilon}\mathrm{sgn}(S) - \bar{\mathbf{M}}_{\theta\theta}F) - d)\Big]\\ &= \frac{0.5}{|\omega_1|}\begin{bmatrix}\dot{\theta}_e + \frac{k}{\alpha}\dot{\theta}_e^{k-1}\\ -\gamma_2\omega_1\end{bmatrix}(-\alpha\dot{\theta}_e\frac{1}{k}\dot{\theta}_e^{2-k} - \gamma_1|S|^{\varepsilon}\mathrm{sgn}(S) - F)]\\ &= \frac{0.5}{|\omega_1|}\begin{bmatrix}\frac{k}{\alpha}\dot{\theta}_e^{k-1}(-\gamma_1\omega_1 - \omega_{2)}\\ -\gamma_2\omega_1\end{bmatrix}\end{aligned} \qquad (۱۵)$$

بخش انتهایی معادله فوق را می‌توان به‌صورت زیر بازنویسی کرد:

$$2|\omega_1|\dot{\omega} = \mathbf{B}\,\omega \qquad (۱۶)$$

که در آن:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\bar{\gamma}\gamma_1 & -\gamma \\ -2\gamma_2 & 0 \end{bmatrix}, \bar{\gamma} = \frac{k}{\alpha}\dot{\theta}_e^{k-1} \qquad (۱۷)$$

با مشتق‌گیری از رابطه ۱۲ و استفاده از روابط ۱۶ و ۱۷ خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} 2|\omega_1|\dot{V} &= 2|\omega_1|\dot{\omega}^{\mathrm{T}}\mathbf{D}|\omega_1|\dot{\omega} \\ &= \omega^{\mathrm{T}}(\mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{D} + \mathbf{DB})\omega \end{aligned} \qquad (۱۸)$$

در این رابطه نیاز است تا $(\mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{D} + \mathbf{DB}) = -\boldsymbol{\tau}_0 < 0$ برقرار باشد. که در آن $\boldsymbol{\tau}_0$ ماتریس مثبت معین و $\mathbf{B}$ یک ماتریس مثبت معین است اگر و تنها اگر $\mathbf{D}$ ماتریس هورویتز[۱۸] باشد. با استفاده از معادله ۱۸ و مشتق‌گیری از معادله ۱۲ داریم.

$$\dot{V} = -0.5|\omega_1|^{-1}\,\omega^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\tau}_0\omega < 0 \qquad (۱۹)$$

بنابراین به‌وسیله قانون کنترلی پیشنهادی حالت‌های سیستم به سمت صفر میل داده شده و پایداری تضمین می‌شود.

۳-۳. کنترل فیدبک نرخ کرنش

به‌منظور ایجاد مانورهای با دقت بالا، در این بخش به طراحی یک الگوریتم کنترل فعال ارتعاشات با استفاده از وصله‌های پیزوالکتریک پرداخته شده است. ازآنجایی‌که هیچ میدان خارجی به لایه حسگر اعمال نمی‌شود، جابه‌جایی الکتریکی ایجاد شده بر روی سطح حسگر به‌طور مستقیم با کرنش اعمال شده بر روی آن متناسب است.

جریان خروجی حسگر پیزوالکتریک نرخ کرنش پنل‌های انعطاف‌پذیر را اندازه‌گیری می‌کند. این جریان با استفاده از یک تنظیم کننده سیگنال با بهره G_C به ولتاژ حسگر V_S تبدیل می‌شود و با ضریب بهره متناسب کنترلر به عملگرهای پیزوالکتریک اعمال می‌شود. ولتاژ خروجی حسگرهای پیزوالکتریک را می‌توان با رابطه زیر نمایش داد:

$$\begin{aligned} V_s(t) &= G_C i(t) \\ &= G_C e_{31}\left(\frac{h_b}{2} + h_P\right) w_P \int_0^{L_P} \frac{\partial^2}{\partial x^2}\psi_k(x)\dot{v}_k(t)dx \end{aligned} \qquad (۲۰)$$

که در آن $i(t)$ جریان مدار، e_{31} ثابت شارژ/ تنش پیزوالکتریک، و اندیس k بیانگر kامین مختصات تعمیم یافته است. این ولتاژ حسگر به‌عنوان ورودی به کنترلر داده می‌شود و خروجی کنترل کننده، بهره کنترلر ضرب در ولتاژ سنسور است. بنابراین، ولتاژ ورودی به عملگر V_a، به عبارت دیگر ورودی کنترلر به‌صورت زیر است:

$$\mathrm{V}_a(t) = A_P^a = \mathbf{K}_{\mathrm{PZT}} \times V_s(t) \qquad (۲۱)$$

به‌طوری‌که K_{PZT} ماتریس بهره کنترلر است. لازم به ذکر است که ماتریس بهره فیدبک $\mathbf{K}_{\mathrm{PZT}}$ شامل بهره فیدبکی است که با هر وصله پیزوالکتریک مرتبط است. معادله عملگر از معکوس معادله پیزوالکتریک به‌دست آمده است و نیروی کنترل نسبی f_{ctrl} تولید شده توسط عملگر که بر روی وصله‌ها اعمال می‌شود عبارتست از:

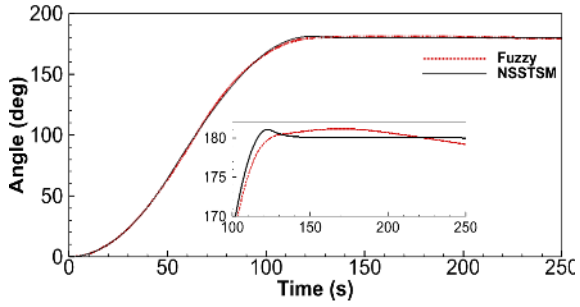
$$f_{\mathrm{ctrl}} = E_P d_{31} w_P \left(\frac{h_b + h_P}{2}\right) \times \int_0^{L_P} \frac{\partial}{\partial x}\psi_k(x) V_a(t)dx \qquad (۲۲)$$

٤. مدل‌سازی کامپیوتری و تحلیل نتایج

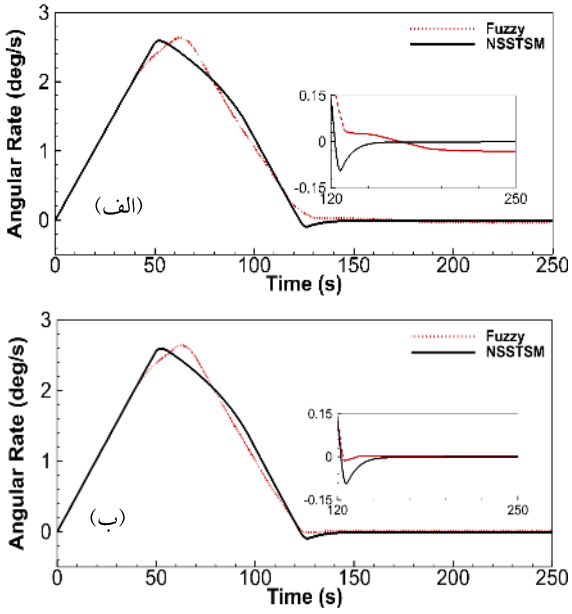
در این بخش شبیه‌سازی‌های حاصل از پیاده‌سازی الگوریتم‌های کنترل مود لغزشی فراپیچشی-ترمینال غیرتکین/فیدبک نرخ کرنش و کنترل منطق فازی در قالب پاسخ‌های زمانی برای فضاپیمای انعطاف‌پذیر در محیط متلب/سیمولینک[۱۹] صورت پذیرفته است. پارامترهای مدل فیزیکی فضاپیمای مجهز به حسگر/عملگرهای پیزوالکتریک به‌صورت، چگالی $\rho_A = 1850\left(\frac{\mathrm{kg}}{\mathrm{m}^3}\right)$، طول $L_A = 4$- (m)، عرض $w_A = 0.3(\mathrm{m})$، ضخامت $h_A =$

$0.02(\mathrm{m})$، اندازه شعاع هاب $\delta = 0.3(\mathrm{m})$، ممان اینرسی $J_h = 23.67(\mathrm{kg.m^2})$، مدول الاستیسیته $E = 1.015 \times 10^7(\mathrm{psi})$ و مشخصات وصله‌های پیزوالکتریک $A5$ با کرنش پیزوالکتریک $d_{31} = 125 \times 10^{-12}$-(m/V)، ثابت شارژ پیزوالکتریک $e_{31} = 10.5 \times 10^{-3}$-(Vm/N)، چگالی $\rho_p = 0.096\left(\frac{\mathrm{kg}}{\mathrm{m}}\right)$، عرض $w_p = 0.0635(\mathrm{m})$، ضخامت $h_p = 1.905 \times 10^{-4}(\mathrm{m})$، طول $L_p = 0.0635(\mathrm{m})$، ثابت گذردهی $\varepsilon_3^{\mathrm{T}} = 1.5 \times 10^{-8}(\mathrm{F/m})$ درنظر گرفته شده است. اغتشاشات خارجی وارد بر بدنه صلب فضاپیما به صورت $d = 0.0028(\cos(0.025t)) + 0.007(\sin(0.03t))$ درنظر گرفته شده است. شرایط اولیه وضعیت $\theta = 0^\circ$ و $\dot{\theta} = 0^{\circ/s}$ تنظیم شده و فضاپیما قرار است مانور $\theta = 180^\circ$ را انجام دهد.

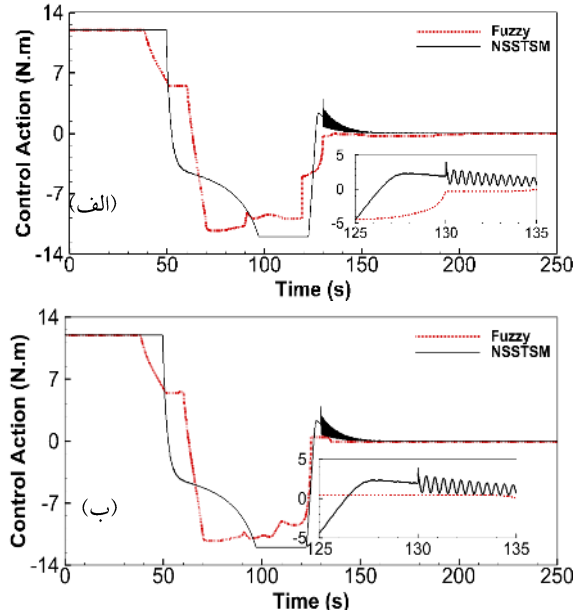
پارامترهای الگوریتم‌های کنترلی مود لغزشی و پارامترهای تنظیم سیگنال‌های کنترلی عبارتند از $\gamma_1 = 25$، $\gamma_2 = 0.005$، $\alpha = 5$، $k = 1.4$، $\varepsilon = 5$ و $G_C = 103$ که در مدل‌سازی‌های کامپیوتری درنظر گرفته شده است.



شکل۸. پاسخ زمانی زاویه دوران هاب با کنترل ارتعاشات



شکل ۹. پاسخ زمانی سرعت زاویه‌ای الف) بدون کنترل ارتعاشات، ب) با کنترل ارتعاشات



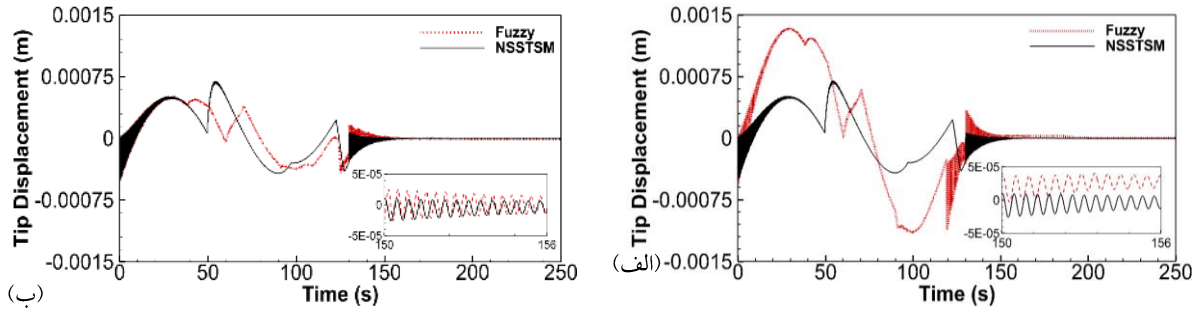
شکل ۱۰. پاسخ زمانی گشتاور کنترلی الف) بدون کنترل ارتعاشات ب) با کنترل ارتعاشات

نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها برای کنترل وضعیت فضاپیمای انعطاف‌پذیر با رویکردهای کنترل فازی و کنترل مود لغزشی فراپیچشی-ترمینال غیرتکین/ فیدبک نرخ کرنش صورت پذیرفته است که در شکل‌های ۸ تا ۱۱ قابل مشاهده است. شبیه‌سازی‌ها در قالب پاسخ‌های زمانی زاویه دوران و سرعت زاویه‌ای بدنه صلب، گشتاور کنترلی، و ارتعاشات پنل انعطاف‌پذیر نمایش داده شده است.

پیشتر اشاره شد که هم‌گرایی به زاویه مطلوب، سرعت هم‌گرایی و مقاوم بودن در برابر اغتشاشات خارجی و نامعینی‌ها، از ویژگی‌های کنترلر مود لغزشی است. همان‌طورکه در شکل‌های ۸ و ۹ نشان داده شده است، در زمان تقریبی ۱۳۰ ثانیه به‌ترتیب هم‌گرایی زاویه و سرعت زاویه‌ای در حضور اغتشاشات خارجی و نامعینی‌های دینامیکی حاصل می‌شود. الگوریتم کنترل مود لغزشی فراپیچشی-ترمینال غیرتکین به همراه کنترل فعال ارتعاشات فیدبک نرخ کرنش با دقت بسیار بالا و بدون خطای ماندگار، مانور $\theta = 180^{\circ}$ و سرعت زاویه‌ای $\dot{\theta} = 0^{\circ}/s$ را ایجاد کرده است. به‌طوری‌که الگوریتم کنترل فازی حول نقطه تعادل نوسانات جزئی داشته و در همسایگی مقدار مطلوب هم‌گرایی مجانبی ایجاد کرده است.

گشتاور کنترلی مورد نیاز نیز جهت تامین مانور به مدت ۵۰ ثانیه با بیشترین توان برای الگوریتم‌های مود لغزشی و فازی فعال بوده و بعد از آن با شیب نسبتا ملایم کاهش یافته و برای کنترل زاویه در فاز میانی با حداکثر مقدار منفی گشتاور مورد نیاز را تأمین می‌کند در شکل ۱۰ آورده شده است. باید به این نکته توجه داشت که نوسانات مشهود بین ثانیه ۱۳۰ تا ۱۵۰ در گشتاور کنترلی تولید شده توسط الگوریتم مود لغزشی به‌واسطه ارتعاشات پنل‌های انعطاف‌پذیر و تداخل دینامیک آن با کنترلر است. آنچه باید به آن توجه داشت آن است که وصله‌های حسگر/عملگر پیزوالکتریک به‌واسطه محدودیت در ابعاد، قابلیت کاهش و کنترل ارتعاشات باقی‌مانده در سیستم را در حد مشخصی (به‌صورت محدود) دارا هستند.

همان‌طورکه نشان داده شده است بعد از ثانیه ۱۵۰، اثرات انعطاف‌پذیری در گشتاور کنترلر مانور الگوریتم مود لغزشی محسوس نیست. این مسئله در الگوریتم فازی کاملا متفاوت است. به‌طوری‌که با درنظر گرفتن ورودی اطلاعات ارتعاشات پنل انعطاف‌پذیر، گشتاورهای کنترلی به نحوی تنظیم شده است که اثری از ارتعاشات و تداخل آن با الگوریتم کنترل مانور به چشم نمی‌خورد. به‌طورکلی بیشینه گشتاور کنترلی مورد نیاز در الگوریتم فازی پیشنهادی نسبت به الگوریتم فازی کمتر است.



شکل ۱۱. پاسخ زمانی ارتعاشات پنل انعطاف‌پذیر الف) بدون کنترل ارتعاشات، ب) با کنترل ارتعاشات

همان‌طورکه پیشتر اشاره شد، الگوریتم‌های فازی به‌دلیل دارا بودن ساختار ساده و برقراری ارتباط مستقیم بین ورودی و خروجی، با تولید سیگنال‌های کنترلی با کمترین نوسانات، منجربه تحقق مأموریت‌های با دقت بالا می‌شوند. شکل ۱۱ تاریخچه زمانی ارتعاشات پنل را برای هر دو رویکرد کنترلی نمایش می‌دهد. این نمودار قابلیت الگوریتم‌های کنترل ارتعاشات و مانور را به‌صورت توأما نمایش می‌دهد. جهت مقایسه، الگوریتم کنترل مود لغزشی فراپیچشی-ترمینال غیرتکین نیز با و بدون کنترلر فیدبک نرخ کرنش ارائه شده است. همان‌طورکه می‌توان مشاهده کرد، ارتعاشات در اوایل مانور (بین ثانیه‌های ۰ تا ۵۰ ثانیه) و اواخر مانور (بین ثانیه‌های ۱۲۰ تا ۱۵۰ ثانیه) به‌واسطه تحریک ایجاد شده در اثر تغییرات گشتاور کنترلی بیشترین مقدار را داشته است. باید به این نکته اشاره داشت که کنترل ارتعاشات در کنترلر مود لغزشی با عملکرد حسگر/ عملگرهای پیزوالکتریک و در کنترلر فازی صرفا با تنظیم و تعریف قوانین ورودی-خروجی صورت پذیرفته است. درنظر گرفتن ورودی خطای جابه‌جایی‌های پنل انعطاف‌پذیر در تنظیم قوانین فازی باعث ایجاد فرامین کنترلی هموارتر شده که کمترین تحریک مودهای فرکانس بالا را به دنبال داشته است، به‌طوری‌که خروجی این الگوریتم، عملکرد بالای سامانه کنترلی را در کاهش ارتعاشات ایجاد شده به‌واسطه مانور وضعیت در مقایسه با الگوریتم‌های کنترل ارتعاشات رایج نمایش می‌دهد.

۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله به طراحی کنترل هوشمند مقاوم مبتنی‌بر الگوریتم فازی جهت کنترل هم‌زمان مانور تک محوره و ارتعاشات یک فضاپیمای انعطاف‌پذیر پرداخته شده است. عملکرد رویکرد فازی طراحی شده با ورودی‌های خطای زاویه مانور، زمان و ارتعاشات پنل انعطاف‌پذیر با یک رویکرد هیبرید مود لغزشی فراپیچشی-ترمینال غیرتکین/ فیدبک نرخ کرنش ارزیابی شده است. الگوریتم هیبرید مود لغزشی با قابلیت افزایش سرعت هم‌گرایی زمان-محدود در بخش ترمینال غیر تکین، کاهش چترینگ در بخش فراپیچشی و کنترل فعال ارتعاشات در بخش فیدبک نرخ کرنش و ملاحظات قوام در حضور اغتشاشات خارجی و نامعینی‌های کراندار، حالت‌های سیستم را با دقت بالا و کمترین خطای ماندگار، هم‌گرا کرده است. در طراحی الگوریتم منطق فازی با ورودی خطای ارتعاشات پنل انعطاف‌پذیر، علاوه‌بر سادگی روابط، کاهش بار و هزینه محاسباتی، کاهش تلاش کنترلی، می‌توان با تحلیل دقیق سامانه دینامیکی و تعریف روابط کنترلی صحیح، رفتاری مشابه و هرچند مطلوب‌تر از الگوریتم هیبرید مقاوم مود لغزشی فراپیچشی ترمینال غیرتکین/فیدبک نرخ کرنش دریافت نمود.

٦. مآخذ

[1] Zhang, Jianqiao, Xianglong Kong, Chuang Liu, Qing Deng, and Keke Shi, "Agile attitude maneuver with active vibration-suppression for flexible spacecraft", *Journal of the Franklin Institute*, 2022, Vol.359, no.3, pp.1172-1195.

[2] Azimi, Milad, and Ghasem Sharifi, "A hybrid control scheme for attitude and vibration suppression of a flexible spacecraft using energy-based actuators switching mechanism", *Aerospace Science and Technology*, 2018, Vol.82, pp.140-148.

[3] Alipour, Milad, Maryam Malekzadeh, and Alireza Ariaei, "Active fractional-order sliding mode control of flexible spacecraft under actuators saturation", *Journal of Sound and Vibration*, 2022, Vol.535, pp.117110.

[4] Zhu, Jiahao, Jian Zhang, Xiaobin Tang, and Yangjun Pi, "Adaptive boundary control of a flexible-link flexible-joint manipulator under uncertainties and unknown disturbances", *Journal of Vibration and Control*, 2023, Vol.29, no.1-2, pp.169-184.

[5] Wang, Haoping, Xingyu Zhou, and Yang Tian, "Robust adaptive fault-tolerant control using RBF-based neural network for a rigid-flexible robotic system with unknown control direction", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2022, Vol.32, no.3, pp.1272-1302.

[6] Golestani, Mehdi, Weidong Zhang, Yunxiang Yang, and Nguyen Xuan-Mung, "Disturbance observer-based constrained attitude control for flexible spacecraft", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022.

[7] Zhang, Qingyun, Xinhua Zhao, Liang Liu, and Tengda Dai, "Adaptive sliding mode neural network control and flexible vibration suppression of a flexible spatial parallel robot", *Electronics*, 2021, Vol.10, no.2, p.212.

[8] Cheng, Xin, Huashan Liu, and Wenke Lu, "Chattering-suppressed sliding mode control for flexible-joint robot manipulators", In *Actuators*, 2021, Vol.10, no.11, p.288. Multidisciplinary Digital Publishing Institute.

[9] Li S., Yu X., Fridman L., Man Z. and Wang X., *Advances in variable structure systems and sliding mode control—theory and applications*. Springer, 2017.

[10] Wang, Cong, Hongwei Xia, Yanmin Wang, and Shunqing Ren, "A novel adaptive-gain higher-order sliding mode controller and its parameters tuning", *Nonlinear Dynamics*, 2022, Vol.107, pp.1049-1062.

[11] Zhang, Yao, Shengjing Tang, and Jie Guo, "Adaptive-gain fast super-twisting sliding mode fault tolerant control for a reusable launch vehicle in reentry phase", *ISA transactions*, 2017, Vol.71, pp.380-390.

[12] Zheng, Wenchao, and Mou Chen, "Tracking control of manipulator based on high-order disturbance observer", *IEEE Access*, 2018, Vol.6, pp.26753-26764.

[13] Li, Xiaolei, Guanghui Sun, and Cong Xue, "Fractional-order deployment control of space tethered satellite via adaptive super-twisting sliding mode", *Aerospace Science and Technology*, 2022, Vol.121, p.107390.

[14] Dong, Hanlin, and Xuebo Yang, "Learning-based super-twisting sliding-mode control for space circumnavigation mission with suboptimal reaching under input constraints", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2022, Vol.32, no.9, pp.5328-5349.

[15] Behnamgol, Vahid, and Ahmad Reza Vali, "Terminal sliding mode control for nonlinear systems with both matched and unmatched uncertainties", *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, 2015, Vol.11, no.2, p.109.

[16] Truong, Thanh Nguyen, Anh Tuan Vo, and Hee-Jun Kang, "A backstepping global fast terminal sliding mode control for trajectory tracking control of industrial robotic manipulators", *IEEE Access*, 2021, Vol.9, pp.31921-31931.

[17] Zhang, Jinghui, Guoqiang Zeng, and Yudong Gao, "Spacecraft Electromagnetic Docking Control Using Nonsingular Terminal Sliding Mode", In *Advances in Guidance, Navigation and Control: Proceedings of 2020 International Conference on Guidance, Navigation and Control,*

ICGNC 2020, Tianjin, China, October, Vol.23–25, 2020, pp.3915-3926. Springer Singapore, 2022.

[18] Cruz-Ortiz, David, Isaac Chairez, and Alexander Poznyak, "Non-singular terminal sliding-mode control for a manipulator robot using a barrier Lyapunov function", *ISA transactions,* 2022, Vol.21, pp.268-283.

[19] Zhao, Zhanshan, Hongru Gu, Jing Zhang, and Gang Ding, "Terminal sliding mode control based on super-twisting algorithm", *Journal of Systems Engineering and Electronics,* 2017, Vol.28, no.1, pp.145-150.

[20] Haghighi D. A. and Mobayen S., "Design of an adaptive super-twisting decoupled terminal sliding mode control scheme for a class of fourth-order systems", *ISA transactions,* 2018, vol.75, pp.216-225.

[21] Xu, Bin, Xia Wang, Fuchun Sun, and Zhongke Shi, "Intelligent control of flexible hypersonic flight dynamics with input dead zone using singular perturbation decomposition", *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems,* 2021.

[22] Dumitrescu, Catalin, Petrica Ciotirnae, and Constantin Vizitiu, "Fuzzy logic for intelligent control system using soft computing applications", *Sensors,* 2021, Vol.21, no.8, p.2617.

[23] Nagi, Farrukh, Abdul Talip Zulkarnain, and J. Nagi, "Tuning fuzzy Bang–bang relay controller for satellite attitude control system", *Aerospace Science and Technology,* 2013, Vol.26, no.1, pp.76-86.

[24] Walker, Alex R., Philip T. Putman, and Kelly Cohen, "Solely magnetic genetic/fuzzy-attitude-control algorithm for a CubeSat", *Journal of Spacecraft and Rockets,* 2015, Vol.52, no.6, pp.1627-1639.

[25] Hong, Sung Kyung, and Yoonsu Nam, "Stable fuzzy control system design with pole-placement constraint: an LMI approach", *Computers in Industry,* 2003, Vol.51, no.1, pp.1-11.

[26] Zhang, Xihai, Ming Zeng, and Xiao Yu, "Fuzzy control of rigid spacecraft attitude maneuver with decay rate and input constraints", *International Journal of Uncertainty, Fuzziness and Knowledge-Based Systems,* 2011, Vol.19, no.06, pp.1033-1046.

[27] Mazmanyan, Lilit, and Mohammad A. Ayoubi, "Takagi-sugeno fuzzy model-based attitude control of spacecraft with partially-filled fuel tank", In *AIAA/AAS astrodynamics specialist conference,* 2014, p.4215.

[28] Sendi, Chokri, and Mohammad A. Ayoubi, "Robust fuzzy tracking control of flexible spacecraft via a T–S fuzzy model", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,* 2017, Vol.54, no.1, pp.170-179.

[29] Sendi, Chokri, and Mohammad A. Ayoubi, "Robust-optimal fuzzy model-based control of flexible spacecraft with actuator amplitude and rate constraints", In *Dynamic Systems and Control Conference,* 2015, Vol.57243, p.V001T06A005. American Society of Mechanical Engineers.

[30] Sendi, Chokri, and Mohammad A. Ayoubi, "Robust-optimal fuzzy model-based control of flexible spacecraft with actuator constraint", *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control,* 2016, Vol.138, no.9, p.091004.

[31] Qiu, Zhi-cheng, Yang Yang, and Xian-min Zhang, "Reinforcement learning vibration control of a multi-flexible beam coupling system", *Aerospace Science and Technology*, 2022, Vol.129, p.107801.
[32] Liang, Dong, Yimin Song, Tao Sun, and Xueying Jin, "Dynamic modeling and hierarchical compound control of a novel 2-DOF flexible parallel manipulator with multiple actuation modes", *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2018, Vol.103, pp.413-439.
[33] Azimi, Milad, and Samad Moradi. "Robust optimal solution for a smart rigid–flexible system control during multimode operational mission via actuators in combination." *Multibody System Dynamics* 52 (2021): 313-337.
[34] Azimi, Milad, and Eshagh Farzaneh Joubaneh, "Dynamic modeling and vibration control of a coupled rigid-flexible high-order structural system: A comparative study", *Aerospace Science and Technology*, 2020, Vol.102, p.105875.
[35] Lin, Chuan-Kai, "Nonsingular terminal sliding mode control of robot manipulators using fuzzy wavelet networks", *IEEE transactions on fuzzy systems*, 2006, Vol.14, no.6, pp.849-859.

پی‌نوشت:

1. Chattering
2. Uncertainties
3. Robust
4. Sliding Mode Control
5. Super twisting
6. Terminal
7. Nonsingular
8. Walker
9. Linear quadratic regulator
10. Cubesat
11. Hong and Nam
12. Zhang
13. Takagi Sugeno (T-S)
14. Mazmanyan and Ayoubi
15. Parallel Distributed Compensation (PDC)
16. Sendi and Ayoubi
17. Strain Rate Feedback
18. Hurwitz matrix
19. MATLAB/Simulink