

طراحی خودخلبان مقاوم با استفاده از جدول بندی بهره فازی

ایمان محمدزمان^۱، سید محمدجواد معافی مدنی^۲

^۱ استادیار، مجتمع دانشگاهی برق و الکترونیک، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، mohammadzaman@mut.ac.ir

^۲ فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد، مجتمع دانشگاهی برق و الکترونیک، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، javadmadany@yahoo.com

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۶/۲۲، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۶/۱)

چکیده: در این مقاله خودخلبان مقاوم با استفاده از جدول بندی بهره فازی طراحی شده است. ابتدا با استفاده از ابزار v-gap metric ناحیه پروازی رهگیر به چند زیرناحیه تقسیم شده و برای هر زیرناحیه نقطه کار مناسبی انتخاب می‌شود. سپس مدل غیر خطی رهگیر در این نقاط کار خطی شده و کنترل کننده مقاوم استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ برای هر نقطه طراحی می‌شود. در ادامه از روش درونیابی فازی برای درونیابی بین کنترل کننده‌های طراحی شده استفاده می‌شود. به منظور دستیابی به کارآیی بهینه در طول فرآیند سوئیچینگ فازی با استفاده از یک تابع هزینه مقدار بهینه توابع عضویت فازی انتخاب می‌شود. نتایج شبیه سازی شش درجه آزادی نشان دهنده عملکرد مطلوب این سیستم می‌باشد.

کلمات کلیدی: خودخلبان مقاوم، جدول بندی بهره فازی، شکل دهی حلقه H_∞ ، v-gap metric.

Robust Autopilot Design using Fuzzy Gain Scheduling

Iman Mohammadzaman, Mohammad Javad Moafi Madani

Abstract: In this paper a robust autopilot is designed using fuzzy gain scheduling. At first the flight envelop is divided to sub regions using v-gap metric and a suitable operating point is selected in each region and robust static H_∞ loop shaping controller is designed for the linearized model. Finally, fuzzy gain scheduling is used to interpolate the local controllers. Simulation results show the generality and effectiveness of the proposed control strategy in terms of the performance and robustness of the system.

Keywords: Robust autopilot, Fuzzy gain scheduling, H_∞ loop shaping, v-gap metric.

۱- مقدمه

داشتن دینامیک غیرخطی با پارامترهای متغیر با زمان، وجود نامعینی‌های متنوع، بروز رفتارهای پیش‌بینی نشده ناشی از تغییر در جرم، نامعینی در نمودار سوخت و اثرات نامعینی در سطوح بالک‌ها بر مشکلات طراحی رهگیرها افزوده است. تغییرات سریع متغیرهای رهگیر نیز با توجه به سرعت حرکت و تغییرات در محیط کار رهگیر، از دیگر مسائلی است که به پیچیدگی مسئله کنترل رهگیر اضافه می‌کند. اکثر این چالش‌ها در

سیستم‌های هوافضایی در سالهای اخیر یکی از جذاب‌ترین موضوعات کنترلی مورد توجه مهندسين بوده است. در بعد مهندسی کنترل، این سیستم‌ها دارای پیچیدگی خاصی می‌باشد. رفتار غیرخطی آنها با توجه به شرایط کاری خاص، یک چالش جدی در روند کنترل است. این رفتار غیرخطی ناشی از غیرخطیت در ضرایب ورود دینامیکی، و همچنین ذات غیرخطی و توام با تداخل در معادلات شش درجه آزادی می‌باشد [۱-۴].

طراحی خودخلبان رهگیر خود را نشان داده و می‌بایست در فرآیند طراحی کنترل کننده مدنظر قرار گیرد.

در طراحی خودخلبان رهگیر، در سال‌های اخیر تلاش‌های زیادی انجام شده است. روش‌های مختلفی با توجه به چالش‌های محوری در طراحی کنترل کننده مورد استفاده قرار گرفته است. یک روش مورد توجه، طراحی کنترل کننده جدول بندی بهره می‌باشد. در این روش، ابتدا به انتخاب چند متغیر نشان دهنده غیرخطیت سیستم که قابل اندازه گیری و یا تخمین باشند، پرداخته می‌شود. این متغیرها، متغیرهای جدول بندی بهره نامیده می‌شوند. با انتخاب این متغیرها، می‌توان به ایجاد فضایی به نام فضای کار پرداخت که ابعاد مختلف آن، متغیرهای جدول بندی بهره می‌باشند. با ایجاد فضای کار، به تقسیم فضا به صورت مناسب پرداخته شده و در هر ناحیه، نقطه‌ای به عنوان نقطه کار نامی انتخاب می‌شود. با انتخاب این نقاط، خطی سازی حول این نقاط انجام شده و برای هر مدل خطی شده، یک کنترل کننده محلی طراحی می‌شود. سپس به کمک یک ساختار سوئیچ مناسب، به کنترل سیستم در کل فضای کار پرداخته می‌شود [۶،۵].

همان‌طور که در بالا گفته شد، یکی از بخش‌های کنترل جدول بندی بهره، طراحی کنترل کننده‌های محلی بعد از انتخاب نقاط کار نامی و خطی سازی حول آن نقاط می‌باشد. برای این بخش، روش‌های مختلفی در مقالات پیشنهاد شده است. یکی از روش‌های پرسابقه در طراحی خودخلبان رهگیر، روش کلاسیک می‌باشد. این روش به علت سادگی در طراحی و تحلیل بسیار مورد استفاده بوده است [۶،۵]. اما در رهگیرهای امروزی که دارای تغییرات زیاد در شرایط پروازی هستند و در معرض نامعینی‌های مختلف قرار دارد این روش قادر به حفظ کارآیی و قوام موردنظر طراحان نمی‌باشد. در مرجع [۷] با طراحی یک کنترل کننده دارای چند درجه آزادی و طراحی یک الگوریتم بهینه‌سازی تکاملی، به تعیین درجات و ضرایب کنترل کننده پرداخته شده است. این روش به دلیل امکان بهینه‌سازی کنترل کننده دارای مزیت بالایی است، اما به دلیل اینکه فرآیند دسته بندی نقاط و انتخاب نقاط کار نامی و همچنین تنظیم کنترل سوئیچ فازی، همه با هم انجام می‌شود و معیارهای عملکرد و حاشیه پایداری مورد توجه است، ممکن است تعداد کنترل کننده‌ها زیاد شده و پیاده‌سازی بسیار پیچیده گردد. هرچند نیاز به اطلاعات کامل از سیستم رهگیر و پیچیدگی در تحلیل پایداری و کارآیی و همچنین عدم ملاحظات قوام، استفاده از این روش را در طراحی خودخلبان رهگیر محدود می‌کند. در دسته‌ای دیگر از روش‌ها که به عنوان روش‌های مقاوم شناخته شده‌اند توجه خاصی به قوام و کارآیی در حضور نامعینی‌ها و اغتشاشات شده است. از دیگر مزایای این روش، نظام مند بودن فرآیند طراحی و داشتن ابزارهای مناسب برای تحلیل کارآیی و قوام سیستم اغتشاش یافته می‌باشد که منجر به اقبال فراوان طراحان خودخلبان گردیده است [۸]. اما در اکثر روش‌های مقاوم، کنترل کننده طراحی شده دارای درجه بالای و غیرقابل تعیین در شرایط مختلف می‌باشد که این امر منجر

به پیچیدگی طراحی کنترل کننده جدول بندی بهره نهایی خواهد شد. یکی از روش‌های جدید مقاوم، روش کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ می‌باشد که در آن با استفاده از نامساوی ماتریسی خطی در طراحی کنترل کننده می‌توان درجه کنترل کننده را در طول فرآیند طراحی در نظر داشت. در [۹] با استفاده از این ایده یک کنترل کننده مقاوم استاتیکی طراحی شده است. در این روش ابتدا سیستم نامی با استفاده از وزن‌های مناسب شکل دهی می‌شوند، به گونه‌ای که سیستم شکل دهی شده، معیارهای کارآیی موردنظر را برآورده سازد. سپس با استفاده از نامساوی ماتریسی خطی کنترل کننده استاتیکی مقاوم برای سیستم شکل دهی شده طراحی می‌شود. به علت داشتن درجه پایین و همچنین داشتن معیارهای کارآیی و قوام، این روش مورد استقبال فراوان در سیستم‌های هوافضایی قرار گرفته است. در مرجع [۱۰] به طراحی خودخلبان رهگیر با استفاده از کنترل کننده مقاوم استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ پرداخته شده است.

یکی دیگر از مسائل مهم در طراحی کنترل کننده جدول بندی بهره، طراحی سیستم سوئیچ برای کنترل در کل فضای کار می‌باشد. یکی از ساده‌ترین راه‌ها برای طراحی سیستم سوئیچ، استفاده از درون‌یابی خطی می‌باشد [۱۱]. از ویژگی‌های این روش، انجام عملیات درون‌یابی در کل فضای کار فرآیند می‌باشد. در این مسیر، درون‌یابی به گونه‌های مختلف انجام می‌شود. یک روش مورد استفاده، درون‌یابی صفرها، قطب‌ها و بهره کنترل کننده می‌باشد. در روشی دیگر، سیگنال‌های کنترلی بر مبنای مختصات نقطه کار درون‌یابی می‌شوند [۱۲، ۱۳]. در این مراجع، برای سوئیچ از درون‌یابی خطی استفاده شده که در آن، برای هر نقطه، چهار نقطه نامی اطراف آن در نظر گرفته شده و بین این چهار نقطه بر مبنای فاصله درون‌یابی می‌شود. این روش به دلیل اینکه به ازای تمام نقاط داخل فضای کار نیاز به درون‌یابی دارد، حجم محاسبات را بالا برده و کیفیت عملکرد را از حالت طراحی شده تنزل می‌دهد زیرا امکان استفاده از تنها یک کنترل کننده برای فضای کاری نزدیک یک نقطه کار نامی وجود ندارد. از معایب این روش‌ها، اعمال درون‌یابی به ازای تمام نقاط کار می‌باشد که باعث پیچیدگی و حجم زیاد محاسبات کنترل کننده می‌باشد که مطلوب نیست. همچنین در این روش‌ها، به بررسی کارایی کنترل کننده نهایی پرداخته نمی‌شود. علاوه بر درون‌یابی خطی، استفاده از منطق فازی نیز در طراحی سیستم سوئیچ خودخلبان انجام می‌شود [۱۴-۱۸]. در این روش با تعریف توابع عضویت فازی به دسته بندی فضا به گونه‌ای پرداخته می‌شود که در نواحی نزدیک به نقطه کار نامی، تنها یک کنترل کننده فعال می‌شود و تنها در فواصل میانی بین نقاط کار نامی، درون‌یابی بین کنترل کننده‌ها انجام می‌شود. در مرجع [۱۹] به طراحی سیستم سوئیچ به کمک ابزار منطق فازی پرداخته شده است. در این مرجع، با استفاده از یک سیستم فازی TSK، به طراحی توابع عضویت و قواعد فازی به صورت عمومی پرداخته شده و در فرآیند بهینه‌سازی کنترل کننده، تعداد و مرکز توابع عضویت و همچنین قواعد فازی تنظیم می‌شوند. این سیستم به دلیل وجود معیارهای متعدد و سخت گیرانه منجر

فازی طراحی شده و با اعمال سناریوهای پروازی به مدل رهگیر و بهینه سازی باند درون یابی در سیستم فازی، اقدام به طراحی سیستم جدول بندی بهره فازی می شود و در نهایت به ارائه نتایج شبیه سازی بر روی مدل رهگیر پرداخته شده است.

۲- مدل دینامیکی رهگیر

مدل ریاضی بیان شده در این بخش، توصیف کننده دینامیک یک رهگیر^۱ STT با کنترل دم در سه محور غلتش، خمش و گردش می باشد. هدف از طراحی خودخلبان آن است که رهگیر مورد نظر بتواند با تغییر زاویه بالک بالابر، سکان و ایلرون ($\delta_e, \delta_r, \delta_a$)، دستورات متغیر شتاب در محورهای خمش و گردش (a_{y_r}, a_{z_r}) را به خوبی تعقیب نماید و علاوه بر آن سرعت زاویه ای کانال غلتش را صفر کند. بالک های سکان و بالابر توسط عملگر با تابع تبدیل زیر کنترل می شوند:

$$\frac{\delta(s)}{\delta_c(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1)$$

که در آن فرکانس طبیعی عملگر برابر 20 rad/sec و ضریب میرایی برابر 0.7 بوده و δ, δ_e به ترتیب بیانگر سیگنال ورودی به عملگر و سیگنال خروجی از عملگر می باشد. متغیرهای قابل اندازه گیری، شتاب های عمودی و سرعت زاویه ای در محورهای خمش و گردش و همچنین عدد ماخ و ارتفاع می باشد. معادلات شش درجه آزادی در حالت کلی به صورت زیر هستند:

$$\mathbf{F} = m \begin{bmatrix} \dot{U} + WQ - VR \\ \dot{V} + UR - WP \\ \dot{W} + VP - UQ \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} I_x \dot{P} - I_{xy} \dot{Q} - I_{xz} \dot{R} \\ I_y \dot{Q} - I_{yz} \dot{R} - I_{xy} \dot{P} \\ I_z \dot{R} - I_{xz} \dot{P} - I_{yz} \dot{Q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (I_z - I_y)qr + I_{yz}(r^2 - q^2) + I_{xy}rp - I_{xz}pq \\ (I_x - I_z)pr + I_{xz}(p^2 - r^2) + I_{yz}pq - I_{xy}qr \\ (I_y - I_x)pq + I_{xy}(q^2 - p^2) + I_{xz}rq - I_{yz}rp \end{bmatrix}$$

که در آن U, V, W بردارهای سرعت رهگیر در راستای بدنی بوده و I ماتریس ممان اینرسی رهگیر می باشد. با تعریف مولفه های بردار نیرو و ممان به صورت $\mathbf{F} = [F_x, F_y, F_z]^T$ و $\mathbf{M} = [L, M, N]^T$ و ساده سازی، معادلات شش درجه آزادی به شکل زیر تبدیل خواهد شد:

$$\begin{aligned} F_x &= m(\dot{U} + WQ - VR) \\ F_y &= m(\dot{V} + RU) \\ F_z &= m(\dot{W} - QU) \\ L &= I_x \dot{P} \\ M &= I_y \dot{Q} \\ N &= I_z \dot{R} \end{aligned} \quad (3)$$

که در آن m جرم رهگیر می باشد. در تمامی روابط فوق، سمت چپ معادلات، نیروها و ممان های آیرودینامیکی در جهات مختلف هستند. این

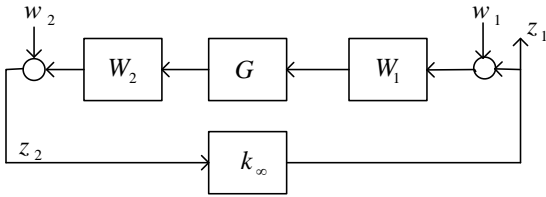
به کنترل کننده بزرگی می شود که در مرحله پیاده سازی محدودیت های زیادی را به وجود می آورد. در مرجع [۲۰] نیز از سیستم فازی برای سوئیچ استفاده شده است. البته برای انتخاب نقاط کار و به تبع آن توابع عضویت فازی، از روش الگوریتم ژنتیک استفاده شده است. معیار مورد نظر برای بهینه سازی نیز کمینه سازی خطای ضرایب تابع تبدیل می باشد. از محدودیت های این روش، امکان ایجاد تعداد زیاد نقطه کار است که اصلا مطلوب نیست. همچنین حاشیه پایداری مقاوم و عملکرد سیستم در فرآیند طراحی مدنظر قرار نگرفته است. از جمله ایرادات روش های فازی مورد بررسی، عدم ارائه تحلیل مناسب از عملکرد کنترل کننده نهایی می باشد.

اما آنچه در این مقاله انجام شده است، استفاده از جدول بندی بهره با سیستم سوئیچ فازی برای استفاده در خودخلبان رهگیر می باشد. به دلیل نامعینی های مدل خطی که ناشی از اثرات غیرخطی و همچنین تغییر پذیری با زمان سیستم می باشد، استفاده از کنترل کننده محلی مقاوم با روش کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ پیشنهاد شده است. همچنین به منظور کاهش پیچیدگی طراحی وزن های شکل دهی حلقه یک الگوریتم بهینه سازی ارائه می گردد. در این الگوریتم وزن های شکل دهی حلقه به گونه ای انتخاب می شوند که حاشیه پایداری مقاوم سیستم نهایی بهینه گردد. در قدم بعد با استفاده از ابزار Vgap-Metric و با توجه به حاشیه پایداری مقاوم به دست آمده برای نقطه نامی، نقاط کار بعدی انتخاب شده اند. انتخاب نقاط کار به گونه ای انجام می شود که هر کنترل کننده محلی قادر به تامین پایداری برای زیر ناحیه مربوط به خود باشد و علاوه بر آن به بهینه شدن تعداد زیرناوای محلی، توجه خاصی شده است. این امر منجر به کاهش قابل ملاحظه پیچیدگی محاسبات و سادگی مرحله سوئیچینگ می شود. بعد از طراحی کنترل کننده ها برای نقاط کار نامی، از یک سیستم فازی برای سوئیچ استفاده شده است. در این سیستم فازی این قابلیت وجود دارد که در قسمتی از ناحیه مربوط به نقطه کار نامی، تنها کنترل کننده طراحی شده برای آن نقطه مورد استفاده قرار گیرد و نیازی به درون یابی چند کنترل کننده نبوده و لذا در پیاده سازی کنترل کننده سهولت به وجود می آید. همچنین برای بالا بردن کیفیت عملکرد کنترل کننده، با در نظر گرفتن شرایط عملکردی رهگیر، چند سناریو طراحی گردیده تا به تحریک نقاط کار مختلف پرداخته و عملکرد محلی و کلی سیستم کنترل جدول بندی بهره را بهینه سازد. با اعمال سناریوها، تابع معیار انتگرال خطا محاسبه شده و با تغییر باند درون یابی در توابع عضویت فازی، بهترین باند درون یابی برای سیستم سوئیچ فازی مورد استفاده قرار می گیرد.

بخش بندی مقاله به این صورت است که در بخش دوم مقاله، به معرفی مدل دینامیکی رهگیر پرداخته شده است. در بخش سوم روش طراحی کنترل کننده مقاوم معرفی شده و در بخش بعد به انتخاب نقاط کار و تقسیم بندی ناحیه کاری پرداخته شده و روند طراحی خودخلبان در نقاط کار انتخاب شده بیان شده است. سپس در بخش پنجم سیستم سوئیچ

^۱ Skid to turn

می شوند تا سیستم تحت کنترل شکل دهی شده G_s معیارهای کارآیی مطلوب را دارا باشد.



شکل ۱: دیاگرام بلوکی استاندارد روش شکل دهی حلقه H_∞

$$G_s = W_2 G W_1 \quad (9)$$

طراحی کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ باید به گونه ای انجام شود که نرم بی نهایت تابع تبدیل حلقه بسته از اغتشاش به خروجی در شکل ۱: مطابق رابطه زیر کمینه گردد:

$$\min_{\text{stab } k_\infty} \left\| \begin{bmatrix} T_{w_1} & z_1 \\ W_2 & z_2 \end{bmatrix} \right\|_\infty = \min_{\text{stab } k_\infty} \left\| \begin{bmatrix} k_\infty \\ I \end{bmatrix} (I - G_s k_\infty)^{-1} [I \quad G_s] \right\|_\infty = \gamma = \varepsilon^{-1} \quad (10)$$

در رابطه فوق ε حاشیه پایداری مقاوم سیستم حلقه بسته می باشد.

طراحی کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ با اعمال نامعینی روی ضرایب نرمالیزه شده از سمت چپ نسبت به هم اول سیستم تحت کنترل شکل دهی شده G_s انجام می شود. تحقق فضای حالت سیستم تحت کنترل شکل دهی شده G_s را بصورت زیر در نظر بگیرید:

$$G_s = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \quad (11)$$

که در آن $A \in R^{n \times n}, B \in R^{n \times n_u}, C \in R^{n_y \times n}, D \in R^{n_y \times n_u}$ می باشد. ضرایب نرمالیزه شده از سمت چپ نسبت به هم اول سیستم تحت کنترل را به صورت زیر می توان نوشت:

$$[N_l \quad M_l] = \begin{bmatrix} A+LC & B+LD & L \\ E^{-1/2}C & E^{-1/2}D & E^{-1/2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

که در آن ماتریس های L, E به صورت زیر می باشند:

$$E = I + DD^T \quad (13)$$

$$L = -(BD^T + ZC^T)E^{-1} \quad (14)$$

و در رابطه (۱۴) ماتریس Z جواب یک معادله جبری ریکاتی زیر می باشد:

$$(A - BF^{-1}D^T C)Z + Z(A - BF^{-1}D^T C)^T - ZC^T E^{-1} CZ + BF^{-1}B^T = 0 \quad (15)$$

که در رابطه فوق:

$$F = I + D^T D \quad (16)$$

نیروها و ممان ها بر حسب ضرایب آیرودینامیکی به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\begin{aligned} F_x &= QSC_x(\alpha, \delta_A, M) \\ F_y &= QSC_y(\alpha, \delta_R, M, R) \\ F_z &= QSC_z(\beta, \delta_E, M, Q) \\ L &= QSIC_l(\alpha, \delta_A, M, P) \\ M &= QSIC_m(\alpha, \delta_E, M, Q) \\ N &= QSIC_n(\beta, \delta_R, M, R) \end{aligned} \quad (4)$$

که در آن M عدد ماخ می باشد. برای خطی سازی معادلات رهگیر، ضرایب آیرودینامیکی در رابطه فوق به صورت خطی مدل می شوند:

$$\begin{aligned} C_y &= C_{y_\beta} \beta + C_{z_r} R + C_{z_{\delta_r}} \delta_R \\ C_z &= C_{z_\alpha} \alpha + \frac{d}{2U} C_{z_q} Q + C_{z_{\delta_e}} \delta_E \\ C_l &= \frac{d}{2U} C_{l_p} P + C_{l_{\delta_a}} \delta_A \\ C_m &= C_{m_\alpha} \alpha + \frac{d}{2U} C_{m_q} Q + C_{m_{\delta_e}} \delta_E \\ C_n &= C_{n_\beta} \beta + \frac{d}{2U} C_{n_r} R + C_{n_{\delta_r}} \delta_R \end{aligned} \quad (4)$$

با استفاده از روابط (-) می توان توابع تبدیل هر سه کانال غلتش، خمش و گردش را به دست آورد. در این جا برای سادگی تنها توابع تبدیل کانال های غلتش و خمش نشان داده می شوند زیرا تابع تبدیل کانال گردش مشابه کانال پیچ می باشد:

$$\frac{p(s)}{\delta a(s)} = \frac{L_{\delta a}}{sI_x - L_p} \quad (5)$$

$$\frac{q(s)}{\delta e(s)} = \frac{M_{\delta e} s + (Z_{\delta e} M_\alpha - Z_\alpha M_\delta)}{s^2 - (M_q + Z_\alpha N)s + ((Z_\alpha M_q - M_\alpha Z_q)/N - M_\alpha)} \quad (6)$$

$$\frac{a_z(s)}{q(s)} = \frac{Z_\delta s^2 + (M_\delta Z_q - Z_\delta M_q)s + (Z_\alpha M_\delta - Z_{\delta e} M_\alpha)}{s^2 - (M_q + Z_\alpha N)s + ((Z_\alpha M_q - M_\alpha Z_q)/N - M_\alpha)} \quad (7)$$

که در آن:

$$\begin{aligned} L_{\delta a} &= QSDC_{l_{\delta a}} & Z_q &= \frac{SQDC_{z_q}}{m} \\ L_p &= QSDC_{l_p} \left(\frac{D}{2V} \right) & M_\delta &= \frac{SQDC_{m_\delta}}{I_y} \\ Z_\delta &= \frac{SQDC_{z_\delta}}{m} & M_\alpha &= \frac{SQDC_{m_\alpha}}{I_y} \\ Z_\alpha &= \frac{SQDC_{z_\alpha}}{m} & M_q &= \frac{SQD^2 C_{m_q}}{I_y V} \end{aligned} \quad (8)$$

۳- کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞

در این بخش مروری بر روش استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ می شود. در این روش ابتدا سیستم تحت کنترل نامی G مطابق شکل ۱: توسط وزن های شکل دهی حلقه W_2, W_1 به گونه ای مناسب شکل دهی

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} AR + RA^T & 0 & RC^T & -LE^{1/2} \\ 0 & -\mathcal{H}_{n_u} & 0 & 0 \\ CR & 0 & -\mathcal{H}_{n_y} & E^{1/2} \\ -E^{1/2}L^T & 0 & E^{1/2} & -\mathcal{H}_{n_y} \end{pmatrix} \quad (23)$$

$$\tilde{B} = \begin{pmatrix} B \\ I_{n_u} \\ D \\ 0 \end{pmatrix}, \tilde{C} = \begin{pmatrix} CR & 0 & 0 & E^{1/2} \end{pmatrix} \quad (24)$$

و کنترل کننده نهایی به صورت زیر محاسبه می شود:

$$k_s = W_2 k_\infty W_1 \quad (25)$$

ممکن است لازم باشد برای رسیدن به حاشیه پایداری مقاوم قابل قبول و کارآیی مناسب، فرآیند طراحی وزن های شکل دهی حلقه چندین بار تکرار شود و علاوه بر آن با قاطعیت نمی توان گفت حاشیه پایداری بهینه حاصل شده است. لذا برای حل این مساله و ساده سازی فرآیند انتخاب وزن های شکل دهی حلقه و همچنین بهینه کردن حاشیه پایداری مقاوم، از الگوریتم ارائه شده در استفاده می گردد که به کمک آن فرآیند طراحی وزن های شکل دهی حلقه آسان شده و حاشیه پایداری مقاوم نیز به بهینه محلی می رسد. علاوه بر آن کنترل کننده نهایی نیز از نوع استاتیکی بوده که درجه پایینی دارد.

۴- انتخاب نقطه کار مناسب و طراحی خودخلبان مقاوم

در این بخش با استفاده از ابزار v-gap metric ناحیه پروازی رهگیر به چند زیرناحیه تقسیم شده و برای هر زیرناحیه نقطه کار مناسبی انتخاب می شود. این نقطه باید به گونه ای باشد که کنترل کننده طراحی شده در آن توانایی تامین پایداری در سایر نقاط درون زیر ناحیه مربوط به خود را داشته باشد. ثانياً به منظور جلوگیری از پیچیدگی در هنگام جدول بندی بهره، تعداد این نواحی تا حد امکان باید کم باشد. ابزار v-gap metric بیانگر بیشترین فاصله بین پاسخ فرکانسی دو سیستم LTI در حالت نامی (G) و غیر نامی (G_A) می باشد. علاوه بر آن با کمک این ابزار می توان تعیین کرد که اگر کنترل کننده ای بتواند سیستم تحت کنترل نامی G را به صورت مقاوم پایدار کند، آن گاه تحت شرایطی خواهد توانست سیستم تحت کنترل غیر نامی G_A را نیز پایدار کند. این موضوع در اثبات پایداری سیستم حلقه بسته مورد بررسی در این مقاله در تمام ناحیه پروازی رهگیر بسیار کاربرد خواهد داشت.

تعریف: v-gap metric به صورت زیر تعریف می شود

$$\delta_v(P_1, P_2) = \begin{cases} \|\Psi(P_1, P_2)\|_\infty, & \text{if } \det(j\omega) \neq 0 \quad \forall \omega \text{ and } \text{wno det } \theta(s) = 0 \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (26)$$

می توان نشان داد رابطه زیر همواره برقرار است:

$$\left\| \begin{bmatrix} k_\infty \\ I \end{bmatrix} (I + G_s k_\infty)^{-1} M_l^{-1} \right\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} k_\infty \\ I \end{bmatrix} (I - G_s k_\infty)^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\| \quad (17)$$

این رابطه بدین معنی است که می توان به جای طراحی کنترل کننده k_∞ به گونه ای که نرم بی نهایت تابع حلقه بسته در رابطه () را کمینه کند، می توان نرم بی نهایت تابع حلقه بسته معادل آن را که در رابطه () آمده کمینه کرد.

با توجه به رابطه فوق می توان شرایط وجود کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ را به دست آورد. این شرایط بر اساس وجود جواب برای نامساوی های ماتریسی خطی بوده که در قضیه زیر بیان می شود:

قضیه ۱: اگر تحقق فضای حالت G_s با رابطه () بیان شود، کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ برای سیستم تحت کنترل شکل دهی شده G_s وجود دارد (k_∞) به گونه ای که نرم بی نهایت تابع تبدیل زیر را می نیمم کند:

$$\left\| \begin{bmatrix} k_\infty \\ I \end{bmatrix} (I + G_s k_\infty)^{-1} M_l^{-1} \right\|_\infty < \gamma = \varepsilon^{-1} \quad (18)$$

اگر عدد $\gamma > 1$ و ماتریس معین مثبت مقارن R وجود داشته باشند بطوریکه:

$$R(A + LC)^T + (A + LC)R < 0 \quad (19)$$

$$\begin{pmatrix} AR + RA^T - \gamma BB^T & RC^T - \gamma BD^T & -LE^{1/2} \\ CR - \gamma BD^T & -\gamma E & E^{1/2} \\ -E^{1/2}L^T & E^{1/2} & -\mathcal{H}_{n_y} \end{pmatrix} < 0 \quad (20)$$

در رابطه ()، ماتریس های L, E در روابط () و () با روابط () توصیف می شوند. بعد از حل نامساوی های () و به دست آوردن ماتریس معین مثبت R و عدد γ ، اگر عدد γ خیلی بزرگ بود (به طور معادل، حاشیه پایداری مقاوم خیلی کوچک بود) باید وزن های شکل دهی حلقه W_2, W_1 دوباره طراحی شوند، در غیر این صورت می توان از لم کران حقیقی برای به دست آوردن کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ استفاده کرد. این کنترل کننده با رابطه زیر محاسبه می شود:

$$k_\infty = \tilde{k} (I + D\tilde{k})^{-1} \quad (21)$$

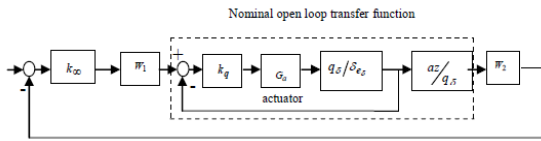
که در رابطه فوق \tilde{k} با حل نامساوی زیر حاصل می شود:

$$\tilde{A} + \tilde{B}\tilde{k}\tilde{C} + \tilde{C}^T \tilde{k}^T \tilde{B}^T < 0 \quad (22)$$

ماتریس های $\tilde{C}, \tilde{B}, \tilde{A}$ در رابطه () به صورت زیر هستند:

$$1.5 \leq M \leq 3.5 \quad (28)$$

$$500m < h \leq 18000m$$



شکل ۲: دیاگرام بلوکی مدل خطی رهگیر در کانال خمش به همراه عملگر و وزن‌های شکل‌دهی حلقه و کنترل‌کننده مقاوم

در این مقاله محدوده عملیاتی رهگیر به سه قسمت تقسیم شده و برای هر قسمت، نقطه کار مناسبی مشخص می‌گردد، به گونه‌ای که کنترل‌کننده طراحی شده برای هر نقطه کار قادر به تامین پایداری برای تمام نقاط درون هر زیر ناحیه باشد. برای نشان‌دادن این موضوع فضای هر زیرناحیه برحسب ارتفاع و ماخ شبکه‌بندی شده سپس تابع حلقه‌باز G_i که به صورت خط‌چین در شکل ۲ نشان‌داده شده است به‌ازای تمام i نقطه موجود درون این ناحیه محاسبه شده و سپس با استفاده از وزن طراحی شده W_2 تمامی این توابع شکل‌دهی می‌شوند. در نتیجه i تابع شکل‌دهی $G_{s,i}$ حاصل می‌شود. آن‌گاه فاصله v-gap بین تمام $G_{s,i}$ ها با تابع شکل‌دهی شده نامی G_s مطابق - محاسبه می‌شود. اگر ماکزیمم فاصله بین سیستم‌های تحت کنترل شکل‌دهی شده $G_{s,i}$ با سیستم تحت کنترل شکل‌دهی شده نامی G_s ، از حاشیه پایداری مقاوم به‌دست آمده برای نقطه نامی کمتر بود آن‌گاه طبق قضیه ۲، کنترل‌کننده استاتیکی k_∞ طراحی شده برای این نقطه کار تضمین‌کننده پایداری در تمام زیرناحیه مشخص شده در خواهد بود. در غیر این صورت نقطه کار نامی باید دوباره انتخاب شود و این فرآیند دوباره تکرار گردد. بعد از آزمون و خطا سه نقطه که در نشان داده شده است، انتخاب می‌گردد.

در -، v-gap بین سیستم تحت کنترل شکل‌دهی شده در این سه نقطه نامی با سایر نقاط درون هر زیرناحیه نشان داده شده است. نتایج، نشان می‌دهد که حاشیه پایداری مقاوم کنترل‌کننده طراحی شده در هر نقطه نامی از بیشینه v-gap در ناحیه مربوط به خود بزرگتر است. پس می‌توان نتیجه گرفت که هر سه کنترل‌کننده مقاوم طراحی شده، قادر به حفظ پایداری در هر سه زیرناحیه مربوط به خود هستند. در مشخصات وزن‌های شکل‌دهی حلقه به‌همراه کنترل‌کننده استاتیکی مقاوم آمده است.

که در آن: $\Psi(P_1, P_2) = -\tilde{N}_2 M_1 + \tilde{M}_2 N_1$ و $\theta(s) = \tilde{N}_2 N_1 + \tilde{M}_2 M_1$ و N_2, N_1, M_2, M_1 ضرایب از سمت چپ نسبت به هم اول سیستم‌های تحت کنترل P_1, P_2 بوده و $w_{nodet}\theta(s)$ برابر تعداد چرخش تابع $\theta(s)$ در جهت عقربه‌های ساعت حول مبدأ می‌باشد که در نمودار نایکوئیست مشخص است. قضیه زیر بیان‌گر شرایطی است که اگر کنترل‌کننده‌ای بتواند سیستم تحت کنترل نامی G را به صورت مقاوم پایدار کند، آن‌گاه خواهد توانست سیستم تحت کنترل غیر نامی G_Δ را نیز پایدار کند.

قضیه ۲: سیستم تحت کنترل نامی G داده شده است و $\beta \leq \alpha < b_{opt}(G)$ است. برای کنترل‌کننده داده شده K برای تمام سیستم‌های تحت کنترل غیر نامی که دارای ویژگی $\delta_v(G, G_\Delta) \leq \beta$ هستند، رابطه زیر برقرار است [۲۱]:

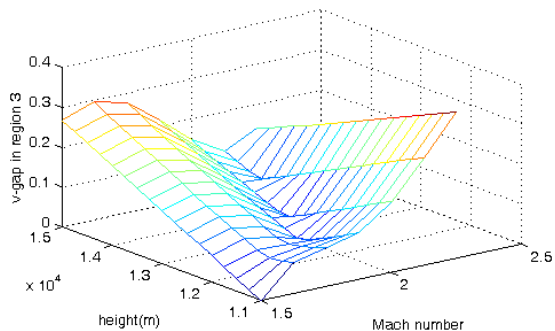
$$\arcsin b_{G,K} > \arcsin \alpha - \arcsin \beta \quad (29)$$

اگر و فقط اگر: $b_{G,K} > \alpha$

قضیه فوق بیان می‌کند که اگر کنترل‌کننده K بتواند سیستم تحت کنترل نامی G را با حاشیه پایداری مقاوم β پایدار کند، می‌تواند هر سیستم تحت کنترلی که فاصله آن از سیستم تحت کنترل نامی، کمتر از β باشد را نیز پایدار نماید.

این قضیه از آن جهت حائز اهمیت است که اگر بتوان درون هر زیرناحیه در محدوده عملیاتی رهگیر، سیستم تحت کنترل نامی G مناسبی یافت به گونه‌ای که فاصله v-gap آن با سایر سیستم‌های تحت کنترل دیگر درون زیرناحیه، کمتر از حاشیه پایداری مقاوم $b_{G,K}$ باشد آن‌گاه می‌توان مطمئن بود که کنترل‌کننده K تمامی سیستم‌های تحت کنترل موجود درون زیرناحیه پروازی رهگیر را نیز پایدار خواهد کرد.

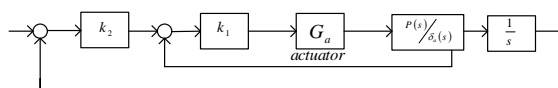
نکته قابل ذکر این است که به‌علت استفاده از روش شکل‌دهی حلقه H_∞ ، در این جا باید v-gap بین سیستم‌های تحت کنترل شکل‌دهی شده محاسبه شود. دیاگرام بلوکی سیستم تحت کنترل شکل‌دهی شده رهگیر در شکل ۲ آمده است. در این شکل دیاگرام بلوکی سیستم خطی شده رهگیر به همراه عملگر و کنترل‌کننده و وزن‌های شکل‌دهی حلقه نشان‌داده شده است. برای طراحی کنترل‌کننده در هر نقطه کار، ابتدا حلقه داخلی (سرعت زاویه‌ای) با طراحی بهره مناسب k_q پایدار شده و سپس تابع حلقه‌باز نامی (به صورت خط‌چین در شکل ۲ به عنوان ورودی به الگوریتم بهینه‌سازی بیان‌شده در بخش قبل داده می‌شود. خروجی این الگوریتم وزن‌های شکل‌دهی حلقه W_1, W_2 به‌همراه کنترل‌کننده استاتیکی شکل‌دهی حلقه H_∞ می‌باشد (در این مقاله برای سادگی تابع وزنی W_2 برابر واحد انتخاب شده است). محدوده عملیاتی رهگیر به صورت زیر می‌باشد:



شکل ۶: فاصله v-gap بین سیستم تحت کنترل شکل دهی شده نامی با سایر سیستم‌های تحت کنترل درون ناحیه سوم

در ادامه به طراحی خودخلبان رهگیر به منظور صفر کردن نرخ زاویه‌ای حلقه غلتش پرداخته می‌شود. از آنجایی که در به دست آوردن معادلات خطی رهگیر به منظور جلوگیری از تزویج بین کانال‌های پیچ و یاو، فرض شده است که سرعت زاویه‌ای کانال غلتش صفر باشد پس باید سرعت زاویه‌ای کانال غلتش را با طراحی یک کنترل کننده فیدبک ساده مطابق صفر کرد.

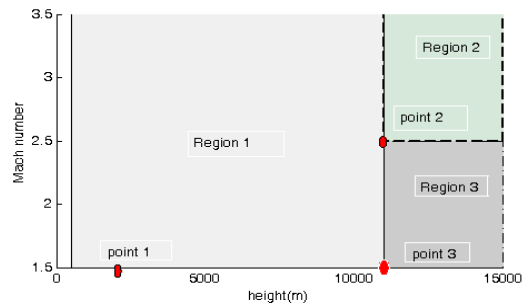
ضرایب k_1, k_2 که در آمده‌اند، به گونه‌ای طراحی می‌شوند که پهنای باند سیستم حلقه بسته در کانال غلتش در بزرگتر از پهنای باند کانال‌های خمش و گردش باشد. زیرا سرعت زاویه‌ای کانال غلتش باید سریعتر از کانال‌های دیگر صفر شود و در غیر این صورت تزویج بین کانال‌های خمش و گردش رخ خواهد داد.



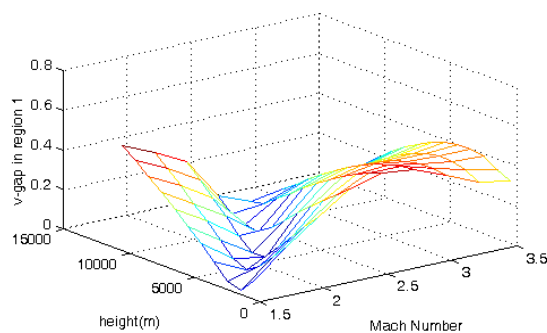
شکل ۷: دیاگرام بلوکی مدل خطی رهگیر در کانال غلتش به همراه حلقه فیدبک

۵- طراحی سویچ فازی

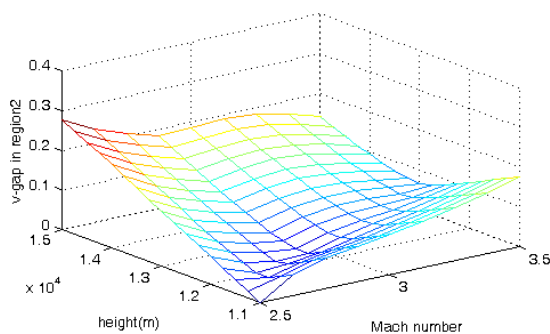
بعد از طراحی کنترل کننده برای نواحی مختلف فضای کاری، نوبت به طراحی ساز و کاری برای انتقال بین کنترل کننده‌ها، در شرایط حرکت فرآیند از نقطه کاری در ناحیه ای به نقطه کاری در ناحیه دیگر می‌رسد. برای این کار در این مقاله از ابزار سیستم فازی استفاده شده است. از مزیت های این ابزار می‌توان به انتقال نرم بین کنترل کننده‌ها اشاره نمود که در مقایسه با سوئیچ سخت تغییرات سیگنال کنترلی نرم تر بوده و لذا در خروجی نوسانات شدیدی مشاهده نمی‌شود. همچنین در این حالت، در مناطق مرزی، بین کنترل کننده‌ها برون یابی می‌شود که به عملکرد بهتر کنترل کننده نهایی منجر می‌شود.



شکل ۳: تقسیم محدوده عملیاتی رهگیر به سه زیر ناحیه به همراه نقاط طراحی برای هر ناحیه



شکل ۴: فاصله v-gap بین سیستم تحت کنترل شکل دهی شده نامی با سایر سیستم‌های تحت کنترل درون ناحیه اول



شکل ۵: فاصله v-gap بین سیستم تحت کنترل شکل دهی شده نامی با سایر سیستم‌های تحت کنترل درون ناحیه دوم

جدول ۱: مقایسه بین حاشیه پایداری مقاوم و بیشینه V-gap بین سیستم های تحت کنترل نامی و اغتشاش یافته در هر ناحیه

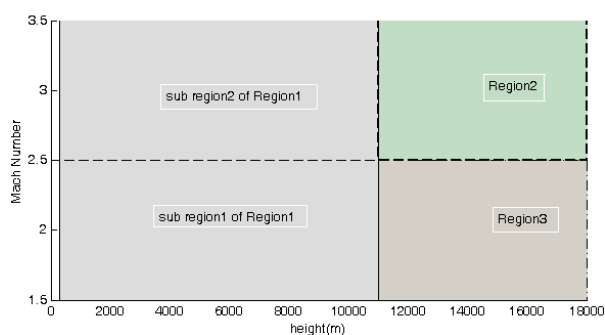
نقطه نامی سوم	نقطه نامی دوم	نقطه نامی اول	
$mach = 2.5$ $height = 11000m$	$mach = 1.5$ $height = 11000m$	$mach = 1.5$ $height = 2000m$	مختصات نقطه کار
$2.5 < mach < 3.5$ $11000m < h < 15000m$	$1.5 < mach < 2.5$ $11000m < h < 15000m$	$1.5 < mach < 3.5$ $500m < h < 11000m$	محدوده هر زیرناحیه
۰/۳۸	۰/۵۱	۰/۵۲	حاشیه پایداری مقاوم
۰/۳۷	۰/۲۸	۰/۴۸	بیشینه V-gap در هر ناحیه

جدول ۲: تابع وزنی W_2 به ازای سه نقطه کار نامی به همراه کنترل کننده استاتیکی مقاوم و ضریب پایداری حلقه داخلی

نقطه نامی سوم	نقطه نامی دوم	نقطه نامی اول	
-۰/۳	-۰/۳	-۰/۵	k_q
$\frac{0.005s^3 + 0.47s^2 + 21.4s + 85}{s^3 + 65s^2 + 1845s + 0.2}$	$\frac{0.005s^3 + 0.47s^2 + 21.4s + 85}{s^3 + 65s^2 + 1845s + 0.2}$	$\frac{0.001s^3 + 0.11s^2 + 24s + 71}{s^3 + 134s^2 + 1933s + 0.2}$	W_2
۰/۳۵	۰/۷۹	۰/۷۸	k_∞

جدول ۳: ضرایب کنترلی حلقه غلتش در سه نقطه کار

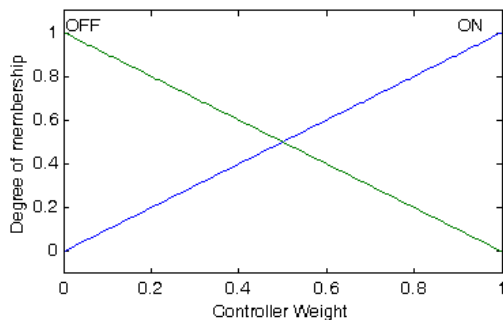
نقطه کار سوم	نقطه کار دوم	نقطه کار اول
$k_2 = 10, k_1 = -0.27$	$k_2 = 10, k_1 = -0.27$	$k_2 = 10, k_1 = -0.27$



شکل ۸: فضای کاری ناحیه بندی شده برای طراحی توابع عضویت فازی

برای فضای کار ناحیه بندی شده در شکل ۸، می توان توابع عضویت فازی را برای هر متغیر طراحی نمود. یک پارامتر مهم دیگر در طراحی توابع عضویت فازی برای فازیگر، مشخص نمودن میزان عرض باند انتقال است که در آن انتقال تابع عضویت از صفر به یک و بالعکس اتفاق می افتد.

برای طراحی سیستم سوئیچ فازی، بایست تک تک اجزای سیستم فازی طراحی شود. اجزای سیستم فازی عبارتند از واحد فازی گر، فازی زدا، جدول قواعد و موتور استنتاج فازی. ابتدا به بررسی واحد فازی گر پرداخته می شود. توابع عضویت فازی برای فازی گر بر مبنای مختصات فضای کار قابل تعریف است. البته بایست توجه نمود که به دلیل اینکه در طراحی توابع عضویت سیستم فازی، متغیرها از هم مستقل هستند، لذا بایست فضای کار را به تعدادی مستقل تقسیم نمود که در آن، هر مستطیل با مستطیل های مجاور دارای طول یا عرض برابر باشد. این بدین معنی است که بایست هر خط تقسیم کننده فضا در سرتاسر فضا امتداد یابد و به همین دلیل، بایست فضای کار تقسیم شده به سه فضا را اصلاح نموده و خط تقسیم مابین ۲،۵ را در ناحیه اول نیز امتداد داد که منجر به پدید آمدن ۴ ناحیه می شود. البته نکته قابل توجه این است که دو ناحیه کوچکتر زیر مجموعه ناحیه یک، هر دو دارای یک کنترل کننده می باشند.



شکل ۱۰: توابع عضویت خروجی

جدول قواعد فازی به تعداد نواحی دارای قاعده می باشد. در اینجا چهار ناحیه وجود دارد که برای هر کدام یک قاعده باید نوشته شود. در قسمت اگر قواعد فازی، دو متغیر که برابر تعداد متغیرهای ورودی سیستم می باشد وجود دارد. در قسمت آنگاه قواعد فازی نیز به تعداد کنترل کننده ها که سه کنترل کننده می باشند، متغیر خروجی وجود دارد. چهار قاعده فازی مورد استفاده در این سیستم به صورت زیر می باشد:

$$\begin{aligned} \text{if } m = M_{Low} \text{ and } h = H_{Low} \text{ Then } C_1 = ON \text{ and } C_2 = OFF \text{ and } C_3 = OFF \\ \text{if } m = M_{Low} \text{ and } h = H_{High} \text{ Then } C_1 = OFF \text{ and } C_2 = OFF \text{ and } C_3 = ON \\ \text{if } m = M_{High} \text{ and } h = H_{Low} \text{ Then } C_1 = ON \text{ and } C_2 = OFF \text{ and } C_3 = OFF \\ \text{if } m = M_{High} \text{ and } h = H_{High} \text{ Then } C_1 = OFF \text{ and } C_2 = ON \text{ and } C_3 = OFF \end{aligned} \quad (29)$$

برای استنتاج فازی از ورودی های به دست آمده، موتور استنتاج فازی مورد استفاده می شود. برای این کار، از موتور استنتاج ضرب ممدانی و فازی زدای میانگین مرکز استفاده می شود. در نهایت، روابط به صورت زیر به دست می آید:

$$w_i(t) = \frac{\sum_{l=0}^4 \bar{y}_i^l \mu_M^l(m(t)) \cdot \mu_h^l(h(t))}{\sum_{l=0}^4 \mu_M^l(m(t)) \cdot \mu_h^l(h(t))} \quad (30)$$

با طراحی این سیستم فازی، امکان سوئیچ فازی کنترل کننده ها در فضای به دست آمده ممکن می گردد. در ادامه، نتایج به دست آمده از سیستم سوئیچ فازی آورده شده است.

۶- نتایج شبیه سازی

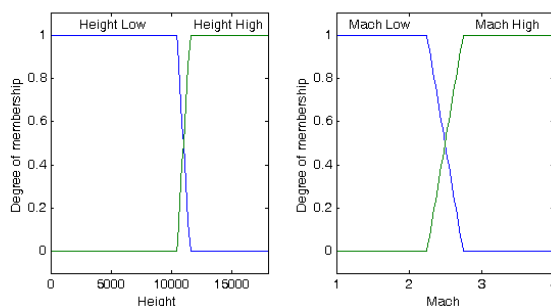
بعد از طراحی کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_{∞} و وزن های شکل دهی حلقه W_2, W_1 در نقاط کار مختلف و طراحی ساز و کار فازی برای درونیابی بین کنترل کننده ها، به منظور اطمینان از عملکرد سیستم بایستی آنرا به شبیه سازی شش درجه آزادی غیرخطی اعمال نمود.

هدف از شبیه سازی شش درجه آزادی این است که نشان داده شود کنترل کننده طراحی شده قادر است معیارهای کارآیی و پایداری که در بخش قبل بیان شد را برای سیستم غیرخطی حفظ کند. برای آن که کارآیی کنترل کننده مقاوم نشان داده شود، دستور شتاب ورودی

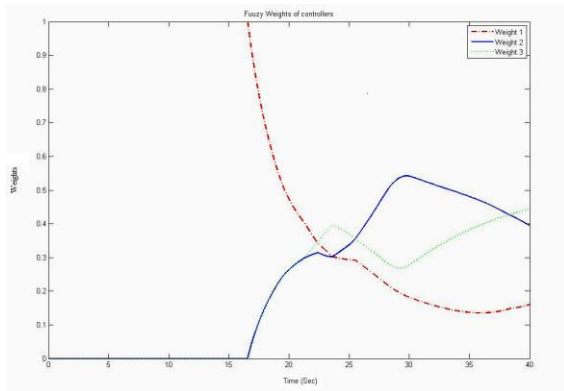
با توجه به اینکه مقدار در نظر گرفته شده برای باند یک مقدار کاملاً تجربی بوده و با سعی و خطا به دست آمده است، برای انتخاب دقیقتر و بهینه این مقدار از روش بهینه سازی خاصی استفاده شده است. در این روش، با استفاده از چند سناریو پروازی از پیش طراحی شده، به تست مقادیر مختلف باند برای توابع عضویت فازی پرداخته شده سپس با بررسی نتایج حاصل از پرواز با استفاده از یک تابع معیار مشخص که در اینجا انتگرال قدرمطلق خطا می باشد، بهترین مقدار برای باند انتخاب شده است. در جدول ۴ ماتریس به دست آمده برای مقادیر مختلف تنظیم باند، آورده شده است. در این جدول، مقادیر مختلف تابع عملکرد برای باندهای مختلف برای توابع عضویت فازی آورده شده است. همان طور که در جدول مشخص شده، مقدار $17,7292$ برای تابع عملکرد که مربوط به باند 50% برای ماخ و باند 90% برای ارتفاع می باشد، مناسب ترین تنظیم برای کنترل کننده می باشد که در نشان داده شده است. اسم گذاری توابع عضویت هم در شکل انجام شده است. توابع عضویت فازی برای فازی زدا نیز برای تمام کنترل کننده ها به یک شکل و به صورت شکل ۱۰ خواهد بود.

جدول ۴: مقادیر تابع عملکرد برای مقادیر مختلف باند تغییرات توابع عضویت فازی

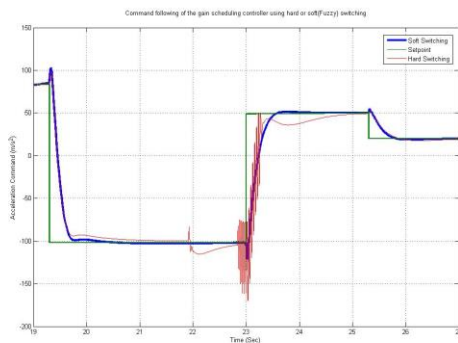
	باند 10% برای ارتفاع	باند 50% برای ارتفاع	باند 90% برای ارتفاع
باند 10% برای ماخ	۱۹,۰۶۸۴	۱۸,۳۳۱۰	۱۷,۹۸۳۶
باند 50% برای ماخ	۱۸,۵۵۵۹	۱۸,۱۷۲۷	۱۷,۷۲۹۲
باند 90% برای ماخ	۱۸,۴۹۶۵	۱۸,۲۶۷۳	۱۷,۷۸۶۷



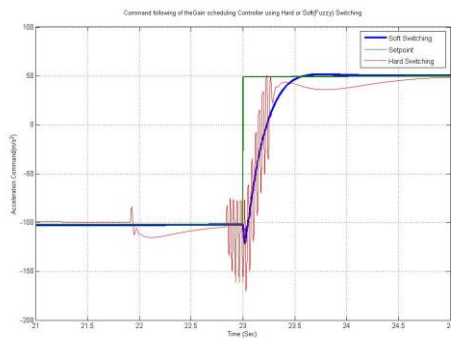
شکل ۹: توابع عضویت ارتفاع و ماخ



شکل ۱۳: نمایش وزن‌های سه کنترل کننده در حالت سوئیچ فازی



شکل ۱۴: عملکرد سوئیچ فازی و سوئیچ سخت در یک سناریوی پروازی



شکل ۱۵: نمایش دقیق تر عملکرد سوئیچ فازی و سوئیچ سخت در یک سناریوی پروازی

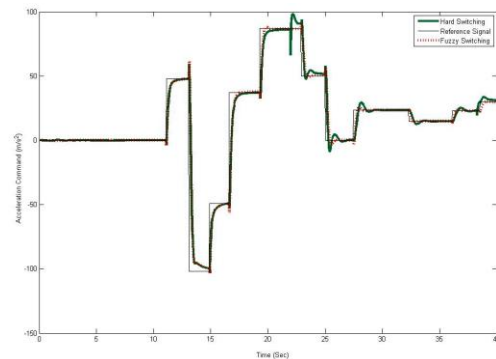
۸- نتیجه گیری

در این مقاله، کنترل کننده جدول‌بندی بهره فازی برای یک رهگیر از نوع دم کنترل طراحی شد. ابتدا ناحیه پروازی رهگیر به چند زیرناحیه تقسیم شده و برای هر زیرناحیه کنترل کننده مقاوم طراحی شد. این طراحی به گونه‌ای انجام گرفت که هر کنترل کننده قادر به تضمین پایداری برای زیرناحیه مربوط به خود باشد. برای این منظور از ابزار *v-gap metric* استفاده شد. در ادامه به منظور طراحی کنترل کننده جدول‌بندی بهره و به منظور انتقال از یک ناحیه کاری به یک ناحیه دیگر از سوئیچینگ فازی استفاده شد. به منظور تعیین بهترین باند برای توابع عضویت، با استفاده از چند سناریو پروازی از پیش طراحی شده، به تست مقادیر مختلف باند

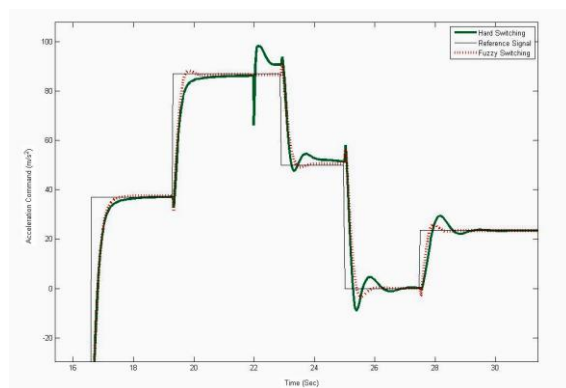
به صورت پله در نقاط مختلف مطابق و به سیستم اعمال می‌شود و معیارهای کارآیی در این نقاط بررسی می‌شوند. برای مقایسه دو حالت سوئیچ سخت و سوئیچ فازی و نشان دادن اینکه اثرات سوئیچینگ به طور کامل از بین می‌رود، در و ورودی یکسان به دو حالت اعمال شده و نتیجه های به دست آمده ترسیم شده است.

همان طور که در شکل ۱۲ دیده می‌شود، خروجی سبز رنگ که مربوط به سوئیچ سخت است، دارای پرش شدید در ثانیه ۲۲ است، حال آنکه کنترل کننده با سوئیچ فازی توانسته به خوبی اثر سوئیچ را حذف نماید. و پاسخی بسیار نرم بدهد. وزن های کنترل کننده برای حالت فازی در شکل ۱۳ آورده شده‌اند. برای نمایش بهتر تفاوت عملکرد سوئیچ سخت و سوئیچ فازی، در شکل ۱۴ نوسانات شدید در حالت سوئیچ سخت آورده شده و همچنین، نتیجه سوئیچ نرم (فازی) نیز نشان داده شده است. در شکل ۱۵ در بازه تغییرات تمرکز شده تا تفاوت بهتر نشان داده شود.

همان طور که در شکل های ۱۴ و ۱۵ نشان داده شده است، نوسانات شدید ناشی از سوئیچ سخت در خروجی سیستم، با اعمال سوئیچ نرم در کنترل کننده جدول‌بندی بهره به طور کامل حذف شده و عملکردی ملایم قابل مشاهده است.



شکل ۱۱: عملکرد دو کنترل کننده با سوئیچ فازی و سوئیچ سخت



شکل ۱۲: نمایش لحظه سوئیچ زنی در حالت سوئیچ سخت در حدود ثانیه ۲۲

- [11] F. Blanchini, S. Miani, F. Mesquine. "A separation principle for linear switching systems and parameterization of all stabilizing controllers". *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 54, pp. 279–292, 2009.
- [12] F.D. Bianchi, R.S. Sanchez-Pena, M. Guadayol, "Gain scheduled control based on high fidelity local wind turbine models". *Renewable energy*, Vol.37, pp.233-240, 2012.
- [13] B. Hency, A. Alleyne. "Robust controller interpolation design technique". *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 18, pp. 1–10, 2010.
- [14] T. P. Blanchett, G. C. Kember, R. Dubay, PID gain scheduling using fuzzy logic, *ISA Transactions*, Volume 39, Issue 3, , pp. 317-325, 2000.
- [15] Zhen-Yu Zhao; Tomizuka, M.; Isaka, S.; "Fuzzy gain scheduling of PID controllers," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, Vol.23, No.5, pp.1392-1398, 1993.
- [16] Khalil Jouili, Housseem Jerbi, Naceur Benhadj Braiek, An advanced fuzzy logic gain scheduling trajectory control for nonlinear systems, *Journal of Process Control*, Volume 20, Issue 4, , pp. 426-440, 2010.
- [17] Korba, P.; Babuska, R.; Verbruggen, H.B.; Frank, P.M.; "Fuzzy gain scheduling: controller and observer design based on Lyapunov method and convex optimization," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol.11, No.3, pp. 285- 298, 2003.
- [18] Liu, J, Wang, W, Golnaraghi, F, Kubica, E, "A novel fuzzy framework for nonlinear system control", *FUZZY SETS AND SYSTEMS*, pp2746-2759 2010.
- [19] Lin, CL, Hwang, CL, "A dynamically fuzzy gain - scheduled design for missile autopilot", *AERONAUTICAL JOURNAL*, pp 599-606, 2003.
- [20] M. Oosterom, R. Babuska, Design of a gain-scheduling mechanism for flight control laws by fuzzy clustering, *Control Engineering Practice*, Volume 14, Issue 7, pp 769-781, 2006.
- [21] K. Zhou, J.C. Doyle, and K. Glover, "*Robust and optimal control*", Prentice Hall, first edition, 1996.
- برای توابع عضویت فازی پرداخته شد و سپس با بررسی نتایج حاصل از پرواز با استفاده از یک تابع معیار مشخص، بهترین مقدار برای باند انتخاب شد. نتایج شبیه سازی نشان دهنده عملکرد مطلوب سیستم جدول بندی بهره فازی دارد.
- ## مراجع
- [1] H. Buschek, "Full Envelope Missile Autopilot Design Using Gain Scheduled Robust Control", *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol. 22, No. 1, pp.115 122, 1999.
- [2] F.D. Bianchi R.S. Sanchez Pena, "Interpolation for gain-scheduled control with guarantees ", *Automatica*, Vol. 47, pp.239 243, 2011.
- [3] G.M. Siouris, "*Missile guidance and control systems*", New York, Springer-verlag, Inc., 2004.
- [4] Garnell, P.; *Guidance weapon control systems*, 2nd Edition, Pergamon Press, 1980.
- [5] Wilson J. Rugh, Jeff S. Shamma, Research on gain scheduling, *Automatica*, Volume 36, pp. 1401-1425, 2000.
- [6] Douglas A. Lawrence, Wilson J. Rugh, Gain scheduling dynamic linear controllers for a nonlinear plant, *Automatica*, Volume 31, Pages 381-390, 1995.
- [7] T. Screenuch; A. Tsourdos; E. J. Hughes; B. A. White; , "Fuzzy gain-scheduled missile autopilot design using evolutionary algorithms," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.42, No.4, pp.1323-1339, 2006.
- [8] S. Theodoulis, G. Duc, "Missile autopilot design: Gain scheduling and the gap metric" *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol. 32, No. 3, pp. 986 996, 2009.
- [9] E. Prempain, I. Postlethwaite, "Static H_{∞} loop shaping control of a fly-by-wire helicopter" *Automatica*, Vol. 41, pp. 1517 1528, 2005.
- [10] سید محمدجواد معافی، ایمان محمدزمان، "ارایه روش جدید درونبایی پایدار در طراحی خودخلبان مقاوم زمان بندی بهره"، مجله علمی پژوهشی کنترل، جلد ۶، شماره ۱، صفحه ۶۱-۷۲، ۱۳۹۱.