مهندسی مکانیک شریف، (پاییز ۱۳۹۲)
دوره‌ی ۳ - ۲۹، شماره‌ی ۲، ص. ۶۵-۷۳

Original Article

طراحی سیستم کنترل تطبیقی با بهره‌گیری از نظریه‌ی منطق فازی برای یک موشک هوا به زمین

سعید سعیدی (کارشناس ارشد)
سیدحسین ساداتی * (استادیار)
محمدعلی شاهی آشتیانی (استادیار)
دانشکده‌ی مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، پردیس تهران

در این نوشتار ساختار کنترل تطبیقی مبتنی بر نظریه‌ی منطق فازی ارائه شده است. وظیفه‌ی سیستم کنترل در این ساختار تعقیب فرامین زوایای اولر است. در سیستم کنترل مطرح شده، پایگاه قوانین کنترل‌کننده‌ی فازی به‌وسیله‌ی تنظیم پیوسته‌ی توابع عضویت و وزن‌های کنترل‌کننده‌ی فازی طی فرایند یادگیریی، به‌صورت برخط (آنلاین) به‌روزرسانی می‌شود. در این رویکرد، از سیستم‌های فازی به‌منظور تقریب کنترل‌کننده‌های ناشناخته‌ی ایده‌آل استفاده می‌شود. پارامترهای تنظیم سیستم فازی به‌وسیله‌ی یک قاعده‌ی تعدیل برپایه‌ی نظریه‌ی لیاپانوف به‌روزرسانی می‌شوند. پارامترهای قاعده‌ی تعدیل طوری طراحی می‌شوند که همگرایی تابع لیاپانوف منتخب تضمین شود. در پایان نتایج شبیه‌سازی برای یک موشک هوا به زمین با برد کوتاه، با وجود نامعینی در مدل آئرودینامیکی موشک مورد نظر، نشان داده شده تا تأثیر قانون کنترل پیشنهاد شده اثبات شود.

واژگان کلیدی: اتوپایلوت، موشک هوا به زمین، کنترل هوشمند، کنترل فازی تطبیقی مستقیم.

saeedsaeedi.eng@gmail.com
hsadati@hotmail.com
ma_shahi@yahoo.com

۱. مقدمه

در دهه‌های گذشته، طراحی سیستم کنترل و هدایت موشک با استفاده از شیوه‌های کنترل کلاسیک انجام می‌گرفت و به‌منظور طراحی قوانین کنترلی برای کانال‌های طولی و عرضی ـ سمتی، نظریه‌های کنترل کلاسیک و مدرن بسیاری پیشنهاد شد. این شیوه‌ها در حوزه‌ی زمان و فرکانس، بیشتر برای سیستم‌های خطی و تغییرناپذیر با زمان قابل اعتماد بودند. اصولاً حلقه‌های کنترلی در برابر اثرات غیرخطی و متغیر با زمان باید از حاشیه‌ی مقاومت کافی برخوردار باشند، زیرا عملکرد حلقه‌ی کنترلی با تغییرات نقطه‌ی کار ثابت همراه نیست و متناسب با آن تغییر می‌کند.

در سال‌های اخیر، شاهد رشد قابل توجهی در زمینه‌ی کاربرد نظریه‌های کنترل مقاوم، غیرخطی، تطبیقی و هوشمند برای سیستم‌های کنترل پرواز موشک‌ها در راستای دست‌یابی به این اهداف برجسته بوده‌ایم. بدین‌منظور «روش گام به عقب» به‌خوبی در طراحی اتوپایلوت موشک به کار گرفته می‌شود. محققین ضمن ارائه‌ی یک ساختار کنترلی برمبنای این روش کنترلی،[۱] ادعا می‌کنند که اتوپایلوت طراحی‌شده با استفاده از روش مذکور در برابر هر دو نوع نامعینی‌های پارامتری و ترم‌های آئرودینامیکی مقاوم است و پایداری سیستم حاصله را نیز تضمین می‌کند. از طرف دیگر، زمانی که ورودی کنترلی نیازمند به‌روزرسانی طبق تغییرات پارامترهای پروازی است، ممکن است اجرای این رویه نیازمند زمان زیادی باشد. در کاربردهای عملی هدایت به‌ندرت از روش «گام به عقب» استفاده می‌شود.

در مطالعات انجام شده بعدی[۲] طراحی یک اتوپایلوت پیچ با استفاده از روش کنترل مود لغزشی (SMC) تشریح شده است. طراحان ادعا کرده‌اند که این روش نتایج بسیار موفقیت‌آمیزی داشته است، اما چندان مورد استفاده قرار نمی‌گیرد؛ زیرا در سیستم SMC زمانی که سطوح لغزش نیازمند تطبیق در زمان تغییر شرایط پروازی است، از هر سیستم کلاسیکی کندتر عمل می‌کند. روش‌های کنترل هوشمند در کنترل موشک را می‌توان به روش‌های کنترل مبتنی‌بر شبکه‌ی عصبی و منطق فازی گروه‌بندی کرد. مزیت اصلی کنترل هوشمند نسبت به کنترل کلاسیک، مقاومت سیستم کنترل در برابر تغییرات محیطی و نامعینی‌های مدل است. اگرچه ممکن است کنترل‌کننده‌های کلاسیک در سیستم‌های با ساختار ساده مرجح باشند، این قبیل کنترل‌کننده‌ها در سیستم‌های متغیر با زمان و پیچیده عملاً ناکارآمدند. اینجاست که قدرت کنترل‌کننده‌هایی نظیر کنترل‌کننده‌ی فازی مفید واقع می‌شود. در چنین سیستم‌هایی، غالباً استفاده از سیستم‌های هوشمند به‌صورت ترکیبی به صرفه‌تر است. سیستم کنترل مذکور در چنین ساختاری قادر است بسیاری از خواص مطلوب نظیر مقاومت، سهولت تطبیق‌پذیری و سرعت عملِ بیشتر را، در مقایسه با روش‌های مرسوم که به‌شدت به دینامیک مدل وابسته‌اند، با یکدیگر ترکیب کند. این قبیل سیستم‌ها، تطبیق‌پذیر و دارای توانایی یادگیری بوده و قادر به ارتقاء عملکرد خود در شرایط محیطی متغیرند. برای اطمینان از عملکرد و پایداری یک موشک ضدکشتی،

* نویسنده مسئول
تاریخ: دریافت ۱۳۹۰/۱۰/۱۳، اصلاحیه ۱۳۹۱/۷/۱۵، پذیرش ۱۳۹۲/۱/۳۱.

ترکیبی از روش‌های گام به عقب، کنترل لغزشی، کنترل تطبیقی و کنترل فازی برای طراحی قانون کنترل اتخاذ شده است.[۳] علت استفاده از این ترکیب آن است که ابتدا روش گام به عقب طراحی را بسیار ساده می‌کند، سپس یک کنترل‌کننده‌ی تطبیقی برای تضعیف پارامترهای نامعلوم و نامعینی‌ها به کار گرفته می‌شود و یک کنترل‌کننده‌ی لغزشی برای تضمین مقاوم بودن سیستم اعمال می‌شود. در نهایت یک کنترل‌کننده‌ی فازی برای تنظیم گزینش ترم‌ها در کنترل‌کننده‌ی لغزشی اتخاذ می‌شود.

همچنین محققین یک سیستم کنترل ترکیبی مبتنی بر شبکه‌ی عصبی ارائه کرده‌اند،[۴] که در آن یک کنترل‌کننده با بهره‌ی ثابت به‌صورت موازی با کنترل‌کننده‌ی شبکه‌ی عصبی عمل می‌کند. به‌منظور رفع نقیصه‌های رایج در کنترل‌کننده‌های تنظیم بهره‌ی متعارف، از ترکیب نظریه‌ی کنترل فازی و روش زمان‌بندی بهره استفاده شده است.[۵و۶] امروزه در اکثر طرح‌های کنترل تطبیقی توسعه‌یافته، چنین فرض شده که مدلی دقیق از سیستم در دسترس باشد و پارامترهای خطی نامعلوم نسبت به توابع شناخته‌شده‌ی غیرخطی ظاهر می‌شوند. اما این فرضیات برای بسیاری از کاربردها و حالات عملی کافی نیست، بنابراین، مسئله‌ی کنترل سیستم‌های غیرخطی با آگاهی ناقص از مدل به‌عنوان یک چالش باقی می‌ماند. کنترل فازی ــ به‌عنوان یک مدل روش طراحی آزاد ــ کاربرد وسیعی برای پلانت‌های پیچیده و با تعریف ناقص پیدا کرده است. اساساً کنترل فازی، یک روش طراحی با استفاده از دانش بشری است که توسط توابع عضویت و قوانین فازی مربوطه ایجاد می‌شود. با این حال گاهی یافتن توابع عضویت و قوانین فازی برای برخی پلانت‌ها مشکل است و با تغییر دینامیک‌های پلانت تنظیم پارامترهای کنترل فازی ضرورت بیشتری خواهد یافت. به‌منظور غلبه بر این مشکل، براساس نظریه‌ی تقریب جامع و توانایی یادگیری برخط سیستم‌های فازی، چندین طرح کنترل فازی ـتطبیقی پایدار به‌منظور ترکیب نظام‌مند دانش متخصص توسعه یافت.

از نظر مفهومی، دو رویکرد مجزای مستقیم و غیر مستقیم در طراحی سیستم کنترل فازی ـتطبیقی شکل‌دهی می‌شوند. در رویکرد مستقیم، سیستم‌های فازی برای تقریب کنترل‌کننده‌های ایده‌آل به کار می‌روند در حالی که در رویکرد غیرمستقیم، سیستم‌های فازی برای تخمین دینامیک‌های پلانت استفاده می‌شود و سپس براساس تخمین صورت‌گرفته، یک قانون کنترلی ایجاد می‌شود. در زمینه‌ی طراحی سیستم‌های کنترل فازی ـتطبیقی کارهای متعددی انجام شده است.[۷-۱۰] نتایج حاصله نشان می‌دهد که در ساختارهای کنترلی ارائه‌شده در این کارها، کنترل‌کننده‌های فازی با رویکردی مؤثر برای ترکیب و تنظیم پایگاه‌های قوانین ایجاد می‌شوند. همچنین، آموزش و وفق‌پذیری ساختارهای فازی ـتطبیقی، به‌طور دینامیکی قابلیت تنظیم پایگاه قوانین کنترل‌کننده‌های فازی را برای تطبیق تغییرات در پارامترهای سیستم و حذف اثر اغتشاشات، دارا بوده و آن را به یک ساختار بسیار مقاوم تبدیل کرده است. زمانی که پلانت دارای نامعینی‌هایی است ساختارهای مطرح شده قادرند سیستم را به عملکرد کامل و مطلوب خود برسانند.

در مقاله‌ی پیش‌رو، از رویکرد مستقیم برای طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی ـتطبیقی برای کانال‌های رول، پیچ و یاو یک موشک هوا به زمین استفاده شده است. در این نوشتار ابتدا مدل غیرخطی از موشک توصیف، و سپس کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم طراحی می‌شود. در انتها، به‌منظور اثبات تأثیر قانون کنترل پیشنهادی و میزان مقاومت سیستم کنترل مطرح‌شده، نتایج شبیه‌سازی شش درجه آزادی ــ علی‌رغم نامعینی در مدل آئرودینامیکی موشک مورد نظر ــ نشان داده می‌شود.

۲. مدل ریاضی موشک

در شکل ۱ مدل موشک مورد مطالعه و برخی از مشخصات هندسی و فیزیکی آن نمایش داده شده است. معادلات حرکت موشک را می‌توان با استفاده از معادلات دیفرانسیل غیرخطی مرتبه‌ی اول چنین نوشت:[۱۱]

$$\begin{cases} F_x = m(\dot{u} + qw - rv) \\ F_y = m(\dot{v} + ru - pw) \\ F_z = m(\dot{w} + pv - qu) \end{cases} \quad (۱)$$

$$\begin{cases} L = I_x\dot{p} + qr(I_z - I_y) \\ M = I_y\dot{q} + rp(I_x - I_z) \\ N = I_z\dot{r} + pq(I_y - I_x) \end{cases} \quad (۲)$$

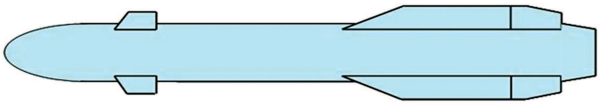
$$\begin{cases} \dot{\phi} = p + q\sin\phi\tan\theta + r\cos\phi\tan\theta \\ \dot{\theta} = q\cos\phi - r\sin\phi \\ \dot{\psi} = (q\sin\phi + r\cos\phi)\sec\theta \end{cases} \quad (۳)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dx}{dt} \\ \frac{dy}{dt} \\ \frac{dz}{dt} \end{bmatrix} = B^{-1}\begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (۴)$$

معادلات ۱ تا ۴ به‌ترتیب معادلات نیرو، گشتاور، سرعت‌های زاویه‌یی بدنه برحسب سرعت‌های زاویه‌یی اولر، و سرعت موشک در محورهای ثابت برحسب زوایای اولر و مؤلفه‌های سرعت بدنه هستند. در معادله‌ی ۴، ماتریس $B^{-1}(۳,۳)$ را ماتریس انتقال برحسب زوایای اولر می‌نامند که به‌صورت معادله‌ی ۵ تعریف می‌شود:

$$B^{-1}(۳,۳) = \begin{bmatrix} C\theta.C\psi & S\phi.S\theta.C\psi - C\phi.S\psi & C\phi.S\theta.C\psi - S\phi.S\psi \\ C\theta.S\psi & S\phi.S\theta.S\psi + C\phi.C\psi & C\phi.S\theta.S\psi - S\phi.C\psi \\ -S\theta & S\phi.C\theta & C\phi.C\theta \end{bmatrix} \quad (۵)$$

و در آن $C\theta$ و $S\phi$ به‌ترتیب نشان‌گر عبارات $\cos\theta$ و $\sin\phi$ هستند. ضرایب و مشتقات آئرودینامیکی برای تمامی محدوده‌ی پاکت پروازی موشک توسط نرم‌افزار



برخی از مشخصات هندسی و فیزیکی مدل موشک

پارامتر	مقدار	واحد
طول	۱۷۳	cm
قطر	۱۷/۸	cm
جرم	۵۹/۴۵	kg
مرکز جرم	۸۷/۴	cm
نیروی موتور	۷۰۰۰	N

شکل ۱. برخی از مشخصات هندسی و فیزیکی مدل موشک.

Missile Datcom محاسبه شده‌اند. نیروها و ممان‌های آئرودینامیکی به‌ترتیب از معادلات ۶ و ۷ محاسبه می‌شوند:[۱۲]

$$F_{x,y,z} = C_{x,y,z}QS + T_x + G_{x,y,z} \quad (۶)$$

$$M_{x,y,z} = C_{l,m,n}QSc \quad (۷)$$

مؤلفه‌های نیروی جاذبه در معادله‌ی ۶، از معادله‌ی ۸ به دست می‌آیند:[۱۲]

$$\begin{cases} G_x = -mg\sin\theta \\ G_y = mg\cos\theta\sin\phi \\ G_z = mg\cos\theta\cos\phi \end{cases} \quad (۸)$$

ضرایب آئرودینامیکی با استفاده از بسط سری تیلور حول نقاط تریم پارامترهای پروازی به‌منظور به کارگیری آنها در طراحی، به‌شکل معادله‌ی ۹ نوشته شده‌اند:

$$\begin{aligned} C_i =& C_{i_0}(M,\alpha,\beta) + C_{i_\alpha}(M,\alpha,\beta).\alpha + C_{i\beta}(M,\alpha,\beta).\beta \\ &+ C_{i\delta}(M,\alpha,\beta).\delta + C_{ip}(M,\alpha,\beta).p.\frac{d}{2V} \\ &+ C_{iq}(M,\alpha,\beta).q.\frac{d}{2V} + C_{ir}(M,\alpha,\beta).r.\frac{d}{2V} + HOT \end{aligned} \quad (۹)$$

که در آن HOT به‌معنای ترم‌های مرتبه‌ی بالاست و ترم ضرب‌شونده‌ی $\frac{d}{2V}$ برای بی‌بُعد کردن مشتقات آئرودینامیکی به‌کار می‌رود. بیان مشتقات آئرودینامیکی چنین است:

$$C_{i\theta_i}(M,\alpha,\beta) = \left.\frac{\partial C_i}{\partial\theta_i}\right|_{\theta_i=\theta_{i_.}} \quad (۱۰)$$

تعریف زاویه‌ی حمله، زاویه‌ی سرش جانبی و عدد ماخ عبارت است از:

$$\alpha = \tan^{-1}(\frac{w}{u}), \qquad \beta = \tan^{-1}(\frac{v}{u}), \qquad M = \frac{V}{a} \quad (۱۱)$$

۳. کنترل فازی تطبیقی مستقیم

سیستم تحت بررسی را می‌توان به‌صورت یک سیستم غیرخطیِ تک‌ورودی ـتک‌خروجیِ وابسته به زمان بیان کرد:

$$\dot{X} = F(X,u), \qquad y = h(x) \quad (۱۲)$$

که در آن $X \in R^n$ بردار حالت، $u \in R$ و $y \in R$ به‌ترتیب ورودی و خروجی سیستم‌اند، و F و h توابعی غیرخطی هستند. در این بخش با در نظر گرفتن سیستم غیرخطی ارائه شده در رابطه‌ی ۱۲، تعقیب مسیر مطلوب $y_m(t)$ توسط خروجی $y(t)$ را نشانه گرفته‌ایم. مشکل مدل ۱۲ این است که خروجی y به‌صورت غیرمستقیم و فقط از طریق متغیر حالت x میسر است، و نیز معادله‌ی حالت غیرخطی به‌ورودی u وابسته است در حالی که شکل عمومی خروجی (که معادل است با اولین متغیر حالت) به‌طور غیرمستقیم به ورودی وابسته است. بنابراین، اگر بتوان یک وابستگی مستقیم بین خروجی سیستم y و ورودی کنترل u پیدا کرد، آنگاه می‌توان مشکل کنترل ردیابی سیستم غیرخطی ۱۲ را حل کرد. درواقع این ایده براساس روش خطی‌سازی ورودی ـخروجی برای طراحی کنترل‌کننده‌ی غیرخطی تشکیل شده است. ایده‌ی اصلی در روش مذکور این است که دینامیک‌های سیستم غیرخطی (به‌طورکامل یا جزئی) به خطی تبدیل شوند. خطی‌سازی ورودی ـخروجی کاملاً با روش خطی‌سازی قراردادی (نظیر روش خطی‌سازی ژاکوبین) ــ که در آن خطی‌سازی پسخورد به‌وسیله‌ی تبدیل دقیق حالت و پسخورد آن به‌جای تقریب خطی دینامیک‌ها صورت می‌پذیرد ــ تفاوت دارد. ایده‌ی اصلی خطی‌سازی ورودی ـخروجی را می‌توان چنین جمع‌بندی کرد: مکرراً از خروجی y مشتق‌گیری می‌کنیم تا این که ورودی u ظاهر شود، آنگاه u را چنان تعیین می‌کنیم که قسمت غیرخطی حذف شود و در نهایت یک کنترل‌کننده بر پایه‌ی کنترل خطی طراحی می‌کنیم.[۱۳و۱۴]

اگر لازم باشد برای ایجاد وابستگی مستقیم بین خروجی y و ورودی u، از خروجی یک سیستم r بار مشتق گرفته شود، آنگاه گفته می‌شود که سیستم دارای درجه‌ی وابستگی r است. برای هر سیستم کنترل‌پذیر از مرتبه‌ی n می‌توان رسماً نشان داد که برای ظاهرشدن ورودی کنترل باید از هر خروجی حداکثر n بار مشتق‌گیری شود. به‌عبارت دیگر برای هر سیستم کنترل‌پذیر از مرتبه‌ی nام درجه‌ی وابستگی r کوچک‌تر یا مساوی با n خواهد بود.[۱۳و۱۴]

با توجه به توضیحات ارائه شده، در این نوشتار:

۱. درجه‌ی وابستگی سیستم غیرخطی مدل ۱۲ (یعنی r) برابر ۲ است؛

۲. کنترل u به‌صورت خطی در $y^{(r)}$ ظاهر می‌شود، یعنی:

$$y^{(r)} = f(X) + g(x).u \quad (۱۳)$$

که در آن f و g توابعی ناشناخته‌اند و $g(x) \neq 0$؛

۳. دینامیک داخلی سیستم با توجه به کنترل‌کننده‌ی فازی ـتطبیقی مطرح‌شده پایدار است.[۱۳و۱۴]

هدف این مطالعه، طراحی کنترل‌کننده‌ی پسخور $u = u(x|\theta)$ بر پایه‌ی سیستم‌های فازی و ارائه‌ی قاعده‌ی تطبیق برای تنظیم بردار پارامتر θ، به‌منظور تعقیب خروجی ایده‌آل y_m توسط خروجی y است. در این ساختار کنترل‌کننده‌ی فازی تنها یک سیستم فازی است که (در ابتدا) از دانش کنترلی بر پایه‌ی قواعد **اگر ـآنگاه** فازی به‌صورت معادله‌ی ۱۴ ایجاد می‌شود:

(۱۴) **اگر** x_1، p_1^r است و ... و x_n، p_n^r است، **آنگاه** $\mathbf{u}$، Q^r است.

p_i^r و Q^r مجموعه‌های فازی در R هستند و $r = 1, 2, ..., L_u$. کنترل‌کننده‌ی فازی باید به‌صورتی طراحی شود که قواعد ۱۲ بتوانند به‌طور طبیعی با یکدیگر ترکیب شوند.

۱.۳. طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی

یک انتخاب طبیعی برای کنترل‌کننده‌ی فازی، به‌منظور ترکیب قواعد رابطه‌ی ۱۴، استفاده از سیستم فازی منفرد به‌شکل رابطه‌ی ۱۵ است:

$$u = u_D(x|\theta) \quad (۱۵)$$

که در آن u_D یک سیستم فازی است و θ مجموعه‌یی از پارامترهای قابل تنظیم است. به‌طور مشخص، سیستم فازی $u = u_D(x|\theta)$ طی دو مرحله ساخته می‌شود:

گام اول) برای متغیرهای x_i $(i = 1, 2, ..., n)$ و m_i مجموعه‌ی فازی $A_i^{l_i}$ $(l_i = 1, 2, ..., n)$، p_i^r $(r = 1, 2, ..., L_u)$ را تعریف می‌کنیم، طوری که در رابطه‌ی ۱۴ را به‌عنوان حالت‌های خاص شامل شود.

گام دوم) سیستم فازی $u_D = u(x|\theta)$ از $\prod_{i=1}^{n} = 1^{m_i}$ قاعده به‌صورت معادله‌ی ۱۶ ساخته می‌شود:

اگر x_1، $A_1^{l_1}$ است و ... و x_n، $A_n^{l_n}$ است، آنگاه u_D، $S^{L_1,...,L_n}$ است. (۱۶)

چنانچه قسمت **اگر** رابطه‌ی ۱۶ با قسمت **اگر** رابطه‌ی ۱۴ موافق باشد، $l_i = 1, 2, ..., m)(i = 1, 2, ..., n$، و $S^{L_1,...,L_n}$ معادل با Q^r در رابطه‌ی ۱۴ خواهد بود، و در غیر این صورت با یک مجموعه‌ی فازی دلخواه معادل است. به‌طور مشخص، با استفاده از موتورهای استنتاج ضرب، فازی‌ساز منفرد و غیر فازی‌ساز میانگین مراکز، خواهیم داشت:[۱۳]

$$u_D(x|\theta) = \frac{\sum_{l_1=1}^{m_1} ... \sum_{l_n=1}^{m_n} \bar{y}_u^{l_1...l_n} \left[\prod_{i=1}^{n} \mu_{A_i}^{l_i}(x_i)\right]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} ... \sum_{l_n=1}^{m_n} \left[\prod_{i=1}^{n} \mu_{A_i}^{l_i}(x_i)\right]} \quad (۱۷)$$

$\bar{y}_u^{l_1...l_n}$ به عنوان پارامترهای قابل تنظیم انتخاب و در بردار $\theta \in R^{\prod_{i=1}^{n} = 1^{m_i}}$جمع‌آوری می‌شوند، کنترل‌کننده‌ی فازی به‌صورت:

$$u_D(x|\theta) = \theta^T \xi(X) \quad (۱۸)$$

خواهد شد که در آن $\xi(x)$ یک بردار $\prod_{i=1}^{n} = 1^{m_i}$ بُعدی با عناصر $l_1...l'_n$-ام خودش است:

$$\xi(X) = \frac{\prod_{i=1}^{n} \mu_{A_i}^{l_i}(x_i)}{\sum_{l_1=1}^{m_1} ... \sum_{l_n=1}^{m_n} \left[\prod_{i=1}^{n} \mu_{A_i}^{l_i}(x_i)\right]} \quad (۱۹)$$

براساس گام دوم، مقادیر باقی‌مانده به‌صورت تصادفی (یا مطابق با استراتژی خاصی) تعیین می‌شوند. بنابراین دانش کنترلی ۱۴ از طریق تنظیم پارامترهای اولیه درکنترل‌کننده‌ی فازی دخالت داده می‌شوند.

۲.۳. طراحی قاعده‌ی تطبیق

اگرکنترل ایده‌آل u^* مطابق رابطه‌ی ۲۰ تعریف شود:[۱۳]

$$u^* = \frac{1}{g(x)} \left[-f(x) + y_m^{(n)} + K^T e\right] \quad (۲۰)$$

و نیز با این فرض که $g(x) = B$، درکنترل ایده‌آل u^* (رابطه‌ی ۲۰) خواهیم داشت: $e = y_m - y$ و $e = (e, \dot{e}, ..., e^{(n-1)})^T$ و $K = (k_n, ..., k_1)^T$؛ به‌طوری که همه‌ی ریشه‌های چندجمله‌یی $s^n + k_1 s^{n-1} + ... + k_n$ در نیمه‌ی چپ صفحه‌ی مختلط قرار داشته باشد. با استفاده از رابطه‌ی ۲۰ و با این فرض که سیستم غیرخطی مرتبه‌ی rام باشد که به‌وسیله‌ی معادله‌ی دیفرانسیل ۱۳ بیان می‌شود، سیستم حلقه‌بسته‌ی ۲۱ حاصل خواهد شد:

$$e^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + ... + k_n e = 0 \quad (۲۱)$$

به‌دلیل انتخاب k داریم: $e(t) \to 0$ هرگاه $t \to \infty$ ؛ یعنی خروجی سیستم y به سوی خروجی حقیقی y_m، به‌طور مجانبی (یا بسیار نزدیک به آن) همگرا می‌شود. با جایگذاری رابطه‌ی ۱۵ در رابطه‌ی ۱۳، و با مرتب سازی آن داریم:

$$\dot{e} = -K^T e + B\left[u^* - u_D(X|\theta)\right] \quad (۲۲)$$

فرض می‌کنیم Λ به‌صورت رابطه‌ی ۲۳ تعریف شود و $B = (0, ..., 0, b)^T$:

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & ... & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & ... & 0 & 0 \\ ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... \\ 0 & 0 & 0 & 0 & ... & 0 & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & ... & ... & ... & ... & -k_1 \end{bmatrix} \quad (۲۳)$$

دینامیک حلقه بسته را می‌توان به‌صورت بُرداری و مطابق رابطه‌ی ۲۴ نوشت:

$$\dot{e} = \Lambda e + B\left[u^* - u_D(X|\theta)\right] \quad (۲۴)$$

پارامترهای بهینه را مطابق رابطه‌ی ۲۵ تعریف می‌کنیم:[۱۳]

$$\theta^* = \arg \min_{\theta \in R^{\prod_{i=1}^{n} m_i}} \left[\sup_{X \in R^n} |u_D(X|\theta) - u^*|\right] \quad (۲۵)$$

کمینه خطای تقریب عبارت است از:

$$w = u_D(X|\theta^*) - u^* \quad (۲۶)$$

با استفاده از روابط ۲۶ و ۱۸، معادله‌ی خطای ۲۴ را می‌توانیم به‌صورت رابطه‌ی ۲۷ بازنویسی کنیم:

$$\dot{e} = \Lambda e + B\left(\theta^* - \theta\right)^T \xi(X) - Bw \quad (۲۷)$$

تابع لیاپانوف کاندید زیر را در نظر می‌گیریم:[۱۳]

$$V = \frac{1}{2} e^T P e + \frac{B}{2\gamma} \left(\theta^* - \theta\right)^T \left(\theta^* - \theta\right) \quad (۲۸)$$

که در آن γ یک ثابت مثبت و P یک ماتریس مثبت است که معادله‌ی لیاپانوف ۲۹ را برآورد می‌سازد:[۱۳و۱۴]

$$\Lambda^T P + P\Lambda = -Q \quad (۲۹)$$

در رابطه‌ی ۲۹، Q یک ماتریس مثبت معین $n \times n$ دلخواه است و Λ به‌وسیله‌ی رابطه‌ی ۲۳ تعریف شده است. طبق فرض $b > 0$ و در نتیجه V نیز مثبت خواهد بود. با استفاده از رابطه‌های ۲۷ و ۲۹، و نیز با مشتق‌گیری از رابطه‌ی ۲۸ داریم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P B\left[\left(\theta^* - \theta\right)^T \xi(x) - w\right] - \frac{B}{\gamma} \left(\theta^* - \theta\right)^T \dot{\theta} \quad (۳۰)$$

با فرض این که P_n آخرین ستون ماتریس P باشد، آنگاه از $B = (0, 0, b)^T$ نتیجه می‌گیریم که $e^T P B = e^T P_n b$. بنابراین رابطه‌ی ۳۰ را می‌توان چنین نوشت:

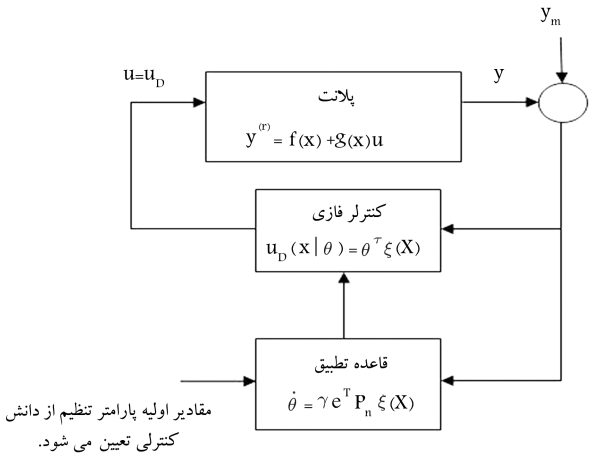
$$\dot{V} = \frac{1}{2} e^T Q_e - \frac{b}{\gamma} \left(\theta^* - \theta\right)^T \left[\gamma e^T P_n \xi(x) - \dot{\theta}\right] - e^T P_n b w \quad (۳۱)$$

با انتخاب قاعده‌ی تطبیق به‌صورت رابطه‌ی ۳۲:

$$\dot{\theta} = \gamma\, e^T P_n \xi(x) \quad (۳۲)$$

آنگاه:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e^T Q e - e^T P_n b w \quad (۳۳)$$



شکل ۲. سیستم کنترل فازی ـ تطبیقی مستقیم.

از آنجا که $Q > 0$ و w خطای تقریب کمینه است، می‌توانیم امیدوار باشیم که با طراحی یک سیستم فازی $u_D(x|\theta)$ به‌همراه تعداد قواعد به‌اندازه کافی بزرگ، w به‌اندازه‌ی کافی کوچک خواهد شد، به‌طوری که $|e^T P_n b w| < \frac{1}{2} e^T Q e$، که $\dot{V} < 0$ را نتیجه خواهد داد.

در شکل ۲ سیستم کنترل فازی ـ تطبیقی مستقیم طراحی‌شده نشان داده شده است.

۴. شبیه‌سازی عددی

در بخش قبل کنترل‌کننده‌ی تطبیقی مبتنی بر منطق فازی برای تعقیب فرامین ψ, θ, φ طراحی شد. در این بخش نتایج شبیه‌سازی عددی برای کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی ارائه شده تا عملکرد قانون کنترل پیشنهادی را ثابت کند. برای بررسی میزان مقاومت‌پذیری سیستم در برابر نامعینی‌های مدل آئرودینامیکی، فرض می‌کنیم که ضرایب آئرودینامیکی به دست آمده برای موشک تحت مطالعه دارای ۴۰٪± و ۲۰٪± خطا نسبت به حالت نامی باشند. نحوه‌ی اعمال این نامعینی‌ها بدین‌صورت است که: به‌منظور اضافه‌کردن ۲۰ و ۴۰ درصد نامعینی، آن دسته از ضرایب آئرودینامیکی که عملکرد پرنده را تقویت می‌کنند (نظیر: $C_L, C_N, C_Y, C_{y_{\delta r}}, C_{m_{\delta e}}, C_{ll_{\delta a}}$) به‌ترتیب در ۱٫۲ و ۱٫۴، و آن دسته از ضرایبی که عملکرد پرنده را تضعیف می‌کنند (نظیر: C_D, C_{LN}, C_{LL}, C_M) به‌ترتیب در ۰٫۸ و ۰٫۶ ضرب می‌کنیم. برای مقادیر ۲۰- و ۴۰- درصد نامعینی نیز، آن دسته از ضرایب آئرودینامیکی که عملکرد پرنده را تقویت می‌کنند به‌ترتیب در ۰٫۸ و ۰٫۶، و آن دسته از ضرایبی که عملکرد پرنده را تضعیف می‌کنند به‌ترتیب در ۱٫۲ و ۱٫۴ ضرب می‌کنیم.

سیستم کنترل طراحی‌شده شامل ۳ کنترل‌کننده برای کانال‌های رول، پیچ و یاو است. توابع تعلق کنترل‌کننده‌های فازی برای کانال‌های رول و پیچ در محدوده‌ی $[\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}]$ و برای کانال یاو در بازه $[\frac{\pi}{6}, -\frac{\pi}{6}]$ انتخاب شده‌اند. در فواصل یادشده، سه تابع تعلق از نوع گوسی در نظرگرفته شده با این فرض که تعداد قوانین پایگاه قواعد برای هرکنترل‌کننده برابر ۹ قانون و پارامتر تنظیم هرکنترل‌کننده‌ی فازی متشکل از یک بردار ۹بعدی است. دانش کنترلی از طریق پارامترهای تنظیم اولیه‌ی $\theta_i(0)$ (قواعد ۱۴) مطابق گام دوم طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی، دخالت داده می‌شود. مقادیر اولیه‌ی این پارامترها یعنی θ_ϕ، θ_θ و θ_ψ اولین‌بار به‌صورت تصادفی از بازه $[-2, 2]$ انتخاب شدند. پس از اجرای شبیه‌سازی و دست‌یابی به محدوده‌ی تغییرات پارامترهای تنظیم، مقادیر اولیه‌ی این پارامترها چنین انتخاب شدند:

$$\theta_\phi(0) = [-0.03, -1.215, -0.16, 2.55, -0.08, -0.95, 1.3, 0.084, 0.007];$$

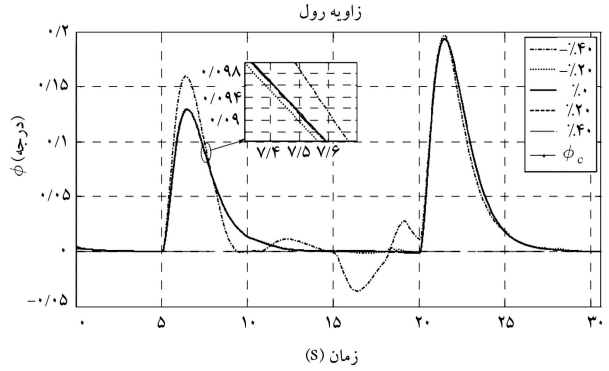
$$\theta_\theta(0) = [-0.028, -1.2, -0.15, 2.65, -0.05, -1, 1.3, 0.064, -0.012];$$

$$\theta_\psi(0) = [-0.03, -1.2, -0.15, 2.66, -0.104, -0.93, 1.3, 0.09, 0.044];$$

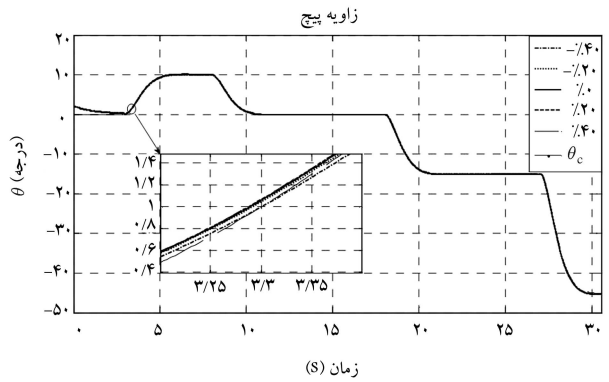
برای مثال، چنانچه x_1 زاویه‌ی پیچ، x_2 نرخ آن و u ورودی الویتور باشد، برخی از این قواعد را می‌توان چنین بیان کرد:

- **اگر** x_1، P_1^1 و x_2، P_2^1 است، **آنگاه u** نزدیک ۰٫۰۲۸- است.
- **اگر** x_1، P_1^1 و x_2، P_2^2 است، **آنگاه u** نزدیک ۱٫۲- است.
- **اگر** x_1، P_1^1 و x_2، P_2^3 است، **آنگاه u** نزدیک ۰٫۱۵- است.
- **اگر** x_1، P_1^2 و x_2، P_2^1 است، **آنگاه u** نزدیک ۲٫۶۵ است.
- **اگر** x_1، P_1^2 و x_2، P_2^2 است، **آنگاه u** نزدیک ۰٫۰۵- است.
- ...

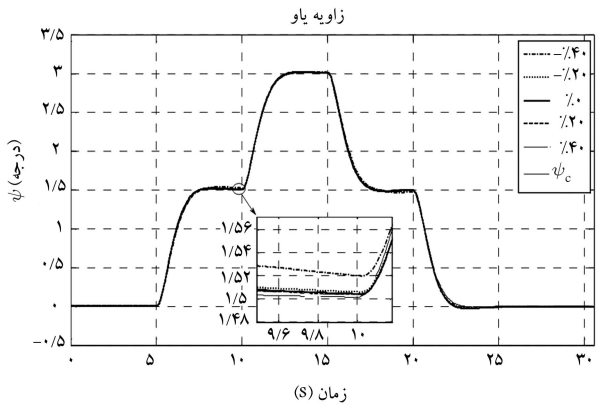
شکل‌های ۳ تا ۵ پاسخ سیستم به ورودی‌های فرمان رول، پیچ و یاو را نمایش می‌دهد. نمودارها به‌ازای شرایط نامی (۰٪) و همچنین به‌ازای ۴۰٪± و ۲۰٪±



شکل ۳. تغییرات زاویه‌ی رول در برابر نامعینی ضرایب آئرودینامیکی.



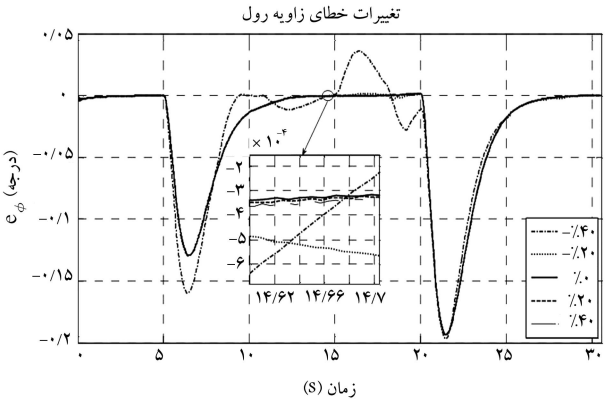
شکل ۴. تغییرات زاویه‌ی پیچ در برابر نامعینی ضرایب آئرودینامیکی.



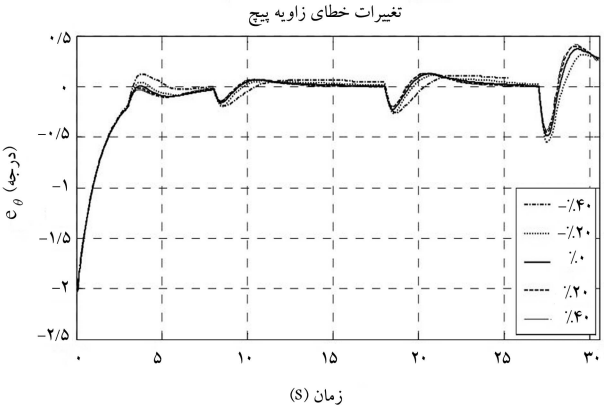
شکل ۵. تغییرات زاویه‌ی یاو در برابر نامعینی ضرایب آئرودینامیکی.

خطای ناشی از نامعینی در ضرایب آئرودینامیکی ترسیم شده‌اند. نتایج حاصله بیان‌گر عملکرد مطلوب کنترل‌کننده در تعقیب فرامین زاویه‌های رول، پیچ و یاو، و نیز نشان‌دهنده‌ی میزان مقاومت سیستم کنترل طراحی‌شده در برابر نامعینی‌های مدل آئرودینامیکی است.

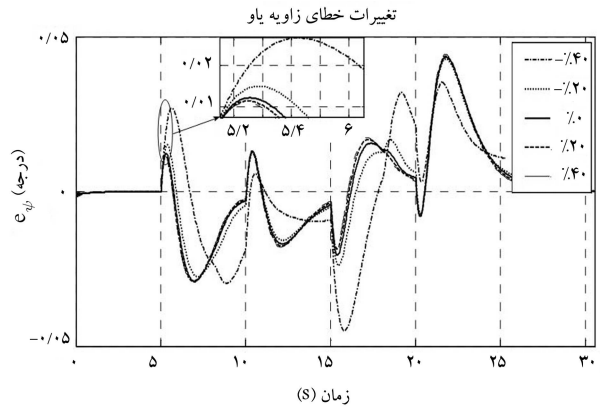
نمودارهای خطای تعقیب زوایای رول، پیچ و یاو، در شکل‌های ۶ تا ۸ نمایش داده شده‌اند. شکل ۹ انحراف سطح کنترلی ایلران را به‌ازای مقادیر مختلف نامعینی به‌نمایش می‌گذارد. چنان که در این شکل مشاهده می‌شود، میزان انحراف سطح کنترلی ایلران در حالت ۴۰-٪ نامعینی در ضرایب آئرودینامیکی، از سایر حالات



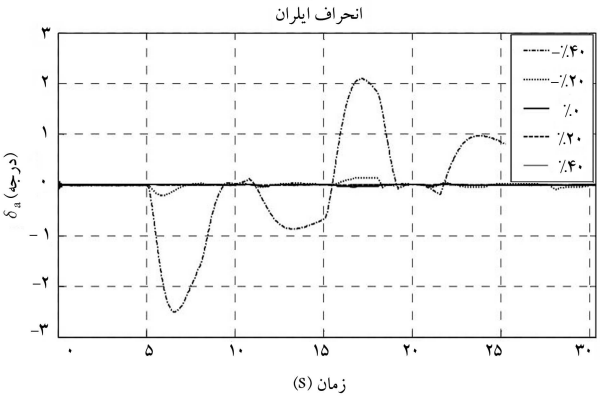
شکل ۶. خطای زاویه‌ی رول در حضور نامعینی ضرایب آئرودینامیکی.



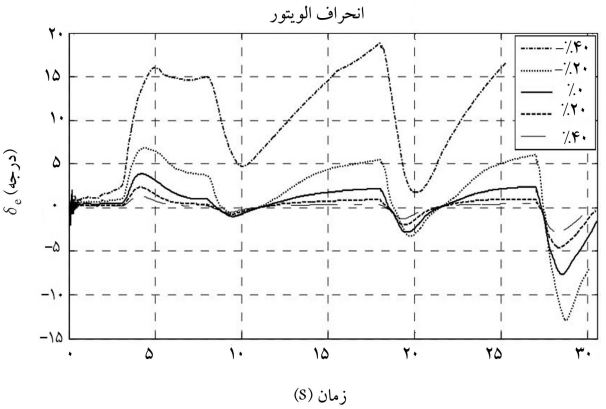
شکل ۷. خطای زاویه‌ی پیچ در حضور نامعینی ضرایب آئرودینامیکی.



شکل ۸. خطای زاویه‌ی یاو در حضور نامعینی ضرایب آئرودینامیکی.

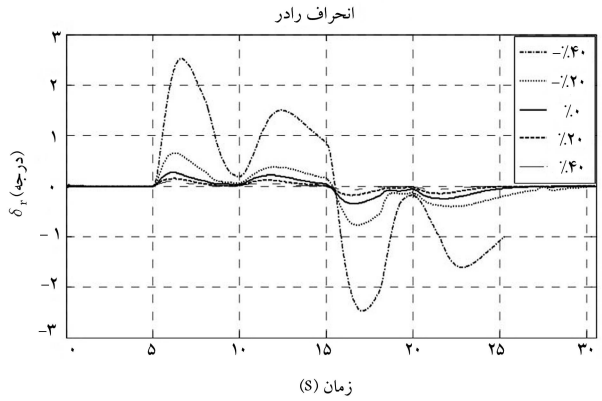


شکل ۹. تغییرات ایلران در برابر نامعینی ضرایب آئرودینامیکی.

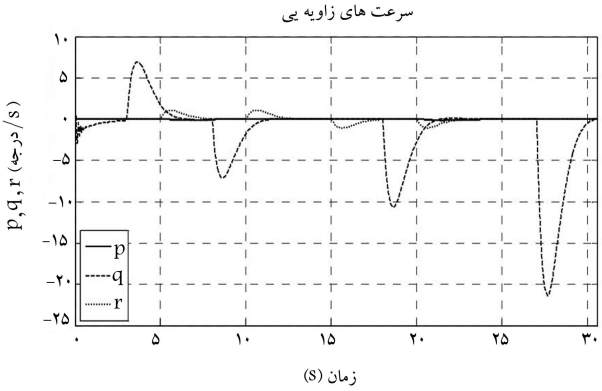


شکل ۱۰. تغییرات الویتور در برابر نامعینی ضرایب آئرودینامیکی.

بیشتر است. با توجه به کاهش ۴۰ درصدی عملکرد سیستم در این وضعیت، به‌منظور جبران این کاستی تلاش کنترلی و انحراف سطح کنترلی ایلران افزایش یافته است. نمودار انحراف سطح کنترلی الویتور در شرایط حضور نامعینی‌ها در شکل ۱۰ ترسیم شده است. تعبیر مورد استفاده برای سطح کنترلی ایلران را می‌توان برای سطوح کنترلی الویتور و رادر نیز به‌کار برد. نمودار انحراف سطح کنترلی رادر در شرایط حضور نامعینی‌های ضرایب آئرودینامیکی در شکل ۱۱ ترسیم شده است. شکل ۱۲ نمودار تغییرات سرعت‌های زاویه‌یی را نمایش می‌دهد. تغییرات نرخ رول موشک مطابق انتظار بسیار ناچیز و درحدود صفر است. نرخ‌های پیچ و یاو نیز متناسب با تغییرات



شکل ۱۱. تغییرات رادر در برابر نامعینی ضرایب آئرودینامیکی.



شکل ۱۲. نرخ‌های زاویه‌یی رول، پیچ و یاو.

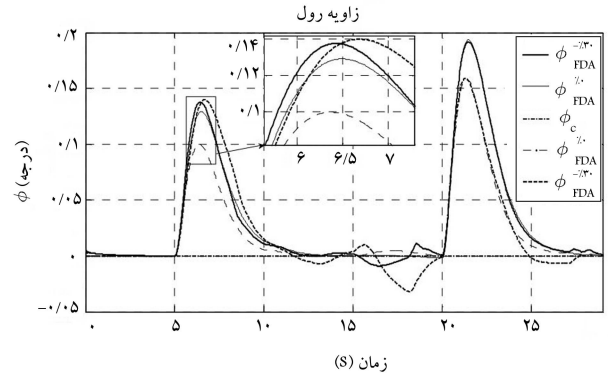
زوایای پیچ، یاو موشک، و نیز متناسب با انحراف سطوح کنترلی الویتور و رادر تغییر می‌کند.

برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی ـ تطبیقی طراحی‌شده، مقایسه‌یی با یک کنترل‌کننده‌ی فازی خالص صورت گرفته است. در طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی خالص از ۵ تابع عضویت مثلثی برای متغیرهای ورودی و خروجی استفاده شده است و با توجه به این توابع عضویت، تعداد قوانین پایگاه قوانین فازی برابر ۲۵ قانون خواهد بود. در طراحی این کنترل‌کننده از موتور استنتاج کمینه (ممدانی) و فازی‌زدای مرکز ثقل استفاده شده است.

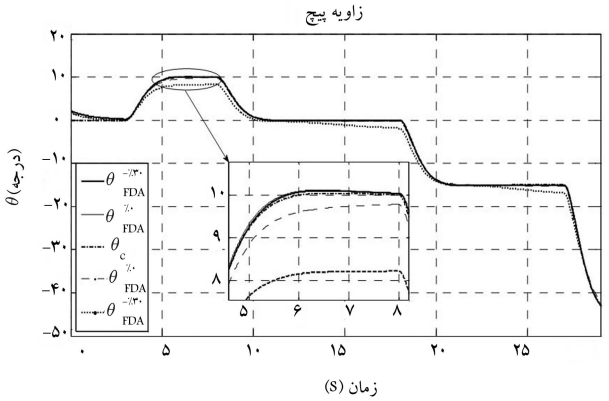
نتایج شبیه‌سازی بدون نامعینی و با حضور (۳۰-٪) نامعینی در مدل آئرودینامیکی موشک، در شکل‌های ۱۳ تا ۱۵ نشان داده شده است. خلاصه‌یی از نتایج عملکرد دو کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی و کنترل‌کننده‌ی فازی خالص مطرح‌شده در تعقیب فرامین کنترلی، در قالب جدول ۱ به نمایش درآمده است.

جدول ۱. مقایسه‌ی نتایج کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی و کنترل‌کننده‌ی فازی خالص.

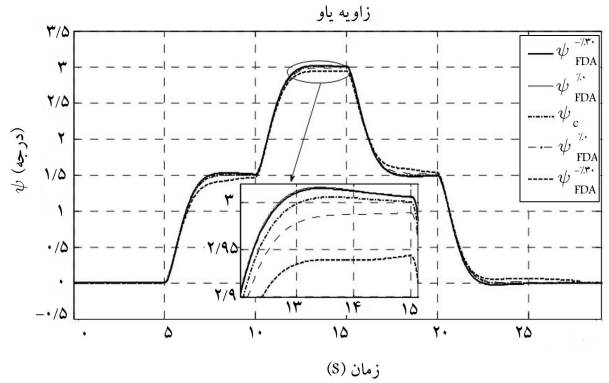
کنترل کننده‌ی فازی	۳۰٪- نامعینی در ضرایب آئرودینامیکی (٪)		عدم حضور نامعینی در ضرایب آئرودینامیکی (٪)	
	خطای تعقیب زاویه‌ی		خطای تعقیب زاویه‌ی	
	یاو	پیچ	یاو	پیچ
تطبیقی	۰٫۴	۰٫۶۴	۰٫۴۵	۰٫۸۳
خالص	۲٫۲۲	۱۸٫۴۶	۰٫۶۸	۳٫۹۸



شکل ۱۳. مقایسه‌ی خروجی زاویه‌ی رول کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی و فازی خالص.



شکل ۱۴. مقایسه‌ی خروجی زاویه‌ی پیچ کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی و فازی خالص.



شکل ۱۵. مقایسه‌ی خروجی زاویه‌ی یاو کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی و فازی خالص.

۵. نتیجه‌گیری

در این نوشتار ساختار یک سیستم کنترل یکپارچه برای یک موشک هوا به زمین مطرح شد. سیستم کنترلی یادشده با بهره‌گیری از ترکیب نظریه‌ی منطق فازی و روش کنترل تطبیقی طراحی و شبیه‌سازی شد. چنان که مشاهده شد، سیستم کنترل طراحی‌شده برای سه کانال رول، پیچ و یاو، مقاومت بسیار خوبی در برابر نامعینی‌های ناشی از ضرایب آئرودینامیکی از خود به نمایش می‌گذارد. کنترل‌کننده‌های طراحی‌شده نیز

فرامین زاویه‌های رول، پیچ و یاو را در حضور نامعینی، با خطای بسیار اندکی نسبت به حالت نامی دنبال می‌کنند. در پایان، با مقایسه‌ی عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی و کنترل‌کننده‌ی فازی خالص، ملاحظه شد که در شرایط حضور نامعینی در سیستم تحت مطالعه، کنترل‌کننده‌ی فازی خالص همانند قبل (حالت بدون نامعینی) نتایج مطلوبی نداشته و لازم است در چنین شرایطی، توابع عضویت و همچنین پایگاه قوانینِ کنترل‌کننده‌ی مذکور به‌منظور دست‌یابی به پاسخ بهتر و مطلوب‌تر اصلاح شوند. این در حالی است که کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی قادر است به‌واسطه‌ی قاعده‌ی تعدیل، پارامترهای تنظیم کنترل‌کننده‌ی فازی را با توجه به شرایط جاری تنظیم کند تا بهترین عملکرد و کم‌ترین خطا در تعقیب فرامین حاصل شود.

تفاوت موجود در روش کنترل فازی تطبیقیِ ارائه‌شده در این مطالعه با سایر مطالعات از این دست، عمدتاً به قاعده‌ی تنظیم پایگاه قوانین کنترل‌کننده‌ی فازی آنها مرتبط است. در روش به‌کار رفته در این نوشتار از قاعده‌ی ترکیب لیاپانوف برای طراحی قاعده‌ی تعدیل استفاده شده است. در عمده مقالات مطالعه شده تحت این مضمون، سیستم کنترل ارائه شده، کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی مدل مرجعی بوده‌اند که یا از یک مدل فازی معکوس برای به‌روزرسانی پارامترهای تنظیم کنترل‌کننده‌ی فازی استفاده می‌کنند، یا از مدل معکوس همان پلانت تحت کنترل. برخی دیگر از مقالات نیز در زمینه‌ی کنترل فازی تطبیقی وجود دارند که در آنها از روش گرادیان نزولی به‌صورت یک الگوریتم پس‌انتشار خطا برای آموزش و به‌روزرسانی پارامترهای تنظیم سیستم فازی بهره می‌برند. روش‌های دیگری همچون روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم نیز وجود دارد که در آن کنترل‌کننده‌ی فازی متشکل از تعدادی سیستم فازی است که این سیستم‌ها از روی دانش سیستمی مدل پلانت تحت کنترل ساخته شده‌اند.

در نوشتار حاضر، یک سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم مطرح شد که در آن سیستم فازی از دانش کنترلی ــ و نه از دانش سیستمی (برخلاف سایر روش‌ها) ــ ساخته شده است، و در ساخت آن از حداقل تعداد قواعدِ اگر ـ آنگاه (یعنی ۹ قاعده) استفاده شده است. همچنین این رویکرد نیازمند فرضیه‌های محدودتری نسبت به طرح غیرمستقیم است و مسئله‌ی سینگولاریتی در این کنترل‌کننده کم‌تر و به‌ندرت به‌وجود می‌آید.

هدف ما در این مقاله نقض کارایی سایر روش‌های مورد استفاده در زمینه‌ی کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی نیست بلکه بیان میزان تأثیر روش کنترلی مطرح‌شده در جبران اغتشاشات و نامعینی‌های موجود در سیستم‌هایی نظیر مدل مطرح شده در این مقاله، نسبت به کنترل‌کننده‌های فازی غیرتطبیقی است.

با توجه به مقالات و منابع از این دست،[۷-۱۰] به جرأت می‌توان بیان کرد که روش مطرح شده در این مقاله و ایده‌ی پیاده‌سازی آن روی یک مدل ۶ درجه آزادی از یک موشک هوا به زمین (برگرفته از موشک AGM-۱۱۴ ساخت ایالات متحده) ایده‌یی نو بوده که در سایر مقالات و مراجع از این دست مشاهده نمی‌شود.

به‌طور کلی، مهم‌ترین مزیت‌های کنترل فازی تطبیقی طراحی شده را می‌توان چنین خلاصه کرد:

- در چنین ساختاری عملکرد و کارایی بهتر معمولاً قابل دست‌یابی است، چرا که کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی می‌تواند خود را با توجه به تغییرات محیطی تنظیم کند.
- دانش کم‌تری از سیستم تحت کنترل لازم است، چرا که قاعده تعدیل می‌تواند در جهت یادگیری دینامیک سیستم در طی عملیات زمان حقیقی کمک کند.

منابع (References)

1. Sharma M. and Ward, D.G. "Flight-path angle control via neuro-adaptive backstepping", Report of the American Institute of Aeronautics and Astronautics, USA (2002).
2. Menon P.K. and Ohlmeyer, E.J. "Computer-aided synthesis of nonlinear autopilots for missiles", *Nonlinear Studies*, **11**(2), pp. 173-198 (2004).
3. Yu-ting, X., Wen-jin, G., Peng-cheng H. and Guo-sheng, W. "Design of an adaptive stepping sliding mode controller for uncertain anti-ship missiles", *IEEE*, China, pp 677-681 (2010).
4. Lin, C.L. and Su, H.W. "Intelligent control theory in guidance and control system design: An overview", *Proceedings of the National Science Council ROC(A)*, **24**(1), pp. 15-30 (2000).
5. Lin, C.L. and Hwang, C.L. "A dynamically fuzzy gain-scheduled design for missile autopilot", *The Aeronautical Journal*, **1**(2), pp. 599-605 (October 2003).
6. Mehrabian A.R. and Hashemi, S.V. "Fuzzy linear parameter varying modeling and control of an anti-air missile", *International Journal of control - Automation and systems*, **5**(3), pp. 324-328 (June 2007).
7. Parkash R. and Anita, R. "Design of intelligent adaptive control using neural network and fuzzy logic controller", *European Journal of Scientific Research*, ISSN 1450-216X **57**(1), pp. 156-174 (2011).
8. Yuan, Y., Feng, Y. and Gu, W. "Fuzzy model reference learning control for aircraft pitch autopilot design", *8th International Conference on Control, Automation. Robotics and Vision Kunming*, China (6-9th December 2004).
9. Vascak, J. "Performance- based adaptive fuzzy control of aircrafts", *IEEE International Fuzzy System Conference*, pp.761-764 (2001).
10. Patil, N.J., Chile, R.H. and Waghmare, L.M. "Implementation of model reference adaptive fuzzy controller", *IET-UK International Conference on Information and Communication Technology in Electrical Sciences* (ICTES 2007), pp. 100-104 (2007).
11. Wang, L.X. "A course in fuzzy systems and control", Prentice-Hall International inc., Hong Kong University of Science and Technology (1997).

12. Nelson, R.C., *Flight Stability and Automatic Control*, McGraw-Hill book company, Aerospace & Mechanical Engineering Department University of Notre Dame, New York (1989).

13. Elhalwagy, Y.Z. and Tarbouchi, M. "Hybrid fuzzy model reference learning control for missile autopilot design", *WSEAS Int. Conferences MCBC, MCBE, ICAMSL, ICAI,* Puerto De La Cruz, Tenerife, Spain, ID 452-108, (19-21 Dec. 2002).

14. Astrom, K.J., *Adaptive Control*, Wesley (1995).

ADAPTIVE SYSTEM CONTROL DESIGN USING FUZZY LOGIC THEORY FOR AN AIR TO GROUND MISSILE

S. Saeedy
saeedsaeedi.eng@gmail.com
S. H. Sadati(corresponding author)
hsadati@hotmail.com
M.A.Shahi Ashtiani
ma_shahi@yahoo.com

Dept. of Aerospace Engineering
Maleke-ashtar University of Technology

Sharif Mechanical Engineering Journal
Volume 29, Issue 2, Page 65-73, Original Article

© Sharif University of Technology

- Received 3 January 2012; received in revised form 6 October 2012; accepted 20 April 2013.

Abstract

Abstract - In the past, the field of missile guidance and control system design has been dominated by classical control techniques. Typically these techniques are either time domain or frequency domain based, are applicable to linearized and time-invariant plants. Nonlinearities and time-varying effects must be coped with by a robustness margin of the control loop. The performance of the loop is hence not constant but will change with the operating point. When the time variation and nonlinearities are severe, it may not be an easy task to find a controller that can cope with it all. In recent years, we have seen a growing interest in applications of robust, nonlinear, adaptive and intelligent control theories to missile flight guidance and control systems. The main advantage of intelligent over classical control is that the former can provide robust systems when there are model and environmental uncertainties. Fuzzy logic, by giving control laws based on input-output relationships, avoids the need for accurate knowledge of system dynamics, and is thus insensitive to their changes. In simple systems the classical controller may be preferred while systems with more complex requirements and capabilities, the increased abilities of the fuzzy controller may be useful. In such a system, it is frequently advantageous to use hybrid intelligent systems. The resulting control system can incorporate many desirable qualities, such as robustness, ease of adaptability to new tasks, and is faster to produce than traditional methods that are heavily model dependent. Another feature of intelligent systems is that they could combine knowledge, techniques, and methodologies from various sources. These intelligent systems supposed adapt themselves and learn to enhance the performance in changing environments. In this paper, an adaptive control structure based on fuzzy logic theory is presented. In this structure the control objective is track the command of Euler angles. In the aforementioned control system, fuzzy controller's knowledge-base, rule base are updated with continuous adjustment of membership function and weight of fuzzy controller though online learning. In this approach, fuzzy systems are used to approximate unknown ideal controllers. The adjustable parameters of the fuzzy systems are updated by an adaptive law based on a Lyapunov approach, i.e., the parameter adaptive laws are designed in such a way to ensure the convergence of a Lyapunov function. Finally the Simulation results for an air to ground short range missile with uncertain aerodynamic coefficients are presented to proof the proposed control law.

Key Words: autopilot, air to ground missile, intelligence control, direct adaptive fuzzy controller.