نشریه مهندسی مکانیک امیرکبیر

نشریه مهندسی مکانیک امیرکبیر، دوره ۵۴، شماره ۱۰، سال ۱۴۰۱، صفحات ۲۲۹۷ تا ۲۳۱۴
DOI: 10.22060/mej.2022.20400.7228

طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطا در سیستم کنترل پرواز

امید صدقی، سید حسین ساداتی*، جلال کریمی

مجتمع دانشگاهی هوافضا، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران.

خلاصه: بروز هرگونه اشکالی در سیستم کنترل پرواز ممکن است باعث رخداد مشکلی جبران‌ناپذیر شود. بصورت معمول یک سیستم با قابلیت اطمینان بالا به همراه نیروی تصمیم‌گیری انسانی برای جلوگیری از بروز چنین خطاهایی و یا اصلاح آنها در یک جسم پرنده مورد استفاده قرار می‌گیرد. طراحی سیستم کنترل‌کننده‌ی تحمل‌پذیر خطا به منظور مقابله با انواع مختلفی از خطاهایی که در سیستم امکان وقوع دارند، صورت می‌پذیرد. سیستم‌های کنترلی تحمل‌پذیر خطا به دو بخش اصلی تقسیم می‌شوند. بخش اول مرحله تشخیص و جداسازی خطا و بخش دوم مرحله طراحی سیستم کنترل برای غلبه بر آثار خطای به وجود آمده در سیستم. بسته به نوع خطا و مکان خطا اعم از سنسور، عملگر یا اجزا، سیستم کنترلی بایستی توانایی از بین بردن اثرات آن خطا را داشته باشد. در این مقاله در مرحله تشخیص و شناسایی خطا از یک مشاهده‌گر عصبی-تطبیقی و در مرحله طراحی کنترل‌کننده از روش گام به عقب استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی با معادلات شش درجه آزادی غیر خطی برای مدل هواپیمای اف-۱۸ نشان دهنده کارایی مناسب الگوریتم پیشنهادی در تشخیص و جبران‌سازی اثرات خطا است.

تاریخچه داوری:
دریافت: ۱۴۰۰/۰۵/۲۳
بازنگری: ۱۴۰۰/۱۰/۲۳
پذیرش: ۱۴۰۱/۰۵/۰۹
ارائه آنلاین: ۱۴۰۱/۰۸/۲۹

کلمات کلیدی:
سیستم کنترل تحمل‌پذیر خطا
تشخیص و جداسازی خطا
مشاهده‌گر
شبکه‌های عصبی
کنترل تطبیقی
کنترل گام به عقب

۱- مقدمه

با توجه به کاربرد گسترده سیستم‌های کنترلی، این مساله امری ضروری است که اگر در روند کاری این سیستم‌ها اختلالی ایجاد شود چه اتفاقی رخ می‌دهد. انحراف غیرمجاز حداقل یک پارامتر یا مشخصه سیستم از شرایط مطلوب را خطا می‌گویند [۱]. ایجاد خطاهای اندازه‌گیری باعث تغییر مستقیم در مشخصه‌های دینامیکی سیستم می‌شود. این موارد منجر به تنزل عملکرد سیستم و حتی از کار افتادگی کل آن می‌شود. عیب از لحاظ محل وقوع اغلب در سه دسته عیب‌های عملگری، حسگری و پارامتری و از دیدگاه زمانی در سه نوع مدل‌سازی ورود ناگهانی، نرم و موقتی تقسیم‌بندی می‌شود [۲]. عیب‌یابی سه وظیفه مهم تشخیص، جداسازی و شناسایی (تخمین) آن را بر عهده دارند. در مرجع [۳] عیب‌یابی مبتنی بر افزونگی تحلیلی مورد بحث و بررسی قرار گرفت. افزونگی تحلیلی در مقایسه با افزونگی سخت‌افزاری، از نظر کاهش هزینه بسیار مفیدتر است؛ اما با مشکلاتی مانند نویزهای محیطی، خطاهای مدل‌سازی اجتناب‌ناپذیر و پیچیدگی دینامیک سیستم و ساختار کلی روبه‌رو است. در مرجع [۴ و ۵] الگوریتم تشخیص اتوماتیک و مکان‌یابی خطا ارائه شد. در این روش از تقریب‌زن‌های همزمان و الگوریتم‌های آموزش تطبیقی استفاده شد. تقریب‌زن همزمان یک مدل از شبکه‌عصبی است که بر تغییرات دینامیک سیستم (ناشی از شکست) نظارت دارد. در مرجع [۶] یک شبکه‌عصبی حلقه‌باز به عنوان مدل آموزش داده شد که در آن از دو کنترل‌کننده‌ی تناسبی-انتگرالی-مشتقی استفاده شد. یکی برای فرآیند اصلی و دیگری برای شبکه عصبی که از فرآیند اصلی تبعیت می‌کند. اگر بین فرآیند مدل شده (y_p) و مدل مرجع (y_m) تفاوت وجود داشته باشد، یک باقی‌مانده غیرصفر تولید می‌شود. با توجه به مقدار باقی‌مانده یک مدل شبکه‌عصبی خطادار و مسیر جبران برای بهبود خطای مربوطه و شرایط کاری انتخاب می‌شود. در مرجع [۷] کنترل‌کننده عصبی پیشنهاد شده که میزان تحمل‌پذیر بودن خطای یک هواپیمای جنگنده در حین فرود را افزایش

* نویسنده عهده‌دار مکاتبات: hsadati@aut.ac.ir

حقوق مؤلفین به نویسندگان و حقوق ناشر به انتشارات دانشگاه امیرکبیر داده شده است. این مقاله تحت لیسانس آفرینندگی مردمی (Creative Commons License) در دسترس شما قرار گرفته است. برای جزئیات این لیسانس، از آدرس https://www.creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/legalcode دیدن فرمائید.

می‌داد. این کنترل‌کننده شبکه عصبی یک روش آموزش خطای پس‌خور با یک شبکه‌عصبی مبتنی بر تابع شعاعی دینامیکی به کار می‌گیرد. در این روش آموزش به‌صورت همزمان انجام می‌شود. با این روش خطاهای بزرگ بهتر کنترل می‌شوند و سرعت عمل بالاتری دارد. پرهینسکی و همکاران [۸] در بخش شناسایی و تشخیص خطا از تخمین‌گرهای عصبی استفاده کردند. برای طراحی قوانین کنترل جهت مکان‌دهی خطای عملگرها از پس‌خور دینامیکی غیرخطی با تقویت شبکه‌های‌عصبی استفاده شد. برای مکان‌دهی خطاها در سنسورها از تغییر خروجی سنسور خراب شده برای تخمین‌های عصبی محاسبه شده در پروسه‌ی تشخیص و شناسایی خطا بهره‌برداری شد. بودسون و گروسکویچ [۹] یک کنترل‌کننده تطبیقی مدل مرجع به عنوان کنترل‌کننده با پارامترهایی که قابل تنظیم است و مکانیزمی که برای تنظیم این پارامترها تعریف می‌شود را ارائه کرد. این روش برای بسیاری از شکست‌های ساختاری سیستم مؤثر است و بیشتر به عنوان مرحله نهایی در الگوریتم‌های دیگر استفاده می‌شود. هدف از اجرای مدل تطبیقی در این روش این است که خروجی فرآیند مجبور به تعقیب یک مدل مرجع شود. دانیه و همکاران [۱۰] با استفاده از تئوری کنترل مقاوم، کنترل‌کننده‌ای طراحی کرده‌اند که از طریق حداقل‌سازی نرم H_∞ ، برای بهینه‌سازی بدترین حالت کارایی سیستم عمل می‌کند. رویکرد H_∞ در کنترل تحمل‌پذیر خطا می‌تواند به عنوان یک شاخص برای نشان دادن وجود اختلال در سیستم حلقه بسته استفاده شود. در مرجع [۱۱] سیستم تحمل نقص فعالی بر پایه کنترل مدل پیش‌بین برای کوادروتور طراحی شد. در این مقاله از روش کنترل مدل پیش‌بین با محدودیت‌های بازه‌ای استفاده شده است و برای تحمل کاهش اثرگذاری عملگر از کالمن فیلتر حالت افزوده بهره گرفته شده است. پیکربندی مجدد کنترل‌کننده در این مقاله از نوع تغییر محدودیت سطوح کنترلی است.

در این مقاله، وجود خطا در سنسور و راهکاری برای از بین بردن اثر این خطا بر عملکرد سیستم مورد بررسی قرار می‌گیرد. برای مقابله با سیستم‌های که به طور ذاتی غیرخطی هستند، مدل‌های غیرخطی مستقیم مورد نیاز است. الهام‌بخش اصلی استفاده از شبکه‌های عصبی در تشخیص و جداسازی خطا است. رویکرد مقاله تشخیص و شناسایی خطا مبتنی بر رؤیتگر تطبیقی عصبی خواهد بود که برای یک هواپیمای جنگنده در مانور اعمال می‌شود. برای این منظور، سیستم کنترلی تحمل‌پذیر خطا در دو مرحله اصلی طراحی می‌شود. در مرحله‌ی اول با استفاده از ترکیب دو روش شبکه عصبی–تطبیقی و الگوریتم فیلترکالمن توسعه یافته وجود خطا شناسایی می‌شود و سپس در مرحله‌ی دوم با استفاده از روش کنترل تطبیقی و روش کنترل گام‌به‌عقب اثر خطای شناسایی شده در سیستم از بین می‌رود. در ادامه، در بخش دوم آشکارسازی خطا و در بخش سوم کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطا طراحی می‌شود. در بخش چهارم به بررسی شبیه‌سازی نتایج پرداخته شده است و کارآمدی طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی بر روی خطاهای به وجود آمده در سنسورها بررسی و در بخش انتهایی نیز نتیجه‌گیری آمده است.

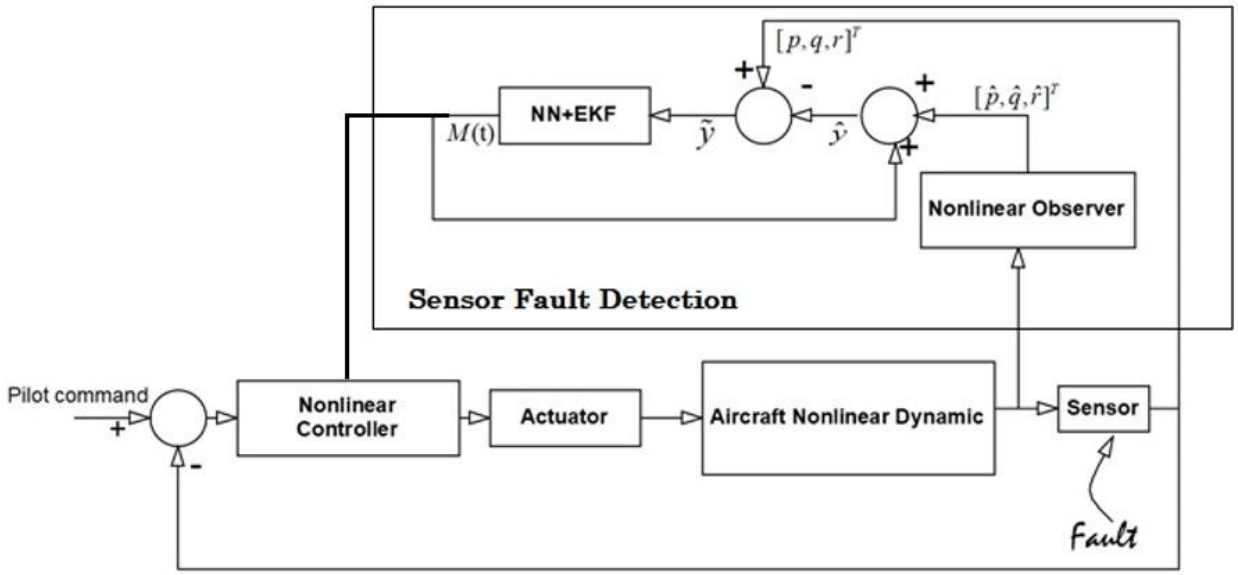
۲- آشکارسازی خطا

روشی که در این مقاله به آن پرداخته و از آن برای طراحی سیستم کنترلی تحمل‌پذیر خطا بهره‌برداری می‌شود شامل دو مرحله اصلی است. در مرحله‌ی اول یعنی در بخش آشکارسازی خطا، با استفاده از ترکیب دو روش شبکه عصبی–تطبیقی و الگوریتم فیلترکالمن توسعه یافته، به منظور به روزرسانی پارامترهای شبکه عصبی، جهت وجود خطا شناسایی می‌شود. سپس در مرحله‌ی دوم کنترل‌کننده‌ای طراحی می‌شود که با استفاده از روش کنترل تطبیقی و با استفاده از روش کنترل گام‌به‌عقب اثر خطای شناسایی شده در سیستم را از بین می‌برد. طرح واره‌ای کلی از آنچه که در این مقاله انجام می‌شود در شکل ۱ آمده است.

مرحله‌ی بعد از تشخیص خطا، شناسایی محل وقوع خطا و جداسازی آن محل از باقی بخش‌ها است. آنچه در واحد آشکارسازی اهمیت دارد این است که دینامیک غیرخطی سیستم تحت بررسی را خطی‌سازی کنیم، تا بتوانیم برای تولید باقیمانده اقدام کرده و در نتیجه با تعیین تابع آستانه خطا را ارزیابی کنیم. در سال‌های اخیر برای بررسی سیستم‌های غیرخطی، مدل‌های غیرخطی ارائه شده است. یکی از این مدل‌ها شبکه‌های عصبی می‌باشد. چون شبکه‌های‌عصبی این توانایی را دارند که توابع غیرخطی را تحت شرایط مشخصی تقریب بزنند [۱۲]. روش مشروح در این بخش یک رویکرد تطبیقی برای طراحی مشاهده‌گر عصبی جهت تشخیص خطا می‌باشد. سیستم غیرخطی زیر را در نظر می‌گیریم:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y(t) &= h(x(t)) + f_s(x,u) \end{aligned} \qquad (۱)$$

که $u \in R^m$ بردار ورودی، $y \in R^r$ خروجی، $x \in R^n$ بردار حالت، $f : R^n \to R^n$ تابع حالت، $g : R^n \to R^{n\times m}$ تابع ورودی، $h : R^n \to R^r$ تابع خروجی، $f_s(x,u) : R^n \to R^r$ بردار خطا که



شکل ۱. طرح کلی سیستم کنترل و آشکارسازی خطا

Fig. 1. Block diagram of control system and error detection

مؤلفه‌هایش دلالت بر خطای سنسور دارند. جهت ساده‌سازی تجزیه و تحلیل پایداری سیستم مشاهده‌گر تطبیقی–عصبی فرض‌های زیر را در نظر می‌گیریم.

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

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

$$A(t)=\left.\frac{\partial f}{\partial x}\right|_{x=\hat{x}}$$

$$C(t)=\left.\frac{\partial h}{\partial x}\right|_{x=\hat{x}}$$

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

$$f(x)-f(\hat{x})=A(t)\tilde{x}(t)+\varphi(\hat{x},x) \qquad (۲)$$

$$h(x)-h(\hat{x})=A(t)\tilde{x}(t)+\psi(\hat{x},x) \qquad (۳)$$

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

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

فرض ۴: عدد حقیقی $l_\varphi>0$ و $l_\psi>0$ وجود دارد، چنانچه ϕ و ψ توسط رابطه زیر محدود است:

$$\|\phi(\hat{x},x\|\le l_\phi\|\tilde{x}(t)\|$$

$$\|\psi(\hat{x},x\|\le l_\psi\|\tilde{x}(t)\|$$

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

$$\beta_1 I_n\le\Gamma(t)\le\beta_2 I_n$$

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

$$A^T\Gamma(t)+\Gamma(t)A+\dot{\Gamma}(t)=-Q \qquad (۴)$$

که Q ماتریس متقارن مثبت معین می‌باشد. مشاهده‌گر عصبی–تطبیقی، مکرراً توسط ورودی مشاهده‌گر، که به صورت $M(t)$ نشان داده می‌شود به روز شده، به گونه‌ای که قادر به تشخیص انحراف ناشی از خطا است.

۲- ۱- مشاهده‌گر عصبی-تطبیقی

در این بخش، مشاهده‌گر عصبی-تطبیقی جهت شناسایی خطای موجود در سیستم غیرخطی معادله (۱) مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد. یک مشاهده‌گر تطبیقی-عصبی با استفاده از ورودی و خروجی سیستم به شرح زیر ساخته می‌شود.

$$\begin{aligned}&\hat{x}=f(\hat{x}(t))+g(\hat{x}(t))\,u(t)\\&\hat{y}(t)=h(\hat{x}(t))+M(t)\\&M_i(t)=W_i(t)\,\sigma(V_i(t)\,I_i(t))\end{aligned}\qquad(۵)$$

که $\hat{x}(t)$ بردار حالت مشاهده‌گر در زمان tام است. $M_i(t)$ برای $i=۱,\cdots,n$ مؤلفه iام بردار ورودی مشاهده‌گر $M(t)$ است. $W_i(t)$ و $V_i(t)=\left[V_{i,1}(t)\cdots,V_{i,p+q}(t)\right]$ پارامترهای ورودی iامین مشاهده‌گر تطبیقی-عصبی در زمان t هستند.

$I_i(t)=\left[M_i(t-\tau)\cdots,M_i(t-p\tau),\tilde{y}_i(t-\tau)\cdots,\tilde{y}_i(t-p\tau)\right]^T$ بوده که τ نشان‌دهنده فاصله زمانی نمونه‌برداری و یا طول گام می‌باشد. $\tilde{y}_i(t)$ به iامین مؤلفه خطای تخمین خروجی $\hat{y}_i(t)=h(x(t)-h(\hat{x}(t)$ گفته می‌شود. $\sigma(.)$ تابع فعال‌ساز سیگموئید و در این مطالعه به صورت $\sigma(x)=(۱-e^{-x})/(۱+e^{-x})$ انتخاب شده است. p و q مناسب بر اساس تأخیر زمانی سیستم‌های عملی و احتیاجات زمان واقعی انتخاب شده است. وجود p و q بزرگ، اگرچه که ضامن همگرایی پروسه‌ی آموزش می‌باشد، اما ممکن است موجب محاسبه بیشتر زمان و در نتیجه ایجاد تأخیر زمانی غیرضروری شود. ورودی مشاهده‌گر به صورت بازگشتی توسط ورودی‌های مشاهده‌گر p مرحله قبل از $M(k-\tau)$ به $M(k-p\tau)$ و خطای خروجی سیستم q مرحله قبل از $\tilde{y}(t-\tau)$ به $\tilde{y}(t-q\tau)$ به‌روز رسانی می‌شود.

۲- ۱- ۱- به‌روز رسانی قانون و همگرایی آن

در این مطالعه، الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته برای به‌روزرسانی پارامترهای مشاهده‌گر تطبیقی-عصبی بکار گرفته می‌شود تا تضمین نرخ همگرایی سریع باشد. پارامترها به صورت زیر تعریف شده است:

$$\theta_i(k)=\left[W_i(k),V_{i,1}(k)\cdots,V_{i,p+q}(k)\right]^T\qquad(۶)$$

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

$$\begin{aligned}&\theta_i(k)=\theta_i(k-1)+\eta_i\,K_i(k)\left[\,y_i(k)\cdots,\hat{y}_i(k)\,\right]\\&K_i(k)=P_i(k)\,H_i(k)[H_i^T(k)\,P_i(k)\,H_i(k)+R_i(k)]^{-1}\\&P_i(k+1)=P_i(k)-K_i(k)\,H_i^T(k)\,P_i(k)\end{aligned}\qquad(۷)$$

که η_i ثابت آموزش است. $K_i(k)$ بهره کالمن، $P_i(k)$ ماتریس کوواریانس خطای تخمین حالت و $R_i(k)$ ماتریس کوواریانس تخمین زده شده نویز می‌باشند. در اینجا، $R_i(k)$ بصورت بازگشتی محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned}R_i(k)=R_i(k-1)+\\[\tilde{y}_i^2(k)-R_i(k-1)]/k\end{aligned}\qquad(۸)$$

که $H_i(k)$ عبارتست از مشتق $\hat{y}_i(k)$ نسبت به θ_i می‌باشد. براساس ورودی مشاهده‌گر در رابطه (۴)، بدین صورت بیان می‌شود:

$$H_i(k)=\left.\frac{\partial\hat{y}_i(k)}{\partial\theta_i}\right|_{\theta_i=\theta_i(k-1)}=\begin{cases}h'\,\sigma(Z_i(k)) & \theta_i=W_i\\ h'\,W_i(k)\,M_i(k-j)\;\sigma'(Z_i(k)) & \theta_i=V_{i,j}\\ h'\,W_i(k)\,\tilde{y}_i(k-j)\;\sigma'(Z_i(k)) & \theta_i=V_{i,p+j}\end{cases}\qquad(۹)$$

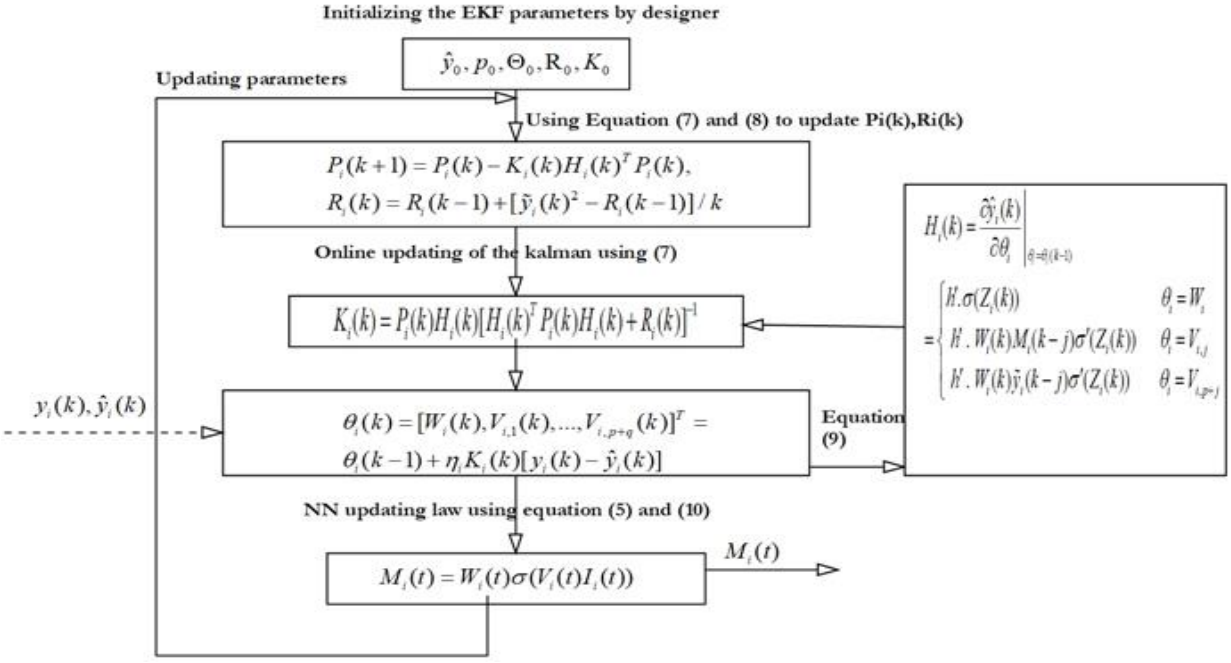
که در رابطه (۹)، $Z_i(k)$ به‌صورت (۱۰) تعریف می‌شود

$$Z_i(k)=\sum_{j=1}^{p}V_{i,j}(k)\,M_i(k-j)+\sum_{j=1}^{q}V_{i,p+j}(k)\,\tilde{y}_i(k-j)\qquad(۱۰)$$

در شکل ۲ نمای کلی مراحل به‌روز رسانی ضرایب شبکه عصبی تطبیقی با استفاده از الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته نشان داده شده است.

۲- ۲- معادلات حرکت جسم پرنده

برای دستیابی به یک سیستم کنترلی تشخیص خطا، نیاز به وجود یک مدل دینامیکی از سیستم تحت بررسی می‌باشد. مدل دینامیکی غیرخطی هواپیما را می‌توان توسط معادلات دیفرانسیل غیرخطی مرتبه اول (با فرض زمین مسطح) به شکل (۱۱) نوشت [۱۵-۱۳]:



شکل ۲. بلوک دیاگرام بروز رسانی ضرایب شبکه عصبی با استفاده از الگوریتم فیلتر کالمن توسعه‌یافته

Fig. 2. Block diagram of neural networks coefficients updating process using extended Kalman filter

$$\dot{p} = \frac{I_z l_{aero} + I_{xz} n_{aero}}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{I_{xz}(I_x - I_y + I_z)pq + [I_z(I_y - I_z) - I_{xz}^2]qr}{I_x I_z - I_{xz}^2}$$

$$\dot{q} = \frac{1}{I_y}\left(m_{aero} + pr(I_z - I_x) + I_{xz}(r^2 - p^2)\right)$$

$$\dot{r} = \frac{I_{xz} l_{aero} + I_x n_{aero}}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{\left(I_x(I_x - I_y) + I_{xz}^2\right)pq - I_{xz}\left(I_x - I_y + I_z\right)qr}{I_x I_z - I_{xz}^2}$$

$$\dot{\beta} = p\sin\alpha - r\cos\alpha + \frac{1}{MV}(M\,g\,(\sin\gamma\sin\mu) + \frac{1}{MV}(D\,\sin\beta + Y\,\cos\beta - T\,\sin\beta\,\cos\alpha)$$

$$\dot{\alpha} = q - (p\cos\alpha + r\sin\alpha)\tan\beta + \frac{1}{MV\cos\beta}(-T\,\sin\alpha - L + M\,g\cos\gamma\cos\mu)$$

$$\dot{\mu} = \frac{1}{\cos\beta}(p\cos\alpha + r\sin\alpha) - \frac{g}{V}\tan\beta\,\cos\mu\,\cos\gamma + \frac{L + T\sin\alpha}{MV}(\tan\gamma\sin\mu + \tan\beta) + \frac{Y}{MV}\tan\gamma\cos\mu\cos\beta$$

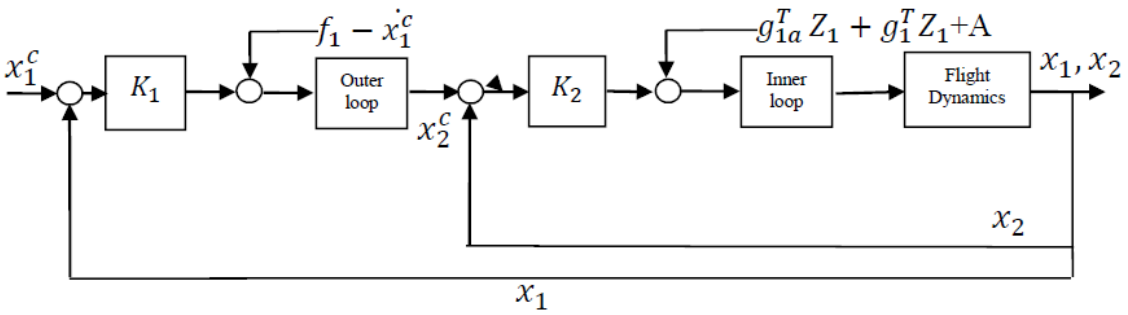
$$\dot{\gamma} = \frac{1}{mV}(L\cos\mu - Mg\cos\gamma - Y\,\sin\mu\cos\beta) + \frac{T}{MV}(\sin\mu\sin\beta\cos\alpha + \cos\mu\sin\alpha)$$

$$\dot{\chi} = \frac{L\sin\mu + Y\cos\mu\cos\beta + T(\sin\mu\sin\alpha - \cos\mu\sin\beta\cos\alpha)}{mV\cos\gamma}$$

$$\dot{V} = \frac{1}{M}(-D - M\,g\sin\gamma + T\cos\beta\cos\alpha + Y\sin\beta) \qquad (۱۱)$$

معادله اول، معادلات حاکم بر دینامیک چرخش هواپیما شامل p نرخ پیچ، q نرخ رول و r نرخ یاو در مختصات بدنی می‌باشند. سه معادله دوم، معادلات حاکم بر حرکت هواپیما نسبت به بردار سرعت هستند. در اینجا α زاویه حمله، β زاویه سرش جانبی و μ زاویه چرخش حول بردار سرعت است. سه معادله آخر چرخش بردار سرعت نسبت به فضای اینرسی را بیان می‌کند. در اینجا γ زاویه مسیر پرواز ، χ زاویه سرعت با شمال و V سرعت هواپیما است [۱۴]. در معادله‌های بالا D, L و T نیروی‌های برا، پسا و تراست، I_y, I_x و I_z ممان های اینرسی، M جرم و g شتاب جاذبه و m_{aero}, l_{aero} و n_{aero} ممان‌های آیرودینامیکی رول ،پیچ و یاو هستند.

ممان‌های آیرودینامیکی که از مشخصه‌های خطی و غیرخطی کنترل و پایداری جسم پرنده هستند به صورت زیر تعریف می‌شوند:



شکل ۳. شمای کلی کنترل‌کننده بر اساس روش گام به عقب

Fig. 3. Controller general scheme based on back steeping method

$$\hat{l}_{aero} = 1/2\rho V^2 Sb\left(C_{l\beta}(\alpha)\beta + C_{lp}(\alpha)\frac{pb}{2V} + C_{lr}(\alpha)\frac{rb}{2V}\right)$$
$$\hat{m}_{aero} = 1/2\rho V^2 S\bar{c}\left(C_m(\alpha)\beta + C_{mq}\frac{\bar{c}q}{2V}\right) \quad (۱۲)$$
$$\hat{n}_{aero} = 1/2\rho V^2 S\bar{b}\left(C_{n_\beta}(\alpha)\beta + C_{n_p}(\alpha)\frac{pb}{2V} + C_{nr}\frac{rb}{2V}\right)$$

۲- ۳- فرآیند طراحی کنترل گام به عقب

پروسه‌ی طراحی کنترلر در این روش به دو مرحله‌ی اصلی با دو حلقه کنترلی، همانطور که در شکل ۳ نشان داده شده است، تقسیم می‌شود. در حلقه‌ی بیرونی متغیرهای حالت آهسته یعنی زاویه‌های حمله (α) ، سرش جانبی(β) و گردش حول بردار سرعت (μ) کنترل می‌شود. در حلقه‌ی داخلی متغیرهای حالت سریع یعنی سرعت‌های زاویه‌ای p, q, r کنترل می‌شود [۱۶].

در این مقاله حالت‌های $x_۱, x_۲ \in R^۳$ و ورودی کنترل $u \in R^۳$ بشرح ذیل تعریف می‌شود: $x_۱ = [\alpha, \beta, \mu]^T$, $x_۲ = [p, q, r]^T$, $u = [\delta_e, \delta_a, \delta_r]^T$ با انتخاب $x_۱, x_۲, u$ معادلات (۱۱) برای بکار بردن روش‌گام به عقب براساس حالات آهسته و سریع به‌فرم زیر باز نویسی می‌شود.

$$\dot{x}_1 = f_1(\alpha,\beta) + g_1(\alpha,\beta,\gamma,\mu)x_2 + g_{1a}(\alpha,\beta)x_2 + h_1(\alpha,\beta)u \quad (۱۳)$$

$$\dot{x}_2 = f_2(\alpha,\beta,p,q,r) + g_2(\alpha,\beta)u \quad (۱۴)$$

در معادلات فوق پارامترهای $f_۱, f_۲, g_۱, g_۲$ بصورت زیر تعریف می‌شوند:

$$f_1 = \begin{bmatrix} f_\beta(x) \\ f_\alpha(x) \\ f_\mu(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{MV}Y\cos\beta + \frac{1}{MV}[M g \sin\gamma \sin\mu - T\sin\beta\cos\alpha] \\ \frac{-L}{MV\cos\beta} + \frac{1}{MV\cos\beta}(M g\cos\gamma\cos\mu - T\sin\alpha) \\ -\frac{g}{V}\tan\beta\cos\mu\cos\gamma + \frac{L+T\sin\alpha}{MV}(\tan\gamma\sin\mu + \tan\beta) + \frac{Y}{MV}\tan\gamma\cos\mu\cos\beta \end{bmatrix} \quad (۱۵)$$

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

$$g_1(x)=\begin{bmatrix} \sin\alpha & 0 & -\cos\alpha \\ -\tan\beta\cos\alpha & 1 & -\tan\beta\sin\alpha \\ \dfrac{\cos\alpha}{\cos\beta} & 0 & \dfrac{\sin\alpha}{\cos\beta} \end{bmatrix}$$

$$g_2(x)=\begin{bmatrix} L_{\delta_A} & 0 & L_{\delta_R} \\ 0 & M_{\delta_E} & 0 \\ N_{\delta A} & 0 & N_{\delta R} \end{bmatrix}$$

فرضیات ذیل در طراحی و فرایند تجزیه و تحلیل روش گام‌به‌عقب بکار برده می‌شوند.

فرض۶- مسیرهای دلخواه $x_1^c=[\alpha^c,\ \beta^c,\ \mu^c]$ محدود هستند $\left\|[x_1^c,\dot{x}_1^c,\ddot{x}_1^c]\right\|\le c_d$ که $c_d\in R$ یک ثابت مثبت معلوم و $\|.\|$ علامت نرم ۲ بردار یا ماتریس و $\dot{x}_1^c$ و $\ddot{x}_1^c$ مشتق مرتبه اول و دوم سیگنال فرمان ورودی می‌باشد.

فرض ۷- سرعت و فشار دینامیکی با توجه به ارتفاع پروازی تغییر می‌کنند.

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

فرض ۸-انحراف سطوح کنترل اثری بر نیروی آیرودینامیکی ندارد:

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

خطای متغیرهای حالت و ورودی کنترلی u بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} &z_1=x_1-x_1^c \\ &z_2=x_2-x_2^c \quad\rightarrow \\ &x_2^c=g_1^{-1}[-k_1z_1-f_1+\dot{x}_1^c] \\ &u=g_2^{-1}[-k_2z_2-g_{1a}^Tz_1-g_1^Tz_1-A]\ , \\ &A=f_2+f_{2a}x_2-g_1^{-1}\left[k_1\dot{x}_1^c+\ddot{x}_1^c\right] \end{aligned} \tag{۱۶}$$

بلوک دیاگرام سیستم دو حلقه‌ای تعریف شده در ابتدای این بخش در شکل ۳ نشان داده شده است. اثبات پایداری نیز همانند مرجع [۱۶] است.

۳- طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطا

پس از مرحله‌ی شناسایی و آشکارسازی خطا، نوبت به طراحی کنترل‌کننده‌ای است که توانایی غلبه بر اثرات خطاهای ایجاد شده در سیستم، از جمله کاهش عملکرد، ناپایداری و از دست دادن کارایی سیستم را داشته باشد. این موضوع زمانی اهمیت دارد که سیستم تحت کنترل از شرایط نامی (بدون خطا) منحرف شده باشد. روش‌هایی از قبیل تنظیم‌کننده مربعی خطی[1]، کنترل مقاوم [۲۱-۱۷]، کنترل تطبیقی [۹ و ۲۵-۲۲] و کنترل مود لغزشی [۲۶] برای این موارد پیشنهاد شده است. در این مقاله از روش تطبیقی برای تطبیق سیستم با شرایط همراه با خطا استفاده می‌شود. بار دیگر شایان ذکر است که در این تحقیق تنها خطاهای موجود در سنسورها در نظر گرفته می‌شود.

۳- ۱- توصیف خطا

از آن‌جا که خطاهای ایجاد شده در سنسورها غالباً به شکل جمع‌شونده هستند، معادلات حالت سیستم غیرخطی همراه با خطا در سنسور بصورت زیر است:

$$\begin{cases} \dot{x}=f(x,u) \\ y=Cx(t)+F_s f_s \end{cases} \tag{۱۷}$$

که f_s بیانگر ورودی نامعلوم (خطا) سنسور می‌باشد. مقادیر مشتق حالات $p,\ q,\ r$ از رابطه زیر تبعیت می‌کند:

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dot{p}_c+K_p(p_c-p) \\ \dot{q}_c+K_q(q_c-q) \\ \dot{r}_c+K_r(r_c-r) \end{bmatrix} \tag{۱۸}$$

به منظور ساده‌سازی سیستم کنترل پرواز و حذف اثرات ناشی از نویز در این روش، لازم است در معادله (۱۸) از مشتقات مرتبه اول فرمان ورودی حالات سریع $\dot{p}_c,\dot{q}_c,\dot{r}_c$ صرف نظر شود. خطای اعمال شده به سنسورها در زمان گرفتن پس‌خور از نرخ رول، پیچ و یاو انجام می‌شود و خطای مذکور به صورت جمع‌شونده بیان شده است. خطای جمع‌شونده در سنسورهای تحت بررسی بصورت معادله (۱۹) نمایش داده می‌شود:

$$\begin{cases} p_F=p+\hat{p} \\ q_F=q+\hat{q} \\ r_F=r+\hat{r} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \hat{p}=F_{s1}f_s \\ \hat{q}=F_{s2}f_s \\ \hat{r}=F_{s3}f_s \end{cases} \tag{۱۹}$$

که r_F,q_F,p_F مقادیر اندازه‌گیری شده توسط سنسورها همراه با خطا بوده و $q\ ,p$ و r مقادیر صحیح بدون خطا و f_s ورودی نامعلوم

1 Linear Quadratic Regulator (LQR)

جدول ۱. مقادیر اولیه سه مشاهده گر q ،p و r

Table 1. Initial values of three observers p, q, r

مقادیر اولیه / نام مشاهده‌گر	η	المان‌های قطر اصلی ماتریس $P_{.}$	$\theta_{.}$	$R_{.}$
مشاهده‌گر ۱(تخمین خطای p)	۰/۴	۴۰	[۲ ۰/۳ ۱]	۰/۰۰۰۰۲
مشاهده‌گر ۱(تخمین خطای q)	۰/۴	۱	[۱/۹ ۰/۵ ۰/۵]	۰/۰۰۰۰۲
مشاهده‌گر ۱(تخمین خطای r)	۰/۴	۱	[۱/۵ ۱/۵ ۱]	۰/۰۰۰۰۲

خطای سنسورها و (F_{s3}, F_{s2}, F_{s1}) اندازه خطا می‌باشند. لازم به ذکر است که مقادیر $\hat{p}, \hat{q}, \hat{r}$ توسط مشاهده‌گر عصبی تطبیقی شرح داده شده در بخش ۲-۱ تخمین زده می‌شود. کافی است در معادلات (۱۳) تا (۱۶) بجای معادلات حالت سریع p , q و r مقادیر p_F, q_F, r_F (مقادیر دارای خطا) قرار داده شود. ورودی کنترل جدید برای سیستم شامل ورودی کنترل نامی و ورودی کنترل تطبیقی (که باید اثر خطا را کاهش دهد) به صورت معادله زیر تعریف می‌شود.

$$u_{new} = u + U_{ad} \tag{۲۰}$$

بردار u در رابطه سوم (۱۶) تعریف شده است. اگر در رابطه (۱۴) (دینامیک حلقه داخلی) پارامتر u_{new} به جای پارامتر u قرار داده شود، نهایتاً با اعمال یک سری روابط جبری ساده و معادل قرار دادن (۱۸) با (۱۴)،ورودی کنترل تطبیقی به‌صورت (۲۱) بدست می‌آید:

$$U_{ad} = g_2^{-1}\left(\begin{bmatrix} k_p(\hat{p}) \\ k_q(\hat{q}) \\ k_r(\hat{r}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_{\hat{p}}(x) \\ f_{\hat{q}}(x) \\ f_{\hat{r}}(x) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sin\alpha(\alpha_c - \alpha) - tg\,\beta\cos\alpha \times \\ (\beta_c - \beta) + \dfrac{\cos\alpha}{\cos\beta}(\mu_c - \mu) \\ \beta_c - \beta \\ -\cos\alpha(\alpha_c - \alpha) - \\ tg\,\beta\sin\alpha + \dfrac{\sin\alpha}{\cos\beta}(\mu_c - \mu) \end{bmatrix} - g_1^{-1}\begin{bmatrix} k_\alpha\dot{\alpha}_c + \ddot{\alpha}_c \\ k_\beta\dot{\beta}_c + \ddot{\beta}_c \\ k_\mu\dot{\mu}_c + \ddot{\mu}_c \end{bmatrix}\right) \tag{۲۱}$$

۴- شبیه‌سازی سیستم پیشنهادی

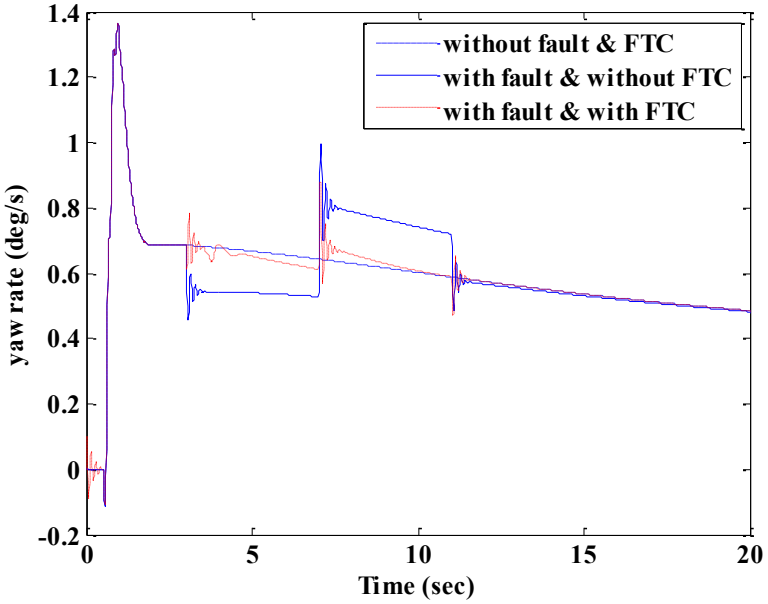
۴- ۱- شبیه‌سازی بخش آشکارسازی و جداسازی خطا

در این بخش با استفاده از کنترل‌کننده طراحی شده در بخش ۳ ، قدرت سیستم کنترلی در جبران‌سازی خطای به وجود آمده در سه سنسور p , q و r نشان داده می‌شود. با سیستم پیشنهادی، از مدل ریاضی شش‌درجه آزادی هواپیمای اف-۱۸ برای شبیه‌سازی استفاده می‌شود. در شبیه‌سازی، به سه خروجی سیستم یعنی p , q وr، ترم‌های خطای سنسور بصورت جمع شونده اضافه می‌شود. برای صحت‌سنجی طراحی انجام شده، سه نوع خطا در سنسورها در نظر گرفته شد که شامل خطای نرم، ناگهانی و موقتی است. برای بخش شناسایی و جداسازی خطا از مشاهده‌گر عصبی-تطبیقی که در بخش ۲-۱ بیان شد، استفاده می‌شود. همچنین مقادیر اولیه‌ی سه مشاهده‌گر p , q و r بصورت جدول ۱ در نظر گرفته می‌شود.

برای مقادیر α , β و μ ورودی‌های مطلوب به صورت زیر در نظر گرفته شد:

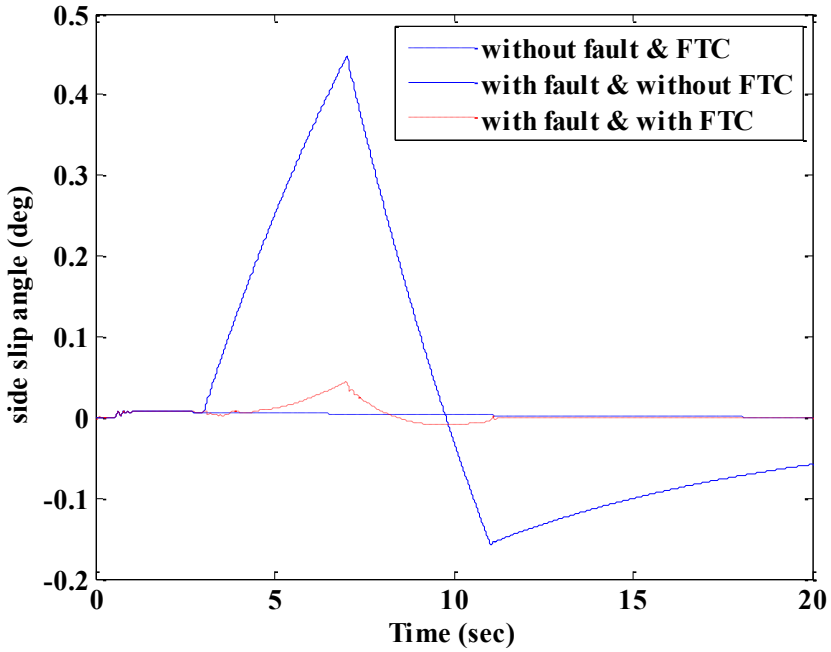
$$\beta = 0^\circ; \qquad t \geq 0$$
$$\alpha = 5^\circ; \qquad t \geq 0.5$$
$$\mu = 0^\circ; \qquad t \geq 0.5$$

در اینجا فقط اعمال خطای موقتی بر روی یکی از سنسورها ارائه می‌شود. در شکل ۴ تغییرات نرخ یاو برحسب زمان و قدرت مشاهده‌گر در تشخیص و تخمین خطای ناشی از اعمال خطای موقتی به نرخ یاو از ثانیه‌ی سوم آمده است. تغییرات زاویه سرش جانبی با خطای موقتی در سنسور r در سه وضعیت بدون خطا و بدون اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا، با خطای موقتی و بدون اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا و همچنین با خطای موقتی در سنسور r و با اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا در شکل ۵ آمده است.



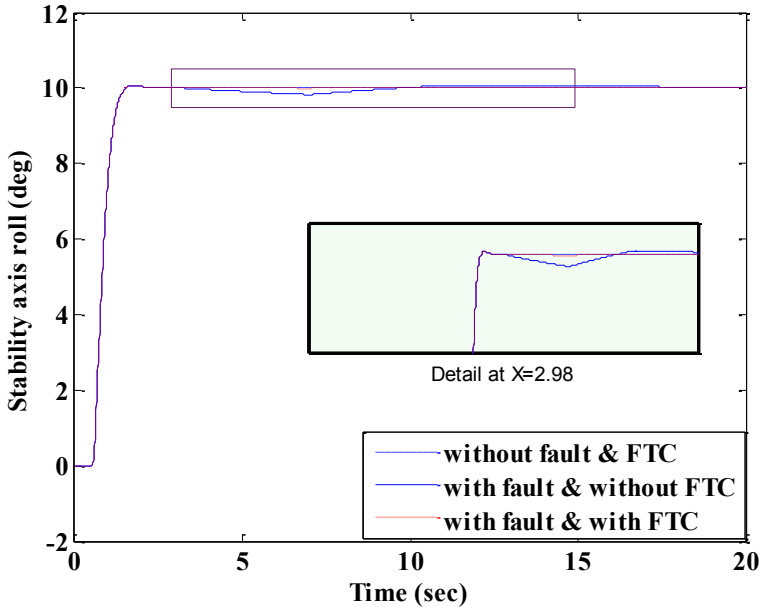
شکل ۴. نمودار تغییرات نرخ یاو بر حسب زمان

Fig. 4. Yaw rate variations with time



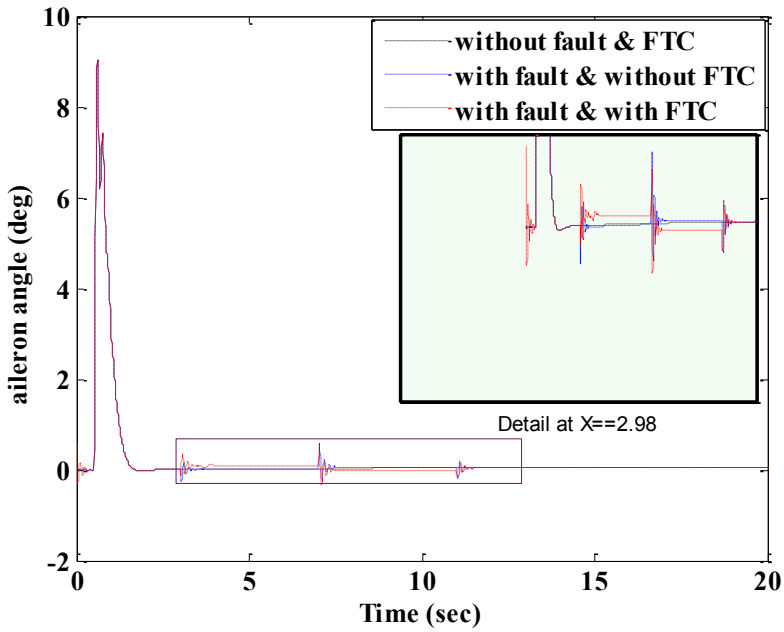
شکل ۵. نمودار تغییرات زاویه‌سرش‌جانبی بر حسب زمان

Fig. 5. Side slip angle variations with time



شکل ۶. نمودار زاویه رول حول بردار سرعت بر حسب زمان

Fig. 6. Time history of the roll angle around the velocity vector

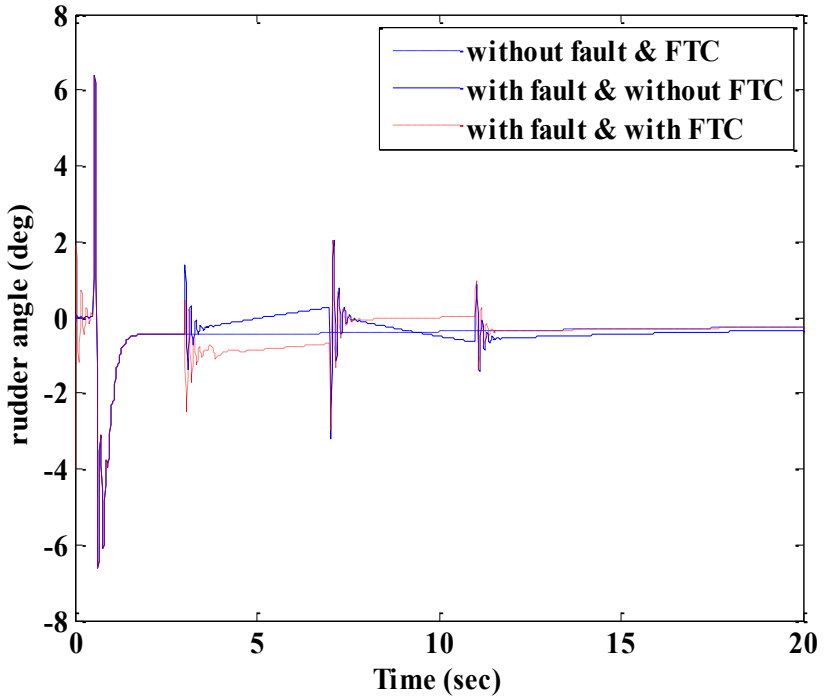


شکل ۷. نمودار تغییرات سطح کنترل ایلران بر حسب زمان

Fig. 7. Time history of the aileron angle

تغییرات زاویه رول حول بردار سرعت در سه وضعیت بدون خطا و بدون اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا، با خطای موقتی در سنسور r و بدون اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا، با خطای موقتی در سنسور r و با اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا در شکل ۶ نشان داده شده است. تغییرات سطح کنترلی ایلران در سه وضعیت بدون خطا و بدون اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا، با خطای موقتی در سنسور r و بدون اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا، با خطای موقتی و با اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا در شکل ۷ نشان داده شده است.

تغییرات سطح کنترلی رادر برحسب زمان در سه وضعیت بدون خطا و



شکل ۸. نمودار تغییرات سطح کنترل رادر بر حسب زمان با اعمال خطای موقتی و تخمین خطا در سنسور r

Fig. 8. Time history of rudder control surface with the application of temporary error and error estimation in sensor r

بدون اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا، با خطای موقتی در سنسور r و بدون اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا، با خطای موقتی و با اعمال کنترل تحمل‌پذیر خطا در شکل ۸ نشان داده شده است.

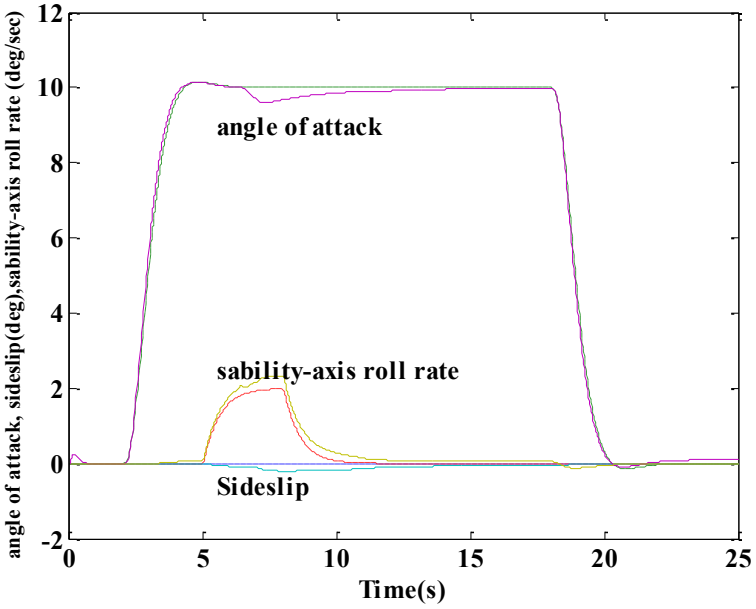
همانطور که از شکل‌های ۴ تا ۸ مشاهده می‌شود، خطای موقتی اعمال شده به سنسور r بر روی زاویه سرش جانبی و زاویه رول حول بردار سرعت تأثیر گذاشته است که با تغییر سطوح کنترلی توسط کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطا تا حدودی جبران شده است.

۴- ۲- شبیه‌سازی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطا بر روی هواپیما در پرواز مانوری

در این بخش با استفاده از کنترل‌کننده طراحی شده در بخش ۳، قدرت سیستم کنترلی در جبران‌سازی خطای به وجود آمده در طی پرواز مانور نشان داده می‌شود. فرض شده است که خطا در هر سه سنسور در ثانیه سوم به وجود آمده است. مدل هواپیمای شبیه‌سازی شده در این مقاله هواپیمای اف-۱۸ و مقادیر فرمان μ, α, β به‌صورت زیر است:

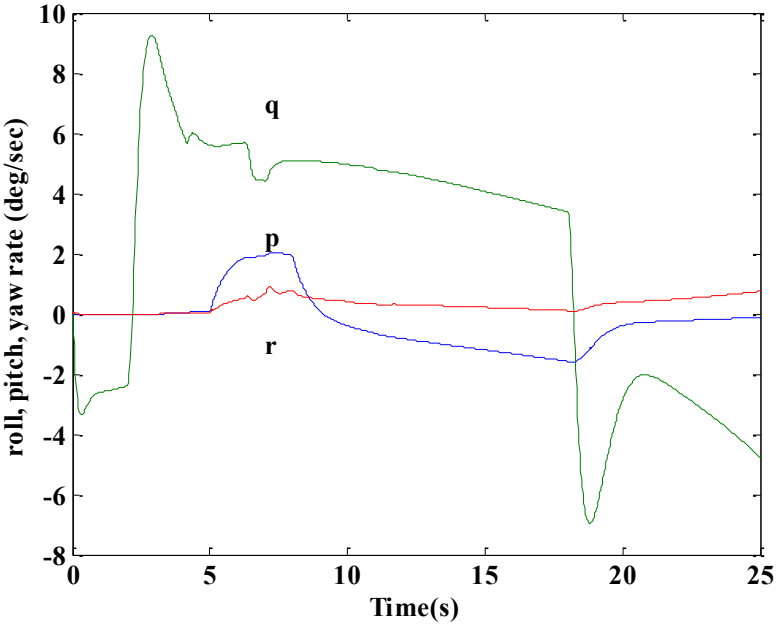
$$
\begin{aligned}
&for\ \ 0 \le t < 2 \quad \sec, \alpha_d = 0\ \&\ \beta_d = 0\ \&\ \dot{\mu}_d = 0\\
&for\ \ 2 \le t < 5 \quad \sec, \alpha_d = 10\ \&\ \beta_d = 0\ \&\ \dot{\mu}_d = 0\\
&for\ \ 5 \le t < 8 \quad \sec, \alpha_d = 10\ \&\ \beta_d = 0\ \&\ \dot{\mu}_d = 2\\
&for\ \ 8 \le t < 18 \quad \sec, \alpha_d = 0\ \&\ \beta_d = 0\ \&\ \dot{\mu}_d = 0\\
&for\ \ 18 \le t < 25 \quad \sec, \alpha_d = 0\ \&\ \beta_d = 0\ \&\ \dot{\mu}_d = 0
\end{aligned}
$$

به‌منظور دستیابی به ارضای فرمان‌های دیفرانسیلی و الزامات کیفیت پروازی، فیلتر فرمان خطی درجه دوم براساس استاندارد میلیتاری ۱۷۹۸-ای استفاده شد. شکل‌های ۹ تا ۱۲ نتایج شبیه‌سازی برای تعقیب سیگنال مرجع x_1^c را نشان می‌دهد. در شکل ۹ این مانور با الویتور یک فرمان پیچ به طرف بالا جهت افزایش زاویه‌حمله α به ۱۰ درجه در حالت تریم در ثانیه ۲ داده شد. فرمان برای نرخ رول در محور پایداری μ در ثانیه ۵ شروع و شامل سه مرحله می‌باشد: ناحیه صعود، ناحیه نگهداری ۲ درجه بر ثانیه و ناحیه جلوگیری. غلت حول محور پایداری هواپیما را حول محور پایداری بگونه‌ای می‌چرخاند که جهت مسیر پرواز را بچرخاند. سپس α کاهش پیدا می‌کند تا دماغه برای α اولیه در ثانیه ۱۸ برسد. کنترل دقیق زاویه لغزش‌جانبی



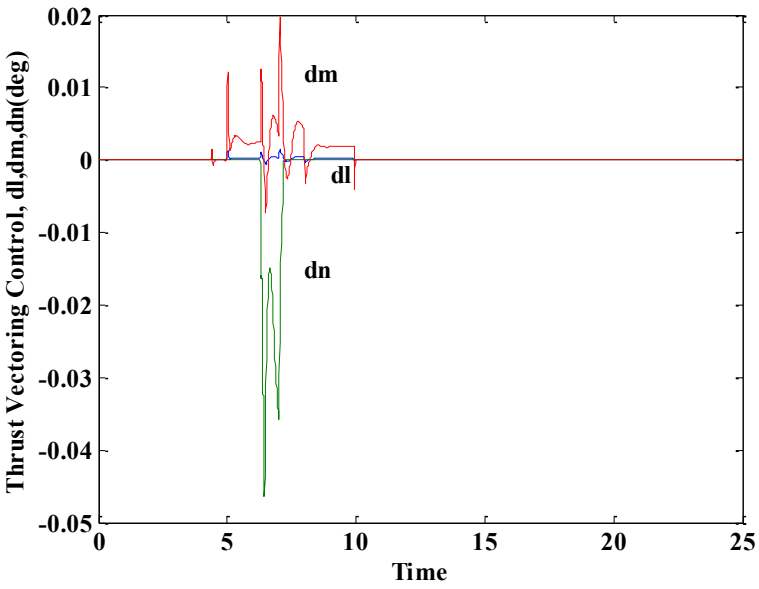
شکل ۹. نمودار مدل‌مرجع و خروجی با کنترلر تحمل‌پذیر خطا

Fig. 9. Time history of angle of attack, roll angle and side slip angle in presence of fault in comparison with commanded signals



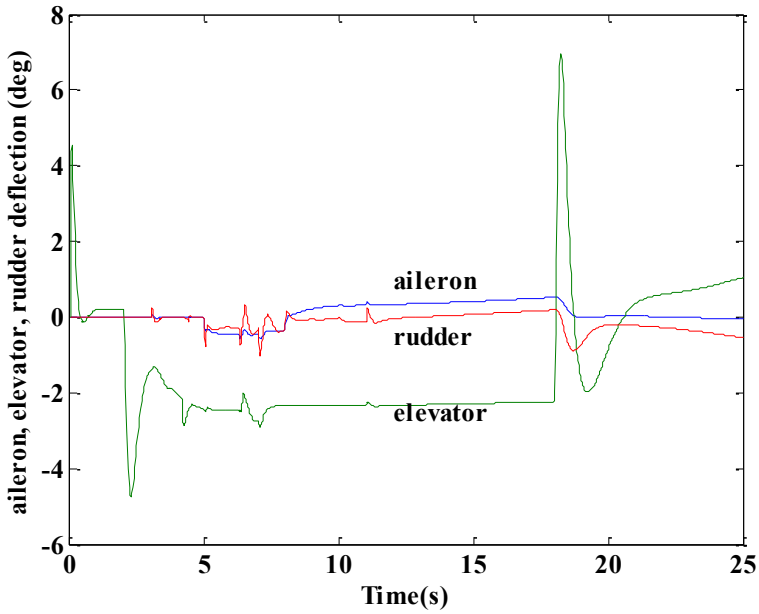
شکل ۱۰. نمودار نرخ زاویه‌ای رول، پیچ و یاو

Fig. 10. Time history of the roll, pitch and yaw rate



شکل ۱۱. نمودار تغییرات زوایای بردار تراست بر حسب زمان

Fig. 11. Time history of the thrust vectoring control



شکل ۱۲. نمودار تغییرات سطوح کنترل آیرودینامیکی

Fig. 12. Aerodynamic control surface deflection vs. time

در این‌گونه مانور بسیار مهم می‌باشد. زاویه لغزش‌جانبی نبایستی از مقدار اولیه تنظیم شده صفر درجه خیلی بیشتر شود. شکل ۱۰ نرخ زاویه‌ای پیچ، یاو و رول را برحسب زمان هواپیما در مانور فوق بر اثر خطای اعمالی ناگهانی به سنسورهای را نشان می‌دهد. شکل ۱۱ نمودار تغییرات زوایای بردار تراست و شکل ۱۲ نمودار تغییرات سطوح کنترل آیرودینامیکی ایلران، الویتور و رادر بر حسب زمان را نشان می‌دهد. همان‌طور که از این شکل‌ها پیداست، سیستم کنترل‌کننده طراحی شده، چنانچه خطای اعمالی ناگهانی به سنسورهای داشته باشد، تعقیب می‌کند. پس می‌توان این‌طور بیان کرد که عملکرد سیستم با وجود کنترلر تنزل پیدا نکرده است.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله روشی نوین برای شناسایی خطا در سنسور معرفی شده است. در این روش، برای مرحله شناسایی و تشخیص خطا، از یک شبکه عصبی‌تطبیقی بهره برده شد که وزن دهی پارامترهای این شبکه توسط الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته صورت پذیرفت. روش کاربردی در این مقاله بر روی هواپیمای جنگنده‌ی اف-۱۸ در پرواز مانوری پیاده‌سازی شد. نتایج شبیه‌سازی عددی نشان می‌دهد که روش پیشنهادی به شکل مؤثر قابلیت تشخیص و شناسایی انواع مختلفی از خطاها را دارا می‌باشد. کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطا طراحی شده نیز با استفاده از جبران‌ساز خطا و تغییر زوایای عملگرها به خوبی بر اثرات سوء ناشی از بروز خطا در سنسورها غلبه کرده است. مقایسه‌ی نتایج شبیه‌سازی این مقاله با سایر فعالیت‌های صورت گرفته، گواه این امر است که در هر دو مرحله‌ی شناسایی خطا و طراحی کنترل‌کننده، نتایج از بهبود چشم‌گیری برخوردار بوده‌اند. کارهای آینده می‌تواند به تشخیص و جداسازی خطا بر روی سیستم‌های دارای تأخیر زمانی، پیاده‌سازی بر روی یک مدل آزمایشگاهی و همچنین استفاده از روش‌های بهینه‌سازی برای طراحی مشاهده‌گرها و تعیین وزن‌های شبکه‌های عصبی متمرکز شود.

منابع

[1] M. Verhaegen, S. Kanev, R. Hallouzi, C. Jones, J. Maciejowski, H. Smail, Fault tolerant flight control-a survey, in: Fault tolerant flight control, Springer, 2010, pp. 47-89.

[2] Z. Gao, C. Cecati, S.X. Ding, A survey of fault diagnosis and fault-tolerant techniques—Part I: Fault diagnosis with model-based and signal-based approaches, IEEE transactions on industrial electronics, 62(6) (2015) 3757-3767.

[3] I. Sadeghzadeh, Y. Zhang, A review on fault-tolerant control for unmanned aerial vehicles (UAVs), Infotech@ Aerospace 2011, (2011) 1472.

[4] M.M. Polycarpou, A.T. Vemuri, Learning methodology for failure detection and accommodation, IEEE control systems magazine, 15(3) (1995) 16-24.

[5] X. Zhang, M.M. Polycarpou, T. Parisini, Integrated design of fault diagnosis and accommodation schemes for a class of nonlinear systems, in: Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No. 01CH37228), IEEE, 2001, pp. 1448-1453.

[6] M.M. Gomaa, Fault tolerant control scheme based on multi-ann faulty models, in: International Conference on Electrical, Electronic and Computer Engineering, 2004. ICEEC'04., IEEE, 2004, pp. 329-332.

[7] A. Pashilkar, N. Sundararajan, P. Saratchandran, A fault-tolerant neural aided controller for aircraft auto-landing, Aerospace Science and Technology, 10(1) (2006) 49-61.

[8] M.G. Perhinschi, M.R. Napolitano, G. Campa, M.L. Fravolini, B. Seanor, Integration of sensor and actuator failure detection, identification, and accommodation schemes within fault tolerant control laws, Control and Intelligent Systems, 35(4) (2007) 309.

[9] M. Bodson, J.E. Groszkiewicz, Multivariable adaptive algorithms for reconfigurable flight control, IEEE transactions on control systems technology, 5(2) (1997) 217-229.

[10] D. Ye, Q.-Y. Fan, G.-H. Yang, H. Wang, Robust H∞ Fault-Tolerant Control for Linear Systems with Fast Adaptive Fault Estimation, IFAC Proceedings Volumes, 47(3) (2014) 6753-6757.

[11] B. Yu, Y. Zhang, Y. Qu, MPC-based FTC with FDD against actuator faults of UAVs, in: 2015 15th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS), IEEE, 2015, pp. 225-230.

[12] K.-i. Funahashi, Y. Nakamura, Approximation of dynamical systems by continuous time recurrent neural networks, Neural networks, 6(6) (1993) 801-806.

[13] D. Birdsall, Flight Stability and Automatic Control—Second edition, RC Nelson, The McGraw-Hill Companies, 1221 Avenue of the Americas, New York, NY 10020-1095, USA 1998. 441pp. Illustrated. $82.50, The Aeronautical Journal, 102(1015) (1998) 299-299.

[14] S.A. Snell, D.F. Enns, W.L. Garrard Jr, Nonlinear inversion flight control for a supermaneuverable aircraft, Journal of guidance, control, and dynamics, 15(4) (1992) 976-984.

[15] B.L. Stevens, F.L. Lewis, E.N. Johnson, Aircraft

control and simulation: dynamics, controls design, and autonomous systems, John Wiley & Sons, 2015.

[16] S. Sadati, M.S. Parvar, M.B. Menhaj, M. Bahrami, Backstepping controller design using neural networks for a fighter aircraft, European Journal of Control, 13(5) (2007) 516-526.

[17] N.E. Wu, Robust feedback design with optimized diagnostic performance, IEEE transactions on automatic control, 42(9) (1997) 1264-1268.

[18] M.L. Tyler, M. Morari, Optimal and robust design of integrated control and diagnostic modules, in: Proceedings of 1994 American Control Conference-ACC'94, IEEE, 1994, pp. 2060-2064.

[19] J. Chen, R.J. Patton, H.-Y. Zhang, Design of unknown input observers and robust fault detection filters, International Journal of control, 63(1) (1996) 85-105.

[20] J. Chen, R.J. Patton, Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems, Springer Science & Business Media, 2012.

[21] H. Seguchi, T. Ohtsuka, Nonlinear receding horizon control of an underactuated hovercraft, International Journal of Robust and Nonlinear Control: IFAC-Affiliated Journal, 13(3-4) (2003) 381-398.

[22] A. Calise, S. Lee, M. Sharma, Direct adaptive reconfigurable control of a tailless fighter aircraft, in: Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit, 1998, pp. 4108.

[23] Y. Diao, K.M. Passino, Intelligent fault-tolerant control using adaptive and learning methods, Control engineering practice, 10(8) (2002) 801-817.

[24] P.M. Frank, Residual evaluation for fault diagnosis based on adaptive fuzzy thresholds, (1995).

[25] A. Abaspour, S.H. Sadati, M. Sadeghi, Nonlinear optimized adaptive trajectory control of helicopter, Control Theory and Technology, 13(4) (2015) 297-310.

[26] H. Alwi, C. Edwards, C.P. Tan, Fault detection and fault-tolerant control using sliding modes, Springer, 2011.

[27] Y. Fan, F.H. Lutze, E.M. Cliff, Time-optimal lateral maneuvers of an aircraft, Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 18(5) (1995) 1106-1112.

[28] K. Well, B. Faber, E. Berger, Optimization of tactical aircraft maneuvers utilizing high angles of attack, Journal of guidance, control, and dynamics, 5(2) (1982) 131-137.

[29] E. Hoffman, H. Stalford, Singular trajectories for time-optimal half-loop maneuvers of a highalpha fighter aircraft, in: Guidance, Navigation and Control Conference, 1989, pp. 3614.

پیوست

مدل زیر برای ضرایب نیروها و ممان آیرودینامیکی در این مقاله مورد استفاده قرار گرفته است [۲۷]:

۱) ضریب پسا

$$C_D=\begin{cases}0.0013\alpha^2-0.00438\alpha+0.0297 & -5\le\alpha\le 20\\ -0.0000348\alpha^2+0.0473\alpha-0.45846 & 20\le\alpha\le 40\end{cases} \quad \text{(پ-۱)}$$

۲) ضریب نیروی جانبی

$$C_Y=-0.0186\beta+\frac{\delta_a}{25}(-0.00227\alpha+0.039)+\frac{\delta_r}{30}(-0.00265\alpha+0.141) \quad \text{(پ-۲)}$$

۳) ضریب نیروی برا

$$C_L=\begin{cases}0.0751\alpha+0.0144\delta_e-0.0309 & -5\le\alpha\le 10\\ -0.00148\alpha^2+0.106\alpha+0.0144\delta_e+0.569 & 10\le\alpha\le 40\end{cases} \quad \text{(پ-۳)}$$

۴) ضریب ممان رول

$$C_l=C_l(\alpha,\beta)-0.0315p+0.0126r+\frac{\delta_a}{25}(0.00121\alpha-0.0628)-\frac{\delta_r}{30}(0.000351\alpha-0.0124) \quad \text{(پ-۴)}$$

که

جدول پ-۱. طلاعات هواپیمای اف-۱۸

Table A1. F-18 aircraft information

S (ft^2)	۴۰۰	m ($slug$)	۱۰۳۶
b (ft)	۳۷/۴۲	I_x ($slug\ ft^2$)	۲۳۰۰۰
c (ft)	۱۱/۵۲	I_y ($slug\ ft^2$)	۱۵۱۲۹۳
I_{xz} ($slug\ ft^2$)	۲۱۳۱/۸	I_z ($slug\ ft^2$)	۱۶۹۹۴۵

جدول پ-۲. محدوده و نرخ چرخش سطوح کنترل و بردار تراست هواپیمای اف-۱۸

Table A2. Range and rotation rate of control surfaces and thrust vector F-18

δ_e	۲۴- تا ۱۰/۵ درجه	$\dot{\delta}_e$	۴۰- تا ۴۰ درجه بر ثانیه
δ_r	۳۰- تا ۳۰ درجه	$\dot{\delta}_r$	۵۶- تا ۵۶ درجه بر ثانیه
δ_a	۲۵- تا ۲۵ درجه	$\dot{\delta}_a$	۱۰۰- تا ۱۰۰ درجه در ثانیه
η	۰ تا ۱	$\dot{\eta}$	۰/۵۵- تا ۰/۵۵ درجه در ثانیه
d_n	۹- تا ۹ درجه	$\dot{d}_n$	۸۰- تا ۸۰ درجه در ثانیه
d_m	۱۵- تا ۱۵ درجه	$\dot{d}_m$	۸۰- تا ۸۰ درجه در ثانیه

$$C_l(\alpha,\beta)=\begin{cases}(-0.00012\alpha-0.00092)\beta & -5\le\alpha\le15\\(0.00022\alpha-0.006)\beta & 15\le\alpha\le25\end{cases} \quad \text{(پ-۵)}$$

۵) ضریب ممان پیچ

$$C_m=-0.00437\alpha-0.0196\delta_e-0.123q+0.0166 \quad \text{(پ-۶)}$$

۶) ضریب ممان یاو

$$C_n=C_n(\alpha,\beta)-0.0142r+\frac{\delta_a}{25}(0.000213\alpha+0.00128)+\frac{\delta_r}{30}(0.000804\alpha-0.0474) \quad \text{(پ-۷)}$$

که

$$C_n(\alpha,\beta)=\begin{cases}0.00125\beta & -5\le\alpha\le10\\(-0.00022\alpha+0.00342)\beta & 10\le\alpha\le25\\-0.00201\beta & 25\le\alpha\le35\end{cases} \quad \text{(پ-۸)}$$

در معادله‌های (پ-۱) تا (پ-۸) تمام زوایا و انحراف سطوح کنترل بر حسب درجه و نرخ‌های زاویه‌ای بر حسب رادیان می‌باشند. حداکثر تراست در امتداد محور طولی که تابعی از عدد ماخ می‌باشد بفرم ذیل است [۲۸ و۲۹]:

$$T_x\max(M)=24000+55000\sin(2.1(M-0.7)) \quad \text{(پ-۹)}$$

با استفاده از میانیابی بین ۳۰ تا ۱۳۰ درجه دسته‌گاز، تراست تابعی از دسته‌گاز و عدد ماخ به فرم ذیل بدست می‌آید:

$$T_x(M,t_h)=T_x\max(M)\left(\frac{t_h-30^\circ}{100^\circ}\right) \quad \text{(پ-۱۰)}$$

مقادیر ثابت و اطلاعات مربوط به هواپیمای اف-۱۸ در جدول پ-۱، و محدوده حرکت و نرخ چرخش سطوح کنترل در جدول پ-۲ آمده است.

چگونه به این مقاله ارجاع دهیم

O. Sedghi, S. H. Sadati , J. Krimi, Design of Fault Tolerant Controller in Flight Control System, Amirkabir J. Mech Eng., 54(10) (2023) 2297-2314.

DOI: 10.22060/mej.2022.20400.7228

این صفحه عمداً خالی است