

کنترل تطبیقی پرواز با استفاده از وارون دینامیک و

شبکه عصبی

سید حسین ساداتیⁱ، محمد باقر منهاجⁱⁱ، مهدی سبزه‌پرورⁱⁱⁱ

چکیده:

در این مقاله ساختار کنترل تعقیب تطبیقی مستقیم با استفاده از شبکه عصبی بیان و بر روی کاربرد شبکه‌های عصبی در ساختار کنترل پرواز بر اساس خطی سازی پس‌خور دینامیک هواپیما تاکید خواهد شد. از شبکه‌های عصبی برای تبدیل معکوس غیرخطی، که در خطی سازی پس‌خور کاربرد دارد، استفاده می‌شود. بکارگیری شبکه‌های عصبی که قادر به یادگیری همزمان هستند برای جبران خطای معکوس سازی ناشی از مدل سازی ناقص، تخمین معکوس یا تغییرات ناگهانی در دینامیک هواپیما ضرورت دارند. قانون سازگاری وزن‌های پایدار برای شبکه عصبی همزمان به دست می‌آید. بر اساس فرضیات متعارف در مورد غیر خطی سازی، که حاکی از خطای معکوس است، از سازگاری الگوریتم اطمینان حاصل می‌شود به طوری که تمام سیگنال‌ها در حلقه به طور یکنواخت محدود می‌شوند و وزن‌های شبکه عصبی همزمان به مقادیر ثابت همگرا می‌گردد. هدف اصلی طراحی این کنترلر نشان دادن تطبیق نامعینی آیرودینامیکی در شکل متغیرهای پارامتریک و دینامیک مدل نشده است که در طراحی کنترل معکوس نامی دیده نمی‌شود. در انتها، نتایج شبیه سازی با معادلات شش درجه آزادی غیرخطی برای مدل هواپیمای F-18 نشان داده می‌شود تا تاثیر قانون کنترل پیشنهاد شده اثبات شود.

کلمات کلیدی

شبکه عصبی، کنترل پرواز، کنترل تطبیقی، آیرودینامیک، وارون دینامیک، نامعینی

Nonlinear Adaptive Flight Control Using Dynamic Inversion and Neural Networks Controller

S. H. Sadati, M. B. Menhaj; M. Sabzeh parvar

ABSTRACT

The theoretical development of the direct adaptive tracking control architecture using neural networks is presented. Emphasis is placed on utilization of neural networks in a flight control architecture based on feedback linearization of the aircraft dynamics. Neural networks are used to represent the nonlinear inverse transformation needed for feedback linearization. Neural networks capable of on-line learning are required to compensate for inversion error, which may arise from imperfect modeling, approximate inversion, or sudden change in aircraft dynamics. A stable weights adjustment rule for on-line neural network is training derived. Under mild assumptions on the nonlinearities representing the inversion error, the adaptation algorithm ensures that all of the signals in the loop are uniformly bounded and that the weights of the on-line neural network parameters tend to constant values. The main objective of the control design is to demonstrate adaptation to aerodynamic uncertainty in the form of both unmodeled parameter variations and unmodeled dynamics not present in the nominal inverting control design. Finally, nonlinear six-degree-of-freedom

ⁱ - دانشجوی دکتری، دانشگاه صنعتی امیر کبیر، عضو هیات علمی دانشگاه مالک اشتر: hsadati@hotmail.com

ⁱⁱ - استاد، دانشگاه صنعتی امیر کبیر: mbmenhaj@yahoo.com

ⁱⁱⁱ - استادیار، دانشگاه صنعتی امیر کبیر: sabzeh@aut.ac.ir

simulation results for an F-18 aircraft model are presented to demonstrate the effectiveness of the proposed control law.

KEYWORDS

Neural Networks- Flight Control-Adaptive Control- Aerodynamic- Dynamic Inversion- Uncertainty

مشکل بعدی این است که معکوس دقیق غیرخطی برای تمام پاکت پروازی به محاسبات زیادی نیاز دارد. نیروها و ممان‌های غیرخطی به دست آمده بایستی در زمان واقعی معکوس شوند. از دیدگاه طراحی، مزیت اصلی این است که دینامیک غیرخطی هواپیما به سیستم خطی تبدیل شود که فرم استاندارد است. اخیراً شبکه‌های عصبی به عنوان یک کنترلر تطبیقی برای سیستم‌های غیرخطی پیشنهاد شده‌اند. کنترلر تطبیقی بر اساس شبکه‌های عصبی با بکارگیری قابلیت تشابه عمومی آنها می‌تواند بدون دانش خاص قبلی در مورد سیستم دینامیکی طراحی شود. این مقاله بر اساس تخمین پسخورخطی‌ساز و ترکیب جبران‌ساز با بهره ثابت است و الحاق شبکه‌های عصبی برای جبران ناشناخته‌های دینامیکی و خطای مدل معکوس می‌باشد. ساختار این مقاله به ترتیب ذیل است: معادلات حرکت پرواز غیرخطی در قسمت دوم، طراحی کنترلر وارن دینامیک در قسمت سوم و کنترلر تطبیقی شبکه‌های عصبی زمانیکه خطای مدل سازی آیرودینامیکی وجود داشته باشد در قسمت چهارم طراحی می‌شوند. در قسمت پنجم شبیه سازی عددی مدل هواپیمای F-18 با استفاده از معادلات حرکت شش درجه آزادی اجرا می‌شود و در انتها نتیجه‌گیری آمده است.

۲- معادلات حرکت هواپیما

در حال حاضر، سیستم‌های کنترل عمومی وجود ندارد و برای هر هواپیما باید طراحی خاصی انجام بگیرد. یکی از روش‌های مورد استفاده برای طراحی سیستم کنترل، روش وارون دینامیک است. برای استفاده از این روش لازم است که طراحی سیستم کنترل بر اساس مدل غیرخطی انجام گیرد و نتایج طراحی برای یک هواپیما با تغییرات جزئی قابل اعمال به هواپیماهای دیگر نیز باشد. دینامیک هواپیما را می‌توان بصورت معادلات دیفرانسیل غیرخطی مرتبه اول به شکل زیر نوشت [۳]:

$$\dot{p} = \frac{I_z I_{aero} + I_{xz} n_{aero}}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \quad (1)$$

$$\frac{I_{xz}(I_x - I_y + I_z)pq + [I_z(I_y - I_z) - I_{xz}^2]qr}{I_x I_z - I_{xz}^2}$$

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

۱- مقدمه

انتظار می‌رود هواپیماهای نسل آینده از عملکرد و مانورپذیری بالایی برخوردار باشند که در این صورت در رژیم‌های پروازی به آیرودینامیک غیرخطی نیاز خواهند داشت. پرواز در حالت استال و یا نزدیک استال در زوایای حمله بالا برای احراز برتری هوایی در هواپیمای جنگنده‌های نسل آینده حائز اهمیت است. عدم قطعیت ناشی با مدل‌سازی، پیچیدگی غیرخطی و پدیده‌های ناپایا مرتبط با پرواز در زاویه حمله بالا، چالش‌های اصلی در طراحی سیستم‌های کنترل پرواز برای این رژیم‌ها است [۱]-[۳].

کنترل سیستم‌های غیرخطی به وسیله خطی‌سازی پسخور خوبی شناخته شده و به‌طور وسیع در سیستم‌های دینامیکی بکار رفته است، به خصوص از این روش در کنترل پرواز هواپیما از طریق تحقیقات تئوری و کاربردی و اجرای آزمون‌های پروازی استفاده شده است. این کار در معکوس حلقه‌های داخلی و خارجی به‌طور جداگانه و بر اساس تخمین دو مقیاس زمانی، که اغلب در دینامیک‌های هواپیما تفکیک‌ناپذیر است، بکار رفته است.

فرایند طراحی این روش می‌تواند به دو مرحله تقسیم شود: در حلقه بیرونی، کنترلر برای حالت‌های آهسته μ, α, β برای تسهیل تعقیب فرمان‌های داده شده به فرض اینکه حالت‌های سریع r, q, p ورودی‌های کنترل هستند طراحی می‌شود. بعد از طراحی کنترلر حالت‌های آهسته در حلقه بیرونی، کنترلر حلقه درونی به‌طور مجزا طراحی می‌شود تا حالت‌های سریع r, q, p مسیره‌های ورودی کنترلر حلقه بیرونی را با بکارگیری ورودی‌های کنترل واقعی الران، الویتور و رادر دنبال کند. این روش در صورتی می‌تواند توجیه شود که مقیاس زمانی کافی بین دینامیک‌های حلقه درونی و بیرونی وجود داشته باشد، بنابر این، حالت‌های r, q, p در حلقه درونی باید خیلی سریع‌تر از حالت‌های μ, α, β در حلقه بیرونی باشند. پایداری این روش مقیاس زمانی را می‌توان از طریق نظریه اغتشاش منفرد بررسی کرد [۴].

اولین مشکل مربوط به بکارگیری خطی‌سازی پسخور در سیستم کنترل پرواز این است که وجود یک مدل کامل و دقیق دینامیک هواپیما از جمله ضرائب آیرودینامیکی الزامی می‌باشد.

۳- قانون کنترل وارون دینامیک (Dynamic Inversion)

۳-۱- حلقه‌های کنترل داخلی برای حالت‌های r, q, p

هدف از وارون دینامیک، بسط قانون کنترل پسخور است که پاسخ سیستم به دستور را خطی کند. به طور کلی دینامیک غیرخطی هواپیما می‌تواند به فرم زیر نوشته شود [۱]-[۴]:

$$\dot{x} = f(x, u), \quad y = Cx \quad (10)$$

حال از خروجی تا آنجا مشتق می‌گیریم که ترم u در آن ظاهر شود. معادلات خروجی را به شکل زیر می‌نویسیم:

$$y^{(d)} = h(x) + G(x)u \quad (11)$$

به عبارت دیگر، معادله کنترلر به صورت زیر است:

$$u = G(x)^{-1}[v - h(x)] \quad (12)$$

که در آن v دینامیک مطلوب سیستم حلقه بسته است. با استفاده از این کنترلر خواهیم داشت:

$$y^{(d)} = h(x) + G(x)\{G(x)^{-1}[v - h(x)]\} = v \quad (13)$$

بدین ترتیب نرخ تغییرات خروجی $y^{(d)}$ به دلخواه خودمان با انتخاب v تعیین می‌شود که v به صورت زیر انتخاب شده و k_0 نیز یک بهره ثابت است:

$$v = \dot{x} = k_0(x_c - x) \quad (14)$$

دینامیک‌های سریع در معادله (۱۵) آمده و ترمهای p_c, q_c, r_c فرمان‌های نرخ رول، پیچ و یاو با قانون کنترل به دست می‌آیند.

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_d \\ \dot{q}_d \\ \dot{r}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_p \\ \omega_q \\ \omega_r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} p_c - p \\ q_c - q \\ r_c - r \end{bmatrix} \quad (15)$$

حال به منظور بکارگیری وارون دینامیک بر اساس معادله (۱۱) معادلات چرخشی حرکت (معادلات ۱ تا ۳) را با ترکیبی از ترم‌های خطی و غیرخطی به شکل زیر مرتب می‌کنیم:

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_p(\bar{x}) \\ f_q(\bar{x}) \\ f_r(\bar{x}) \end{bmatrix} + g(\bar{x}) \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_e \\ \delta_r \end{bmatrix} \quad (16)$$

که \bar{x} شامل هشت بردار از حالت‌های سیستم است:

$$\bar{x} = [V, \beta, \alpha, p, q, r, \mu, \gamma] \quad (17)$$

با تغییراتی در معادله (۱) تا (۳) عبارات زیر برای عناصر $f(\bar{x})$ و $g(\bar{x})$ به دست می‌آید:

$$g(\bar{x}) = \begin{bmatrix} L_{\delta_A} & 0 & L_{\delta_R} \\ 0 & M_{\delta_E} & 0 \\ N_{\delta_A} & 0 & N_{\delta_R} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\dot{r} = \frac{I_{xz} l_{aero} + I_x n_{aero}}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{I_x(I_x - I_y) + I_{xz}^2}{I_x I_z - I_{xz}^2} pq - I_{xz}(I_x - I_y + I_z)qr \quad (3)$$

$$\dot{\beta} = p \sin \alpha - r \cos \alpha + \frac{1}{MV} [M g \sin \gamma \sin \mu] + \frac{1}{MV} [Y \cos \beta - T \sin \beta \cos \alpha] \quad (4)$$

$$\dot{\alpha} = q - (p \cos \alpha + r \sin \alpha) \tan \beta + \frac{1}{MV \cos \beta} [-L + M g \cos \gamma \cos \mu] + \frac{1}{MV \cos \beta} [-T \sin \alpha] \quad (5)$$

$$\dot{\mu} = \frac{1}{\cos \beta} (p \cos \alpha + r \sin \alpha) - \frac{g}{V} \tan \beta \cos \mu \cos \gamma + \frac{L + T \sin \alpha}{MV} [\tan \gamma \sin \mu + \tan \beta] + \frac{Y}{MV} \tan \gamma \cos \mu \cos \beta \quad (6)$$

$$\dot{\gamma} = \frac{1}{mV} [L \cos \mu - M g \cos \gamma - Y \sin \mu \cos \beta] + \frac{T}{MV} [\sin \mu \sin \beta \cos \alpha + \cos \mu \sin \alpha] \quad (7)$$

$$\dot{\chi} = \frac{1}{mV \cos \gamma} \{ [L \sin \mu + Y \cos \mu \cos \beta] + T [\sin \mu \sin \alpha - \cos \mu \sin \beta \cos \alpha] \} \quad (8)$$

$$\dot{V} = \frac{1}{M} [-D + Y \sin \beta - M g \sin \gamma + T \cos \beta \cos \alpha] \quad (9)$$

سه معادله اول، معادلات حاکم بر دینامیک چرخش هواپیماست که در آن: $\dot{p}, \dot{q}, \dot{r}$ به ترتیب نرخ رول، پیچ و یاو در مختصات بدنه هستند. 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 شرح می‌دهد. در اینجا γ زاویه مسیر پرواز، χ زاویه سرعت با شمال و V سرعت هواپیماست.

می‌شوند: $\dot{\mu}_d, \dot{\alpha}_d, \dot{\beta}_d$ به وسیله دینامیک حلقه بسته زیر تعیین

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta}_d \\ \dot{\alpha}_d \\ \dot{\mu}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_\beta \\ \omega_\alpha \\ \omega_\mu \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \beta_c - \beta \\ \alpha_c - \alpha \\ \mu_c - \mu \end{bmatrix} \quad (25)$$

فرمان‌های α_c, β_c به ترتیب ورودی‌های خلبان برای پدال رادر و استیک را نشان می‌دهند. تابع غیرخطی حاصل از کوپلینگ ژيروسکوپی در معادله (۱) تا (۳) حالت پایدار ورودی‌های سه سطوح کنترل و حالت‌های سریع را ارتباط می‌دهد. این ارتباط محاسبه دلخواه r_c, q_c, p_c را جهت بکارگیری ورودی‌های مذکور برای معادلات حالت آهسته را دشوار می‌سازد. به همین دلیل از ترم کوچک $g_{s_2}(\bar{x}_{s_1})$ در معادله (۲۴) صرف‌نظر شده و روابط به شکل ذیل ساده می‌شوند:

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{\alpha} \\ \dot{\mu} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} f_\beta(\bar{x}) \\ f_\alpha(\bar{x}) \\ f_\mu(\bar{x}) \end{bmatrix} + g_{s_1}(\bar{x}_{s_1}) \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (26)$$

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

$$g_{s_1}(\bar{x}_{s_1}) = \begin{bmatrix} \sin \alpha & 0 & -\cos \alpha \\ -\tan \beta \cos \alpha & 1 & -\tan \beta \sin \alpha \\ \frac{\cos \alpha}{\cos \beta} & 0 & \frac{\sin \alpha}{\cos \beta} \end{bmatrix}$$

فرمان‌های r_c, q_c, p_c با معکوس کردن معادله (۲۶) به فرم

ذیل به دست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} p_c \\ q_c \\ r_c \end{bmatrix} = g^{-1}_{s_1}(\bar{x}_{s_1}) \left(\begin{bmatrix} \dot{\beta}_d \\ \dot{\alpha}_d \\ \dot{\mu}_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} f_\beta(\bar{x}) \\ f_\alpha(\bar{x}) \\ f_\mu(\bar{x}) \end{bmatrix} \right) \quad (27)$$

در معادلات (۲۶) و (۲۷) از اثرات حالت پایدار ورودی‌های $\delta_r, \delta_e, \delta_a$ روی دینامیک‌های آهسته صرف‌نظر شده

$$\begin{bmatrix} f_p(\bar{x}) \\ f_q(\bar{x}) \\ f_r(\bar{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_z \hat{l}_{aero} + I_{xz} \hat{n}_{aero}}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \\ \frac{I_{xz}(I_x - I_y + I_z) p q + [I_z(I_y - I_z) - I_{xz}^2] q r}{I_x I_z - I_{xz}^2} \\ \frac{1}{I_y} [\hat{m}_{aero} + p r (I_z - I_x) + I_{xz}(r^2 - p^2)] \\ \frac{I_z \hat{l}_{aero} + I_x \hat{n}_{aero}}{I_x I_z - I_{xz}^2} \\ \frac{I_x(I_x - I_y) + I_{xz}^2}{I_x I_z - I_{xz}^2} p q - I_{xz}(I_x - I_y + I_z) q r \end{bmatrix} \quad (19)$$

ممان‌های آیرودینامیکی به طور کلاسیک از مشخصه‌های خطی کنترل و پایداری هواپیما، که تابع هموار از زاویه حمله می‌باشند، به شرح زیر محاسبه می‌شوند:

$$\hat{l}_{aero} = 1/2 \rho V^2 S b \left[C_{l\beta}(\alpha) \beta + C_{lp}(\alpha) \frac{pb}{2V} + C_{lr}(\alpha) \frac{rb}{2V} \right] \quad (20)$$

$$\hat{m}_{aero} = 1/2 \rho V^2 S \bar{c} \left[C_m(\alpha) \beta + C_{mq} \frac{\bar{c} q}{2V} \right] \quad (21)$$

$$\hat{n}_{aero} = 1/2 \rho V^2 S \bar{b} \left[C_{n\beta}(\alpha) \beta + C_{nr}(\alpha) \frac{rb}{2V} + C_{nr} \frac{rb}{2V} \right] \quad (22)$$

در این جا فرض شده است که سیستم کنترلی استفاده شده، وظیفه‌اش گرفتن فرمانهای $\dot{r}, \dot{q}, \dot{p}$ و تعیین $\delta_e, \delta_a, \delta_r$ است. طبق معادله (۱۲) داریم:

$$u = \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_e \\ \delta_r \end{bmatrix} = g^{-1}(\bar{x}) \left(\begin{bmatrix} \dot{p}_d \\ \dot{q}_d \\ \dot{r}_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} f_p(\bar{x}) \\ f_q(\bar{x}) \\ f_r(\bar{x}) \end{bmatrix} \right) \quad (23)$$

با جایگذاری معادله (۱۵) در معادله (۲۳) کنترل u برای ایجاد سیستم خطی به دست می‌آید.

۳-۲- حلقه‌های خارجی برای کنترل حالت‌های μ, α, β

در این حلقه، کنترلر به منظور کنترل حالت‌های آهسته با استفاده از حالت‌های سریع (به عنوان ورودی) طراحی می‌شود. کنترلر برای حالت‌های آهسته با دستکاری در معادلات (۴) تا (۶) طراحی شده است که به فرم ذیل بازنویسی می‌شود:

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{\alpha} \\ \dot{\mu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_\beta(\bar{x}) \\ f_\alpha(\bar{x}) \\ f_\mu(\bar{x}) \end{bmatrix} + g_{s_1}(\bar{x}_{s_1}) \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} + g_{s_2}(\bar{x}_{s_1}) \bar{u} \quad (24)$$

$$v = f(x, \dot{x}, \delta) \quad (30)$$

به طور مطلوب، کنترل‌های واقعی δ با معکوس کردن معادله (30) به دست می‌آید. از آنجا که تابع $f(x, \dot{x}, \delta)$ دقیقاً شناخته شده نیست، تخمینی به شکل زیر تعریف می‌شود:

$$v = \hat{f}(x, \dot{x}, \delta) \quad (31)$$

که نتیجه آن:

$$\ddot{x} = v + \Delta(x, \dot{x}, \delta) \quad (32)$$

در جای که خطای مدل‌سازی با معادله زیر بیان می‌شود:

$$\Delta(x, \dot{x}, \delta) = f(x, \dot{x}, \delta) - \hat{f}(x, \dot{x}, \delta) \quad (33)$$

تخمین \hat{f} ، طوری انتخاب می‌شود که معکوس مربوط به δ قابل محاسبه باشد. در نتیجه، فرمان عملگر به شکل زیر ساخته می‌شود:

$$\delta_{cmd} = \hat{f}^{-1}(x, \dot{x}, v) \quad (34)$$

تخمین معکوس دینامیک، خطای معکوس مدل را ایجاد می‌کند که با به کارگیری شبکه عصبی همزمان به طور تطبیقی جبران خواهد شد. کل سیگنال مجازی را به فرم ذیل انتخاب می‌کنیم:

$$v = v_{rm} + v_{pd} - v_{ad} \quad (35)$$

که v_{rm} عنصر کنترل مجازی به وسیله مدل مرجع، v_{pd} خروجی جبران‌ساز خطی برای استفاده در شکل پاسخ سیستم، و v_{ad} با المان تطبیقی برای جبران مدل خطای معکوس تولید می‌شود.

ع- ساختار کنترل پرواز هوشمند

سیستم کنترل پرواز پیشنهادی، بر اساس کنترل تطبیقی مدل مرجع بنا شده است. شکل (1) طرح مفهومی از سیستم تخمین معکوس دینامیک، جبران کننده خطی و شبکه عصبی همزمان را نشان می‌دهد.

ع-1- تخمین خطی سازی سیستم

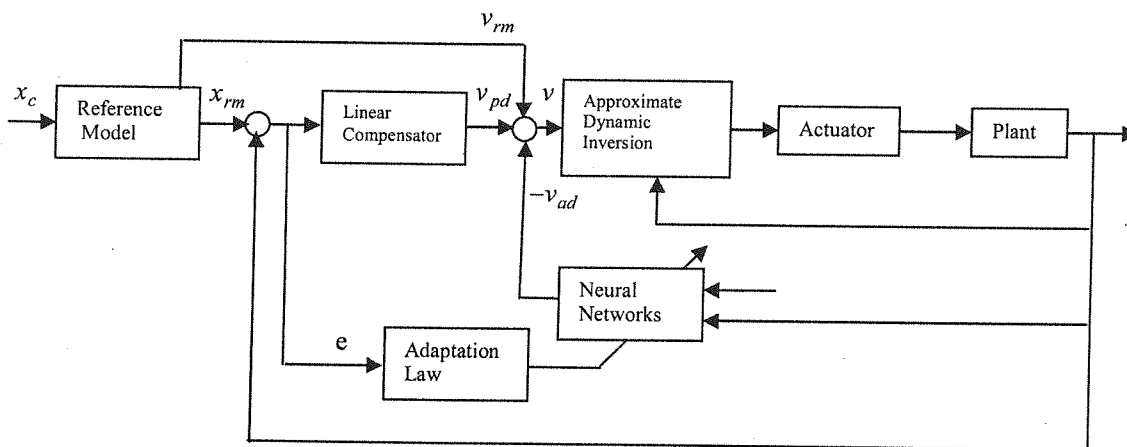
یکی از روش‌های متعارف برای کنترل سیستم‌های دینامیکی غیرخطی بر اساس خطی‌سازی پس‌خور است. کنترل در هر کانال، به درجه نسبی متغیر کنترل شده بستگی دارد. به مفهوم ساده‌تر، فرض می‌کنیم سیستم، دارای درجه نسبی کامل دارد، یعنی هر متغیر کنترل شده دارای درجه نسبی دو است.

$$\ddot{x} = f(x, \dot{x}, \delta) \quad (28)$$

بویژه در مورد هواپیما، $x, \delta \in R^3$ ، که عناصر x به زوایای حمله، لغزش جانبی و رول وابسته‌اند. یک کنترل مجازی v که ارتباط دینامیکی بین آن و حالت سیستم خطی را بیان می‌کند، به فرم زیر تعریف می‌شود:

$$\ddot{x} = v \quad (29)$$

که



شکل (1): کنترل تطبیقی مدل مرجع، شامل وارون دینامیک و سیستم

مربوط به دستگاه خطی شده دارای دو قطب در مبدأ است. جبران‌ساز خطی طوری طراحی می‌شود که دینامیک‌های خطا پایدار شوند. به طور کلی، جبران‌ساز خطی می‌تواند با بکارگیری هر روشی طراحی شود تا هنگامی که سیستم حلقه بسته خطی پایدار باشد [5]، [6].

ع-2- طراحی جبران‌ساز خطی

جبران کننده خطی برای هر درجه آزادی با فرض معکوس کامل ($\hat{f} = f$) طراحی می‌شود. چنانچه متغیر کنترل شده دارای درجه نسبی دو باشد، دینامیک‌های خطای تعقیب حالت

برای سیستم درجه یک، جبران‌ساز با معادله زیر بیان می‌شود:

$$v_{pd} = [K_P \quad K_D]e \quad (36)$$

خطای تعقیب با معادله زیر تعریف می‌شود:

$$e = \begin{bmatrix} x_{rm} - x \\ \dot{x}_{rm} - \dot{x} \end{bmatrix} \quad (37)$$

که \dot{x}_{rm}, x_{rm} موقعیت و سرعت فرمان‌هاست. ماتریس بهره جبران‌ساز $K_P, K_D \in R^{3 \times 3}$ بهره کنترل تناسبی و مشتقی طوری طراحی می‌شوند که سیستم معادله (32) با ویژگی‌های عملکردی (زمان نشست، فراجش و غیره) برای $\Delta = 0$ پایدار باشد. با توجه به ساختار کنترل رسم شده در شکل (1) و با بکار بردن معادله (25) در (32) دینامیک خطا به فرم زیر تبدیل می‌شود:

$$\ddot{\tilde{X}} + K_D \dot{\tilde{X}} + K_P \tilde{X} = v_{ad} - \Delta \quad (38)$$

که $\tilde{X} = X_{rm} - X$. واضح است که جبران‌ساز دینامیک باید برای پایدارسازی معادله (38) طراحی شود و نقش v_{ad} به منظور حذف Δ است. در فرم فضای حالت داریم:

$$\dot{e} = Ae + B[v_{ad} - \Delta] \quad (39)$$

$$e^T = \begin{bmatrix} \tilde{X} & \dot{\tilde{X}} \end{bmatrix}, \text{ و:} \quad (40)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -K_P & -K_D \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}$$

۳-۴- شبکه عصبی برای جبران خطای معکوس

در این تحقیق، یک شبکه عصبی چند لایه مخفی غیرخطی برای جبران خطای معکوس به خاطر ویژگی تخمین عمومی آن انتخاب شده است [10]. خروجی شبکه عصبی چند لایه از طریق رابطه زیر به دست می‌آید:

$$v_{ad} = W^T \sigma(V^T \bar{x}) \quad (41)$$

که W, V به ترتیب ماتریس‌های وزن ورودی و خروجی و σ تابع فعال‌ساز سیگموئیدی است. و قوانین تنظیم وزن‌های شبکه عصبی به صورت ذیل است.

$$\dot{W} = -\Gamma_w \left[(\hat{\sigma} - \hat{\sigma}' \hat{v}^T \bar{x}) \eta + k_w \|e\| \hat{W} \right] \quad (42)$$

$$\dot{V} = -\Gamma_v \left[\bar{x} \eta \hat{W}^T \hat{\sigma}' + k_v \|e\| \hat{V} \right] \quad (43)$$

که Γ_w, Γ_v ماتریس‌های نرخ یادگیری و مثبت معین هستند، σ' مشتق جزئی سیگموئید σ مربوط به ورودی‌های شبکه عصبی \bar{x} و K پارامتر اصلاح شده خطا می‌باشد و η نیز به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\eta = e^T PB \quad (44)$$

در اینجا، $P > 0$ مثبت معین بوده و از معادله لیاپانوف برای هر مثبت معین $Q > 0$ به دست می‌آید.

$$A^T P + PA + Q = 0 \quad (45)$$

در معادلات فوق، ماتریس‌های A و B دینامیک‌های خطای تعقیب هستند که در معادله (40) تعریف شده‌اند. اثبات پایداری به طور خلاصه در ضمیمه آمده است.

۵- شبیه‌سازی عددی

در بخش سوم کنترلر پرواز با استفاده از وارون دینامیک و در بخش چهارم، کنترلر تطبیقی بر اساس شبکه‌های عصبی طراحی شده است تا خطای مدل‌سازی آیرودینامیکی را حذف سازد. میانگین خطاهای ضرایب آیرودینامیکی در شبیه‌سازی در جدول (1) آمده است. مدل هواپیمای شبیه‌سازی شده در این مقاله F-18/A و مقادیر فرمان μ, α, β به صورت زیر است:

$$\text{for } 0 \leq t < 2 \text{ sec}, \alpha_d = 0 \ \& \ \beta_d = 0 \ \& \ \mu_d = 0$$

$$\text{for } 2 \leq t < 5 \text{ sec}, \alpha_d = 10 \ \& \ \beta_d = 0 \ \& \ \mu_d = 50$$

$$\text{for } 5 \leq t < 10 \text{ sec}, \alpha_d = 0 \ \& \ \beta_d = 0 \ \& \ \mu_d = 0$$

به منظور دستیابی به ارضای فرمان‌های دینامیکی و الزامات کیفیت پروازی، فیلتر فرمان خطی درجه دوم بر اساس MIL-STD-1797A استفاده شد. پارامترهای طراحی کنترلر و بهره‌های تطبیقی طوری انتخاب می‌شوند که جواب مطلوب حاصل شوند. شکل‌های (2) تا (4) نتایج شبیه‌سازی کنترلر وارون دینامیک را نشان می‌دهد. در شکل (2) خط پر نتیجه کنترلر وارون دینامیک و خط نقطه چین سیگنال فرمان را نشان می‌دهد. همان‌طور که انتظار می‌رفت، کنترلر طراحی شده مقادیر فرمان μ, α, β را (البته در عمل بهتر است که بجای μ از $\dot{\mu}$ استفاده شود) با خطا تعقیب می‌کند. شکل (3) نرخ زاویه‌ای چرخش، پیچش و گردش و شکل (4) زاویه انحراف سطوح کنترل‌الران، رادر و الویتور را برای مانور مورد نظر نشان می‌دهد. شکل (5) نتایج شبیه‌سازی مربوط به کنترلر تطبیقی طراحی شده را با وجود خطای مدل‌سازی نشان می‌دهد. خطوط پر در این شکل، کنترلر تطبیقی بر اساس شبکه‌های عصبی و خطوط خط چین سیگنال فرمان را نشان می‌دهد. شکل (6) نرخ زاویه‌ای چرخش، پیچش و گردش، شکل (7) زاویه انحراف سطوح کنترل‌الران، الویتور و رادر و شکل (8) نیز سیگنال خروجی از شبکه عصبی برای کنترلر طراحی شده را نشان می‌دهد. همان‌طور که از این شکل‌ها پیداست، سیستم کنترلر تطبیقی فرمان را، چنانچه نامعینی مدل‌سازی وجود داشته باشد، بدرستی تعقیب می‌کند، پس می‌توان این‌طور بیان کرد که عملکرد سیستم با وجود کنترلر تطبیقی شبکه عصبی تنزل پیدا نکرد، بلکه عملکردی بهتر با وجود خطای مدل‌سازی و

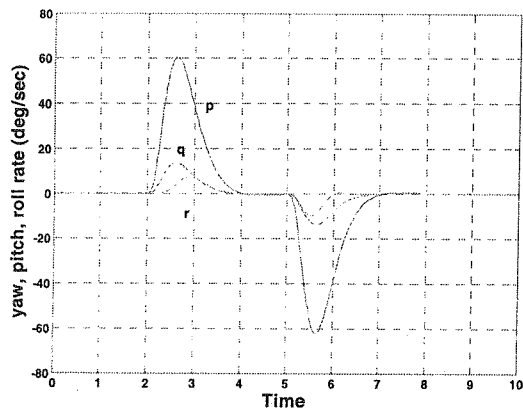
آیرودینامیکی در مقایسه با وارون دینامیک در تعقیب داشته است.

۶- نتیجه گیری

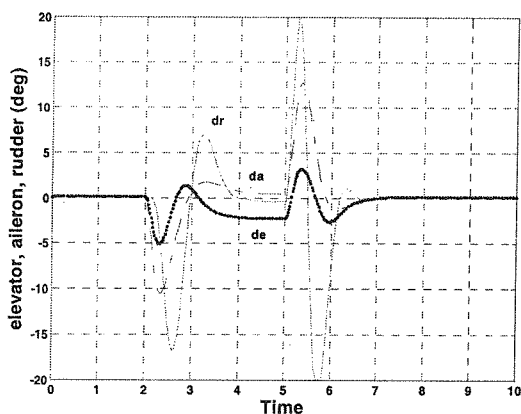
یک کنترلر برای مدل پروازی غیرخطی شش درجه آزادی پیشنهاد شد. کنترلر وارون دینامیک استفاده شده در این مقاله، فرمان‌های μ, α, β را با فرض بر اینکه ویژگی‌های آیرودینامیکی به‌طور کامل قابل دسترس باشند، طراحی شد. کنترلر تطبیقی نیز بر اساس شبکه‌های عصبی به‌منظور جبران خطاهای مدل‌سازی آیرودینامیکی استفاده شد. همچنین پارامترهای شبکه‌های عصبی برای تنظیم ترم‌خطا سازگار شده‌اند. در انتها، شبیه‌سازی غیرخطی مانور هواپیما اجرا شد تا قوانین کنترل پیشنهاد شده را اثبات کند.

جدول (۱): میانگین خطای مدل‌سازی آیرودینامیکی

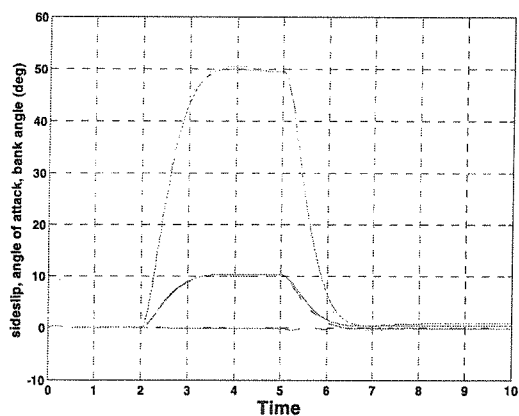
Coefficients	Error	Coefficients	Error
C_{lp}	%۵۰	C_{np}	%۵۰
C_{lr}	%۵۰	C_{nr}	%۵۰
$C_{l\delta a}$	%۲۰	$C_{n\delta r}$	%۲۰
$C_{l\beta}$	%۲۰	$C_{n\beta}$	%۲۰
C_{mq}	%۲۰	$C_{y\delta r}$	%۲۰
$C_{m\delta e}$	%۲۰	C_{yr}	%۲۰
$C_m(\alpha)$	%۲۰	C_{yp}	%۲۰



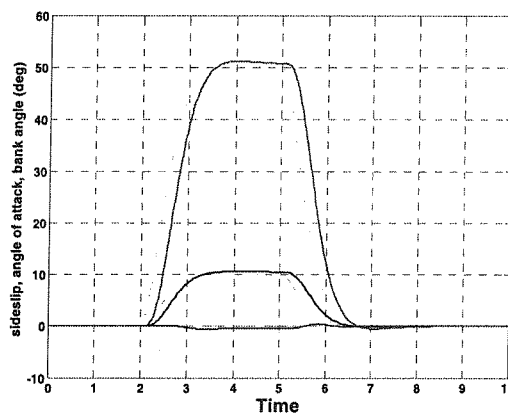
شکل (۳): نمودار نرخ زاویه‌ای رول، پیچ و یاو با وارون دینامیک



شکل (۴): نمودار تغییرات زوایای سطوح کنترل با وارون دینامیک



شکل (۵): نمودار فرمان مدل مرجع و خروجی سیستم با کنترلر تطبیقی (زوایای حمله، لغزش جانبی و چرخش)



شکل (۶): نمودار مدل مرجع و خروجی سیستم با وارون دینامیک

که D یک مجموعه فشرده و $\bar{\varepsilon}$ کران بالایی خطای بازسازی شده در فضای D فرض می‌شود. دینامیک خطای تعقیب معادله (۳۹) را به فرم زیر می‌نویسیم:

$$\dot{e} = Ae + B \left[\hat{W} \hat{\sigma}(\hat{V}^T \bar{x}) - W^* \sigma(V^{*T} \bar{x}) + \varepsilon \right] \quad (A-3)$$

که ε باقی‌مانده تخمین خطای شبکه است. با استفاده از بسط سری تیلور برای سیگموئید بر حسب \hat{V} ، خطای تعقیب به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\dot{e} = Ae + B \begin{bmatrix} \hat{W} \left[\hat{\sigma}(\hat{V}^T \bar{x}) - \sigma'(V^{*T} \bar{x}) \hat{V}^T \bar{x} \right] \\ - \hat{W}^T \sigma'(V^{*T} \bar{x}) \tilde{V}^T \bar{x} + \varepsilon + w \end{bmatrix} \quad (A-4)$$

که:

$$w = W^* O(\tilde{V}^T \bar{x})^2 + \tilde{W}^T \sigma'(V^{*T} \bar{x}) V^{*T} \bar{x} \quad (A-5)$$

و $\tilde{W} = W - W^*$ & $\tilde{V} = V - V^*$ و ترم $O(\tilde{V}^T \bar{x})^2$ ترم‌های بالاتر بسط سری تیلور را نمایندگی می‌کند. یک کران بالا برای نرم w را می‌توان به فرم زیر نوشت:

$$\|w\| \leq c_0 + c_1 \|Z\| + c_2 \|Z\| \|\eta\| + c_3 \|Z\|^2 \quad (A-6)$$

که در آن $c_i, i=0,1,2$ وابسته به اندازه NN و فرض بالای محدوده روی وزن‌های \bar{Z} است. می‌توان با اعمال الگوریتم تطبیقی، خطای تعقیب و خطای وزن‌های شبکه را برای هر تابع Δ و با هر اندازه خطای اولیه در بردار حالت و ماتریس‌های وزنی شبکه عصبی به داخل یک فضا فشرده کرد.

اثبات: تابع پیشنهادی زیر را به عنوان تابع لیاپانوف در نظر

می‌گیریم:

$$L = \frac{1}{2} (e^T p e + \text{tr}(\tilde{W}^T \Gamma_W^{-1} \tilde{W}) + \text{tr}(\tilde{V}^T \Gamma_V^{-1} \tilde{V})) \quad (A-7)$$

با مشتق‌گیری از معادله A-7 نسبت به زمان و با مرتب کردن آن، خواهیم داشت:

$$\dot{L} = -\|e\|^2 + \eta^T (\varepsilon + w) + \lambda \|\eta\| \text{tr}(\tilde{Z}^T Z) \quad (A-8)$$

و با بکار بردن نابرابری مثلثی داریم:

$$\dot{L} \leq -\|e\|^2 + \|\eta\| (\bar{\varepsilon} + \|w\|) + \lambda \|\eta\| \|\tilde{Z}\|^2 + \lambda \|\eta\| \|\tilde{Z}\| \bar{Z} \quad (A-9)$$

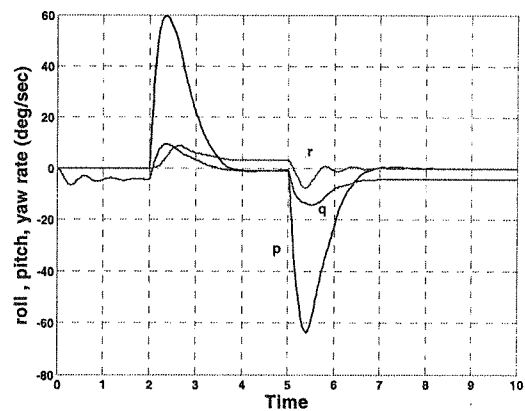
و می‌توان به فرم زیر نوشت:

$$\dot{L} \leq -\|e\|^2 + a \|\eta\| \quad (A-10)$$

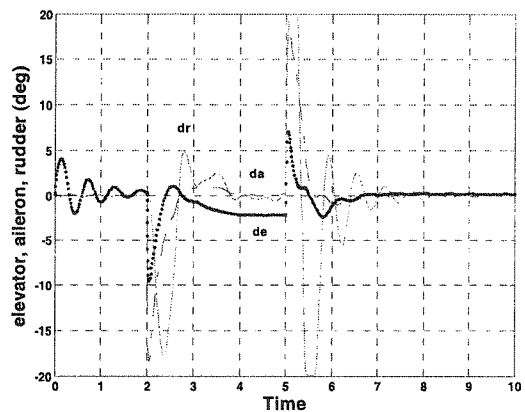
که:

$$a = (c_3 - \lambda) \|\tilde{Z}\|^2 + (\lambda \bar{Z} + c_1) \|\tilde{Z}\| + \bar{\varepsilon} + c_0 \quad (A-11)$$

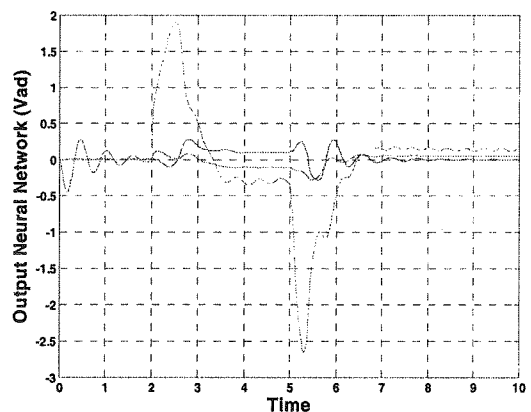
این شرط کافی برای تضمین منفی بودن \dot{L} است.



شکل (۶): نمودار نرخ زاویه‌ای رول، پیچ و یاو با کنترلر تطبیقی



شکل (۷): تغییرات زاویه سطوح کنترل با کنترلر تطبیقی



شکل (۸): نمودار تغییرات سیگنال کنترل از شبکه عصبی (v_{ad})

۸- ضمیمه

فرض می‌کنیم تابع Δ را بتوان با رابطه زیر در فضای فشرده $S = \{x, |x| < R_S\}$ بیان کرد:

$$\varepsilon = \Delta - W^* \sigma(W^{*T} \bar{x}) \quad (A-1)$$

که در آن، وزن‌های W^* ، V^* ماتریس‌های نامعلوم، اما محدود هستند. به نحوی که داریم:

$$\sup_{\bar{x} \in D} \|\Delta - W^T \sigma(V^T \bar{x})\| < \bar{\varepsilon} \quad (A-2)$$

- [۱] Lane, S.H., and Stengel, R.F "Flight Control Design Using Nonlinear Inverse Dynamics", Automatica, Vol.24 No.4, 1988 pp 471-483.
- [۲] Menon,P.,Badgett,M. and walker, R., "Nonlinear Flight Test Trajectory Controllers for Aircraft" Journal of Guidance, Control, and Dynamics Vol.10 No. 1, 1987, pp 67-72
- [۳] Snell, S.A., Enns, D.F.,and Garrard, W.L, Jr., "Nonlinear Inversion Flight Control for a Supermaneuverable Aircraft" Journal of Guidance, Control and Dynamics, Vol, 15 No 4, 1992 pp 976-984.
- [۴] Schumacher, and Khargonekar, P.P,"Stability Analysis of a Missile Control System with a Dynamic Inversion Controller" Journal of Guidance, Control and Dynamics, Vol, 21 No 3, 1998 pp 508-515.
- [۵] Singh, S.N, Yim, W. and Wells, W.R, "Direct Adaptive and Neural Control of Wing-Rock Motion of Slender Delta Wings ", Journal of Guidance, Control and Dynamics, Vol, 18 No 1, 1995 pp 2530
- [۶] Kim, B.S and Calise, A.J." Nonlinear Flight Control Using Neural Networks", Journal of Guidance, Control and Dynamics, Vol, 20 No 1, 1997, pp 2633
- [۷] Calise, A.J., Lee, S., Sharma, M. "Development of a reconfigurable Flight Control Law for Tailless Aircraft ", Journal of Guidance, Control and Dynamics, Vol, 24 No 5, 2001 pp 896-90
- [۸] Johnson, E., Limited Authority Adaptive Flight Control. PH.D. Thesis, Georgia Institute of Technology, 2000.
- [۹] Stevens, B.L. and Lewis, F.L. Aircraft Control and Simulation, Wiley, New York, 1992.
- [۱۰] محمد باقر منهاج؛ "مبانی شبکه‌های عصبی" ۱۳۸۱، دانشگاه صنعتی امیرکبیر.