

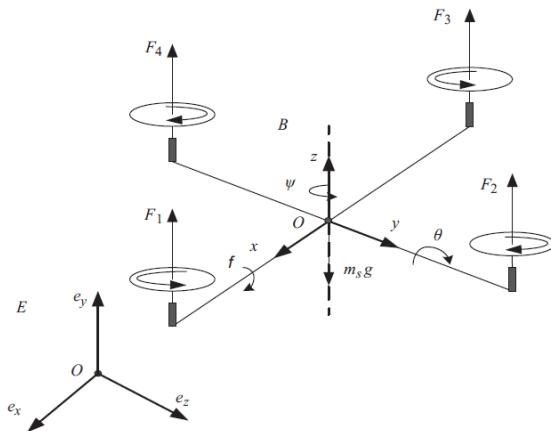
طراحی کنترل حالت لغزشی تطبیقی مبتنی بر شبکه عصبی برای کنترل موقعیت پهپاد کوادراتور

روزبه بدیعی ، نیما فطانت دیدار

۱۴۰۱ بهمن

فهرست مطالب

۱	دینامیک سیستم
۲	کنترل مود لغزشی
۳	طراحی کنترل کننده ارتفاع
۴	طراحی کنترل کننده زاویه roll
۵	پیاده سازی کنترل کننده ارتفاع در سیمولینک
۶	پیاده سازی کنترل کننده زاویه yaw
۷	پیاده سازی کنترل کننده پیچ
۸	پیاده سازی کنترل کننده زاویه roll در سیمولینک
۹	پیاده سازی کنترل کننده زاویه yaw در سیمولینک
۱۰	پیاده سازی کنترل کننده پیچ در سیمولینک
۱۱	شیوه سازی
۱۲	بررسی بیشتر



شکل ۱.۱: کوادرورتور

کوادرورتور به طور مفصل در شکل ۱.۱ نشان داده است مدل دینامیکی توسط بدن مختصات (Oxyz) و (B) مشاهده میشود. ' [x,y,z] یک بردار موقعیت را نشان دهد مرکز نقل کوادرورتور در مختصات زمین است. دار ' [U, V, W] نشان دهنده سرعت خطی آن در مختصات زمین است و ' [p, q, r] بردار نشان دهنده سرعت زاویه ای آن در بدن است- فریم m_s مجموع جرم کوادرورتور را نشان می دهد. g نشان دهنده مقدار است ثتاب گرانش [نشان دهنده فاصله هر روتور از مرکز جرم است .

جهت گیری هوایپما توسط ماتریس چرخش R داده می شود. ماتریس چرخش به سه زاویه ' ϕ, θ, ψ بستگی دارد . که به ترتیب نشان دهنده رول، پیچ و یا هستند. ماتریس R به شکل زیر تعریف میشود .

$$R = R(\phi, \theta, \psi) = R(z, \psi)R(y, \theta)R(x, \phi) \quad (1.1)$$

$$R(z, \psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$R(y, \theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$R(x, \phi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix}$$

معادلات سینماتیکی حرکت های چرخشی و انتقالی با استفاده از ماتریس چرخش و تبدیل دستگاه مختصات بدن به زمین به دست می آیند. معادلات سینماتیکی حرکت انتقالی در معادله ۳.۱ قابل مشاهده است.

$$\nu_e = R \cdot \nu_B \quad (3.1)$$

ν_e سرعت در دستگاه زمین است و ν_B سرعت در دستگاه بدن است.

$$\nu_e = [u_0, \nu_0, w_0] \quad (4.1)$$

$$\nu_B = [u_b, \nu_b, w_b] \quad (5.1)$$

برای بدست آوردن سرعت زاویه ای تبدیل سرعت در دستگاه زمین و بدن از معادله ۶.۱ استفاده میشود.

$$\begin{aligned} \dot{\Phi} &= H^{-1}\Omega \\ \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi \sec \theta & \cos \phi \sec \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.1)$$

که در معادله ۶.۱، $\dot{\Phi}$ سرعت زاویه ای در دستگاه زمین میباشد. Ω سرعت های زاویه ای در دستگاه بدن هستند.

برای بدست آورئن معادلات انتقال باید معادله نیوتون را در دستگاه لخت یعنی زمین جایگزاری انجام دهیم. که این در معادلات ۷.۱ قابل مشاهده است. که در این معادلات a اثر درگ هوا بر روی سازه میباشد.

$$\begin{aligned} m_s \ddot{P} + m_s R_{j,3} &= f \\ P &= [x, y, z]' \\ a &= [K_1 \cdot \dot{x}, K_2 \cdot \dot{y}, K_3 \cdot \dot{z}] \end{aligned} \quad (7.1)$$

معادلات ۷.۱ در نهایت به شکل معادلات ۸.۱ در می آید.

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= \frac{\sin \theta \cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \psi}{m_s} u_1 - \frac{k_1 \dot{x}}{m_s} \\ \ddot{y} &= \frac{\sin \theta \cos \phi \sin \psi + \sin \phi \cos \psi}{m_s} u_1 - \frac{k_2 \dot{y}}{m_s} \\ \ddot{z} &= \frac{\cos \theta \cos \phi}{m_s} u_1 - g - \frac{k_3 \dot{z}}{m_s} \end{aligned} \quad (8.1)$$

معادله حرکت دورانی به شکل زیر بدست می آیند.

$$\frac{d}{dt}(J\alpha) = M \quad (9.1)$$

$$J = \text{diag} [I_x, I_y, I_z]$$

M نشان دهنده کل گشتاور در معادله ۹.۱ است. گشتاورهای کوادراتور عمده توسط تراست ایجاد شده توسط چهار روتور تأمین می شود. تراست ایجاد شده توسط روتور داده در معادله ۱۰.۱ شده است و گشتاور معادل در رابطه ۱۱.۱ داده شده است.

$$F_i = b\Omega_i^2 \quad (10.1)$$

$$M_i = -k\Omega_i^2 \quad (11.1)$$

گشتاور رول توسط ۱۲.۱ داده می شود

$$M_\phi = l(-F_2 + F_4) \quad (12.1)$$

گشتاور پیج توسط ۱۳.۱ داده می شود.

$$M_\theta = l(F_1 - F_3) \quad (13.1)$$

گشتاور یا توسط ۱۴.۱ داده می شود.

$$M_\psi = C(F_1 - F_2 + F_3 - F_4) \quad (14.1)$$

گشتاور ژیروسکوپی که توسط روتور موتور و پروانه ایجاد می شود توسط رابطه ۱۵.۱ داده می شود.

$$M_g = \Sigma\Omega \times H_i$$

$$H_i = [0, 0, j_r\Omega_i]^T \quad (15.1)$$

J_r = polar the inertia of the z – axis

با در نظر گرفتن ورودی کنترل به شکل رابطه ۱۶.۱ و استفاده از ۱۱.۱ معادلات سیستم به شکل رابطه ۱۷.۱ در می آید.

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T \\ M_\phi \\ M_\theta \\ M_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & b & b & b \\ lb & 0 & -lb & 0 \\ 0 & -lb & 0 & lb \\ -k & k & -k & k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1^2 \\ \Omega_2^2 \\ \Omega_3^2 \\ \Omega_4^2 \end{bmatrix} \quad (16.1)$$

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= \frac{\sin \theta \cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \psi}{m_s} u_1 - \frac{k_1 \dot{x}}{m_s} \\ \ddot{y} &= \frac{\sin \theta \cos \phi \sin \psi + \sin \phi \cos \psi}{m_s} u_1 - \frac{k_2 \dot{y}}{m_s} \\ \ddot{z} &= \frac{\cos \theta \cos \phi}{m_s} u_1 - g - \frac{k_3 \dot{z}}{m_s} \\ \ddot{\phi} &= \dot{\theta} \psi \frac{I_y - I_z}{I_x} + \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \Omega_r + \frac{l}{I_x} u_2 - \frac{k_4 l}{I_x} \dot{\phi} \\ \ddot{\theta} &= \dot{\phi} \psi \frac{I_z - I_x}{I_y} - \frac{J_r}{I_y} \dot{\phi} \Omega_r + \frac{l}{I_y} u_3 - \frac{k_5 l}{I_y} \dot{\theta} \\ \ddot{\psi} &= \dot{\theta} \dot{\phi} \frac{I_x - I_y}{I_z} + \frac{c}{I_z} u_4 - \frac{k_6}{I_z} \dot{\psi} \end{aligned} \quad (17.1)$$

where

$$\Omega_r = -\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_3 + \Omega_4$$

۲ کنترل مود لغزشی

کنترل حالت لغزشی به عنوان یک طرح کنترلی بسیار قدرتمند برای کنترل سیستم‌های غیرخطی شناخته شده است زیرا سیستم تحت لغزش، تحت تأثیر عدم قطعیت‌ها قرار نمی‌گیرد و همچنین کاهش مرتبه حاصل می‌شود. کنترل حالت لغزشی یک روش کنترل غیرخطی است که دارای ویژگی‌های قابل توجه دقت، استحکام، تنظیم آسان و پیاده‌سازی است. اولین مزیت این کنترل این است که رفتار دینامیکی سیستم ممکن است با انتخاب خاص تابع لغزشی تنظیم شود و دوم اینکه پاسخ حلقه بسته کاملاً نسبت به برخی عدم قطعیت‌ها غیر حساس می‌شود و همچنین اختلالات، عدم قطعیت پارامترهای مدل و عدم قطعیت را رد می‌کند. عوامل غیرخطی محدود و کران دار می‌شود. با این حال، پدیده چترینگ ناشی از اجزای مورد استفاده برای پیاده‌سازی کنترلر و همچنین موتورهای شبیه سازی مورد استفاده در مدل سازی، بزرگترین ایجاد این کنترل کننده است و کنترل کننده از کاهش دقت کنترل، تلفات حرارتی بالا در مدارهای قدرت الکتریکی و سایش زیاد قطعات مکانیکی رنج می‌برد. تلاش شده است تا با استفاده از تابع اشباع به جای تابع علامت، اثر نامطلوب چترینگ حذف شود.

۱.۲ معادلات فضای حالت و طراحی کنترل کننده

معادلات دیفرانسیل کوادراتور را می توان به صورت فرم فضای حالت فشرده^۱ زیر نوشت.

$$\begin{aligned}\dot{x}_i &= x_{i+1} \\ \dot{x}_{i+1} &= f(x) + h(x)u_j + d(x)\end{aligned}\quad (1.2)$$

که در آن $x = [x_1, \dots, x_i, x_{i+1}, \dots, x_{12}]^T = [x, \dot{x}, y, \dot{y}, z, \dot{z}, \phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}]^T$ بردار حالت سیستم بوده و z, u_1, u_2, u_3, u_4 یکی از ورودی های کنترلی هستند، $f(x)$ و $h(x)$ دوتابع هموار غیر خطی حقیقی و تابعی از X می باشند، هستند.

هدف کنترل ریدیابی مسیر را می توان به صورت زیر بیان کرد: بر اساس x_i ، با توجه به یک d مورد نظر، قانون کنترل پیوسته تکه تکه z, u_1, u_2, u_3, u_4 کوادراتور تعیین می شود که تنها تابع متغیرهای حالت است و در حضور عدم قطعیت های پارامتری به عملکرد ریدیابی مطلوبی دست می یابد. $(f(x), h(x))$ و اختلالات متغیر با زمان ناشناخته $(d(x))$ ، با همه متغیرهای حالت ثابت شده است. برای طراحی کنترل کننده چند فرض ساده کننده در نظر گرفته شده است.

فرض ۱: $d(x)$ که نشان دهنده اختلالات و عدم قطعیت ها است، در طراحی کنترل کننده به عنوان عبارت دینامیکی مدل نشده نادیده گرفته می شود.

فرض ۲: x_i, d مسیر مورد نظر و مشتقات مرتبه اول و دوم x_i, d محدود و قابل اندازه گیری هستند.

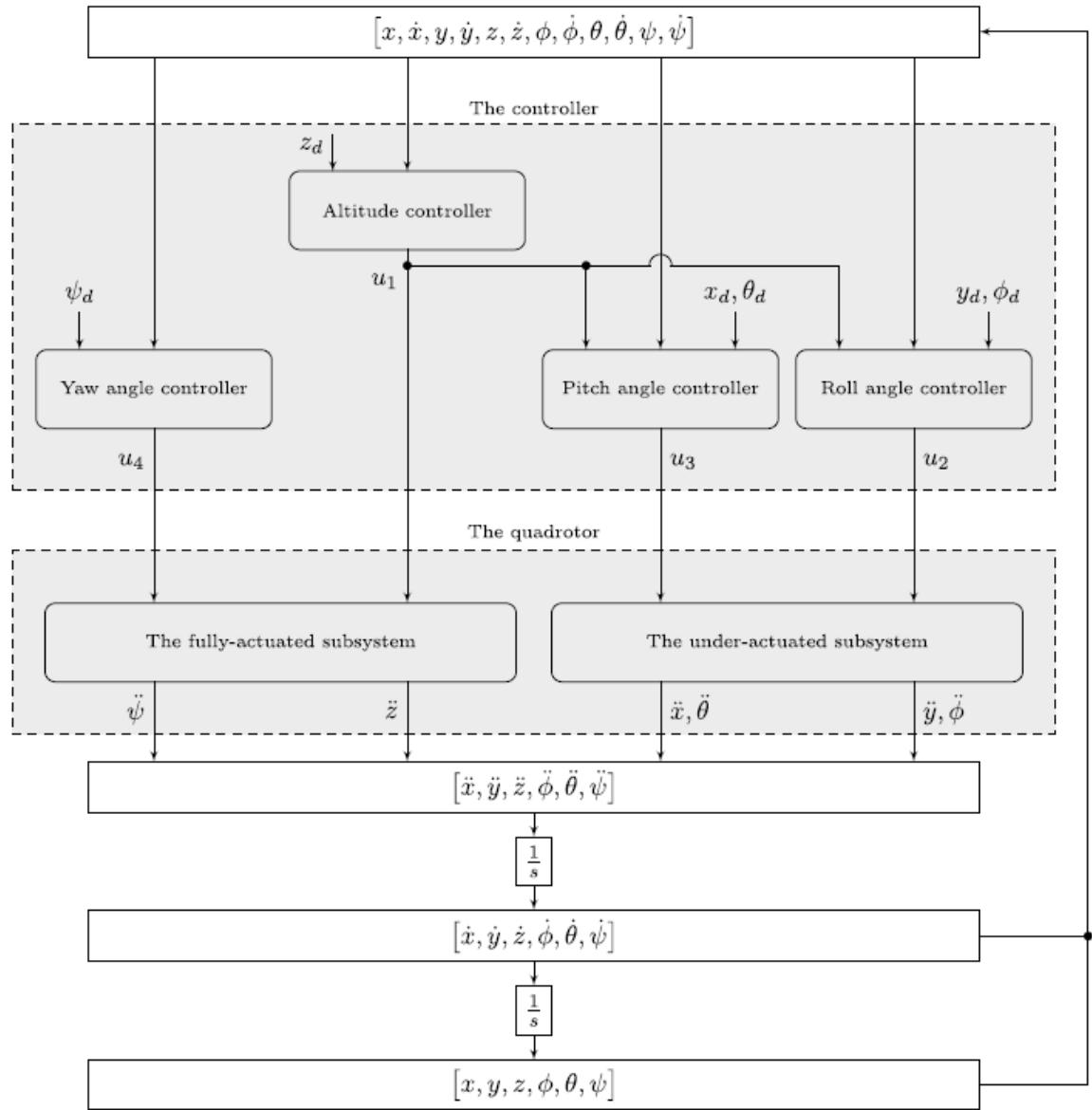
۲.۲ طراحی کنترل کننده عصبی تطبیقی

مدل دینامیکی کوادراتور را می توان به دو بخش زیر تقسیم بندی کرد.

- ۱- یک زیرسیستم کاملاً فعال.
- ۲- یک زیرسیستم تحت عمل.

کنترل کننده های ارتفاع و زاویه ϕ برای زیرسیستم های کاملاً فعال و همچنین کنترل کننده های زاویه چرخش برای زیرسیستم زیر فعال طراحی خواهند شد. شکل ۱.۲ بلوک دیاگرام این کنترل کننده ها را نشان می دهد. در این پژوهش، از یک کنترل کننده حالت لغزشی تطبیقی جدید مبتنی بر شبکه های عصبی برای کنترل موقعیت و جهت کوادراتور استفاده شده است که در زیر بخش های زیر به تفصیل توضیح داده شده است.

¹affine



شکل ۱.۲: بلوک دیاگرام کنترل کوادراتور

۱.۲.۲ کنترل کننده ارتفاع

کنترل کننده ارتفاع با استی به گونه ای طراحی شود تا حالت z ، مسیر مطلوب z_d را بتواند دنبال کند. روابط دینامیکی برای حالت ارتفاع را می توان به صورت زیر نوشت.

$$\begin{aligned} \dot{x}_5 &= x_6 \\ \dot{x}_6 &= [-g] + \left[\frac{\cos \phi \cos \theta}{m_s} u_1 + \left[-\frac{k_3 \dot{z}}{m_s} \right] \right] \end{aligned} \quad (2.2)$$

که در این رابطه

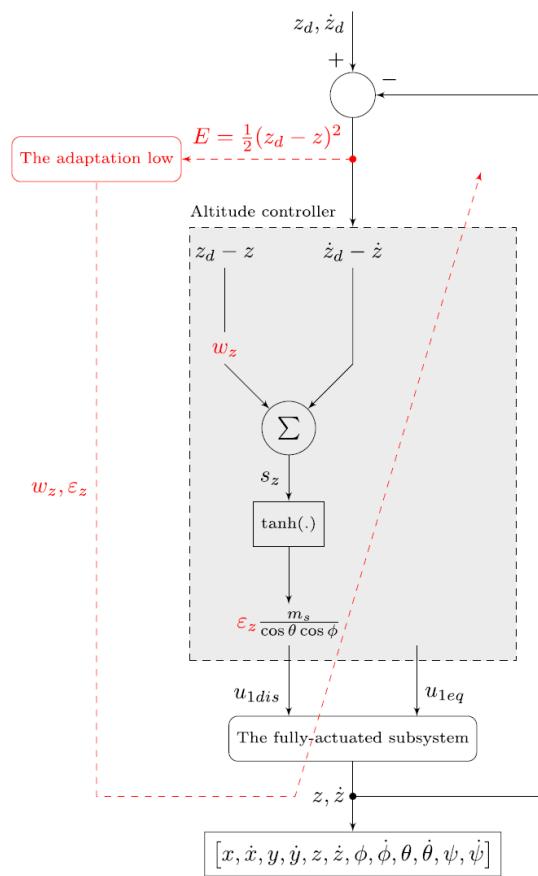
$$i = 5, j = 1, x_5 = z, x_6 = \dot{z}, f(x) = -g, h(x) = \frac{\cos \theta \cos \phi}{m_s}$$

و

$$d(x) = -\frac{k_3 z}{m_s}$$

می باشد.

ساختار الگوریتم کنترل ارتفاع کوادراتور در شکل ۱.۲.۲ نشان داده شده است.



شکل ۲.۲: ساختار الگوریتم کنترل ارتفاع

گام اول

سطح لغزشی برای کنترل کننده مود لغزان به صورت زیر انتخاب می شود.

$$s_z = w_z(z_d - z) + (\dot{z}_d - \dot{z}) \quad (3.2)$$

Λ

که در این رابطه w_z مقدار مثبت ثابتی است که بایستی طراحی گردد. با دیفرانسیل گیری از s_z داریم.

$$\dot{s}_z = w_z(\dot{z}_d - \dot{z}) + (\ddot{z}_d - \ddot{z}) \quad (4.2)$$

که در نهایت داریم.

$$s_z = w_z(\dot{z}_d - \dot{z}) + \ddot{z}_d - \frac{\cos \theta \cos \phi}{m_s} u_1 + g \quad (5.2)$$

انتخاب مقدار مثبت برای w_z وجود پایداری مجانبی در حالت پایای سیستم را تضمین می کند.

گام دوم قانون کنترلی برای سطح لغزان به صورت زیر تعریف می شود.

$$\dot{s}_z = -\varepsilon_z \tanh s_2 \quad (6.2)$$

که در این رابطه ε_z مقدار مثبتی است که باید طراحی شود.

گام سوم

باتوجه به دو گام قبلی، قانون کنترلی برای u_1 به صورت زیر بدست می آید.

$$u_1 = \underbrace{\frac{m_s}{\cos \theta \cos \phi} [w_z(\dot{z}_d - \dot{z}) + \ddot{z}_d + g]}_{u_{eq1}} + \underbrace{\frac{m_s}{\cos \theta \cos \phi} [\varepsilon_z \tanh s_z]}_{u_{1dis}} \quad (7.2)$$

قانون کنترلی u_1 از دو قسمت تشکیل شده است. قسمت اول u_{eq1} همان معادل قسمت کنترل بوده و u_{1dis} معادل قسمت کنترلی گستته می باشد. برای طراحی سطوح لغزانی کنترل کننده به گونه ای که سیستم بدون توجه به علامت حالت ها به سطح کنترل میل کند و همچنین برای حذف پدیده چترینگ که به واسطه عمل کنترلی سوییچینگ رخ می دهد، برای قسمت کنترلی گستته ازتابع تانژانت هیپربولیک استفاده شده است.

گام چهارم

پایداری سیستم حلقه بسته به صورت زیر اثبات می گردد و تابع لیاپانوف پیشنهادی زیر در نظر گرفته می شود.

$$v = \frac{1}{2} s_z^2 \quad (8.2)$$

با گرفتن مشتق زمانی تابع لیاپانوف داریم.

$$\dot{v} = \dot{s}_z s_z = -\varepsilon_z s_z \tanh s_z \leq -\varepsilon_z |s_z| \leq 0 \quad (9.2)$$

گام پنجم

سیستم شبکه عصبی به کار گرفته شده تا ضرایب کنترلر مود لغزشی که همان w_z و z می باشد را با قانون تطبیقی حاصل شده را الگوریتم پس انتشار تنظیم کند. شبکه عصبی با ساختار آموزش داده شده است تا تابع عملکردی خطای همان E که به صورت اختلاف خروجی سیستم و خروجی مطلوب در نظر گرفته شده است، را کمینه شود.

با استفاده از روش gradient descent، معادلات تطبیقی به صورت در آمده اند.

$$E = \frac{1}{2} (z_d - z)^2 \quad (10.2)$$

$$\varepsilon_z = \varepsilon_{z,0} - \eta_z \int_0^t \frac{\partial E}{\partial \varepsilon_z} dt \quad (11.2)$$

$$w_z = w_{z,0} - \eta_z \int_0^t \frac{\partial E}{\partial w_z} dt \quad (12.2)$$

که در این رابطه η_z نرخ یادگیری بوده که سرعت همگرایی شبکه عصبی را تعیین می کند. $w_{(z,0)}$ و $\varepsilon_{(z,0)}$ مقادیر اولیه برای w_z و z بوده و همچنین با استفاده از مشتق زنجیره ای $\frac{\partial E}{\partial \varepsilon_z}$ و $\frac{\partial E}{\partial w_z}$ به صورت زیر بدست می آید.

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial \varepsilon_z} &= \frac{\partial E}{\partial z} \frac{\partial z}{\partial u_{1dis}} \frac{\partial u_{1dis}}{\partial \varepsilon_z} = -(z_d - z) \frac{\partial z}{\partial u_{1dis}} \frac{m_s \tanh s_z}{\cos \theta \cos \phi} \\ \frac{\partial E}{\partial w_z} &= \frac{\partial E}{\partial z} \frac{\partial z}{\partial u_{1dis}} \frac{\partial u_{1dis}}{\partial s_z} \frac{\partial s_z}{\partial w_z} = -(z_d - z) \frac{\partial z}{\partial u_{1dis}} \frac{m_s \varepsilon_z}{\cos \theta \cos \phi} \frac{4e^{-2s_z}}{(1 + e^{-2s_z})^2} (z_d - z) \end{aligned} \quad (13.2)$$

با فرض r قانون بروز رسانی ضرایب کنترلر مود لغزشی به صورت زیر بدست می آید.

$$\varepsilon_z = \varepsilon_{z,0} + \eta_z \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla z}{\nabla u_{1dis}} \right) \frac{m_s (z_d - z) \tanh s_z}{\cos \theta \cos \phi} dt \quad (14.2)$$

$$w_z = w_{z,0} + \eta_z \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla z}{\nabla u_{1dis}} \right) \frac{4m_s \varepsilon_z (z_d - z)^2 e^{-2s_z}}{\cos \theta \cos \phi (1 + e^{-2s_z})^2} dt \quad (15.2)$$

که ∇ عملگر ascending difference بوده و به صورت $\nabla f_k = f_{k+1} - f_k$ تعریف می شود.

۳.۲ طراحی کنترل کننده زاویه Yaw

کنترلر زاویه yaw باایستی به گونه ای طراحی گردد تا حالت ϕ بتواند مسیر مطلوب ϕ_d را دنبال کند. معادلات فضای حالت موردنیاز این زیرسیستم به صورت زیر بدست می آید.

$$\begin{aligned} \dot{x}_{11} &= x_{12} \\ \dot{x}_{12} &= [0] + \left[\frac{c}{I_z} \right] u_4 + \left[-\frac{k_6}{I_z} \dot{\psi} \right] . \end{aligned} \quad (16.2)$$

where, $i = 11$, $j = 4$, $x_{11} = \psi$, $x_{12} = \dot{\psi}$, $f(x) = 0$, $h(x) = \frac{c}{l_2}$, and $d(\mathbf{x}) = -\frac{k_6}{I_z} \dot{\psi}$

با توجه به این قضیه که ساختار کوادراتور و روتورهای آن صلب و متقاض در نظر گرفته می شود. بنابراین خواهد بود. به صورت مشابه با آنچه که برای کنترلر ارتفاع در قسمت قبلی انجام شد، برای ورودی کنترلی و سطح لغزان s_ϕ به صورت زیر بدست می آید.

$$\begin{aligned} s_\psi &= w_\psi (\psi_d - \psi) + (\dot{\psi}_d - \dot{\psi}) \\ u_4 &= \underbrace{\frac{I_z}{c} \left[w_\psi (\dot{\psi}_d - \dot{\psi}) + \ddot{\psi}_d \right]}_{u_{4eq}} + \underbrace{\frac{I_z}{c} [\varepsilon_\psi \tanh s_\psi]}_{u_{4dis}} \end{aligned} \quad (17.2)$$

به طریق مشابه کنترل کننده ای ارتفاع، قوانین به روز رسانی برای شبکه عصبی برای تنظیم ضرایب مثبت w و استفاده شده است و نتایج در معادلات ۱۸.۲ و ۱۹.۲ قابل مشاهده هستند.

$$\varepsilon_\psi = \varepsilon_{\psi,0} + \eta_\psi \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla \psi}{\nabla u_{4dis}} \right) \frac{I_z (\psi_d - \psi) \tanh s_\psi}{c} dt \quad (18.2)$$

$$w_\psi = w_{\psi,0} + \eta_\psi \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla \psi}{\nabla u_{4dis}} \right) \frac{4I_z \varepsilon_\psi (\psi_d - \psi)^2 e^{-2s_\psi}}{c (1 + e^{-2s_\psi})^2} dt \quad (19.2)$$

روش آزمون و خطای پیدا کردن η_{ψ} ، ε_{ψ} و w_{ψ} استفاده خواهد شد. ولی میتوان از ضرایب بدست آمده برای کنترلر SMC به عنوان ضرایب اولی استفاده نمود.

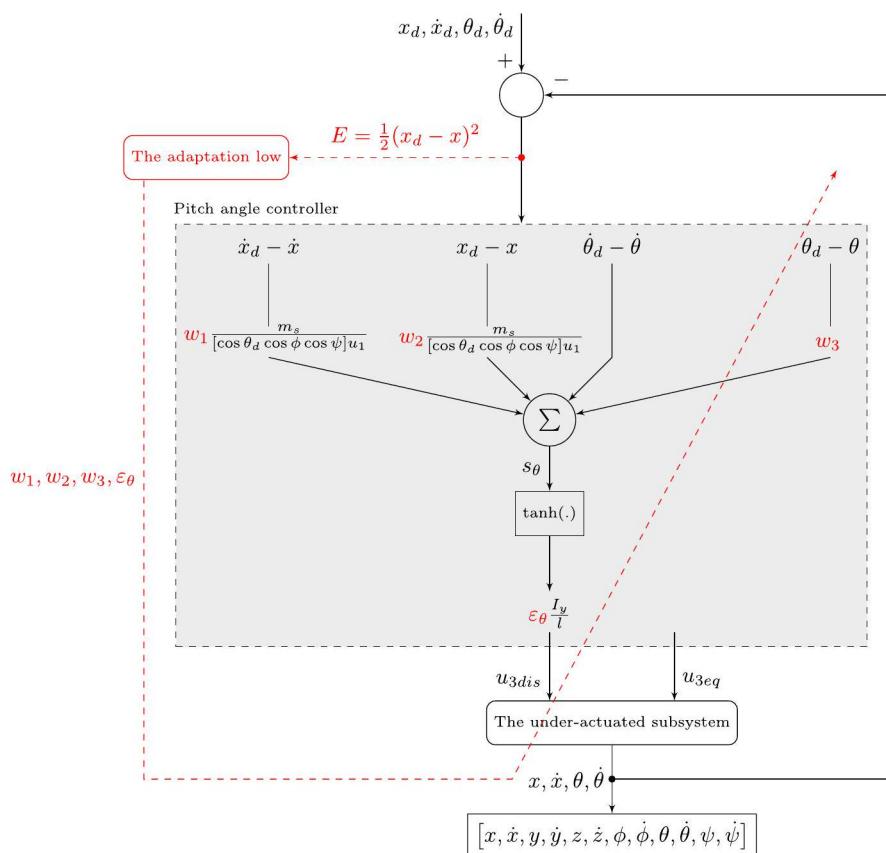
۴.۲ طراحی کنترلر زاویه پیچ

هدف از طراحی کنترلر زاویه پیچ، تضمین این مسئله است که متغیرهای حالت $[x, \theta]$ به مسیر مطلوب همگرا شوند. مطابق با قسمت های قبلی، معادلات فضای حالت این زیر سیستم نیز به صورت زیر بیان می شود.

$$\begin{cases} \dot{x}_9 = x_{10} \\ \dot{x}_{10} = [0] + \left[\frac{l}{I_y} \right] u_3 + \left[\dot{\phi} \dot{\psi} \frac{I_z - I_x}{I_y} - \frac{J_r}{I_y} \dot{\phi} \Omega_r - \frac{k_5 l}{I_y} \dot{\theta} \right] \end{cases} \quad (20.2)$$

که در آن ، $i = 9, j = 3, x_9 = \theta, x_{10} = \dot{\theta}, f(\mathbf{x}) = 0, h(\mathbf{x}) = \frac{l}{I_y} \dot{\phi} \dot{\psi} \frac{I_z - I_x}{I_y} - \frac{J_r}{I_y} \dot{\phi} \Omega_r - \frac{k_5 l}{I_y} \dot{\theta}$ باشد.

کنترل کننده زاویه پیچ که در شکل ۳.۲ ساختار کلی آن نشان داده شده است، به صورت زیر فرمول بندی می شود.



شکل ۳.۲: ساختار کنترلر زاویه پیچ

گام اول

سطح لغزان را به صورت ترکیب خطی از خطای ردیابی موقعیت و سرعت از دو متغیر حالت $[x, \dot{x}]$ در نظر گرفته شده است.

$$s_\theta = \alpha_1 (\dot{x}_d - \dot{x}) + \alpha_2 (x_d - x) + (\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + \alpha_3 (\theta_d - \theta) \quad (21.2)$$

که در این رابطه α_1 و α_2 و α_3 سه ثابت طراحی هستند. مشتق زمانی s به صورت زیر بدست می آید.

$$\dot{s}_\theta = \alpha_1 (\ddot{x}_d - \ddot{x}) + \alpha_2 (\dot{x}_d - \dot{x}) + (\ddot{\theta}_d - \ddot{\theta}) + \alpha_3 (\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) \quad (22.2)$$

$$\dot{s}_\theta = \alpha_1 \left(\ddot{x}_d - \frac{\sin \theta \cos \phi \cos \psi}{m_S} u_1 \right) + \alpha_2 (\dot{x}_d - \dot{x}) + \left(\ddot{\theta}_d - \frac{l}{I_y} u_3 \right) + \alpha_3 (\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) \quad (23.2)$$

گام دوم

رفتار مجانبی مطلوب سیستم حلقه بسته در حالت پایا به صورت زیر جستجو شده است. با صفر قرار دادن \dot{s}_θ و s_θ روابط زیر بدست می آید.

$$\dot{x}_d - \dot{x} = -\frac{\alpha_2}{\alpha_1} (x_d - x) - \frac{1}{\alpha_1} (\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) - \frac{\alpha_3}{\alpha_1} (\theta_d - \theta) \quad (24.2)$$

$$\ddot{\theta}_d - \ddot{\theta} = -\alpha_1 (\ddot{x}_d - \ddot{x}) - \alpha_2 (\dot{x}_d - \dot{x}) - \alpha_3 (\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) \quad (25.2)$$

با فرض $\dot{\theta}$ برابر با v_1 ، \dot{x} برابر با v_2 و x برابر با v_3 با توجه به ۲۴.۲ و ۲۵.۲ معادلات \vec{v} به شکل زیر در می آیند.

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = \frac{\alpha_1 [\sin(\theta_d - v_1) \cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \psi] u_1}{m_s} + \frac{\alpha_2 \alpha_3}{\alpha_1} v_1 \\ \quad + \left[\frac{\alpha_2}{\alpha_1} - \alpha_3 \right] v_2 + \frac{\alpha_2^2}{\alpha_1} v_3 - \alpha_1 \ddot{x}_d \\ \dot{v}_3 = -\frac{\alpha_3}{\alpha_1} v_1 - \frac{1}{\alpha_1} v_2 - \frac{\alpha_2}{\alpha_1} v_3 \end{cases} \quad (26.2)$$

با استفاده از مرتبه اول بسط تیلور حول نقطه تعادل $[v_1, v_2, v_3] = [0, 0, 0]$ رابطه ۲۶.۲ به صورت زیر خطی سازی می شود.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \dot{v}_3 \end{pmatrix}}_{\dot{v}} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{\alpha_1[\cos \theta_d \cos \phi \cos \psi]u_1}{m_s} & \frac{\alpha_2}{\alpha_1} - \alpha_3 & \frac{\alpha_2^2}{\alpha_1} \\ -\frac{\alpha_3}{\alpha_1} & -\frac{1}{\alpha_1} & -\frac{\alpha_2}{\alpha_1} \end{pmatrix}}_A \underbrace{\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix}}_v \quad (27.2)$$

معادله مشخصه سیستم با فرض $\alpha_3 = w_3$ و $\alpha_1 = \frac{w_1 m_s}{[\cos \theta_d \cos \phi \cos \psi]u_1}$ ، $\alpha_2 = \frac{w_2 m_s}{[\cos \theta_d \cos \phi \cos \psi]u_1}$ به صورت زیر حاصل می گردد.

$$s^3 + w_3 s^2 + w_1 s + w_2 = 0 \quad (28.2)$$

طبق قضیه راوث، به راحتی می توان نشان داد که ریشه های معادله دارای قسمت حقیقی منفی بوده و تمامی ضرایب w_1 و w_2 و w_3 مقادیری مثبت بوده و $w_1 w_2 < w_3$ می باشد.

گام سوم

با مقدار مثبت طراحی شده برای ϵ_θ ، قانون کنترلی به صورت زیر تعریف می شود.

$$dots_\theta = -\epsilon_\theta \tanh s_\theta \quad (29.2)$$

گام چهارم

در این مرحله قانون کنترلی u_3 به صورت زیر محاسبه می شود.

$$u_3 = \frac{I_y}{l} \left[\alpha_1 \left(\ddot{x}_d - \frac{\sin \theta \cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \psi}{m_s} u_1 \right) \right. \\ \left. + \underbrace{\frac{I_y}{l} [\epsilon_\theta \tanh s_\theta]}_{u_{3dis}} \right. \\ \left. + \underbrace{\alpha_2 (\dot{x}_d - \dot{x}) + \ddot{\theta}_d + \alpha_3 (\dot{\theta}_d - \dot{\theta})}_{u_{3equ}} \right] \quad (30.2)$$

گام پنجم

تابع مثبت لیپانوف کاندید به صورت $2V = \frac{1}{2} S_\theta^2$ در نظر گرفته می شود. اثبات پایداری سیستم حلقه بسته به راحتی ممکن است. همچنین چهار متغیر طراحی به ترتیب w_1 و w_2 و w_3 و ϵ_θ وجود دارد که می تواند بر مبنای سرعت همگرایی کنترل گستته و یا دقت ردیابی حالت پایا و یا سرعت سیستم مود لغزشی طراحی و انتخاب شوند.

گام شش

برای تنظیم ضرایب w_1 و w_2 و w_3 ، شبکه عصبی آموزش داده شده است تا خطای E کمینه گردد.

$$E = \frac{1}{2} (x_d - x)^2 \quad (31.2)$$

با استفاده از الگوریتم پس اشار خطای معادلات اولیه به روز رسانی وزن ها به شکل زیر در می آیند.

$$\varepsilon_\theta = \varepsilon_{\theta,0} - \eta_\theta \int_0^t \frac{\partial E}{\partial \varepsilon_\theta} dt \quad (32.2)$$

$$w_1 = w_{1,0} - \eta_\theta \int_0^t \frac{\partial E}{\partial w_1} dt \quad (33.2)$$

$$w_2 = w_{2,0} - \eta_\theta \int_0^t \frac{\partial E}{\partial w_2} dt \quad (34.2)$$

$$w_3 = w_{3,0} - \eta_\theta \int_0^t \frac{\partial E}{\partial w_3} dt \quad (35.2)$$

η_θ نرخ یادگیری بوده که سرعت همگرایی شبکه عصبی را تعیین می کند. $W_{1,0}, W_{2,0}, W_{3,0}$ و $\varepsilon_{\theta,0}$ مقادیر اولیه برای W_1, W_2, W_3 و با استفاده از روش سعی و خطای تنظیم شده است. با استفاده از ۳۲.۲، ۳۳.۲، ۳۴.۲ و ۳۵.۲ فرم نهایی معادلات به روز رسانی به شکل زیر در می آید.

$$\varepsilon_\theta = \varepsilon_{\theta,0} + \eta_\theta \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla x}{\nabla u_{3dis}} \right) \frac{I_y (x_d - x) \tanh s_\theta}{l} dt \quad (36.2)$$

$$w_1 = w_{1,0} + \eta_\theta \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla x}{\nabla u_{3dis}} \right) \frac{4I_y m_s \varepsilon_\theta (x_d - x) (\dot{x}_d - \dot{x}) e^{-2s_\theta}}{l \cos \theta_d \cos \phi \cos \psi (1 + e^{-2s_\theta})^2 u_1} dt \quad (37.2)$$

$$w_2 = w_{2,0} + \eta_\theta \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla x}{\nabla u_{3dis}} \right) \frac{4I_y m_s \varepsilon_\theta (x_d - x)^2 e^{-2s_\theta}}{l \cos \theta_d \cos \phi \cos \psi (1 + e^{-2s_\theta})^2 u_1} dt \quad (38.2)$$

$$w_3 = w_{3,0} + \eta_\theta \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla x}{\nabla u_{3dis}} \right) \frac{4I_y \varepsilon_\theta (x_d - x) (\theta_d - \theta) e^{-2s_\theta}}{l (1 + e^{-2s_\theta})^2} dt \quad (39.2)$$

۳ طراحی کنترل کننده زاویه roll

هدف از طراحی کنترلر زاویه رول، تضمین این مسئله است که متغیر های حالت $[y_d, \phi_d]$ به مسیر مطلوب $[y, \phi]$ شوند. مطابق با قسمت های قبلی، معادلات فضای حالت این زیر سیستم نیز به صورت زیر بیان می شود.

$$\begin{cases} \dot{x}_7 = x_8 \\ \dot{x}_8 = [0] + \left[\frac{l}{I_x} \right] u_2 + \left[\dot{\theta} \psi \frac{I_y - I_z}{I_x} + \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \Omega_r - \frac{k_4 l}{I_x} \dot{\phi} \right] \end{cases} \quad (1.3)$$

$$\text{که در آن } i = 7, x_7 = \phi, x_8 = \dot{\phi}, f(x) = 0, h(x) = \frac{l}{I_x} \text{ و } d(\mathbf{x}) = \dot{\theta} \psi \frac{I_y - I_z}{I_x} + \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \Omega_r - \frac{k_4 l}{I_x} \dot{\phi}$$

مشابه آنچه برای کنترل زاویه پیچ انجام شد. سطح لغزان S_ϕ و ورودی کنترلی u_2 به صورت زیر خواهد بود.

$$s_\phi = \alpha_4 (\dot{y}_d - \dot{y}) + \alpha_5 (y_d - y) + (\dot{\phi}_d - \dot{\phi}) + \alpha_6 (\phi_d - \phi) \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} u_2 &= \frac{I_X}{l} \left[\alpha_4 \left(\ddot{y}_d - \frac{\sin \theta \cos \phi \sin \psi - \sin \phi \cos \psi}{m_s} u_1 \right) \right. \\ &\quad \left. + \underbrace{\alpha_5 (\dot{y}_d - \dot{y}) + \ddot{\phi}_d + \alpha_6 (\dot{\phi}_d - \dot{\phi})}_{u_{2eq}} \right] \\ &\quad + \underbrace{\frac{I_X}{l} [\varepsilon_\phi \tanh s_\phi]}_{u_{2dis}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

همچنین فرض شده است که:

$$\begin{aligned} \alpha_4 &= - \frac{w_4 m_s}{[\sin \theta \sin \phi_d \sin \psi - \cos \phi_d \cos \psi] u_1} \\ \alpha_5 &= - \frac{w_5 m_s}{[\sin \theta \sin \phi_d \sin \psi - \cos \phi_d \cos \psi] u_1} \\ \alpha_6 &= w_6 \end{aligned} \quad (4.3)$$

با استفاده از الگوریتم پس انتشار خط را بروز رسانی وزن ها به شکل زیر در می آیند.

$$\varepsilon_\phi = \varepsilon_{\phi,0} + \eta_\phi \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla y}{\nabla u_{2dis}} \right) \frac{I_X (y_d - y) \tanh s_\phi}{l} dt \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned}
w_4 = & w_{4,0} - \eta_\phi \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla y}{\nabla u_{2dis}} \right) \\
& \times \frac{4I_x m_s \varepsilon_\phi (y_d - y) (\dot{y}_d - \dot{y}) e^{-2s_\phi}}{l [\sin \theta \sin \phi_d \sin \psi + \cos \phi_d \cos \psi] (1 + e^{-2s_\phi})^2 u_1} dt
\end{aligned} \tag{9.3}$$

$$\begin{aligned}
w_5 = & w_{5,0} - \eta_\phi \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla y}{\nabla u_{2dis}} \right) \\
& \times \frac{4I_x m_s \varepsilon_\phi (y_d - y)^2 e^{-2s_\phi}}{l [\sin \theta \sin \phi_d \sin \psi + \cos \phi_d \cos \psi] (1 + e^{-2s_\phi})^2 u_1} dt
\end{aligned} \tag{9.4}$$

$$w_6 = w_{6,0} + \eta_\phi \int_0^t \text{sign} \left(\frac{\nabla y}{\nabla u_{2dis}} \right) \frac{4I_x \varepsilon_\phi (y_d - y) (\phi_d - \phi) e^{-2s_\phi}}{l (1 + e^{-2s_\phi})^2} dt \tag{9.5}$$

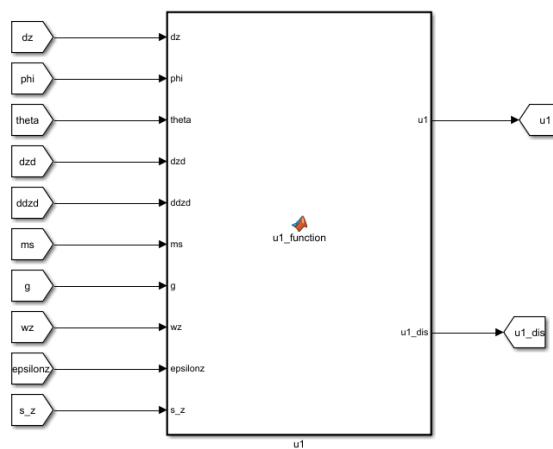
۴ پیاده سازی کنترل کننده

۱.۴ پیاده سازی کنترل کننده ارتفاع در سیمولینک

برای پیاده سازی الگوریتم توضیح داده شده از سیمولینک استفاده کردیم و در گام مدل دینامیکی کوادراتور را پیاده سازی کردیم و با الگوریتم تطبیقی عصبی کنترلر ارتفاع را به شکل زیر پیاده سازی کردیم.

گام اول

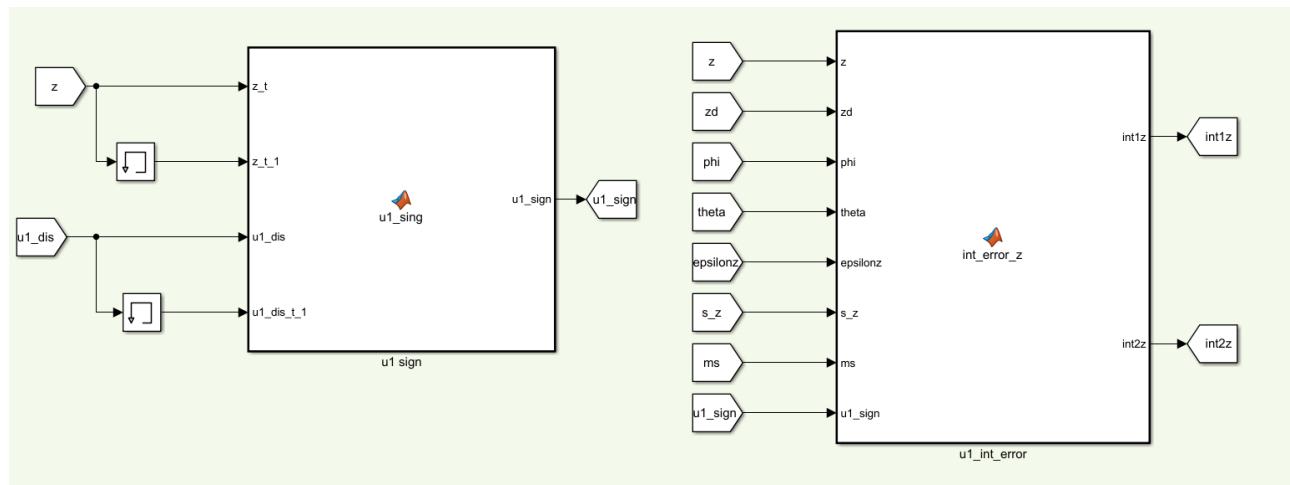
در گام اول با استفاده از ۷.۲ توانسته ایم u_1 ، u_{dis} را تولید کنیم.



شکل ۱.۴: u_{dis} ، u_1

گام دوم

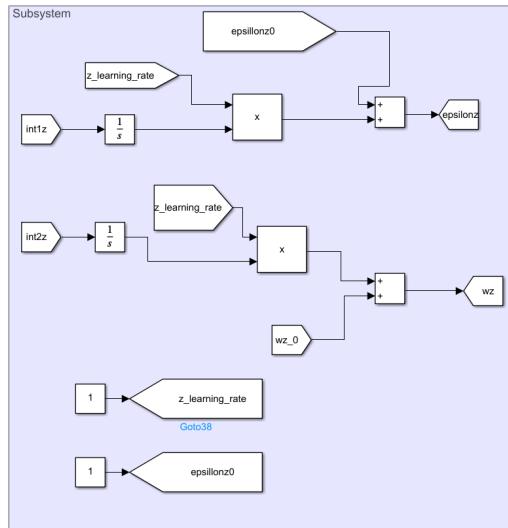
در این قسمت همان طور که در شکل ۲.۴ مشاهده میکنید. انتگرال موجود در معادلات ۱۵.۲، ۱۴.۲ را محاسبه نموده ایم.



شکل ۲.۴: انتگرال موجود در معادلات ۱۵.۲، ۱۴.۲

گام سوم

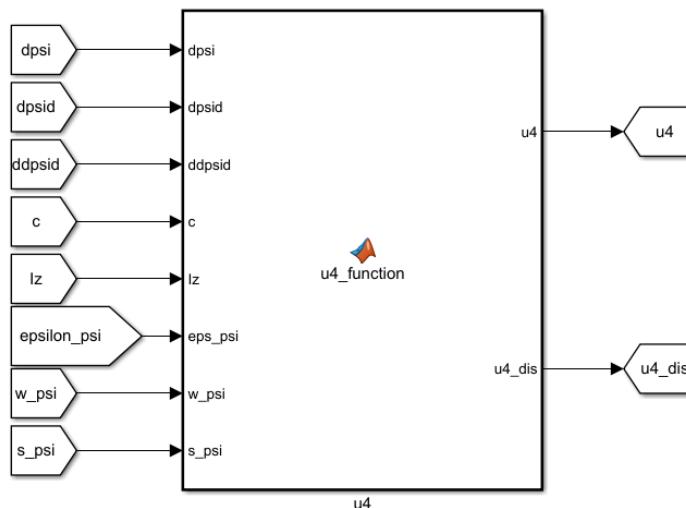
در این قسمت معادلات بروزرسانی معادلات 14.2 ، 15.2 و 16.2 در شکل ۳.۴ مشاهده میشود.



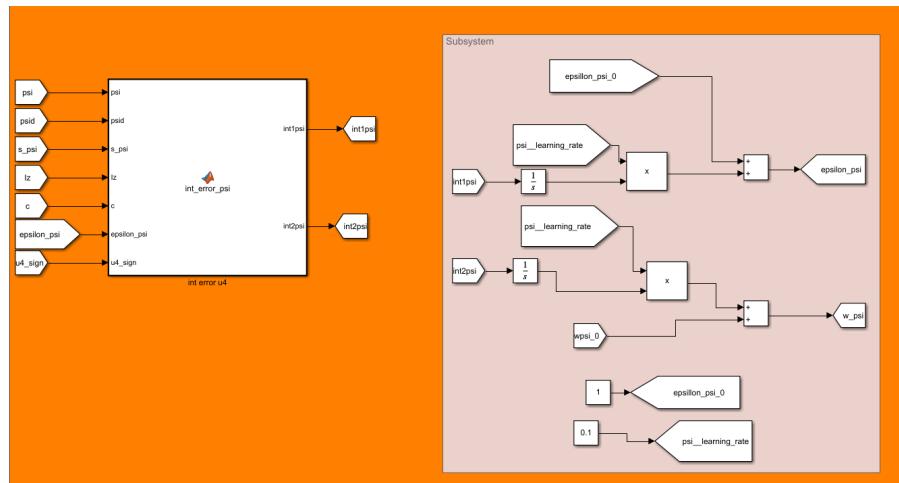
شکل ۳.۴: معادلات بروزرسانی کنترل کننده ی ارتفاع

۲.۴ پیاده سازی کنترل کننده یا در سیمولینک

با استفاده از معادله 17.2 ، ورودی کنترلی u_4 و u_{dis} را محاسبه میکنیم. سپس با استفاده از این دو متوان انتگرال معادلات 18.2 و 19.2 محاسبه نمود و در نهایت قانون به روزرسانی وزن ها به شکل ۵.۴ پیاده سازی شده اند.



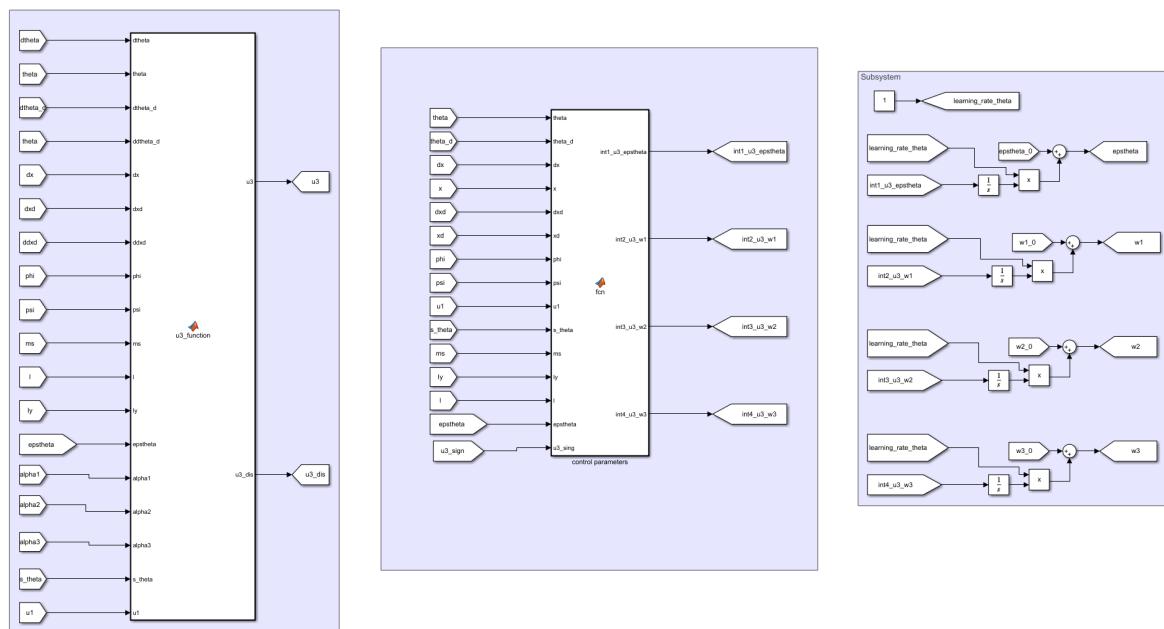
شکل ۴.۴: ورودی کنترلی u_4 و u_{dis}



شکل ۵.۴: کنترل کننده یا و نهایت قانون به روزرسانی وزن ها

۳.۴ پیاده سازی کنترل کننده پیج در سیمولینک

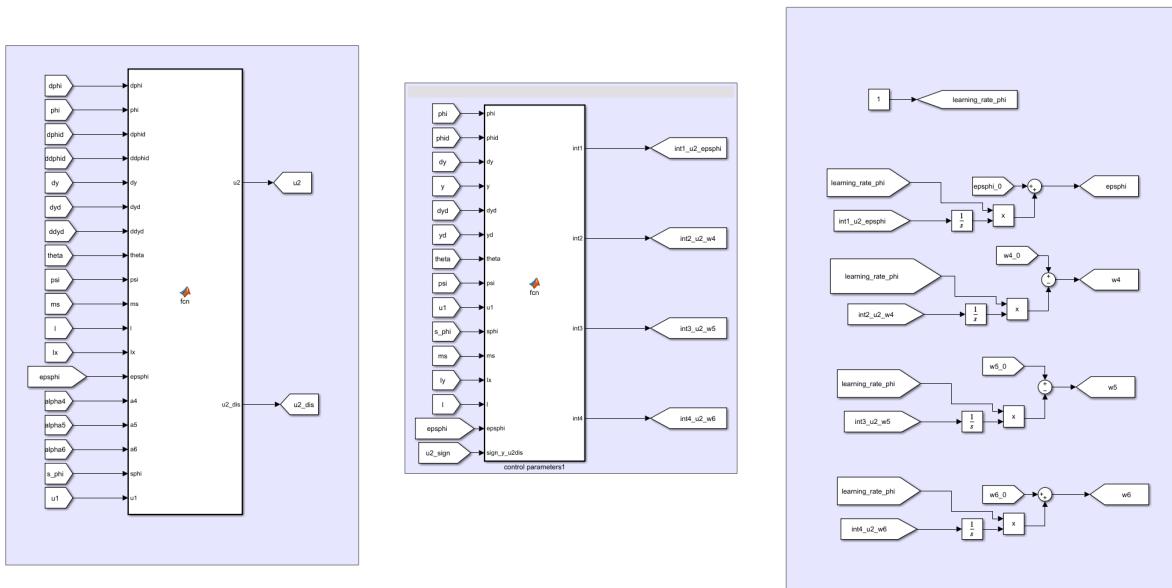
همانند قسمت های قبلی با استفاده از معالات ۳۰.۲ ورودی کنترلی U_3 و U_{3dis} را محاسبه میکنیم. که این کار در شکل ۶.۴ قابل مشاهده است. سپس با استفاده از ۳۶.۲، ۳۷.۲، ۳۸.۲ و ۳۹.۲ می توانیم وزن ها را بروز رسانی کنیم.



شکل ۶.۴: کنترل کننده پیج در سیمولینک

۴.۴ پیاده سازی کنترل کننده رول در سیمولینک

همانند قسمت های قبلی با استفاده از معالات ۲.۳ ورودی کنترلی U_2 و U_{2dis} را محاسبه میکنیم. که این کار در شکل ۷.۴ قابل مشاهده است. سپس با استفاده از ۷.۳، ۶.۳، ۵.۳ و ۸.۳ می توانیم وزن ها را بروز رسانی کنیم.



شکل ۷.۴: کنترل کننده رول در سیمولینک

۵ شبیه سازی

همان که در شکل زیر دیده میشود با استفاده پارامتر های داده شده در جداول ۱ و ۲ میتوان به شبیه سازی سیستم داده شده پرداخت. برای مقایسه بهتر، ما کنترل کننده SMC هم برای پیاده سازی این کنترل کننده کافی است در simulink وزن های شبکه را ثابت در نظر بگیریم.

جدول ۱: مقادیر عددی پارامترهای مدل کوادراتور

پارامتر	مقدار	واحد
m_s	1.1	[kg]
l	0.21	[m]
I_x	1.22	[Ns ² /rad]
I_y	1.22	[Ns ² /rad]
I_z	2.2	[Ns ² /rad]
J_r	0.2	[Ns ² /rad]
k_i ($i = 1, 2, 3$)	0.1	[Ns/m]
k_i ($i = 4, 5, 6$)	0.12	[Ns/m ²]
g	9.81	[m/s ²]
b	5	[N m ²]
k	2	[N/ms ²]
c	1	—

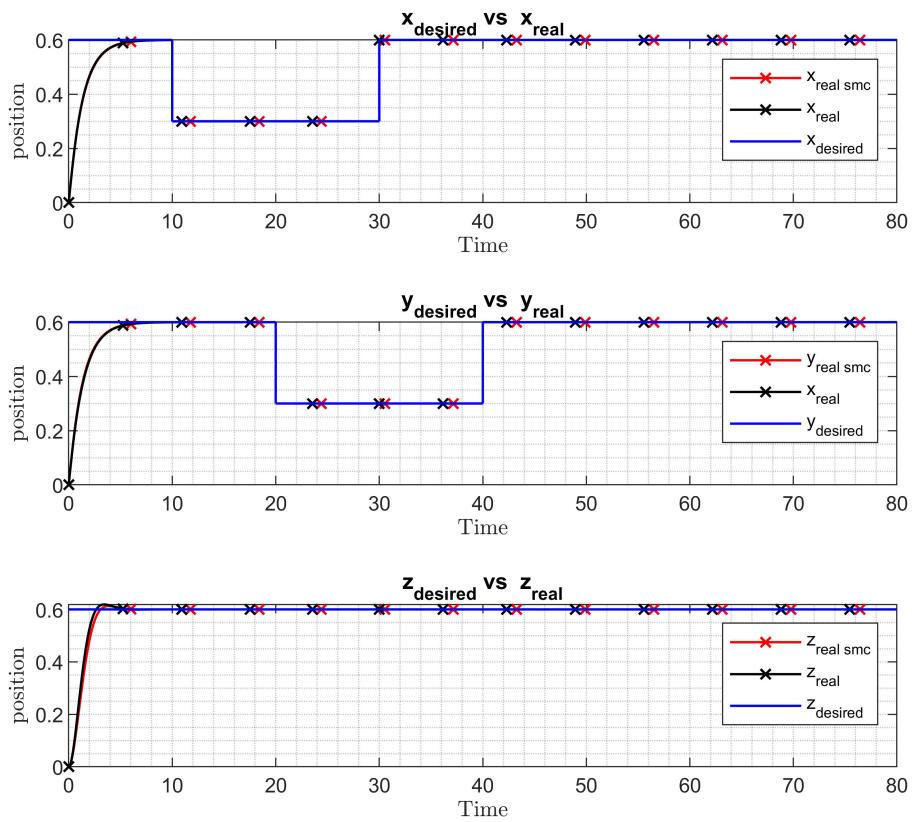
جدول ۲: مقادیر عددی پارامترهای مدل کوادراتور

پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
1	$w_{z,0}$	1	$\varepsilon_{z,0}$
1	$w_{\psi,0}$	1	$\varepsilon_{\psi,0}$
40	$w_{1,0}$	10	$\varepsilon_{\theta,0}$
25	$w_{2,0}$	7.5	$\varepsilon_{\phi,0}$
10	$w_{3,0}$	1	η_z
40	$w_{4,0}$	0.1	η_{ψ}
25	$w_{5,0}$	1	η_{θ}
10	$w_{6,0}$	1	η_{ϕ}

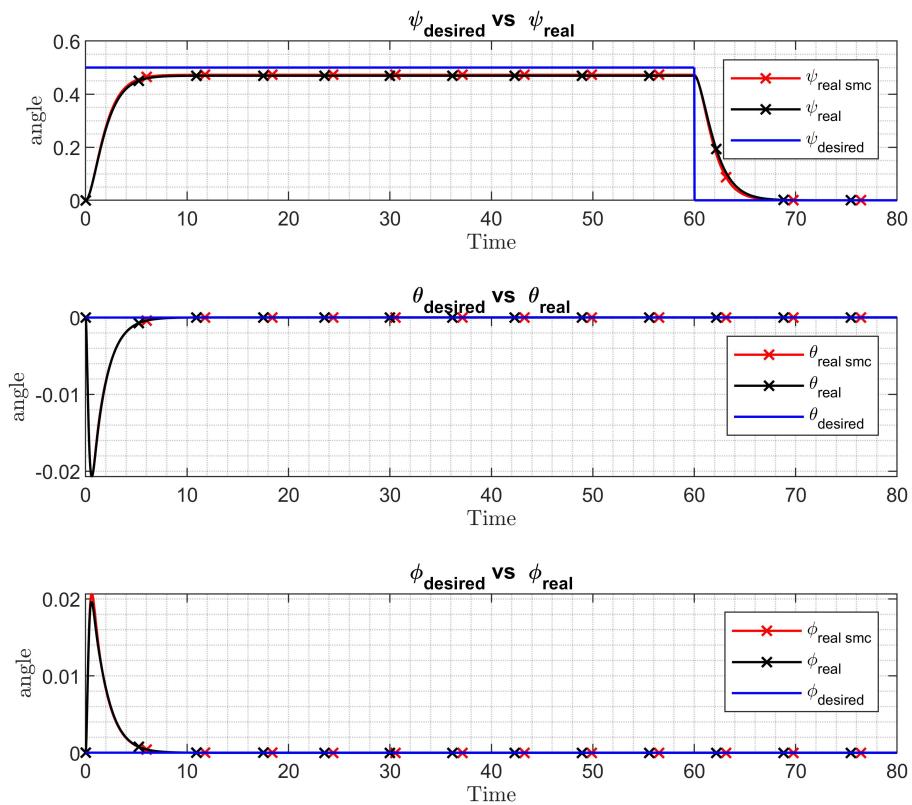
برای شبیه سازی همانند مقاله توابع مطلوب را به شکل زیر در نظر میگریم.

$$\begin{aligned} x_d &= \begin{cases} 0.6, & \text{if } t \leq 10 \text{ or } t > 30; \\ 0.3, & \text{otherwise.} \end{cases} \\ z_d &= \begin{cases} 0.6, & \text{if } t \leq 50; \\ 0, & \text{text.} \end{cases}; \quad \theta_d = 0 \\ y_d &= \begin{cases} 0.6, & \text{if } t \leq 20 \text{ or } t > 40; \\ 0.3, & \text{otherwise.} \end{cases}; \quad (5.1) \\ \psi_d &= \begin{cases} 0.5, & \text{if } t \leq 60; \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad \phi_d = 0 \end{aligned}$$

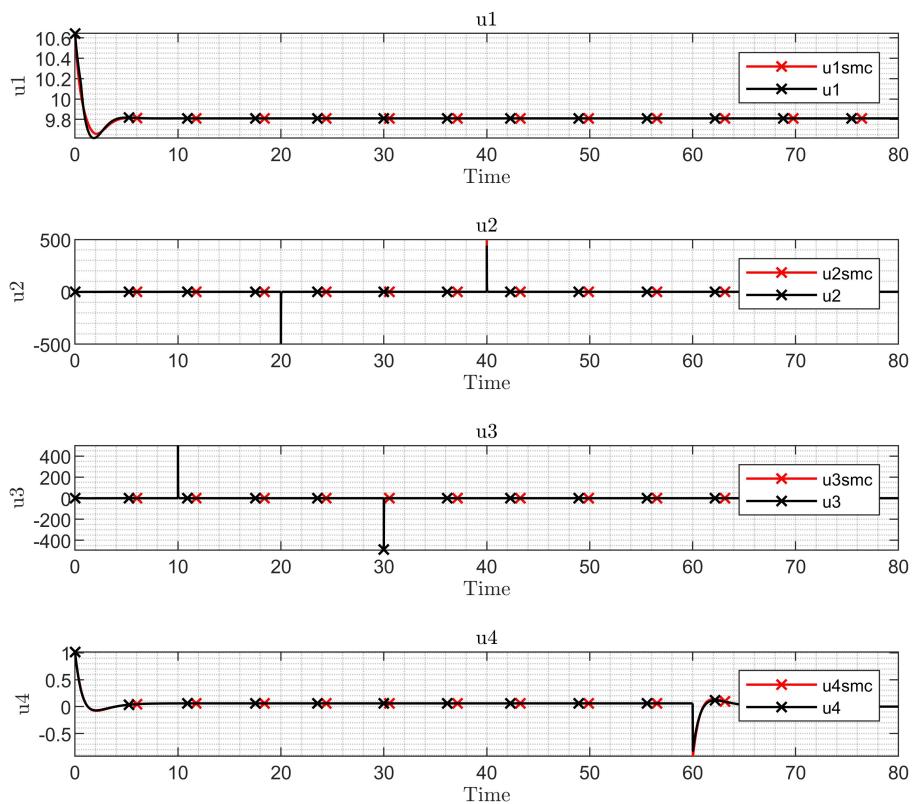
نتایج شبیه سازی را متوانید در شکل های ۱.۵ تا ۵.۵ ببیند فقط توجه داشته باشد که اندیس real مربوط به کنترل کننده عصبی تطبیقی است. همان طور که در شکل ۱.۵ در مشاهده میشود. هردو کنترل کننده توانایی لازم برای دنبال کردن X ، Y و Z دارند. و فقط در مورد Z شاهد کمی overshoot هستیم. موقعیت در شکل ۳.۵ ردیابی زوایای دیده مشوید. از این نمودار ها مشاهده میشود که ردیابی زاویه پایا رو به ور هستیم؛ در ردیابی زوایا پیچ و رول در شروع شبه سازی به دلبل آنکه روی سطح لغزشی قرار نداریم. شاهد undershoot و overshoot هستیم. در شکل ۴.۵ وزن های کنترل کننده تطبیقی عصبی قابل مشاهده اند و میتوان از این شکل نتیجه گرفت که الگوریتم خوب عمل کرده است.



شكل ١.٥: نتائج رديابي موقعية

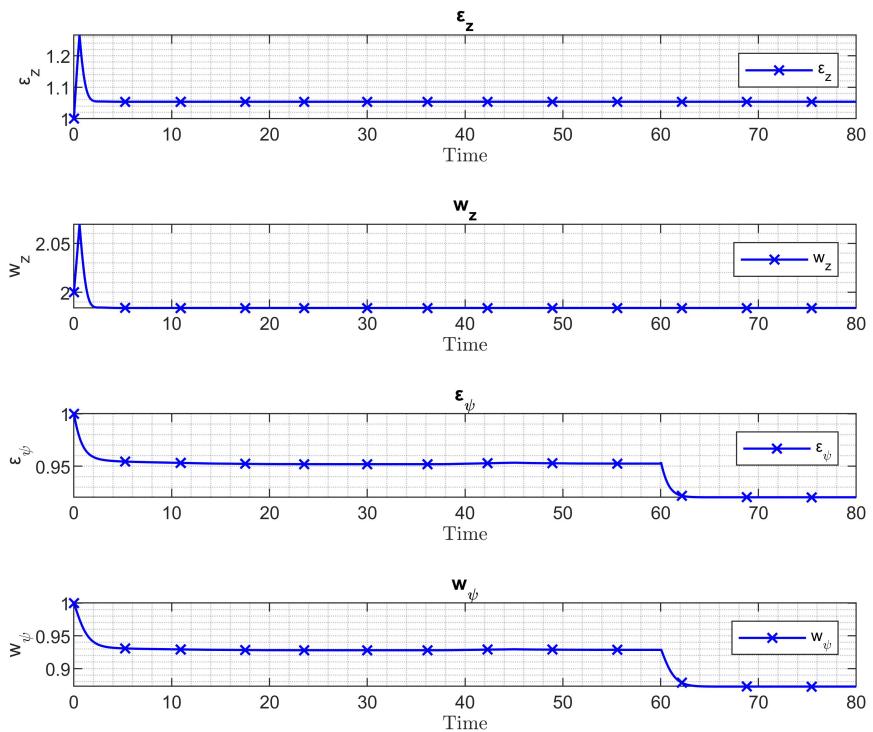


شكل ٢.٥: نتائج رديابي زوايا

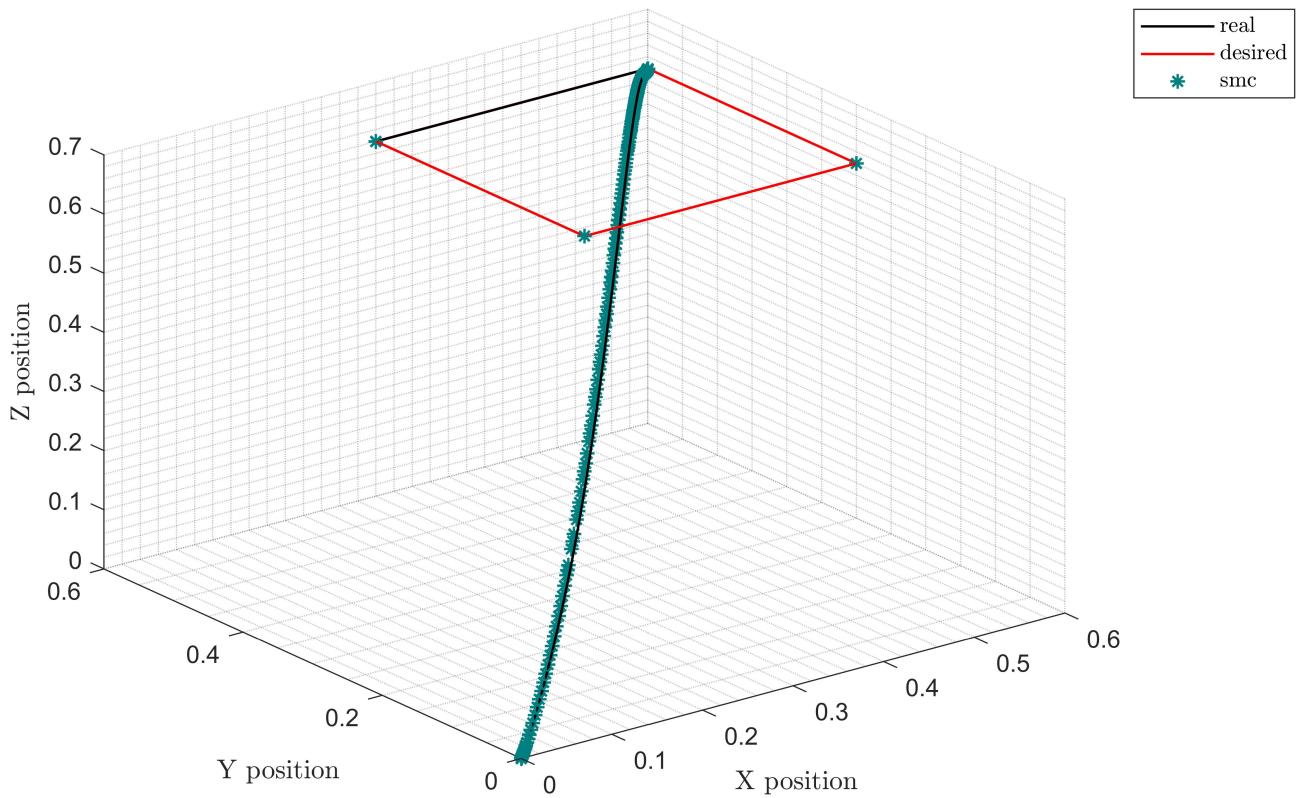


شکل ۳.۵: اندازه ورودی کنترلی

Wiegths only for Neural network-based adaptive sliding mode control



شکل ۴.۵: وزن های کنترل کننده تطبیقی عصبی

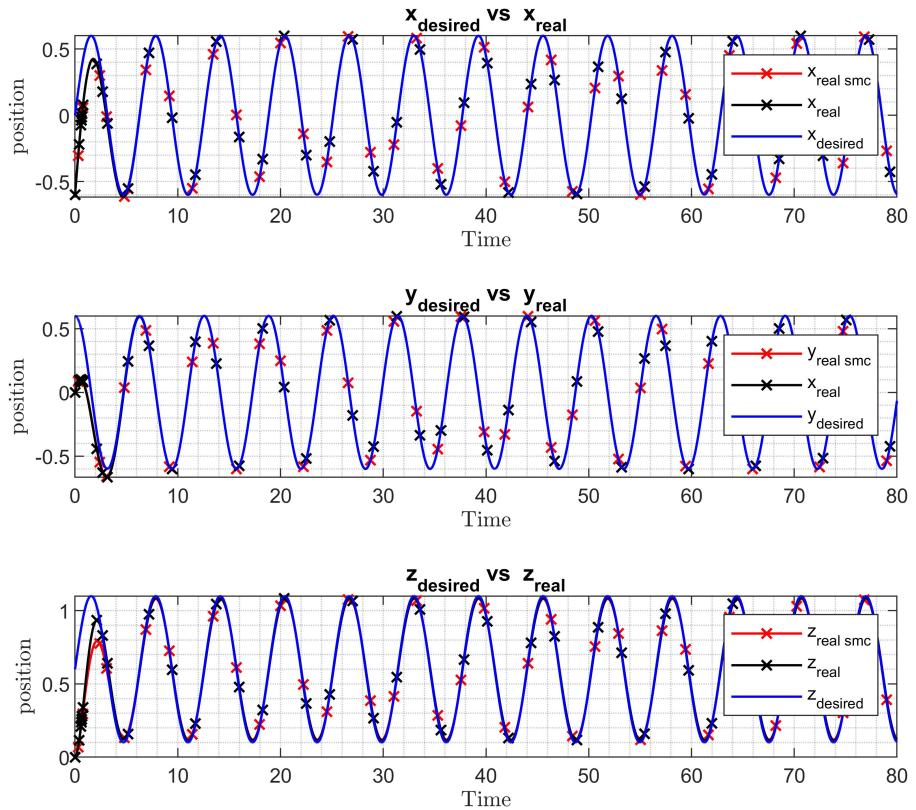


شکل ۵.۵: مسیر حرکت در فضای سه بعدی

۱.۵ بررسی بیشتر

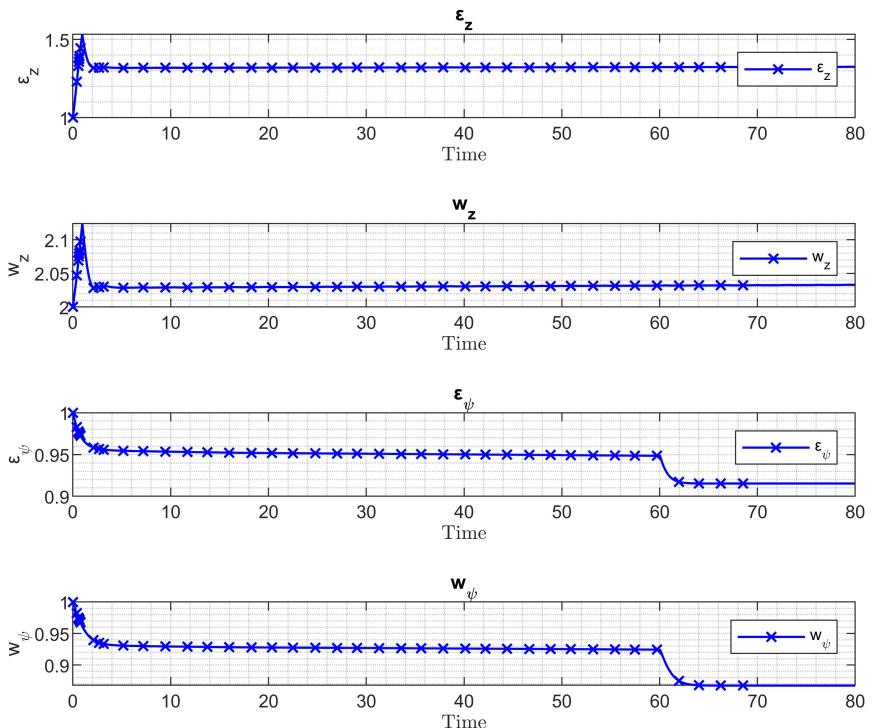
برای بررسی بیستر توابع مطلوب را به شکل زیر در نظر گرفتیم. همان که در شکل ۶.۵ تا ۱۰.۵ میشود. مسیر به خوبی ردیابی شده است و کنترلر عصبی تطبیقی کمی بهتر از SMC عمل کرده است و ارتفاع بهتر ردیابی شده است.

$$\begin{aligned}
 z_d &= 0.6 + 0.5 \times \sin(t) \\
 y_d &= 0.6 \times \cos(t) \\
 x_d &= 0.6 \times \sin(t)
 \end{aligned} \tag{۲.۵}$$

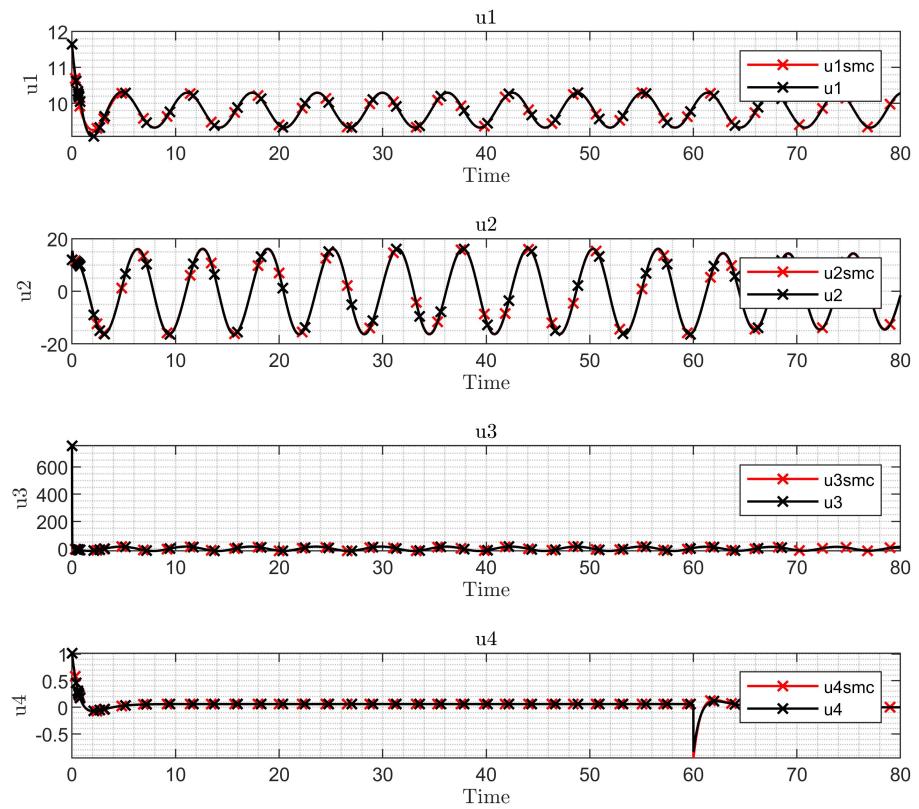


شکل ۶.۵: نتایج ردیابی موقعیت

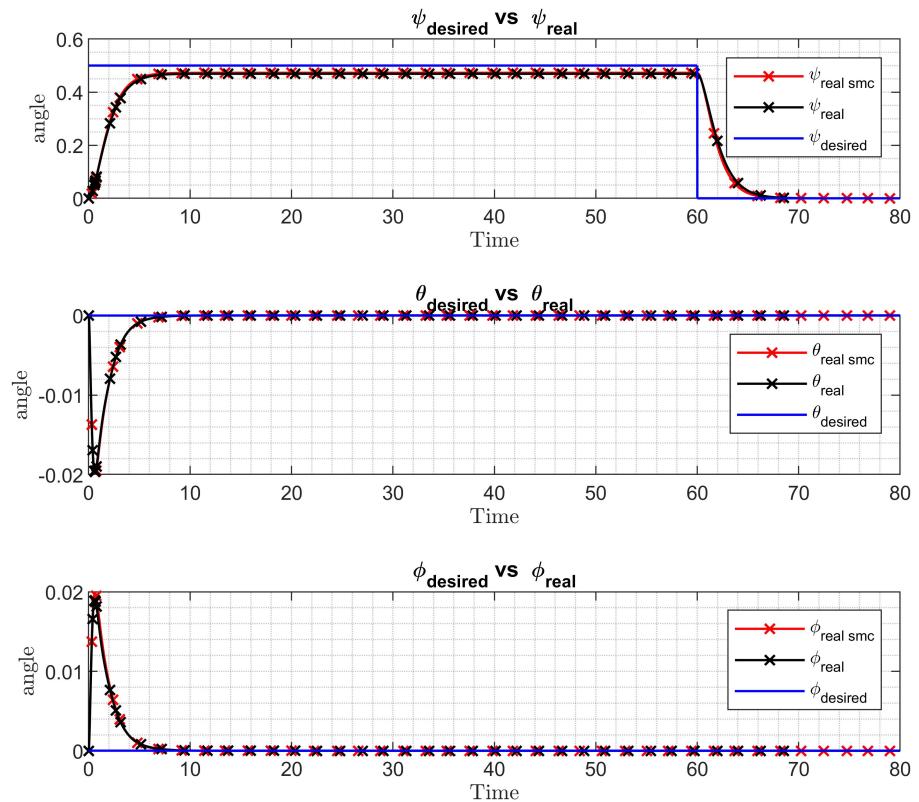
Weights only for Neural network-based adaptive sliding mode control



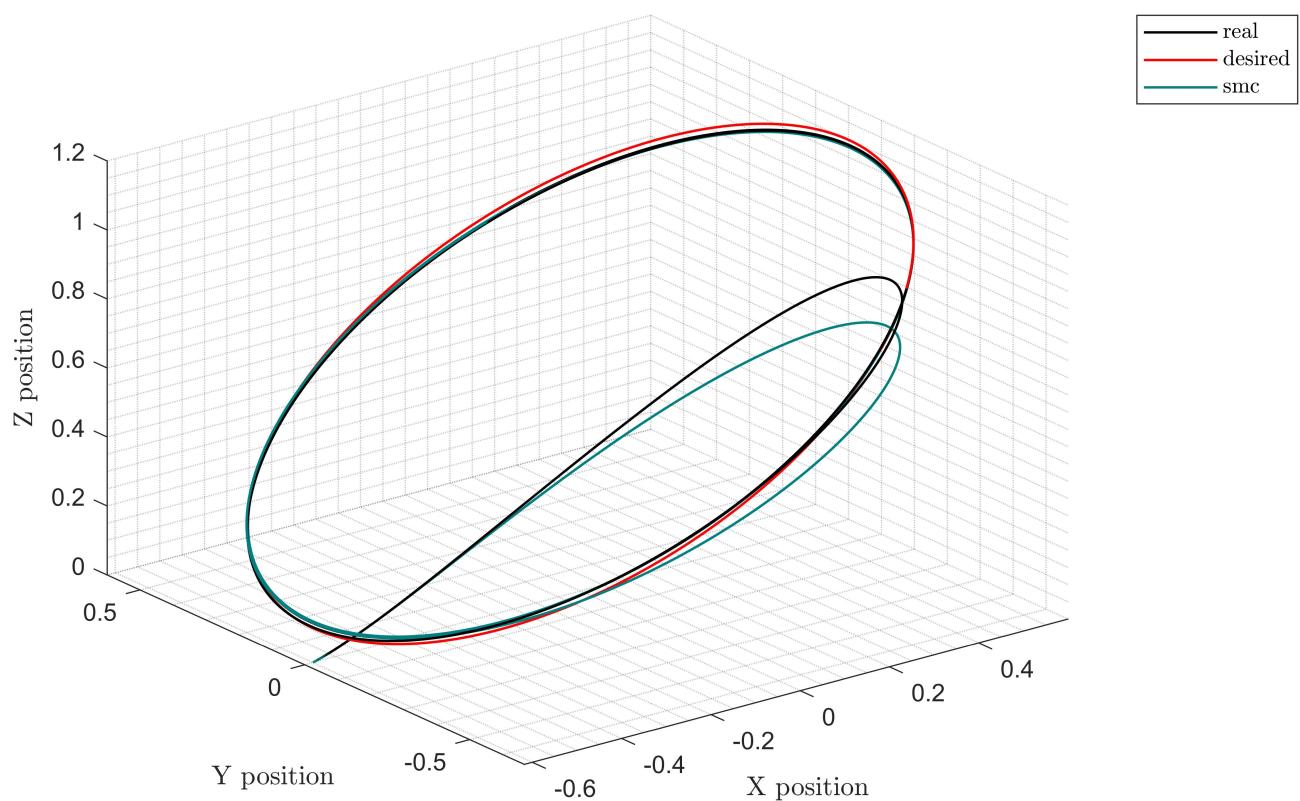
شکل ۷.۵: وزن های کنترل کننده تطبیقی عصبی



شکل ۸.۵: اندازه ورودی کنترلی



شکل ۹.۵: نتایج ردیابی زوایا



شکل ۱۰.۵: مسیر حرکت در فضای سه بعدی