

طراحی کنترل کننده داده محور تطبیقی برای شبیه ساز کنترلی با پیکربندی متداول تک ملخ اصلی- تک ملخ دمی

میر ابوالفضل مختاری^۱

استادیار

در این مقاله یک کنترل کننده داده محور تطبیقی آزاد از مدل برای کنترل زوایای افقی و عمودی محور یک سیستم غیرخطی به نام شبیه ساز کنترلی با پیکربندی متداول تک ملخ اصلی- تک ملخ دمی (TRMS) در حضور پدیده اشباع ورودی ارائه می گردد. با پیشرفت تکنولوژی، سیستم های صنعتی بسیار پیچیده و بهم پیوسته شده اند. در نتیجه ی این پیچیدگی ها، مدل کردن این سیستم ها با مدل های خطی بسیار سخت و غیر ممکن شده است. بر خلاف مقالات گذشته، در این مقاله تنها با استفاده از داده های ورودی و خروجی که از یک مدل موجود بدست می آید، با روش کنترلی داده محور تطبیقی آزاد از مدل، به طراحی الگوریتم کنترلی پرداخته می شود. ردیابی سیگنال های مرجع پله ای متغیر و سینوسی به خوبی و با دقت بالایی صورت می پذیرد و مقدار خطا در این روش با روش های موجود برای این سیستم گزارش داده می شود.

محسن رستمی^۲

استادیار

واژه های راهنما: کنترل تطبیقی، کنترل داده محور، TRMS، سیستم غیر خطی، اشباع

۱- مقدمه

سیستم چند-ورودی چند-خروجی دو موتوره با پیکربندی متداول تک ملخ اصلی- تک ملخ دمی^۳ (TRMS)، سیستم کاملاً غیرخطی است که می تواند به عنوان یک مدل آزمایشی از یک وسیله نقلیه هوایی پیچیده در نظر گرفته شود. این سیستم به دلیل غیرخطی بودن زیاد، اتصال متقابل بین دو محور و غیرقابل دسترس بودن برخی از حالت های آن برای اندازه گیری، به عنوان یک مسئله مهندسی چالش برانگیز تلقی می شود [۱]. در این راستا، تلاش های زیادی برای مدلسازی و کنترل این سیستم غیرخطی صورت پذیرفته است.

^۱ نویسنده مسئول، استادیار، گروه خلبانی، دانشکده پرواز، دانشگاه افسری امام علی (ع)، تهران، ایران

S.abolfazl.mokhtari@aut.ac.ir

^۲ استادیار، گروه خلبانی، دانشکده پرواز، دانشگاه افسری امام علی (ع)، تهران، ایران cpt.rostami@gmail.com

تاریخ دریافت: ۱۴۰۰/۰۴/۲۳، تاریخ پذیرش: ۱۴۰۲/۰۱/۲۲

^۳ Twin Rotor MIMO System

در مقالات Rahideh و همکاران [۲]، Rahideh و Shaheed [۳]، Chalupa و همکاران [۴]، Huu و Ismail [۵]، سعی شده است مدل سازی دینامیکی این سیستم صورت بپذیرد. همچنین رویکردهای مختلفی جهت کنترل این سیستم دو-ورودی دو-خروجی، از جمله، اعمال H_{∞} به مدل مرتبه کاهش یافته آن توسط Martínez و همکاران [۶]، انواع روش های تناسبی-انتگرال گیر-مشتق گیر (PID)، که مهم ترین آنها یعنی PID مبتنی بر محاسبات تکاملی است [۷]، کنترل کننده اسلایدینگ فازی-انتگرالی توسط Tao و همکاران [۸]، کنترل کننده پیش بین توسط DuGescu و همکاران [۹]، کنترل کننده اسلایدینگ مد مرتبه دوم تطبیقی که از پارامترهای تطبیقی برای قوام سیستم در برابر عدم قطعیت ها بهره برده است [۱۰]، در نهایت نیز کنترل کننده اشباع تو در تو مبتنی بر تخمین گر توسعه یافته توسط Amini و همکاران [۱۰] صورت گرفته شده است.

از طرفی امروزه با توجه به پیشرفت تکنولوژی، سیستم های صنعتی بسیار پیچیده و بهم پیوسته شده اند. در نتیجه ی این پیچیدگی ها، مدل کردن این سیستم ها با مدل های خطی، مرتبه پایین، تکه ای خطی و هیبرید بسیار سخت و غیرممکن شده است. این عدم توانایی در مدل کردن دقیق سیستم ها منجر به کاهش کارآمدی روش های کنترلی مبتنی بر مدل می شود [۱۱] همچنین در بسیاری از این سیستم ها محدودیت هایی مانند: اشباع ورودی، اشباع خروجی، نویز خارجی، ناپیچینی سیستم و شرایط محیطی منجر به تغییر رفتار سیستم می شوند. به عنوان مثال در همین سیستم TRMS علاوه بر غیرخطی گری پیچیده، ورودی ولتاژ نیز محدود می باشد. بنابراین در هنگام طراحی کنترل کننده باید اثر آن ها در نظر گرفته و آنالیز پایداری در حضور آن ها انجام شود. در سال های اخیر، با توجه به پیشرفت های علم ارتباطات در زمینه ذخیره سازی برخط داده های ورودی و خروجی، چندین روش کنترلی داده محور^۴ برای سیستم های غیرخطی و پیچیده پیشنهاد شده است. در این روش ها اساس طراحی سیگنال کنترلی فقط وابسته به داده های ورودی و خروجی می باشد. به طور مثال: روش تقریب تصادفی انحراف همزمان^۵ توسط Tympakianaki و همکاران [۱۲]، تنظیم مبتنی بر همبستگی^۶ توسط Mišković و همکاران [۱۳] و همچنین Karimi و همکاران [۱۴] و تنظیم بازخوردی تکرار شونده^۷ توسط Li و همکاران [۱۵] نمونه هایی از روش های کنترلی داده محور می باشند. با توجه به ویژگی های بسیار مفید کنترل کننده های داده محور از جمله عدم وابستگی به مدل سیستم، چندین روش موثر داده محور برای سیستم های غیرخطی در حضور محدودیت های سیستمی پیشنهاد شده است [۱۶]. به طور مثال توسط Chi و همکاران [۱۷] الگوریتم یادگیری تکرار شونده^۸ برای مسئله تعقیب سیستم غیرخطی درگیر با پدیده اشباع ارائه شده است. Rui و همکاران [۱۸] یک الگوریتم برنامه ریزی پویای تطبیقی^۹ برای حل مسئله اشباع عملگر پیشنهاد داده اند. همچنین Hui و همکاران [۱۹] یک کنترل کننده تطبیقی بدون

¹ Extended State Observer (ESO)

² Model-Based Methods

³ On-line

⁴ Data Driven Control (DDC)

⁵ Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation (SPSA)

⁶ Correlation-Based Tuning (CBT)

⁷ Iterative Feedback Tuning (IFT)

⁸ Iterative Learning (IL)

⁹ Adaptive Dynamic Programming (ADP)

مدل همراه با یک ساختار تخمینگر برای سیستم‌های غیرخطی پیوسته زمان ارائه شده که در آن محدودیت نرخ تغییرات ورودی در نظر گرفته شده است.

بیشتر استراتژی‌های کنترلی که بر روی انواع مختلف شبیه‌سازهای پرواز در مقالات اعمال شده است، بر اساس مدل ریاضی سیستم است. از آنجا که دینامیک‌های مدل نشده و سایر عدم قطعیت‌ها مانند تغییر پارامترها در شبیه‌سازهای پرواز، همیشه در مدل سازی و روند کنترل حلقه بسته وجود دارد، یک کنترل کننده مبتنی بر مدل ممکن است در عمل به خوبی کار نکند و حتی منجر به عملکرد بد یا ناپایداری سیستم حلقه بسته شود. در واقع، ممکن است خطای کوچک در مدلسازی منجر به عملکرد بسیار بد حلقه بسته شود [۲۰]. در این راستا، موضوع مهم به ویژه در سیستم‌های شبیه‌ساز پرواز موضوع پایداری است، خصوصاً در سیستم‌های شبیه‌ساز پرواز با دینامیک پیچیده همچون TRMS، که توصیف دقیق پارامترها در این شبیه‌ساز به دلیل افزایش عدم قطعیت در ارتباط با تعداد زیاد درجه آزادی بازوهای آن دشوار است. در چنین شرایطی، اکثر نتایج نظری مبتنی بر مدل از یک سیستم کنترل حلقه بسته، مانند ثبات و همگرایی تضمین نمی‌شوند [۲۱]. از طرف دیگر، همان‌طور که بیان شد، طراحی کنترل کننده داده محور صرفاً از داده‌های ورودی - خروجی اندازه‌گیری پروسه استفاده می‌کند و شامل هیچ اطلاعات دینامیکی و ساختاری از سیستم کنترلی شده نمی‌باشد. علاوه بر این، نه تنها روش داده محور مزایای زیادی از نظر طراحی کنترل دارد، بلکه همچنین نتایج ارزشمندی را در زمینه حملات سایبری و دفع اغتشاش برای ما به ارمغان می‌آورد [۲۲].

در میان تمام روش‌های داده محور، روش تطبیقی بدون مدل^۱ به عنوان یک روش بسیار کارآمد برخط شناخته شده است. این روش بر پایه‌ی مفهوم خطی سازی دینامیکی^۲ بنا نهاده شده است. در این روش ابتدا توسط یک ساختار شناسایی برخط یک تخمین خطی دینامیکی از سیستم ارائه می‌شود و سپس با توجه به مدل تخمین زده شده، طراحی کنترل کننده بر اساس تعدادی توابع هزینه بدست می‌آید. تخمین دینامیکی ارائه شده به سه فرم فشرده^۳، جزئی^۴ و کامل^۵ تقسیم بندی می‌گردد. تفاوت این فرم‌ها در این است که رابطه‌ی بین خروجی و ورودی در هر لحظه به چه مرتبه‌ای از ورودی و خروجی لحظات قبل وابسته است. به طور مثال اگر فقط خروجی به ورودی لحظه قبل وابسته باشد به این حالت فرم فشرده گویند.

اخیراً با توجه به قوام روش کنترل تطبیقی بدون مدل، این روش بسیار مورد توجه قرار گرفته است. به طور مثال توسط Bu و همکاران [۲۳] روش تطبیقی بدون مدل فشرده برای سیستم غیرخطی دارای محدودیت اشباع خروجی ارائه شده است. توسط Hou و Yuanming [۲۴] دو الگوریتم تطبیقی بدون مدل برای کلاس خاص سیستم‌های تک ورودی و تک خروجی ارائه شده است. همچنین توسط Bu و همکاران [25] و Bu و همکاران [۲۶] روش کنترل تطبیقی بدون مدل برای کلاس خاص سیستم‌های غیرخطی گسسته زمان همراه با محدودیت کوانتیزه و اشباع خروجی ارائه شده است. توسط Xu و همکاران [۲۷] روش کنترلی تطبیقی بدون مدل لغزشی برای سیستم‌های غیرخطی تک ورودی و تک خروجی ارائه شده است. توسط Qiu و همکاران [۲۸] کنترل کننده تطبیقی بدون مدل پیش‌بین برای حل مشکل پایداری سیستم‌های غیرخطی در حضور

¹ Model Free Adaptive Control (MFAC)

² Dynamic Linearization

³ Compact

⁴ Partial

⁵ Full

حملات سایبری پیشنهاد شده است. توسط Yu و همکاران [۲۹] مسئله پایداری کنترل کننده تطبیقی بدون مدل در زمان ناپدید شدن سیگنال‌های اندازه‌گیری مورد بررسی قرار گرفته است و یک رابطه بین خطای تعقیب و ضریب ناپدید شدن سیگنال اندازه‌گیری بیان گردیده است.

در این مقاله، کنترل کننده داده محور تطبیقی برای سیستم TRMS مورد طراحی قرار می‌گیرد. باتوجه به عدم وابستگی روش پیشنهادی به مدل سیستم، روش پیشنهاد شده نسبت به روش‌های مدل محور در برابر عدم قطعیت‌های مدل مقاوم‌تر است. داده‌های مورد استفاده برای طراحی این کنترل کننده، فقط داده‌های ورودی و خروجی از یک مدل دینامیکی از این سیستم است که توسط Tao و همکاران [۸]، ارائه گردیده است. بعد از بیان کنترل کننده و اثبات پایداری آن روش، نتایج ردیابی و قوام سیستم در برابر اغتشاش خارجی بیان می‌گردد و توانایی این کنترل کننده در ردیابی و دفع اغتشاش با دادن سیگنال ورودی پله‌ای و سینوسی نشان داده می‌شود. بنابراین در ادامه مقاله، در قسمت دوم، بیان مسئله و مدل دینامیکی سیستم TRMS شرح داده می‌شود و سپس روش کنترلی داده محور و ریاضیات آن به همراه آنالیز پایداری در قسمت سوم بیان می‌شود. همچنین در قسمت چهارم شبیه سازی جهت تایید کارایی این روش کنترلی برای سیستم TRMS نمایش داده می‌شود. مهمترین دست آوردهای این تحقیق در زیر آورده شده است:

۱- به منظور بدست آوردن اطلاعات ورودی-خروجی، از یک مدل ریاضی که در مقالات گذشته برای TRMS ارائه شده است، استفاده می‌کنیم.

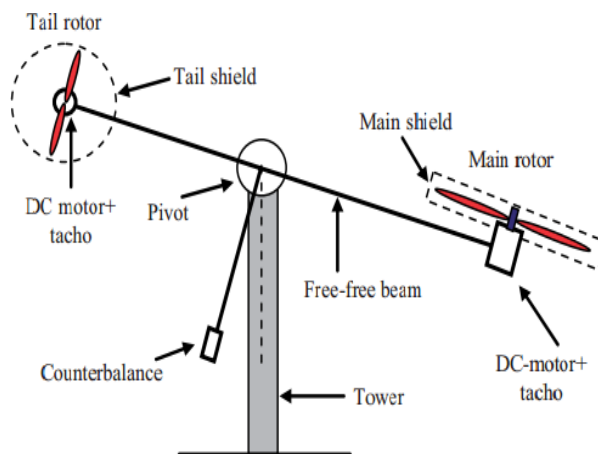
۲- بر اساس مدل بدست آمده، کنترل کننده تطبیقی جدا از مدل استفاده می‌گردد.

۳- پدیده اشباع ورودی در کنترل کننده داده محور تطبیقی جدای از مدل لحاظ شده است.

۴- با در نظر گرفتن اثر اشباع ورودی، در قسمت شبیه‌سازی، دنبال کردن مرجع در دو سیگنال مرجع مختلف، پله‌ای و سینوسی با کنترل کننده مذکور ارزیابی می‌گردد.

۲- مدلسازی سیستم

سیستم TRMS یک مدل ساده آزمایشگاهی است و در جهت شبیه‌سازی هلیکوپتر بکار می‌رود. این سیستم دو درجه آزادی حرکتی دارد که یکی به صورت افقی و دیگری به صورت عمودی می‌باشد. شماتیک سیستم در شکل (۱) آمده است.



شکل ۱- دیاگرام مربوط به TRMS [۲]

سیستم مورد نظر رفتاری به شدت غیرخطی دارد به خصوص در حرکت عمودی که با تغییر مقدار مرجع، این مورد بیشتر نمایان می‌شود. همچنین تداخل بین حرکت افقی و عمودی هم بر دشواری‌های کار کنترل این سیستم می‌افزاید. معادلات TRMS به صورتی که توسط Shaheed و Rahideh [۳]، و Tao و همکاران [۸] بدست آمده است در معادلات زیر به صورت فضای حالت نمایش داده شده است.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 \\ \dot{x}_2 = x_4 \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{D \sin^2 x_2 + E \cos^2 x_2 + G} (l_t S_f F_h(w_t) \cos x_2 - k_h x_3 - x_3 x_4 (D - E) \sin 2x_2 \\ \quad - j_{mr} w_m(x_6) x_4 \sin x_2 + \frac{j_{mr}}{T_{mr}} (u_v - x_6) \frac{dw_m(x_6)}{dx_6} \cos x_2) \\ \dot{x}_4 = 9.1 (l_m S_f F_v(w_m) - g(\alpha_1 \cos x_2 + \alpha_2 \sin x_2) - k_v x_4 \\ \quad + \alpha_3 x_3^2 \sin 2x_2 + \frac{j_{tr}}{T_{tr}} (u_h - x_5) \frac{dw_t(x_5)}{dx_5}) \\ \dot{x}_5 = \frac{1}{T_{tr}} (u_h - x_5) \\ \dot{x}_6 = \frac{1}{T_{mr}} (u_v - x_6) \end{cases} \quad (1)$$

مقادیر پارامترها $\alpha_1 = 0.0099$ ، $\alpha_2 = 0.0168$ و $\alpha_3 = -0.0252$ می‌باشد. همچنین $x_1 = \alpha_h$ و $x_2 = \alpha_v$ به ترتیب مربوط به زوایای حرکت افقی و عمودی می‌باشد. $x_3 = \Omega_h$ و $x_4 = \Omega_v$ به ترتیب مربوط به سرعت زوایای حرکت افقی و عمودی است، همچنین $x_5 = \dot{l}_h$ و $x_6 = \dot{l}_v$ مربوط به اندازه جریان موتورهای دُم و اصلی می‌باشد. همچنین توابعی همچون $w_t(x_5)$ و $w_m(x_6)$ به ترتیب نشان‌دهنده سرعت چرخشی موتور دُم و موتور اصلی می‌باشد. $F_h(w_t)$ و $F_v(w_m)$ هم نشان‌دهنده نیروهایی هستند که باعث حرکت TRMS در جهت افقی و عمودی می‌باشد. توابع مطرح شده در زیر آمده‌اند.

$$\begin{aligned} w_t(x_5) &= 2020x_5^5 - 194.69x_5^4 - 4283.15x_5^3 + 262.27x_5^2 + 3768.83x_5 \\ w_m(x_6) &= 90.99x_6^6 + 599.73x_6^5 - 129.26x_6^4 - 1283.64x_6^3 + 63.45x_6^2 + 1283.41x_6 \\ F_h(w_t) &= -3 \times 10^{-14}w_t^5 - 1.595 \times 10^{-11}w_t^4 + 2.511 \times 10^{-7}w_t^3 - 1.808 \times 10^{-4}w_t^2 + 8.01 \times 10^{-2}w_t \\ F_v(w_m) &= -3.48 \times 10^{-12}w_m^5 + 1.09 \times 10^{-9}w_m^4 + 4.123 \times 10^{-6}w_m^3 - 1.632 \times 10^{-4}w_m^2 + 9.544 \times 10^{-2}w_m \end{aligned} \quad (2)$$

جزئیات بیشتر درباره پارامترهای بکار رفته در (۱) توسط Chalupa و همکاران [۴]، و Huu و Ismail [۵]، آمده است. در این سیستم با معادلات گفته شده هدف کنترلی، ردیابی زوایای افقی α_h و عمودی α_v نسبت به خروجی مطلوب می‌باشد. که این مهم با استفاده از ورودی‌های u_h و u_v که ورودی مربوط به موتور دُم و اصلی می‌باشند بدست می‌آید. سیستم مورد نظر یک سیستم دو-ورودی دو-خروجی می‌باشد که کنترل کننده برای چنین سیستم‌هایی معمولاً با وجود حذف کننده تداخل طراحی می‌شود و به نوعی چهار کنترل کننده

¹ Tail rotor

² Main rotor

³ Rotational speed

طراحی می شود که دو تا به حذف تداخل می انجامد و دو تای دیگر به کنترل هر خروجی اختصاص دارد. یا در ابتدا خروجی های سیستم از یکدیگر مجزا می شوند و در ادامه دو کنترل کننده برای هر خروجی طراحی می شود. در اینجا تلاش بر این است که تداخل ایجاد شده در سیستم توسط قدرت کنترل کننده داده محور که در بخش بعدی طراحی می گردد، حذف شود و نیازی به طراحی چهار کنترل کننده مجزا نباشد. با توجه به اینکه سیستم ۶ متغیر حالت دارد و ۳ متغیر حالت به حرکت افقی و ۳ متغیر دیگر به حرکت عمودی مربوط می شود، سیستم به صورت دو زیرسیستم افقی و عمودی در نظر گرفته می شود. زیرسیستم مربوط به حرکت افقی و عمودی به ترتیب با بردار متغیر حالت $x_h = [x_1, x_3, x_5]^T$ و $x_v = [x_2, x_4, x_6]^T$ در نظر بگیرید. در ادامه به بیان جزییات کنترل کننده جدا از مدل و روش خاص تطبیقی بدون مدل استفاده خواهیم پرداخت.

۳- روش کنترلی داده محور تطبیقی برای سیستم های غیر خطی

یک سیستم غیر خطی تک ورودی و تک خروجی به فرم (۳) را در نظر بگیرید.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-n_y), u(k), \dots, u(k-n_u)), \quad (3)$$

که در آن $u(k) \in R$ و $y(k) \in R$ بیان کننده ورودی و خروجی سیستم در لحظه k می باشند و $f(\dots): R^{n_u+n_y+2} \rightarrow R$ تابع غیر خطی نامعلوم می باشد. همچنین n_u, n_y به ترتیب بیان کننده درجه ی نامعلوم ورودی و خروجی می باشند. با توجه به اینکه روش پیشنهادی مبتنی بر خطی سازی دینامیکی می باشد، فرض های زیر جهت بکارگیری در تئوری ۱ بیان می شود.

فرض ۱: برای تمامی لحظات، مشتق جزئی تابع $f(\dots)$ نسبت به ورودی موجود باشد.

فرض ۲: شرط جهانی لپ شیتز برای سیستم (۳) برقرار باشد. به این مفهوم که برای تمامی لحظاتی که $\Delta u(k) \neq 0$ می باشد.

$$|\Delta y(k+1)| \leq b |\Delta u(k)|, \quad (4)$$

بطوری که $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$ ، $\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k)$ و $b > 0$ باشد.

نکته ۱: هر دو شرط بالا شرط هایی منطقی و متداول در روش های کنترل تطبیقی می باشند [۳۰]. به طور مثال فرض دوم بیان کننده این است که تغییرات انرژی در خروجی سیستم، ضریبی از تغییرات انرژی در ورودی سیستم است. این فرض در بسیاری از فرآیندهای واقعی صنعتی مانند فرآیندهای حرارتی و شیمیایی برقرار است.

تئوری ۱: اگر $\Delta u(k) \neq 0$ و فرض های ۱ و ۲ برای سیستم (۳) برقرار باشند، آنگاه یک پارامتر متغیر با زمان $\phi_c(k) \in R$ وجود دارد که می تواند سیستم (۳) را به فرم زیر خطی سازی نماید.

$$\Delta y(k+1) = \phi_c(k) \Delta u(k) \quad (5)$$

در این رابطه $\phi_c(k)$ محدود است.

اثبات:

$$\begin{aligned} \Delta y(k+1) = & f(y(k), \dots, y(k-n_y), u(k), \dots, u(k-n_u)) - f(y(k), \dots, y(k-n_y), \\ & u(k-1), u(k-1), \dots, u(k-n_u)) + f(y(k), \dots, y(k-n_y), u(k-1), \\ & u(k-1), \dots, u(k-n_u)) - f(y(k-1), \dots, y(k-n_y-1), u(k-1), u(k-1), \\ & \dots, u(k-n_u-1)), \end{aligned} \quad (6)$$

که لازم است در نظر داشته باشید که:

$$\begin{aligned} y(k) = & f(y(k), \dots, y(k-n_y), u(k-1), u(k-1), \dots, u(k-n_u)) - \\ & f(y(k-1), \dots, y(k-n_y-1), u(k-1), u(k-1), \dots, u(k-n_u-1)) \end{aligned} \quad (7)$$

حال با توجه به اینکه در فرض ۱، مشتق جزئی تابع f برای تمام لحظات موجود است، با استفاده از تئوری کاجی، معادله (۵)، به صورت زیر نوشته می‌شود.

$$\Delta y(k+1) = \frac{\partial f^*}{\partial u(k)} \Delta u(k) + y(k) \quad (8)$$

که در آن، $\frac{\partial f^*}{\partial u(k)}$ نمایانگر مشتق جزئی تابع f با در نظر گرفتن متغیر $(n_y + 2)$ است که در یک نقطه خاص بین $u(k)$ و $u(k-1)$ رخ می‌دهد. حال اگر برای $y(k)$ یک سمپل زمانی k در نظر بگیریم، خواهیم داشت.

$$y(k) = \eta^T(k) \Delta u(k), \quad (9)$$

که در آن، $\Delta u(k) \neq 0$ و $\eta^T(k)$ وجود دارد. حال با این توضیحات، معادلات زیر فعال هستند.

$$\phi_c(k)(k) = \eta^*(k) + \frac{\partial f^*}{\partial u(k)}, \Delta y(k+1) = \phi_c(k)(k) \Delta u(k), \quad (10)$$

همان‌طور که بیان شد، $\Delta y(k+1) < b \Delta u(k)$ و با این وجود $\phi_c(k)$ محدود می‌باشد. در نهایت، با توجه به فرمول بالا، می‌توان نتیجه گرفت که تمام غیرخطی‌گری‌های سیستم در $\phi_c(k)$ جمع شده است. بدست

آوردن ریاضیاتی $\phi_c(k)$ کاری دشوار است، اما مقدار عددی آن توسط الگوریتم‌های شناسایی پارامترهای سیستم غیرخطی قابل دریافت است. برای یک سیستم تک-ورودی-تک-خروجی همچون $y(k+1) = f(u(k))$ pseudo partial derivative (PPD)، مقدار مشتق تابع f در سмпل k تا $k+1$ می‌باشد. محدودیت PPD الزام می‌کند که توابع غیرخطی بکار رفته، نباید تغییرات سریع ناگهانی داشته باشند.

۳-۱- الگوریتم کنترلی بکار رفته

ایده اصلی این طراحی روش تطبیقی جدا از مدل است که ابتدا یک مدل خطی پویا برابر با یک سیستم غیرخطی در هر نقطه کار می‌کند، سپس PPD با استفاده از داده‌های ورودی و خروجی آنلاین تخمین زده می‌شود و طراحی کنترل کننده با کمک یک تابع هزینه در نظر گرفته می‌شود. این تابع هزینه به صورت زیر نشان داده شده است.

$$J(u(k)) = |R(k+1) - y(k+1)|^2 + \lambda |u(k) - u(k-1)|^2, \quad (11)$$

در این تابع هزینه، $\lambda > 0$ نشان دهنده جریمه‌ای است که از تغییرات سریع سیگنال کنترل جلوگیری می‌کند و R نشانگر سیگنال مرجع است. حال با استفاده از $y(k+1) = y(k) + \phi_c(k)\Delta u(k)$ در فرمول بالا، سیگنال ورودی کنترلی، با کمک گرفتن از معادلات لاگرانژین مشتقات نسبی به صورت زیر نوشته می‌شود.

$$u(k) = u(k-1) + \frac{P\phi_c(k)}{\lambda + |\phi_c(k)|^2} (R(k+1) - y(k)), \quad (12)$$

که $P \in (0, 1]$ برای جامع‌تر کردن الگوریتم استفاده می‌شود.

نکته ۲: همانطور که در بالا ذکر شد، λ ضریب جریمه برای تابع هزینه است که از تغییرات شدید در سیگنال کنترل جلوگیری می‌کند. در واقع، λ یک پارامتر قابل تنظیم برای روش تطبیقی بدون مدل است، تنظیم صحیح آن خطای ردیابی را کاهش می‌دهد.

۳-۲- تخمین PPD

تئوری ۱ نشان می‌دهد که اگر سیستم غیرخطی (۳) مفروضات ۱ و ۲ را برآورده کند، می‌توان آن را با استفاده از مدل خطی سازی پویا مدل سازی کرد. همانطور که در رابطه (۱۰) نشان داده شده است، اگر مقدار PPD مشخص باشد، مقدار سیگنال کنترل را می‌توان به طور دقیق بدست آورد. مقدار دقیق PPD را می‌توان از طریق مدل به سختی بدست آورد، پس از آن، با استفاده از داده‌های ورودی و خروجی، از الگوریتم تخمین زیر برای بدست آوردن ϕ_c استفاده می‌شود.

$$(\phi_c(k)) = |y(k) - y(k-1) - \phi_c\Delta(k-1)|^2 + \mu |\phi_c(k) - \hat{\phi}_c(k-1)|^2, \quad (13)$$

جایی که $\mu > 0$ ضریبی است که ضریب وزن را نشان می‌دهد. حال، اگر معادله فوق با در نظر گرفتن الگوریتم زیر استخراج شود، به $\phi_c(k)$ می‌رسیم.

$$\hat{\phi}_c(k) = \hat{\phi}_c(k-1) + \frac{\eta \Delta u(k-1)}{\mu + \Delta u(k-1)^2} (\Delta y(k) - \hat{\phi}_c(k-1) \Delta u(k-1)), \quad (14)$$

در نهایت، فرم کلی کنترل کننده داده محور در نظر گرفته شده بصورت زیر در می‌آید.

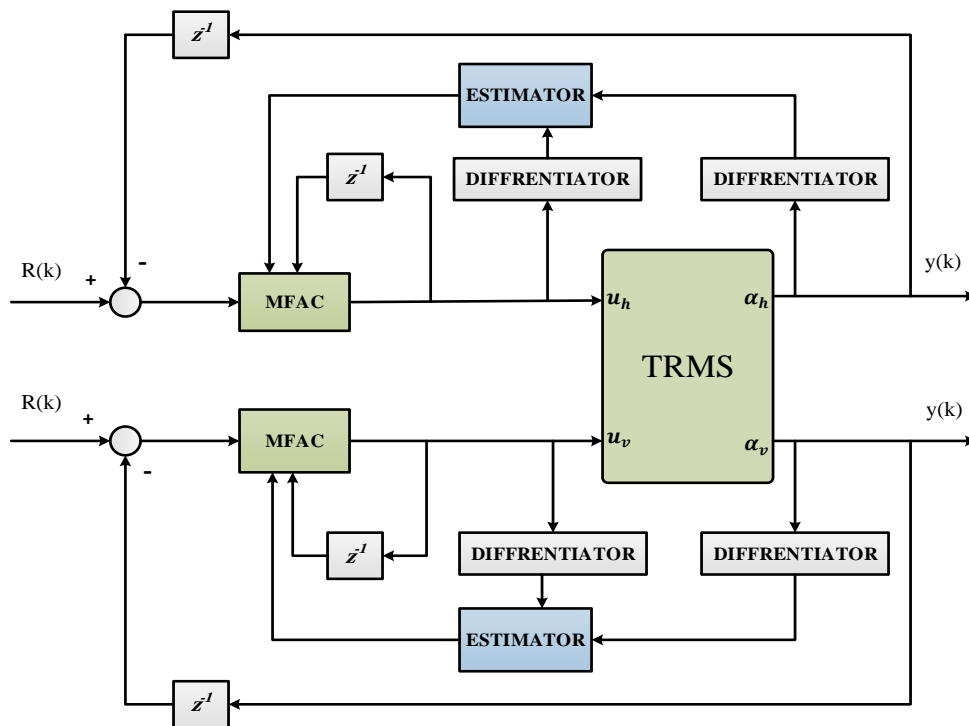
$$\hat{\phi}_c(k) = \hat{\phi}_c(k-1) + \frac{\eta \Delta u(k-1)}{\mu + \Delta u(k-1)^2} (\Delta y(k) - \hat{\phi}_c(k-1) \Delta u(k-1)), \quad (15)$$

که در آن، شرایط زیر برقرار است:

$$\hat{\phi}_c(k) = \hat{\phi}_c(1) \quad \text{if } \hat{\phi}_c(k) \leq e \quad \text{or } \text{sign}(\hat{\phi}_c(k)) \neq \text{sign}(\hat{\phi}_c(1)),$$

$$u(k) = u(k-1) + \frac{P \phi_c(k)}{\lambda + |\phi_c(k)|^2} (R(k+1) - y(k)), \quad (16)$$

که در آن، $\hat{\phi}_c$ نشان دهنده قابلیت اطمینان تخمین PPD است، که ساختار تنظیم مجدد فوق از خواب رفتن الگوریتم تخمین جلوگیری می‌کند. بنابراین در این بخش، پارامترهای مهم تنظیمی روش کنترلی بیان گردید. در بخش بعدی، نتایج طراحی این کنترل کننده برای سیستم TRMS به نمایش گذاشته می‌شود. در شکل زیر، تقسیم بندی و نحوه اعمال کنترل کننده مذکور به سیستم نشان داده شده است.

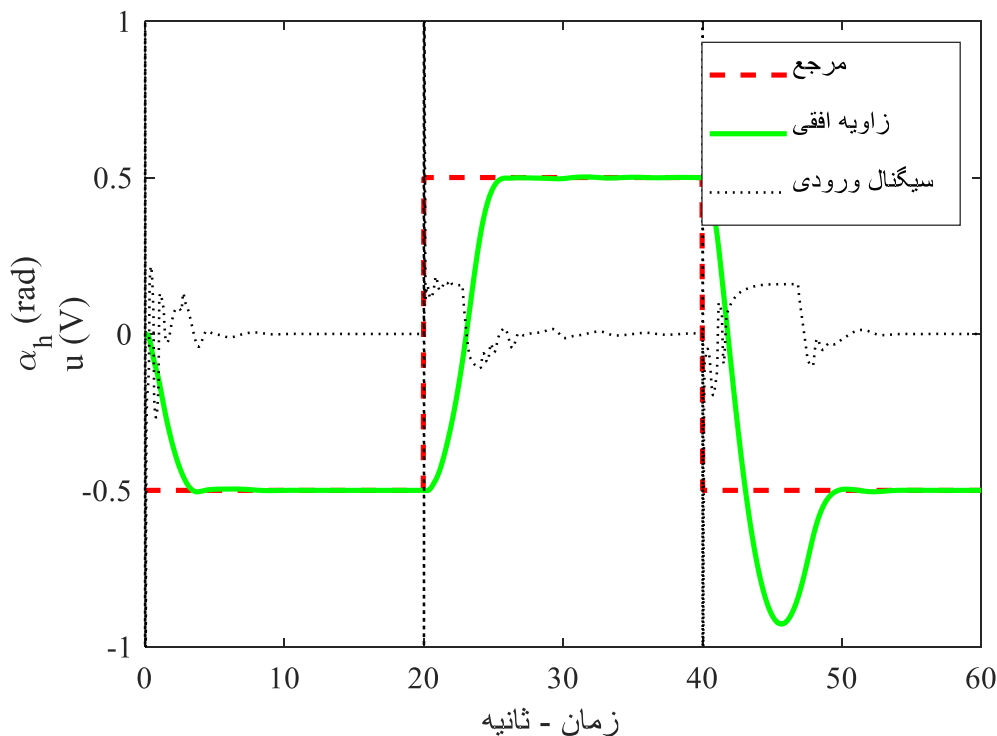


شکل ۲- دیاگرام کنترل طراحی شده برای سیستم TRMS

۴- شبیه‌سازی

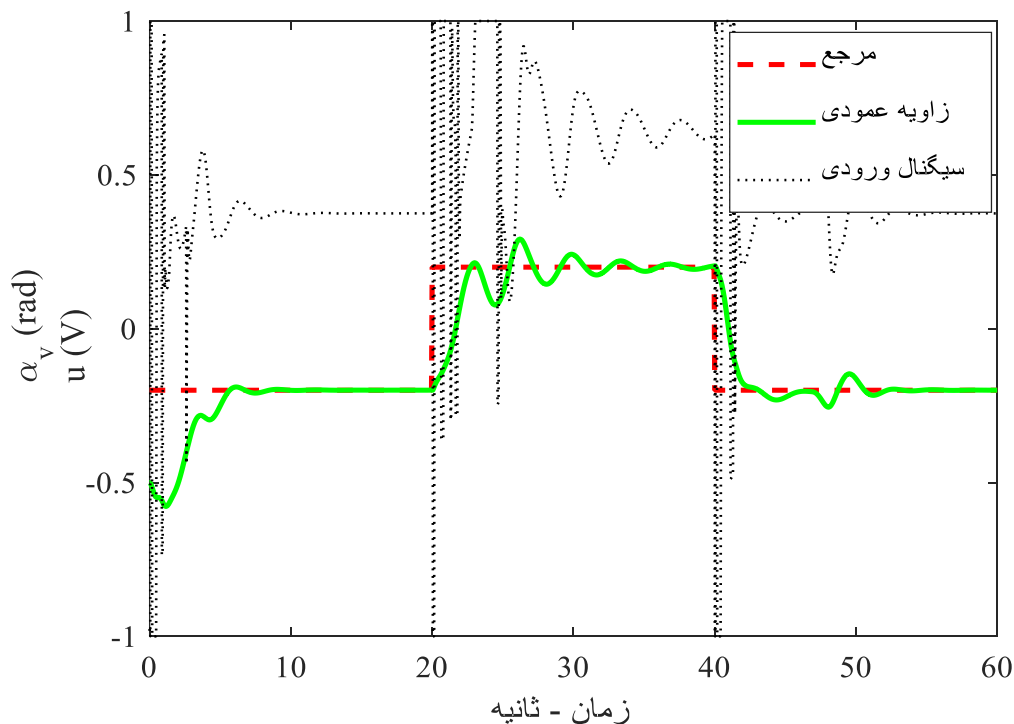
در این قسمت دو شبیه‌سازی برای نشان دادن کارایی روش پیشنهادی در کنترل سیستم‌های غیرخطی در حضور اشباع ورودی (در این مقاله TRMS)، ارائه شده است. در واقع هدف کنترلی در سیستم TRMS، همان‌طور که بیان شد، کنترل موقعیت زوایای محورهای افقی (α_h) و عمودی (α_v) می‌باشد. برای این منظور، دو حالت برای ردیابی سیستم TRMS در نظر گرفته می‌شود. یکی مربوط به ردیابی سیگنال مربعی و دیگری مربوط به ردیابی سیگنال سینوسی می‌باشد. به این صورت که سیگنال مربعی و سینوسی دارای دوره ۶۰ ثانیه و اندازه ۰/۵ برای زیرسیستم افقی و اندازه ۰/۲ برای زیر سیستم عمودی باشند. ضرایب مربوط به کنترل کننده زیر سیستم افقی به صورت $P = 0.5, \lambda = 0.01, \mu = 15, \phi_c(1) = 2000, \eta = 0.8$ می‌باشند و برای زیر سیستم عمودی هم به صورت $P = 0.8, \lambda = 0.0001, \mu = 5, \phi_c(1) = 5.5, \eta = 0.6$ می‌باشند، همچنین، شرایط اولیه برای این دو طراحی $u(0) = 0, u(1) = 0.1, u(2) = 0.2, y(0) = 0, y(1) = 0, y(3) = 0$ می‌باشند. لازم بذکر است که سیگنال‌های ورودی کنترلی مقید هستند و بازه آن‌ها در هر دو حالت $-1 < u < 1$ می‌باشد.

با در نظر گرفتن این ملاحظات نتایج مربوط به شبیه‌سازی موج مربعی برای زوایای افقی و عمودی به ترتیب در شکل‌های (۳) و (۴) مشاهده می‌شود. همچنین برای مرجع سینوسی، نتایج مربوطه در شکل‌های (۵) و (۶) آمده است. همان‌طور که در شکل (۳) مشاهده می‌شود زاویه α_h به خوبی سیگنال مرجع مربعی را دنبال می‌کند و همچنین در شکل مذکور سیگنال کنترلی وجود دارد که در محدوده ورودی باقی مانده است. این مسئله برای شکل (۴) هم صادق است. البته عملکرد مربوط به ردیابی زاویه α_v با افزایش مقدار مرجع خراب می‌شود. این مسئله ناشی از رفتار به شدت غیرخطی زیر سیستم عمودی می‌باشد

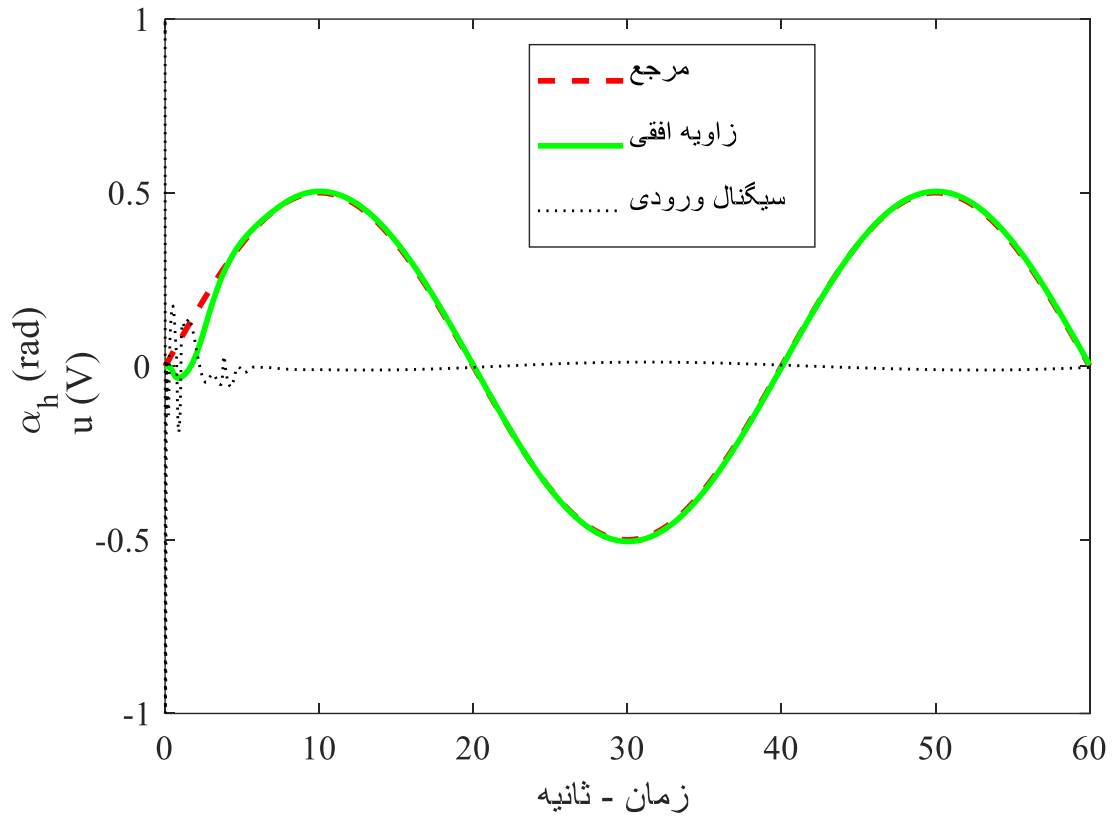


شکل ۳- پاسخ سیستم TRMS به ورودی مرجع پله‌ای متغیر در محور زاویه افقی

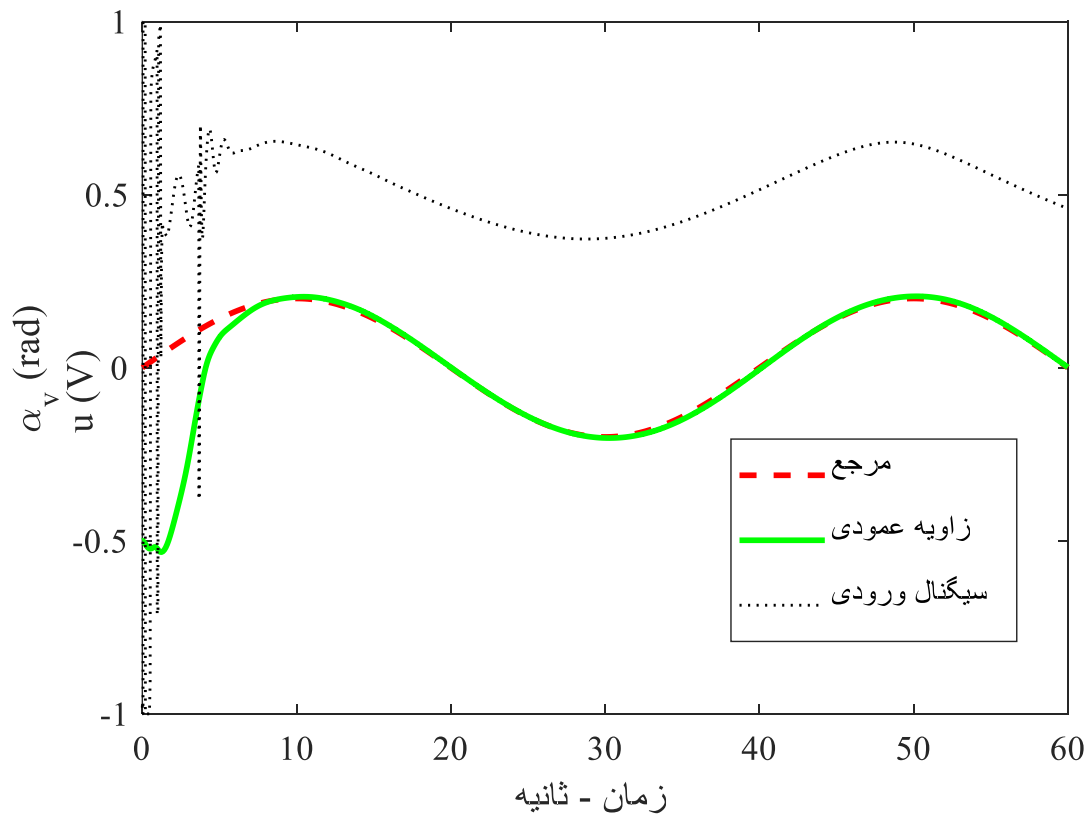
در رابطه با ردیابی مرجع سینوسی اما هر دو خروجی به خوبی سیگنال مرجع را دنبال می‌کنند و بعد از حالت گذرای اولیه به خوبی سیگنال مرجع بدون هیچ تاخیری دنبال می‌شود. لازم به ذکر است که در هر دو شکل (۵) و (۶) مقدار ورودی از محدوده خود خارج نشده است. در ضمن شرایط اولیه زوایای مورد مطالعه در هر دو مورد مربعی و سینوسی با هم برابر و صفر بودند و تنها زاویه عمودی α_v برابر با مقدار اولیه 0.5 - رادیان می‌باشد، یا به بیان دیگر شرایط اولیه در تمام طراحی‌ها به صورت $x_{initial} = [0, -0.5, 0, 0, 0]$ بوده است. بعد از افزودن روش کنترلی تطبیقی جدا از مدل به TRMS و نمایش نتایج این طراحی در بستر دو سیگنال مربعی و سینوسی، داشتن شاخص خاصی جهت مقایسه با روش‌های موجود می‌تواند معیار مشخصی از کارایی کنترل کننده ارائه بدهد. از این رو برای مقایسه با روش‌های موجود در حالت عادلانه، شرایط اولیه و سیگنال مرجع مساوی با [۷, ۱] بکار رفته است. شاخص بکار رفته برای مقایسه مجموع اندازه خطا^۱ (IAE) مدنظر است. به این صورت که با در نظر گرفتن ۱۰۰۱ نمونه خطای ردیابی در طول ۶۰ ثانیه برای هر روش، مقدار IAE بدست می‌آید. نتایج مربوط به مقایسه روش‌های موجود با کنترل کننده طراحی شده در جدول (۱)، آمده است. مطابق جدول (۱)، خطای ردیابی در روش پیشنهادی این مقاله در حالت مربعی (چه در زاویه افقی و چه در زاویه عمودی)، از روش‌های دیگر دارای مقدار کمتری می‌باشد و این بدان معناست که روش پیشنهادی بخوبی توانسته است برتری خود را نسبت به مقالات گذشته نشان دهد. مطابق این جدول، برای حالت سینوسی نیز همچون سیگنال مرجع مربعی روش مطرح شده در این مقاله، مقدار خطای کمتری نسبت به روش‌های موجود دیگر داشته است. بنابراین، می‌توان به این نتیجه رسید که مطابق IAE، روش پیشنهادی دارای عملکرد بهتری نسبت به مقالات گذشته می‌باشد. لازم بذکر است که در مقاله [۱۰]، معیار مقایسه همین IAE بوده است.



شکل ۴- پاسخ سیستم TRMS به ورودی مرجع پله‌ای متغیر در محور زاویه عمودی



شکل ۵- پاسخ سیستم TRMS به ورودی مرجع سینوسی در محور زاویه افقی



شکل ۶- پاسخ سیستم TRMS به ورودی مرجع سینوسی در محور زاویه عمودی

جدول ۱- مقایسه عملکرد روش‌های مختلف

| روش | معیار | معیار خطا | | | |
|-----------|-------|--------------|-------|---------------|-------|
| | | سیگنال مربعی | | سیگنال سینوسی | |
| | | افقی | عمودی | افقی | عمودی |
| Proposed | | ۶۳/۲ | ۴۰/۲ | ۴/۰۳ | ۳۰/۲۱ |
| PID [7] | | ۱۵۰/۲ | ۱۱۲/۸ | ۲۳/۲۱ | ۶۵/۷ |
| C-RGA [7] | | ۱۴۱/۵ | ۹۶/۳ | ۱۹/۳۳ | ۵۱/۷۸ |
| M-RGA [7] | | ۱۳۴/۰۳ | ۹۰/۲۱ | ۲۰/۹۲ | ۵۲/۶۱ |
| ASOSM [1] | | ۸۳/۷۰ | ۴۵/۸۰ | ۳۲/۳۳ | ۴۲/۲۰ |
| NSFC [10] | | ۸۴/۲۴ | ۴۴/۶۴ | ۵/۰۹ | ۳۳/۲۱ |

مزیت الگوریتم پیشنهادی نسبت به روش‌های کنترلی دیگر این است که در لحظات وقوع پدیده اشباع با توجه به اینکه روش پیشنهادی تطبیق پذیر بوده، کنترل کننده دینامیک وضعیت جدید را تشخیص و براساس آن مدل دینامیکی خود را بروز رسانی می‌کند. سپس با توجه به مدل دینامیکی بدست آمده سیگنال کنترلی مطابق با ساختار تطبیقی-جدا از مدل تولید می‌شود که منجر به افزایش سرعت همگرایی خطای ردیابی نسبت به روش‌های دیگر در زمان وقوع اشباع می‌شود.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله برای سیستم غیرخطی TRMS، یک کنترل کننده تطبیقی آزاد از مدل در حضور پدیده اشباع ورودی ارائه شده است. به همین منظور ابتدا با در نظر گرفتن مدل این سیستم که از مقالات گذشته بدست آمده است، مدل‌سازی ریاضیاتی صورت می‌پذیرد و بنا به دینامیک در هم تنیده این سیستم، به دو زیر سیستم افقی و عمودی تقسیم شده است. سپس با توجه به مدل بدست آمده، از اطلاعات ورودی-خروجی که بدست می‌آید، کنترل کننده داده محور تطبیقی آزاد از مدل توسعه داده می‌شود. همچنین پایداری روش پیشنهادی و اثبات آن با استفاده از روش لیاپانوف بیان گردید. نتایج شبیه سازی بیانگر آن است که روش پیشنهادی با داشتن توانایی خاص خود، ردیابی دو سیگنال مرجع متغیر را بخوبی و مطابق جدول ۱، با خطای کمتری به نمایش می‌گذارد.

مراجع

[1] Mondal, S., and Mahanta, C., "Adaptive Second-order Sliding Mode Controller for a Twin Rotor Multi-input-multi-output System", IET Control Theory and Applications, Vol. 6(14), pp. 2157-2167, DOI: 10.1049/iet-cta.2011.0478, (2012).

- [2] Rahideh, A., Shaheed, M.H., and Huijberts, H.J.C., "Dynamic Modelling of a TRMS using Analytical and Empirical Approaches", *Control Engineering Practice*, Vol. 16, pp. 241-259, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2007.04.008>, (2008).
- [3] Rahideh, A., and Shaheed, M.H., "Grey-box Modelling of a Non-linear Aerodynamic System using Genetic Algorithms", *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, Vol. 225, No. 8, pp. 863-873, DOI: <https://doi.org/10.1177/0954410011403817>, (2011).
- [4] Chalupa, P., Prikryl, J., and Novák, J., "Modelling of Twin Rotor MIMO System", *Procedia Engineering*, Vol. 100, pp. 249-258, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2015.01.365>, (2015).
- [5] Huu, T.D., and Ismail, I.B., "Modelling of Twin Rotor MIMO System", 2nd IEEE International Symposium on Robotics and Manufacturing Automation (ROMA), Ipoh, Malaysia, pp. 1-6, DOI: 10.1109/ROMA.2016.7847803, (2016).
- [6] Martínez, M.I., Vivas, C., and Ortega, M.G., "A Multivariable Nonlinear H_∞ Controller for a Laboratory Helicopter", *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*, Seville, Spain, December 12-15, pp. 4065-4070, DOI: 10.1109/CDC.2005.1582798, (2005).
- [7] Juang, J.G., Huang, M.T., and Liu, W.K., "PID Control using Presearched Genetic Algorithms for a MIMO System", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, Vol. 38, No. 5, pp. 716-727, DOI: 10.1109/TSMCC.2008.923890, (2008).
- [8] Tao, C.W., Taur, J.S., Chang, Y.H., and Chang, C.W., "A Novel Fuzzy Sliding and Fuzzy-integral-sliding Controller for the Twin-rotor Multi-input Multi-output System", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 18, No. 5, pp. 893-905, DOI: 10.1109/TFUZZ.2010.2051447, (2010).
- [9] DuĜescu, D.A., Radac, M.B., and Precup, R.E., "Model Predictive Control of a Nonlinear Laboratory Twin Rotor Aero-dynamical System", *IEEE 15th International Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics (SAMi)*, Herl'any, Slovakia, pp. 37-42, DOI: 10.1109/SAMI.2017.7880339, (2017).
- [10] Amini, S., Ahi, B., and Haeri, M., "Nested Saturation Control Based on the Extended State Observer: Twin Rotor MIMO System", *5th International Conference on Control, Instrumentation and Automation (ICCI)*, Shiraz, Iran, pp. 55-59, DOI: 10.1109/ICCIAutom.2017.8258653, (2017).
- [11] Benner, P., Ohlberger, M., Cohen, A., and Willcox, K., "*Model Reduction and Approximation: Theory and Algorithms*", Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM), Philadelphia, USA, pp. 15, DOI: <https://doi.org/10.1137/1.9781611974829>, (2017).
- [12] Tympakianaki, A., Koutsopoulos, H.N., and Jenelius, E., "Robust SPSA Algorithms for Dynamic OD Matrix Estimation", *Procedia Computer Science*, Vol. 130, pp. 57-64, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2018.04.012>, (2018).

- [13] Mišković, J., Karimi, L., and Bonvin, A., "Correlation-based Tuning of a Restricted Complexity Controller for an Active Suspension System", *European Journal of Control*, Vol. 9, pp. 77-83, DOI: <https://doi.org/10.3166/ejc.9.77-83>, (2003).
- [14] Karimi, A., Mišković, L., and Bonvin, D., "Iterative Correlation-based Controller Tuning", *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 18, No. 8, pp. 645-664, DOI: <https://doi.org/10.1002/acs.825>, (2004).
- [15] Li, X., Chen, S.L., Ma, J., Teo, C.S., and Tan, K.K., "Data-driven Model-free Iterative Tuning Approach for Smooth and Accurate Tracking", *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, Auckland, New Zealand, pp. 593-598, DOI: [10.1109/AIM.2018.8452239](https://doi.org/10.1109/AIM.2018.8452239), (2018).
- [16] Mircea-Bogdan, R., Precup, R.E., and Petriu, M., "Constrained Data-driven Model-free ILC-based Reference Input Tuning Algorithm", *Acta Polytechnica Hungarica*, Vol. 12. No. 1, pp. 137-160, DOI: [10.12700/APH.12.1.2015.1.9](https://doi.org/10.12700/APH.12.1.2015.1.9), (2015).
- [17] Chi, R., Liu, X., Zhang, R., Hou, Z., and Huang, B., "Constrained Data-driven Optimal Iterative Learning Control", *Journal of Process Control*, Vol. 55, pp. 10-29, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2017.03.003>, (2017).
- [18] Rui, Z., Song, X., Wen, D., and Sun, C., "Optimal Tracking Control for a Class of Unknown Discrete-time Systems with Actuator Saturation via Data-based ADP Algorithm", *Acta Automatica Sinica*, Vol. 39, No. 9, pp. 1413-1420, DOI: [https://doi.org/10.1016/S1874-1029\(13\)60070-1](https://doi.org/10.1016/S1874-1029(13)60070-1), (2013).
- [19] Hui, Y., Chi, R., Huang, B., Hou, Z., and Jin, S., "Observer-based Sampled-data Model-free Adaptive Control for Continuous-time Nonlinear Nonaffine Systems with Input Rate Constraints", in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, Vol. 51, No. 12, pp. 7813-7822, DOI: [10.1109/TSMC.2020.2982491](https://doi.org/10.1109/TSMC.2020.2982491), (2021).
- [20] Skelton, R.E., "Model Error Concepts in Control Design", *International Journal of Control*, Vol. 49, No. 5, pp. 1725-1753, DOI: [10.1080/00207178908559735](https://doi.org/10.1080/00207178908559735), (1989).
- [21] Helvoort, V., and Michiel, J.J., "Unfalsified Control: Data-driven Control Design for Performance Improvement", PhD Thesis, Eindhoven University of Technology, Netherlands, DOI: <https://doi.org/10.6100/IR631347>, (2007).
- [22] Dibaji, S.M., Pirani, M., and Flamholz, D., Annaswamy, A.M., Johansson, K.H., and Chakraborty, A., "A Systems and Control Perspective of CPS Security", *Annual Reviews in Control*, Vol. 47, pp. 394-411, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2019.04.011>, (2019).
- [23] Bu, X., Wang, Q., Hou, Z. and Qian, W., "Data Driven Control for a Class of Nonlinear Systems with Output Saturation", *ISA transactions*, Vol. 81, pp. 1-7, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2018.07.009>, (2018).
- [24] Hou, Z., Yuanming, Z., "Controller-dynamic-linearization-based Model Free Adaptive Control for Discrete-Time Nonlinear Systems", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 9, No. 4, pp. 2301-2309, DOI: [10.1109/TII.2013.2257806](https://doi.org/10.1109/TII.2013.2257806), (2013).

- [25] Bu, X., Hou, Z., Yu, Q., and Yang, Y., "Quantized Data Driven Iterative Learning Control for a Class of Nonlinear Systems with Sensor Saturation", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, pp. 1-11, DOI: 10.1109/TSMC.2018.2866909, (2018).
- [26] Bu, X., Qiao, Y., Hou, Z., and Yang, J., "Model Free Adaptive Control for a Class of Nonlinear Systems using Quantized Information", *Asian Journal of Control*, Vol. 20, No. 2, pp. 962-968, DOI: <https://doi.org/10.1002/asjc.1610>, (2018).
- [27] Xu, D., Shi, Y., and Ji, Z., "Model-free Adaptive Discrete-time Integral Sliding-mode-constrained-control for Autonomous 4WMV Parking Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, No. 1, pp. 834-843, DOI: 10.1109/TIE.2017.2739680, (2018).
- [28] Qiu, X., Wang, Y., Xie, X., and Zhang, H., "Resilient Model-free Adaptive Control for Cyber-physical Systems Against Jamming Attack", *Neurocomputing*, Vol. 413, pp. 422-430, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.neucom.2020.04.043>, (2020).
- [29] Yu, W., Wang, R., Bu, X., and Hou, Z., "Model Free Adaptive Control for a Class of Nonlinear Systems with Fading Measurements", *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 357, No. 12, pp. 7743-7760, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2020.05.041>, (2020).
- [30] Hou, Z., and Shuangshuang, X., "On Model Free Adaptive Control and Its Stability Analysis", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 64, No. 11, pp. 4555-4569, DOI: 10.1109/TAC.2019.2894586, (2019).

Adaptive Data-driven Controller Design for a Control Simulator with a Common Single Main Rotor-single Tail Rotor Configuration

* Corresponding author: **Mir Abolfazl Mokhtari**

Assistant Professor, University of Imam Ali, Faculty of Flight and Engineering, Tehran, Iran,
s.abolfazl.mokhtari@aut.ac.ir

Mohsen Rostami

Assistant Professor, University of Imam Ali, Faculty of Flight and Engineering, Tehran, Iran,
cpt.rostami@gmail.com

Abstract

Nowadays, industrial systems deal with a wide range of constraints. Input saturation and lack of system model are two types of these constraints. In this paper, a separate model free adaptive data-driven controller for a nonlinear system called a simulator with the conventional configuration of a main single-tailed propeller, twin rotor MIMO system (TRMS) in the presence of input saturation is presented. In the proposed controller, the design of the control input signal only depends on the input and output data of the system and the system model is not used. The purpose of this paper is to control the horizontal and vertical angles of the TRMS system. For this purpose, at first, using the model of TRMS that has been presented for this system in previous articles, a model of the relevant system is expressed and then only using the input and output data obtained from that model, control the defined angles with a separate model free adaptive data-driven control method. Finally, the performed simulations demonstrate the effectiveness of the proposed method for the TRMS, by using two difference reference signals named variable steps and sinusoidal.

Keywords: Adaptive Control, Data-Driven Control, TRMS