



طراحی کنترل کننده تطبیقی بدون مدل برای سیستم غیرخطی کانال پیچ یک وسیله پرنده

علیرضا باصحبت نوین زاده^{1*}، محسن حیدری²، محمدرضا یاسری³

1- دانشیار، مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران

2- کارشناسی ارشد، مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران

3- دانشجوی دکتری، مهندسی هوافضا، دانشگاه آزاد واحد علوم و تحقیقات تهران

* novinzadeh@kntu.ac.ir, 16765-3381، صندوق پستی تهران

چکیده

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 20 شهریور 1396

پذیرش: 19 مهر 1396

ارائه در سایت: 19 آبان 1396

کلید واژگان:

کنترل کننده نام

کنترل داده محور

کنترل تطبیقی بدون مدل

کانال پیچ

پایداری

در این مقاله به طراحی کنترل کننده غیرخطی یک وسیله پرنده فرضی به روش کنترل تطبیقی بدون مدل پرداخته شده است. پیشرفت صنایع در دهه اخیر سبب پیچیده شدن و بزرگ شدن دستگاهها و فرآیندهای مورد استفاده در آنها شده است، به همین دلیل یکی از مشکلات اساسی صنایع مدل سازی این دستگاهها و فرآیندهاست که بیشتر آنها از کنترل کننده نام به دلیل سادگی، عدم نیاز به طراحی خاص و حجم محاسبات کم استفاده می کنند. یکی از راه کارهای حل مشکلات ناشی از مدل سازی استفاده از روش های داده محور است، یکی از این روش ها که تنها با استفاده از داده های برخط سیستم عمل می کند، کنترل تطبیقی بدون مدل است. این روش دارای ویژگی های منحصر به فردی مانند عدم نیاز به شناسایی سیستم، برخط بودن تخمین پارامترها و وضعیت سیستم، ساختار ساده و تطبیقی، حجم محاسباتی کم نسبت به دیگر روش های کنترل داده محور برخط و عدم وابستگی کامل به ساختار و دینامیک سیستم است که آن را برتر از سایر روش های داده محور کرده است. در این مقاله سه شکل این روش بر کانال پیچ یک پرنده غیرخطی پیاده سازی و با کنترل کننده نام مقایسه شده است. مقایسه پایداری این کنترل کننده و کنترل کننده نام با اعمال نویز و عدم قطعیت به سیستم انجام شده است و در نهایت برای کاملاً صنعتی شدن این بررسی، سیستم همراه با عملکرد درجه یک در نظر گرفته شده است. نتایج به دست آمده نشان می دهد شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل دارای پاسخی به مراتب بهتر نسبت به کنترل کننده نام است.

Model-Free Adaptive Controller Design for Nonlinear system of an Air Vehicle Pitch Channel

Alireza Basohbat Novinzadeh^{1*}, Mohsen Heydari¹, Mohammad Reza Yaseri²

1- Faculty of Aerospace Engineering, Khaje Nasir Toosi University of Technology, Tehran, Iran.

2- Faculty of Mechanical and Aerospace Engineering, Islamic Azad University, Science and Research Branch, Tehran, Iran.

* P.O.B. 16765-3381 Tehran, Iran, novinzadeh@kntu.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper

Received 11 September 2017

Accepted 11 October 2017

Available Online 10 November 2017

Keywords:

PID

Data driven Control

Model-Free Adaptive Control

pitch channel

Stability

ABSTRACT

In this article, the nonlinear controller design of a hypothetical air vehicle using model-free adaptive control method is presented. The progress of industries in the last decade leads devices and processes to be more complicated and larger. For that reason one of the main problems of industries is modeling of these devices and processes that most of the industries are using PID controller because of simplicity, no need to any design and low computation. One of the solutions of problems caused by modeling is using data-driven control methods that control systems only with online data of the system is model-free adaptive control. This method has unique features that make it preferable from other data-driven methods like, no need to system identification, online estimation of parameters and condition of the system, simple and adaptive structure, low computation than other online methods and independency from the structure and dynamics of the system. In this article, simulate three forms of this method applied to pitch channel of a hypothetical air vehicle have implement and compared with PID controller. Comparison of The stability of this controller and PID applied with input noise and uncertainties to the system has done and finally for industrialization, system with first order actuator is considered. The obtained results demonstrate that the full form of model-free adaptive control has so much better response than PID.

1- مقدمه

را در فرآیندهای صنعتی دارد، زیرا پیاده سازی این الگوریتم ساده و همچنین دارای مقاومت خوبی است. کنترل کننده های نام رایج ترین نوع کنترل کننده ها در صنایع محسوب می شوند. در حقیقت 95% حلقه های کنترلی مورد استفاده

الگوریتم کنترل کننده نام (تناسبی - انتگرالی - مشتقی)¹ هنوز بیشترین کاربرد

¹ PID

Please cite this article using:

A. Basohbat Novinzadeh, M. Heydari, M. R. Yaseri, Model-Free Adaptive Controller Design for Nonlinear system of an Air Vehicle Pitch Channel, Modares Mechanical Engineering, Vol. 17, No. 11, pp. 161-171, 2018 (in Persian)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

خاص با استفاده از داده‌های ورودی- خروجی سیستم شامل داده‌های برخط و برون خط تعیین می‌شوند. از جمله مدل‌های براساس این روش می‌توان به کنترل تطبیقی بدون مدل اشاره کرد [4].

زمانی که اطلاعاتی از مدل سیستم در دسترس نباشد یا مدل دینامیکی دارای عدم قطعیت‌های بزرگ است، به کارگیری روش‌های مدل پایه برای اجرا و تحلیل بسیار سخت می‌شود. ایجاد یک مدل فضای حالت یا مدل ورودی- خروجی در عمل کار آسانی نیست و تقریباً می‌تواند ناممکن باشد. حتی اگر مدل سیستم را بتوان ایجاد کرد وجود دینامیک‌های مدل نشده اجتناب‌ناپذیر است. به این ترتیب طراحی سیستم کنترل حلقه بسته براساس مدل سیستم با عدم قطعیت‌ها، تحت فرضیات ریاضی ممکن است مشکلات غیرقابل پیش‌بینی در کاربردهای عملی به وجود آورد یا موجب عدم وجود ایمنی شود. اگرچه تعداد زیادی مقالات در مورد مطالعه مقاومت یک سیستم کنترلی چاپ شده است، ولی تنها چند روش کنترل مقاوم را می‌توان در مقابل مشکلات عملی موفق دانست؛ بنابراین توسعه کنترل تطبیقی بدون مدل که روشی داده محور است، برای سیستم‌های غیرخطی نه تنها در مباحث تئوری بلکه در کاربردهای عملی نیز اهمیت زیادی دارد. اگرچه کنترل تطبیقی فازی و کنترل تطبیقی مبتنی بر شبکه‌های عصبی می‌تواند کنترل تطبیقی برای سیستم‌های غیرخطی را بدون نیاز به مدل دقیق دینامیکی سیستم تشخیص دهد، ولی برای هریک از آن‌ها یک درک جامع از سیستم مورد نظر به منظور ایجاد قوانین فازی یا داده‌های عملیاتی گسترده از سیستم برای آموزش عصب‌ها نیاز است. به طور کلی طراحی کنترل کننده آن‌ها به قوانین فازی و مدل شبکه عصبی بستگی دارد؛ بنابراین مشکلات اساسی کنترل مدل پایه هنوز هم وجود دارد [2].

کنترل تطبیقی بدون مدل یکی از روش‌های کنترل داده محور است. مبانی کنترل بدون مدل تطبیقی در سال 1999 توسط ژانگشن هو ارائه شد که براساس یک بردار مشتق شبه جزئی^۸ جدید است. این روش در یک سری سیستم‌های دارای دینامیک خطی متغیر با زمان پیوسته و برای جای‌گذاری در سیستم‌های غیرخطی زمان گسسته برای تخمین بردار مشتق شبه جزئی به وسیله داده‌های ورودی- خروجی استفاده شده است [5].

ایده اصلی روش کنترل تطبیقی بدون مدل ساختن یک مدل معادل خطی‌سازی دینامیکی داده‌های سیستم غیرخطی در هر نقطه عملیاتی اولیه و سپس تخمین آنالین مشتق شبه‌جزئی سیستم با استفاده از داده‌های ورودی- خروجی سیستم مورد نظر و طراحی کنترل کننده براساس تعدادی توابع هزینه یک گام روبه جلو است.

کنترل تطبیقی بدون مدل یک روش جذاب است که در سال‌های اخیر تمایل زیادی به آن نشان داده شده است. از آن‌جا که سیستم تنها برای یک دامنه کوچک حول نقطه عملیاتی معتبر است، الگوریتم تخمین مشتق شبه‌جزئی در هر لحظه تکرار می‌شود. از زمان به وجود آمدن کنترل تطبیقی بدون مدل مطالعات زیادی در هر دو حوزه تئوری و کاربردی بر آن صورت گرفته است که از جمله آن‌ها لئوناردو و آنتونیو در 2009 [6]، لئوناردو، مارسلو، سومارو و آنتونیو در 2010 [7]، تان در 1999 [8]، لی هوانگ و لئو در 2001 [9] و ژانگ و ژانگ در سال 2006 [10] را می‌توان نام برد [11].

در مقایسه با کنترل تطبیقی متعارف، کنترل تطبیقی بدون مدل دارای ویژگی‌های برجسته‌ای است. اول این‌که تنها به داده‌های ورودی- خروجی اندازه‌گیری شده سیستم کنترلی حلقه بسته به جای شناخت مدل سیستم

در صنایع از کنترل کننده تام که عمدتاً کنترل کننده تناسبی- انتگرالی^۱ استفاده می‌کنند. با این حال عملکرد آن در بسیاری از فرآیندهای شیمیایی مناسب نیست. یک تغییر در سیگنال و یا افزایش بهره سیستم موقعیت عملی پیچیده‌ای به وجود می‌آورد، به همین دلیل طراحی این نوع سیستم کنترلی پیچیده است [1].

با پیشرفت علوم و فناوری در بسیاری از صنایع مانند صنایع شیمیایی، فلزکاری، ماشین کاری، الکترونیک، الکتريسيته، حمل و نقل و... پیچیدگی‌های طراحی سیستم کنترلی افزایش یافته است. این صنایع و ابزارهای مورد استفاده در آن‌ها از لحاظ اندازه و مقیاس در حال بزرگ شدن هستند، فناوری تولید و تجهیزات آن‌ها نیز پیچیده‌تر شده‌اند و الزامات بر کیفیت محصولات در حال بیشتر شدن است. از این‌رو مدل‌سازی این فرآیندها با استفاده از اصول اولیه و روش‌های شناسایی سیستم سخت‌تر می‌شود، این امر سبب شده است که نتیجه گرفته شود استفاده از نظریه‌های سنتی کنترل مدل پایه برای کنترل این سیستم‌ها غیرعملی است. از سوی دیگر بسیاری از فرآیندهای صنعتی مقدار زیادی از داده‌های فرآیند را تولید و ذخیره می‌سازند که شامل اطلاعات ارزشمندی از عملکرد فرآیند و تجهیزات می‌شود. استفاده از این داده‌های فرآیند برای طراحی کنترل کننده به صورت برخط^۲ یا بیرون خط^۳، مانیتورینگ، پیش‌بینی، عیب‌یابی و ارزیابی فرآیند صنعتی زمانی که مدل دقیقی از سیستم در دسترس نیست اهمیت زیادی دارد؛ بنابراین ایجاد و توسعه نظریه و روش‌های کنترل داده محور برای تئوری کنترل و کاربردهای آن اهمیت زیادی دارد [2].

روش‌های کنترل داده محور هیچ‌گونه ارتباطی با اطلاعات ساختار سیستم ندارند و تنها به وسیله داده‌های ورودی- خروجی سیستم طراحی می‌شوند. روش‌های کنترلی داده محور استفاده گسترده‌ای در حل مشکلات صنایع و زندگی واقعی در رشته‌های کلیدی شامل مهندسی کنترل، آلات دقیق و اندازه‌گیری، امنیت رایانه‌ای، سیستم حمل و نقل هوشمند، هوافضا، طراحی مدارهای الکتریکی، اینترنت و وب، ماشین‌های الکتریکی و... دارند [3].

از جمله روش‌های کنترل داده محور می‌توان به کنترل تطبیقی بدون مدل^۴، کنترل یادگیری تنبل^۵، مرجع مجازی تنظیم فیدبک، تنظیم فیدبک تکراری^۶ و تنظیم کنترل کننده مبتنی بر همبستگی^۷ اشاره کرد. دو روش کلی برای طراحی کنترل کننده داده محور وجود دارد، یکی از آن‌ها به این صورت است که تابع تبدیل سیستم کنترل کننده از قبل مشخص و ثابت است و پارامترهای عددی آن‌ها متغیر بوده و مستقیماً از اطلاعات اندازه‌گیری شده سیستم استفاده می‌کند. در این روش ساختار کنترل کننده شاید از طریق اصولی معین یا شناخت تجربی از سیستم حاصل شود و پس از آن مشکل طراحی کنترل کننده تبدیل به شناسایی پارامترهای کنترل کننده می‌شود که بیشتر مدل‌های کنترل داده محور مانند تنظیم فیدبک تکراری براساس این روش هستند. روش دوم طراحی کنترل کننده براساس تخمین تابعی معین یا برخی توصیفات معادل از سیستم مانند شبکه‌های عصبی، تخمین تیلور یا تبدیلات معادل به سیستم‌های غیرخطی و... انجام می‌شود و سپس پارامترهای کنترل کننده به وسیله حداقل رسانی آن تابع براساس یک هدف

1 PI

2 online

3 offline

4 Model Free Adaptive Control(MFAC)

5 Lazy Learning control(LL)

6 Iterative Feedback Tuning(IFT)

7 Correlation-based Controller Tuning(CbT)

8 Pseudo Partial Derivation(PPD)

استفاده می کند. این روش شامل تکنیک خطی سازی دینامیک فشرده² شکل جزئی خطی سازی دینامیک³ و شکل کامل خطی سازی دینامیک⁴ است [14]. به طور کلی سیستم غیرخطی به شکل عمومی زمان گسسته به صورت رابطه (1) در نظر گرفته می شود.

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

اندیس های u و y دو عدد صحیح ناشناخته است که به عنوان مرتبه های سیستم شناخته می شوند. فرضیات 1 و 2 برای رابطه (1) در نظر گرفته می شود:

1- مشتق جزئی $f(\dots)$ نسبت به ورودی $u(k)$ همواره پیوسته است.

2- سیستم (1) از قانون لیسجیتز⁵ براساس روابط (2-4) تبعیت می کند.

$$\|\Delta y(k+1)\| \leq b \|\Delta u(k)\| \quad (2)$$

$$\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k) \quad (3)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \quad (4)$$

اگر رابطه (4) همواره مخالف صفر باشد سیستم (1) را می توان به صورت رابطه (5) نوشت.

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

در رابطه (5) $\phi(k)$ مشتق شبه جزئی است که براساس داده های برخط خروجی سیستم به روز شده و خروجی سیستم را در مرحله بعد تخمین می زند. رابطه (5) نشان می دهد که $\phi(k)$ به ورودی و خروجی سیستم در زمان k وابسته است. $\phi(k)$ می تواند به صورت سیگنال های متفاوت در زمان های k حس شود که دارای تغییرات ناچیزی با تغییرات زمان است و سبب محدود کردن ورودی کنترلی به سیستم و جلوگیری از بی نهایت شدن آن می شود [15].

2-1- شکل فشرده خطی سازی دینامیکی

در شکل فشرده خطی سازی دینامیکی برای طراحی کنترل تطبیقی بدون مدل فرض بر این است که سیستم (1) به عنوان یک سیستم غیرخطی نامعلوم تنها به ورودی کنترلی لحظه پیش وابسته است. در این صورت مشتق شبه جزئی برای سیستم های تک ورودی- تک خروجی⁶ یک ماتریس با یک درایه و برای سیستم های چند ورودی- چند خروجی⁷ تبدیل به ماتریس $M \times N$ خواهد شد که M تعداد ورودی ها و N تعداد خروجی ها تعیین می شود. در رابطه (5) برای به دست آوردن خروجی در لحظه بعد باید دو مجهول را به دست آورد، ورودی کنترلی و مشتق شبه جزئی در زمان کنونی به عنوان دو مجهول مورد نیاز شناخته می شوند. برای به دست آوردن این مجهول ها از دو الگوریتم پروجکشن⁸ و الگوریتم حداقل مربعات⁹ [16] برای به دست آوردن تابع هزینه استفاده می شود. در این مقاله با توجه به این که الگوریتم پروجکشن دارای انعطاف پذیری بیشتری است برای کنترل تطبیقی بدون انتخاب می شود.

برای به دست آوردن ورودی کنترلی در هر لحظه با استفاده از الگوریتم پروجکشن تابع هزینه به صورت رابطه (6) تعریف می شود.

$$J(u(k)) = |y^*(k+1) - y(k+1)|^2 + \lambda |u(k) - u(k-1)|^2 \quad (6)$$

برای طراحی کنترل کننده مورد نیاز است که با توجه به این که دینامیک های مدل نشده متعارف در روش های کنترل داده محور وجود ندارد سبب می شود کنترل تطبیقی بدون مدل برای سیستم های صنعتی مناسب باشد. دوم این که یک روش کنترلی ارزان با حجم محاسبات کم و ساختاری ساده نسبت به دیگر روش های آنلاین کنترل است که به جای مدل ریاضی سیستم به سیگنال های تجربی، سیگنال های آزمون یا فرآیند آموزش نیاز دارد [2].

در شکل 1 مقایسه حوزه کارایی کنترل تطبیقی بدون مدل در مقایسه با دو روش کنترلی مرسوم، روش کنترل مبتنی بر مدل و کنترل تام را نشان می دهد. تام روش کنترلی است که زمانی مورد استفاده قرار می گیرد که هیچ گونه اطلاعاتی در مورد سیستم وجود ندارد و دارای متغیرهای زیادی است (جعبه سیاه)، روش های کنترل مدل پایه زمانی مورد استفاده قرار می گیرد که اطلاعات دقیقی از جزئیات سیستم برای مدل سازی آن وجود داشته باشد (جعبه سفید) و کنترل تطبیقی بدون مدل زمانی مورد استفاده قرار می گیرد که اطلاعات کیفی در مورد فرآیند وجود دارد، ولی اطلاعات دقیق و جزئی از آن در دسترس نیست (جعبه خاکستری) [12].

این کنترل کننده می تواند زمانی که سیستم دارای ابعاد و جزئیات زیادی است و مدل سازی آن مشکل یا با صرف کردن زمان زیادی همراه است مانند هواپیما، پهپاد، کشتی، نیروگاه ها و... مورد استفاده قرار گیرد. پیشرفت سال های اخیر فناوری در زمینه وسایل ذخیره انرژی و سنسورها و عملگرها و پردازش اطلاعات سبب رشد سریع وسایل پرنده بی سرنشین با قابلیت های ویژه شده است. اهمیت این وسایل زمانی آشکار خواهد شد که از آن ها در مکان های پرخطر و غیرقابل دسترس استفاده شود [13]. به همین دلیل در این مقاله به اجرای سه شکل روش کنترل تطبیقی بدون مدل بر سیستم غیرخطی کانال پیچ یک پرنده فرضی پرداخته می شود و هرکدام از شکل ها با کنترل کننده تام به عنوان پرکاربردترین نوع کنترل کننده در صنایع مقایسه خواهد شد. در نهایت به بررسی پایداری کنترل تطبیقی بدون مدل توسط اعمال نویز و عدم قطعیت به سیستم پرداخته می شود.

2-2- کنترل تطبیقی بدون مدل

کنترل تطبیقی بدون مدل برای شناخت مدل غیرخطی سیستم و تخمین پارامتر اصلی این روش یعنی مشتق شبه جزئی از یک سری خطی سازی دینامیکی براساس سیستم حلقه بسته به نام تکنیک خطی سازی دینامیک¹

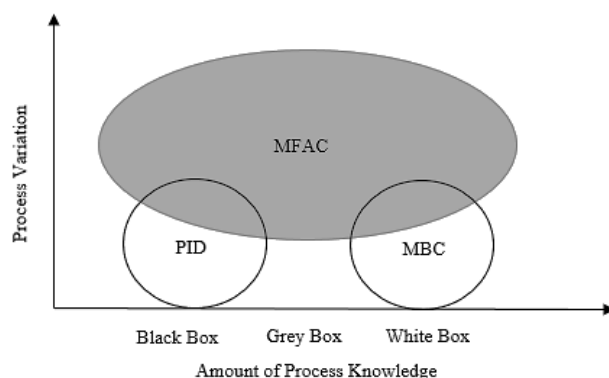


Fig. 1 Compare application of MFAC with control methods [12]

شکل 1 مقایسه کارایی کنترل تطبیقی بدون مدل با روش های کنترلی [12]

² Compact Form Dynamic Linearization(CFDL)

³ Partial Form Dynamic Linearization(PFDL)

⁴ Full Form Dynamic Linearization(FFDL)

⁵ Lipschitz

⁶ Single Input- Single Output(SISO)

⁷ Multi Input- Multi Output(MIMO)

⁸ Projection Algorithm

⁹ Least Square Algorithm

¹ Dynamic Linearization Technique(DLT)

ازای $y^*(k+1) = y^* = \text{const}$ مقدار $\lambda_{\min} > 0$ وجود خواهد داشت، به طوری که دو نتیجه 1 و 2 برای هر $\lambda > \lambda_{\min}$ برقرار خواهد بود.

1- ردیابی خطای خروجی به صورت یکنواخت همگرا و $\lim_{k \rightarrow \infty} |y^* - y(k+1)| = 0$ خواهد بود.

2- شکل ها سیستم حلقه بسته پایداری ورودی محدود- خروجی محدود² خواهد داشت.

2-2- شکل جزئی خطی سازی دینامیکی

با توجه به بخش 1-2 می توان دریافت که شکل فشرده کنترل تطبیقی بدون مدل می تواند شکل عمومی سیستم غیرخطی زمان گسسته را با تنها یک پارامتر اسکالر $\hat{\phi}_c(k)$ به مدل داده خطی متغیر بازمان تبدیل کند. تمامی

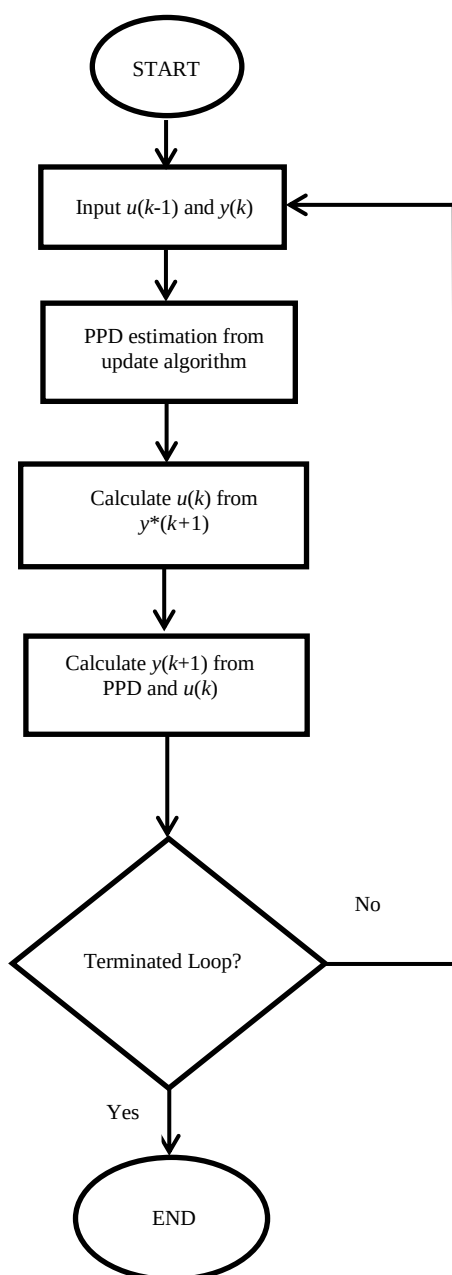


Fig. 2 Flow chart of MFAC method

شکل 2 روندنمای روش کنترل تطبیقی بدون مدل

در رابطه (6) $y^*(k+1)$ خروجی مطلوب سیستم در لحظه بعد و λ یک فاکتور وزنی مثبت است که به عنوان مهم ترین پارامتر این روش شناخته می شود. این عامل وزنی مربوط به افزایش ورودی کنترلی تأثیر زیادی بر عملکرد کنترل سیستم دارد. اگر عامل وزنی بسیار کوچک باشد ممکن است جهش سیستم بسیار بزرگ باشد و حتی نوسانات خروجی و ورودی سیستم در آغاز فرآیند کنترل بزرگ شود، خطای ردیابی در حالت ماندگار بسیار کوچک است، اما اگر عامل وزنی بسیار بزرگ باشد جهش سیستم کوچک تر است، ولی عملکرد ردیابی ضعیف تر می شود مخصوصاً زمانی که خروجی مرجع یک مسیر متغیر بازمان باشد [17]. البته این اصل برای تمامی سیستم ها پذیرفته شده نیست با حل رابطه (6) براساس مینیمم سازی برحسب ورودی الگوریتم کنترلی به صورت رابطه (7) به دست می آید.

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\rho \phi_c(k)}{\lambda + |\phi_c(k)|^2} (y^*(k+1) - y(k)) \quad (7)$$

در رابطه (7) مشاهده می شود که ورودی کنترلی در لحظه k به ورودی کنترلی در لحظه قبل، خطای سیستم در لحظه k ، مقدار مشتق شبه جزئی در لحظه k و دو فاکتور ثابت طراحی λ که مقداری مثبت و $\rho \in (0,1]$ وابسته است که مقدار آن ها بستگی به نظر و تجربه طراح یا با استفاده از الگوریتم های بهینه سازی مانند تجمع ذرات [18] است.

تابع هزینه¹ تخمین مشتق شبه جزئی براساس الگوریتم پروچکشن به صورت رابطه (8) نوشته می شود.

$$J(\phi_c(k)) = |y(k) - y(k-1) - \phi_c(k)\Delta u(k-1)|^2 + \mu |\phi_c(k) - \hat{\phi}_c(k-1)|^2 \quad (8)$$

با کمینه کردن رابطه (8) نسبت به $\phi_c(k)$ الگوریتم تخمین مقدار مشتق شبه جزئی به صورت رابطه (9) نوشته می شود.

$$\hat{\phi}_c(k) = \hat{\phi}_c(k-1) + \frac{\eta \Delta u(k-1)}{\mu + \Delta u(k-1)^2} (\Delta y(k) - \hat{\phi}_c(k-1)\Delta u(k-1)) \quad (9)$$

در رابطه (9)، $\hat{\phi}_c(k)$ مقدار تخمین زده شده مشتق شبه جزئی، $\eta \in (0,2]$ و $\mu \geq 0$ است که این دو فاکتور مانند فاکتورهای وزنی الگوریتم کنترلی بستگی به نظر طراح و روش های یاد شده دارد.

شکل 2 روندنمای کلی روش کنترل تطبیقی بدون مدل را نشان می دهد که طبق آن حلقه تشکیل شده شامل ایجاد شرایط اولیه برای سیستم طبق طراحی مورد نظر، تخمین مشتق شبه جزئی براساس الگوریتم به روزرسانی (9) به دست آوردن مقدار ورودی کنترلی مورد نیاز به وسیله رابطه (7) و در نهایت به دست آوردن مقدار خروجی تخمین زده شده سیستم در لحظه بعد توسط رابطه (5) است. این حلقه تا زمانی که طراح به سیستم نیاز داشته باشد و برای آن تعریف کند ادامه خواهد داشت.

برای آنالیز پایداری، دو فرض زیر برای سیستم رابطه 1 در نظر گرفته می شود.

فرض اول برای هر سیگنال محدود طراحی شده $y^*(k+1)$ ، یک ورودی کنترل محدودی مانند $u^*(k)$ وجود دارد که در صورت وارد شدن این ورودی به سیستم نتیجه آن $y^*(k+1)$ خواهد بود.

فرض دوم، علامت مشتق شبه جزئی به ازای تمامی مقادیر k و $\Delta u(k) \neq 0$ تغییر نخواهد کرد، یعنی همواره $\phi_c(k) > \varepsilon > 0$ خواهد بود. اگر سیستم غیرخطی رابطه 1 از تمامی فرضیات بالا پیروی کند، سیستم را می توان از طریق شکل فشرده کنترل تطبیقی بدون مدل کنترل کرد و به

² Boundary Input- Boundary Output(BIBO)

¹ Cost Function

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_{L-1} & a_L \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

اگر $\sum_{i=1}^L |a_i| < 1$ باشد آن گاه جایی که $s(\dots)$ شعاع طیفی است $S(A) < 1$ خواهد بود [2].

اگر سیستم غیرخطی رابطه (1) از تمامی فرضیات بالا پیروی کند، سیستم را می توان از طریق شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل کنترل کرد و به ازای $y^*(k+1) = y^* = \text{const.}$ مقدار $\lambda_{\min} > 0$ وجود خواهد داشت به طوری که دو نتیجه زیر برای هر $\lambda > \lambda_{\min}$ برقرار خواهد بود.

1- ردیابی خطای خروجی به صورت یکنواخت همگرا و $\lim_{k \rightarrow \infty} |y^* - y(k+1)| = 0$ خواهد بود.

2- سیستم حلقه بسته پایداری ورودی محدود- خروجی محدود خواهد داشت.

2-3- شکل کامل خطی سازی دینامیکی

در شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل ارتباط دینامیکی متغیر با زمان بین خروجی سیستم در لحظه بعد و یک بازه ثابت از ورودی های کنترلی تا زمان حاضر را در نظر می گرفت. در حقیقت ممکن است خروجی سیستم در لحظه بعد با خروجی سیستم در لحظه حاضر و یا لحظات پیشین هم ارتباط داشته باشد. به همین دلیل نیاز به شکل کامل جهت ایجاد این ارتباط خواهد بود. در شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل ارتباط بین ورودی کنترلی و خروجی سیستم در لحظات پیشین و حاضر با خروجی سیستم در لحظه بعد در یک بازه زمانی نسبت به زمان حاضر برای تخمین مشتق شبه جزئی و نسبت پارامتر اسکالر مشتق شبه جزئی در شکل فشرده و شبه گرادینان در شکل جزئی پیچیدگی های بیشتری از سیستم اولیه را در خود جای دهد. به همین منظور بردار جدید $H_{Ly,Lu}(k)$ به صورت بردار رابطه (17) تعریف می شود.

در بردار $H_{Ly,Lu}(k)$ ، $0 \leq L_u \leq n_u$ و $1 \leq L_y \leq n_y$ به عنوان مرتبه های سیدو شناخته می شوند. در سیستم های خطی نامتغیر بازمان این مقادیر با مرتبه های سیستم برابر است و $\lambda = 0$ جای گذاری می شود.

$$H_{Ly,Lu}(k) = [y(k), \dots, y(k-L_y+1), u(k), \dots, u(k-L_u+1)]^T \quad (17)$$

برای سیستم های غیرخطی نامعلوم تعیین این مقادیر کاری مشکل و معمولاً معقوله آن است که مرتبه های سیدو³ برابر با مرتبه های سیستم باشد، ولی می توان برای کمتر شدن حجم محاسبات مقادیر کمتری را در نظر گرفت. برای سیستم های مانند سیستم (18) به عنوان استثنا برای شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل در نظر گرفته شده و مقادیر مرتبه های سیدو برابر با یک خواهد بود [2].

$$y(k+1) = f(y(k), u(k)) \quad (18)$$

رابطه (5) برای شکل کامل به رابطه (19) تغییر پیدا می کند.

$$\Delta y(k+1) = \phi_{f,Ly,Lu}^T(k) \Delta H_{Ly,Lu}(k) \quad (19)$$

در رابطه (18) مقادیر به صورت رابطه های (20-21) قرار داده می شوند.

$$\phi_{f,Ly,Lu}(k) = [\phi_1(k), \dots, \phi_{Ly}, \phi_{Ly+1}, \phi_{Ly+Lu}]^T \quad (20)$$

$$\Delta H_{Ly,Lu}(k) = [\Delta y(k), \dots, \Delta y(k-L_y+1), \quad (21)$$

رفتارهای پیچیده مانند غیرخطی بودن، پارامترها و ساختار متغیر با زمان سیستم غیرخطی اولیه تنها در یک پارامتر اسکالر $\hat{\phi}_c(k)$ متغیر با زمان فشرده شده است. با این حال شکل فشرده تنها به رابطه متغیر با زمان بین خروجی سیستم در لحظه بعد و ورودی کنترلی در لحظه حاضر می پردازد، ولی در حقیقت ممکن است خروجی سیستم به ورودی کنترلی در لحظات قبل هم وابسته باشد. با این دیدگاه شکل جزئی برای کنترل تطبیقی بدون مدل مهیا شد که تأثیر تمام ورودی های کنترلی تا لحظه حاضر بر خروجی سیستم در لحظه بعد به وسیله تغییرات ثابت زمانی در نظر گرفته می شود [2]. به همین دلیل برای سیستم های پیچیده تر که دارای رفتار غیرخطی و پارامترهای متغیر بیشتری هستند شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل نسبت به شکل فشرده آن اولویت دارد.

سیستم غیرخطی زمان گسسته (5) برای شکل جزئی به صورت رابطه (10) تغییر شکل می دهد.

$$\Delta y(k+1) = \phi_{p,L}^T \Delta U_L(k) \quad (10)$$

مقادیر سیستم رابطه (10) به صورت رابطه های (12,11) جای گذاری می شود.

$$\phi_{p,L} = [\phi_1(k), \dots, \phi_L(k)]^T \quad (11)$$

$$\Delta U_L(k) = [\Delta u(k), \dots, \Delta u(k-L+1)]^T \quad (12)$$

مقدار صحیح L را ثابت طول خطی سازی¹ ورودی کنترلی می نامند. معمولاً L را مجموع مرتبه های سیستم یعنی n_u و n_y در شکل عمومی زمان گسسته (1) تعیین می کنند.

با حداقل رسانی تابع هزینه (6) نسبت ورودی کنترلی، شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل به صورت رابطه (13) نوشته می شود.

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\rho_1 \phi_1(k) (y^*(k+1) - y(k))}{\lambda + |\phi_1(k)|^2} - \frac{\phi_1(k) \sum_{i=2}^L \rho_i \phi_i(k) \Delta u(k-1)}{\lambda + |\phi_1(k)|^2} \quad (13)$$

در شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل مشتق شبه جزئی که در شکل فشرده بیان شد تبدیل به بردار شبه گرادینان² می شود که از تابع هزینه رابطه (14) به دست می آید.

$$J(\phi_{p,L}(k)) = |y(k) - y(k-1) - \phi_{p,L}^T(k) \Delta U_L(k-1)|^2 + \mu |\phi_{p,L}(k) - \hat{\phi}_{p,L}(k-1)|^2 \quad (14)$$

الگوریتم تخمین بردار شبه گرادینان با مینیمم سازی رابطه (14) برحسب $\phi_{p,L}(k)$ به صورت رابطه (15) نوشته می شود.

$$\hat{\phi}_{p,L}(k) = \hat{\phi}_{p,L}(k-1) + \frac{\eta \Delta U_L(k-1) (y(k) - y(k-1) - \hat{\phi}_{p,L}^T(k-1) \Delta U_L(k-1))}{\mu + \|\Delta U_L(k-1)\|^2} \quad (15)$$

روند تخمین پارامترها و سیستم کنترلی مانند شکل فشرده است با این تفاوت که در هر لحظه به جای یک پارامتر اسکالر مشتق شبه جزئی دارای L پارامتر اسکالر یا بردار شبه گرادینان خواهد بود [2].

برای تجزیه و تحلیل پایداری سیستم فرض و لم به شرح زیر ارائه می شود. فرض برای پایداری این است که علامت المان اول در شبه گرادینان به ازای تمامی مقادیر k و $|\Delta U_L(k)| \neq 0$ تغییر نکند. به این معنی که $\phi_1(k) > \varepsilon > 0$ به ازای مقادیر کوچک و مثبت ε باشد.

لم پایداری به این صورت است که اگر ماتریس A به صورت رابطه (16) تعریف شود.

¹ Linearization Length Constant(LLC)

² Pseudo Gradient(PG)

³ Pseudo

دینامیک‌های مدل نشده، وسیع بودن سیستم یا عدم داشتن اطلاعات دقیق به دلایل مختلف است. پس استفاده از مدل‌سازی اولیه سیستم به روش‌های معمول مانند شبکه‌های عصبی و استفاده از روابط دینامیکی منطقی است. در شکل 3 سیستم پرنده مورد نظر مشاهده می‌شود که در آن گشتاور مثبت کانال پیچ به صورت پادساعت‌گرد در نظر گرفته شده است، همچنین زاویه‌های مورد نیاز مدل‌سازی پرنده ترسیم شده است. برای ایجاد گشتاور مثبت، تغییر زاویه بالابر δ در جهت ساعت‌گرد مورد نیاز است. در حالت اولیه تمامی متغیرهای سیستم پرنده صفر در نظر گرفته شده است. معادلات حاکم بر سیستم در دستگاه سرعتی به صورت روابط (26-28) تعریف می‌شود.

$$\sum F_t = ma_t = -D + T \cos \alpha - mg \sin \alpha - L_\delta \sin(\alpha + \delta) = m\dot{V} \quad (26)$$

$$\sum F_n = ma_n = -L - T \sin \alpha + mg \cos \alpha + L_\delta \cos(\alpha + \delta) = mV\dot{\gamma} \quad (27)$$

$$\sum M_{c.g} = I\ddot{\theta} = M_\alpha \alpha + M_q q + L_\delta \cos(\alpha + \delta) \quad (28)$$

با توجه به روابط (26-28) و انتقال سیستم به فضای زمان گسسته، سه رابطه کوپل سیستم به صورت روابط (29-31) تعریف می‌شود.

$$V(k+1) = V(k) + \frac{\Delta k}{m} (T \cos \alpha(k) - mg \sin \alpha(k) - L_\delta \sin(\alpha(k) + \delta(k)) - D) \quad (29)$$

$$\alpha(k+1) = \alpha(k) + \Delta k (\dot{\theta}(k) - \frac{1}{mV(k)} (mg \cos \alpha(k) - T \sin \alpha(k) + L_\delta \cos(\alpha(k) + \delta(k)) - L)) \quad (30)$$

$$\dot{\theta}(k+1) = \dot{\theta}(k) + \frac{\Delta k}{I} (M_\alpha \alpha(k) + M_q q(k) + L_\delta \cos \delta(k) \cdot X_\delta) \quad (31)$$

گسسته‌سازی با فرض بازه نمونه‌برداری $\Delta k = 0.1$ انجام می‌شود. هدف تعیین شده، کنترل نرخ تغییرات کانال پیچ (سرعت زاویه‌ای) به وسیله ورودی کنترلی بالابر است. مقادیر جای‌گذاری شده پارامترها در جدول 1 یاد شده است.

در طراحی کنترل کننده پارامترهای کنترل تطبیقی بدون مدل ثابت هستند و تنها مشتق شبه‌جزئی تغییر می‌کند که در ادامه نشان داده می‌شود. این پارامتر با افزایش زمان به مقدار خاصی همگرا می‌شود. در معادلات وسیله پرنده متغیر حالت محدودکننده طراحی که مقدار آن بسیار مهم است، مقدار زاویه حمله $\alpha(k)$ است، مقدار این متغیر در سیستم حداکثر ± 20 درجه است. رابطه بین زاویه حمله و زاویه پیچ در رابطه (32) مشاهده می‌شود، طبق این رابطه مقدار زاویه پیچ برابر زاویه حمله به علاوه زاویه سرعت نسبت افق است. طبق رابطه (32) مقدار زاویه پیچ حداکثر ± 70 درجه است.

$$\theta(k) = \alpha(k) + \gamma(k) \quad (32)$$

4- نتایج شبیه‌سازی

کانال پیچ مدل‌سازی شده در بخش 3 سیستمی غیرخطی است که در شبیه‌سازی انجام شده، ابتدا سه شکل کنترل تطبیقی بدون مدل با کنترل کننده تام که بیشترین کاربرد را در صنایع دارد، مقایسه می‌شود. ورودی پله واحد که به عنوان یک مرجع در مهندسی کنترل برای مقایسه روش‌ها استفاده می‌شود، ورودی سیستم در نظر گرفته شده است و پس از آن بهترین پاسخ از بین سه شکل کنترل تطبیقی بدون مدل با کنترل کننده تام برای ورودی‌های دیگر مقایسه می‌شود.

الگوریتم کنترل کننده برای شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل با توجه به تابع هزینه (6) الگوریتم پروجکشن به صورت رابطه (22) تعریف می‌شود.

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\rho_{Ly+1} \phi_{Ly+1}(k) (y^*(k+1) - y(k))}{\lambda + |\phi_{f,Ly+1}(k)|^2} - \frac{\phi_{Ly+1}(k) \sum_{i=2}^{Ly} \rho_i \phi_i(k) \Delta y(k-i+1)}{\lambda + |\phi_{Ly+1}(k)|^2} - \frac{\phi_{Ly+1}(k) \sum_{i=Ly+2}^{Ly+Lu} \rho_i \phi_i(k) \Delta u(k+Ly-i+1)}{\lambda + |\phi_{Ly+1}(k)|^2} \quad (22)$$

همچنین الگوریتم تخمین شبه‌گردایان برای شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل براساس تابع هزینه (23) به صورت رابطه (24) نوشته می‌شود.

$$J(\phi_{f,Ly,Lu}(k)) = |y(k) - y(k-1) - \phi_{f,Ly,Lu}^T(k) \Delta H(k-1)|^2 + \mu |\phi_{f,Ly,Lu}(k) - \hat{\phi}_{f,Ly,Lu}(k-1)|^2 \quad (23)$$

$$\hat{\phi}_f(k) = \hat{\phi}_f(k-1) + \frac{\eta \Delta H(k-1) (y(k) - y(k-1) - \hat{\phi}_f^T(k-1) \Delta H(k-1))}{\mu + \|\Delta H(k-1)\|^2} \quad (24)$$

برای تجزیه و تحلیل پایداری سیستم فرض و لم به شرح زیر ارائه می‌شود. فرض برای پایداری این است که علامت المان اول در شبه‌گردایان به ازای تمامی مقادیر k و $\Delta H(k) \neq 0$ تغییر نکند. به این معنی که $\phi_1(k) > \varepsilon > 0$ به ازای مقادیر کوچک و مثبت ε باشد.

لم پایداری به این صورت است که اگر ماتریس A به صورت رابطه (25) تعریف شود:

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_{L-1} & a_L \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

اگر $\sum_{i=1}^L |a_i| < 1$ باشد، آن‌گاه جایی که $s(\dots)$ شعاع طیفی است $S(A) < 1$ خواهد بود [2].

اگر سیستم غیرخطی رابطه 1 از تمامی فرضیات بالا پیروی کند، سیستم را می‌توان از طریق شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل کنترل کرد و به ازای $y^*(k+1) = y^* = \text{const.}$ مقدار $\lambda_{\min} > 0$ وجود خواهد داشت به طوری که دو نتیجه زیر برای هر $\lambda > \lambda_{\min}$ برقرار خواهد بود.

- 1- ردیابی خطای خروجی به صورت یکنواخت همگرا و $\lim_{k \rightarrow \infty} |y^* - y(k+1)| = 0$ خواهد بود.
- 2- سیستم حلقه بسته پایداری ورودی محدود- خروجی محدود خواهد داشت.

3- مدل‌سازی کانال پیچ وسیله پرنده

کنترل تطبیقی بدون مدل یک روش زمان گسسته است که بدون مدل‌سازی یک وسیله و تنها با تخمین مشتق شبه‌جزئی و ورودی کنترلی براساس ورودی‌ها و خروجی‌های زمان حاضر و گذشته، خروجی مطلوب سیستم را در لحظه بعد به دست می‌آورد. پس برای اجرای الگوریتم نیاز به یک سیستم واقعی است، ولی برای شبیه‌سازی و آزمایش روش بر یک سیستم نیازمند پیاده‌سازی آن بر یک مدل اولیه از آن است. همان‌گونه که در شکل 1 گفته شد کنترل تطبیقی بدون مدل درواقع یک روش برای سیستم‌های خاکستری است که اطلاعات کلی از سیستم در دسترس است، ولی دارای نامعینی‌ها،

جدول 2 مقادیر تعیین شده برای پارامترهای دو کنترل کننده

Table 2 Parameters value determined for two controllers

مقدار	پارامتر
1	λ
1.9	μ
1	ρ
1.9	η
0.3	k_p
1	T_d
25	T_i

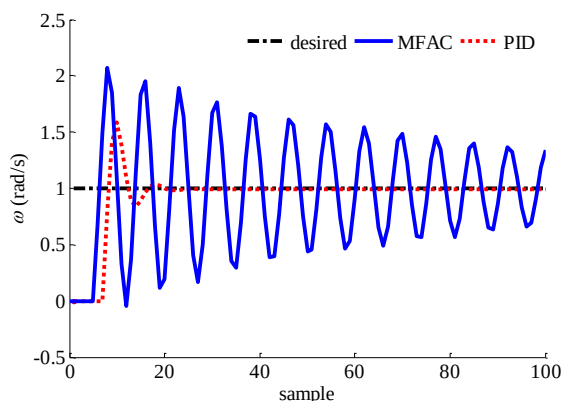


Fig. 4 CFDL-MFAC and PID responses to step input

شکل 4 پاسخ شکل فشرده کنترل تطبیقی بدون مدل و تام به پله واحد

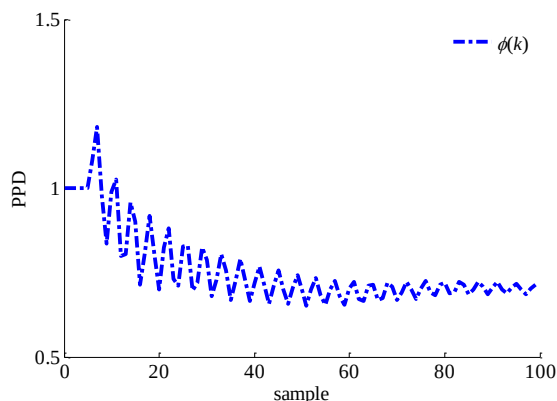


Fig. 5 Estimated PPD for CFDL-MFAC

شکل 5 مشتق شبه جزئی تخمین زده شده برای شکل فشرده

شکل 6 پاسخ سیستم به کنترل کننده تام و شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل را به ورودی پله واحد و شکل 7 ورودی شبه گرایان تخمین زده شده را نشان می دهد. همان گونه که در شکل 6 پیداست پاسخ این دو کنترل کننده بسیار مشابه بوده، ولی شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل دارای جهش بیشتری نسبت به کنترل کننده تام داشته است. با این حال زمان نشست این دو کنترل کننده مشابه بوده است.

این تفاوت در پاسخ ها تنها به دلیل انعطاف پذیری بیشتر شکل جزئی در نظر گرفتن تأثیر ورودی های قبلی کنترلی بر خروجی لحظه بعد حاصل شده که با توجه به معادلات دینامیکی پرنده به شکل سیستم (18) است طول بازه مؤثر در نظر گرفته شده 2 است.

مقایسه نتایج شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل با شکل فشرده آن نشان می دهد که زمانی که تأثیر ورودی های سیستم در زمان های قبل در نظر

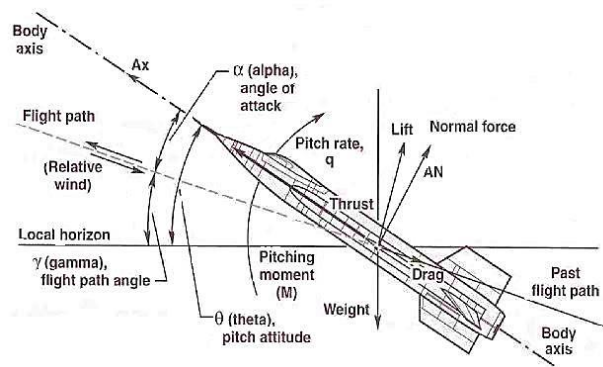


Fig. 3 Acting forces and angles on air vehicle [19]

شکل 3 نیروهای وارده و زوایای وسیله پرنده [19]

جدول 1 مقادیر جای گذاری شده در معادلات

Table 1 Embedded values in equations

مقدار (واحد)	پارامتر
10000 (N)	T نیروی پیش رانش
1000 (kg)	M جرم پرنده
400 (m/s)	V سرعت اولیه پرنده
0.5	$C_{L\delta}$ ضریب برآ بالابر
4	L/D نسبت برآ به پسای پرنده
1 (kg/m)	ρ چگالی هوا
-0.02	C_{ma} تغییرات ضریب گشتاور نسبت به زاویه حمله
-4	C_{mq} تغییرات ضریب گشتاور نسبت به سرعت زوایای کانال پیچ
1020 (kg.m ²)	$\bar{I}$ اینرسی پرنده حول مرکز ثقل
3 (m)	X_δ فاصله بالک تا مرکز ثقل
0.2 (m ²)	S مساحت سطح مقطع پرنده
0.4 (m ²)	S_W مساحت سطح مقطع بالابر

مقدار پارامترهای جای گذاری شده در دو کنترل کننده در جدول 2 مشخص شده است، این مقادیر برای دو کنترل کننده به روش گرایان بهینه شده است و در تمامی مراحل مقاله برای بررسی پایداری ثابت مانده اند. در شبیه سازی انجام شده شرایط اولیه به صورت $\phi(1) = 0, \dot{\phi}(1) = 0, v(1) = 0, \alpha(1) = 0$ و $u(1) = [0 \ 0]^T$ و $[1 \ 1]$ جای گذاری شده است.

در شکل 4 پاسخ کانال پیچ دو کنترل کننده شکل فشرده کنترل تطبیقی بدون مدل و کنترل کننده تام به ورودی پله واحد مشاهده می شود که نشان می دهد شکل فشرده نتوانسته سیستم را به خوبی کنترل کند در صورتی که کنترل کننده تام این سیستم را به خوبی کنترل کرده است. شکل 5 مربوط به مشتق شبه جزئی تخمین زده شده برای شکل فشرده کنترل تطبیقی بدون مدل است.

از نتایج شکل فشرده کنترل تطبیقی بدون مدل می توان نتیجه گرفت که این شکل برای سیستم های غیرخطی تک ورودی- تک خروجی که دارای پارامترهای متغیر با زمان کمی مناسب است. هر چند که می توان برای سیستم چند ورودی- چند خروجی هم از آن استفاده کرد، ولی به شرط آن که سیستم دارای پارامترهای متغیر با زمان کمی بوده و خروجی ها و ورودی های سیستم با یکدیگر کوپل نباشند.

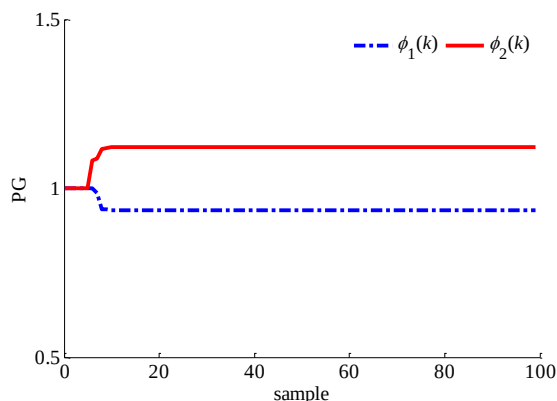


Fig. 9 Estimated PG for FFDL-MFAC

شکل 9 گرادیان جزئی تخمین زده شده برای شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل

در شکل کامل علاوه بر اعمال تأثیر ورودی‌های کنترلی لحظات قبل، خروجی سیستم در لحظات قبل با تأثیرگذاری آن در الگوریتم تخمین گرادیان جزئی اعمال شده است. این کنترل کننده دارای ساختاری تطبیقی است که براساس خروجی واقعی سیستم خطای موردنظر را کم می‌کند و این تطبیقی بودن ساختار این قابلیت را می‌دهد که در ورودی‌ها، سیستم‌ها و شرایط مختلف خود را تطبیق دهد، همچنین شکل کامل این نوع کنترل کننده، خروجی‌ها و ورودی‌های پیشین را در آینده سیستم مؤثر می‌داند. در مرحله بعد دو کنترل کننده را بار دیگر با ورودی دیگری مقایسه خواهد شد. مهم‌ترین پارامتر قابل تنظیم کنترل تطبیقی بدون مدل λ است. انتخاب درست این پارامتر برای پایداری سیستم بسیار با اهمیت است و انتخاب نادرست آن می‌تواند سبب واگرا شدن پاسخ شود. در جدول 3 مشخصات پاسخ سیستم به ازای مقادیر مختلف λ مشخص شده است و در جدول 4 بازه مجاز به کارگیری پارامترهای تنظیمی دو کنترل کننده برای پاسخ مناسب به ورودی پله را مشخص می‌کند.

پس از اثبات برتری کنترل تطبیقی بدون مدل بر کنترل کننده تام دو سناریوی فرضی برای سرعت زاویه‌ای کانال پیچ در نظر گرفته می‌شود. فرض شده است طبق سیگنال‌های دریافتی از سنسورها خروجی سرعت زاویه‌ای کانال پیچ باید این سناریوها را طی کند. شکل‌های 10 و 11 نتیجه خروجی سیستم به سناریوهای در نظر گرفته شده برای دو کنترل کننده را نشان می‌دهد که این نتایج بدون تغییر در شرایط اولیه و مقدار پارامترها در جدول 2 حاصل شده است. این سناریوها برای خروجی پرنده سناریوهای بسیار مشکل تلقی می‌شود. برتری کنترل تطبیقی بدون مدل در انعطاف‌پذیری که ناشی از ساختار تطبیقی و برخاسته از آن است، نسبت به کنترل کننده تام کاملاً مشهود است.

جدول 3 مشخصات پاسخ سیستم به ورودی پله به ازای مقادیر مختلف λ

Table 3 System response Specifications to step input for different values of λ

مقدار λ	ماکزیمم جهش (%)	زمان نشست (sample)
0.1	20	12
0.5	18	9
1	15	10
5	38	30
10	47	60

گرفته می‌شود پاسخ سیستم بسیار بهتر شده و تقریباً قابل مقایسه با کنترل کننده تام است.

شکل 8 خروجی سرعت زاویه‌ای کانال پیچ وسیله پرنده به ورودی پله واحد برای شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل و کنترل کننده تام را نشان می‌دهد. پاسخ شکل کامل دارای جهش و زمان نشست کمتری نسبت به کنترل کننده تام است و به خوبی سیستم را کنترل کرده است. شکل 9 شبه‌گرادیان تخمین زده شده برای شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل را نشان می‌دهد. شبه‌گرادیان 1 مربوط به تأثیر خروجی و گرادیان جزئی 2 مربوط به تأثیر ورودی کنترلی لحظه قبل بر خروجی لحظه بعد است.

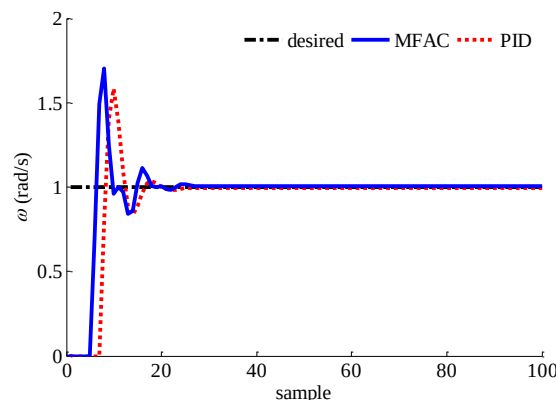


Fig. 6 PFDL-MFAC and PID responses to step input

شکل 6 پاسخ شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل و تام به پله واحد

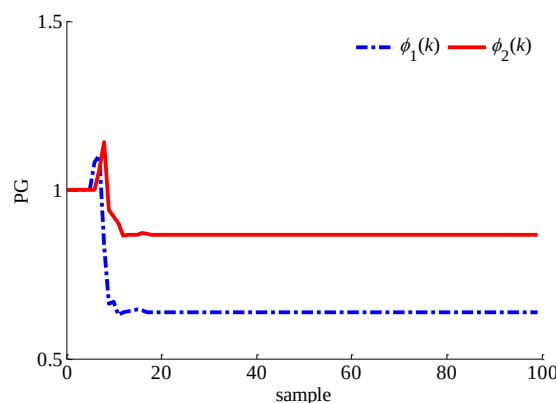


Fig. 7 Estimated PG for PFDL-MFAC

شکل 7 گرادیان جزئی تخمین زده شده برای شکل جزئی کنترل تطبیقی بدون مدل

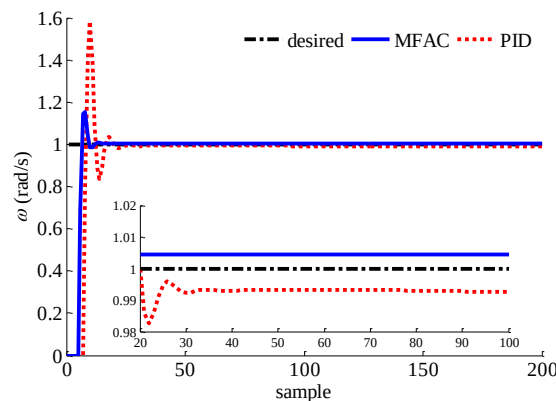


Fig. 8 FFDL-MFAC and PID responses to step input

شکل 8 پاسخ شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل و تام به پله واحد

ورودی پله واحد و شکل‌های 14 و 15 برای ورودی‌های دیگر به عنوان سناریوی سوم و چهارم مشاهده می‌شود. پاسخ دو کنترل‌کننده در حضور عدم قطعیت‌های سیستم در شکل 16 مشاهده می‌شود که این عدم قطعیت‌ها با توجه به مقادیر جدول 5 اعمال شده است. در شکل 17 سیستم با حضور نویز و عدم قطعیت مشاهده می‌شود.

مقایسه نتایج به دست آمده از دو کنترل‌کننده زمانی که نویز و عدم قطعیت به سیستم وارد می‌شود نشان می‌دهد که کنترل تطبیقی بدون مدل دارای مقاومت و پایداری بیشتری نسبت به کنترل‌کننده تام است و با وجود نویز و عدم قطعیت در سیستم به خوبی توانسته است که ورودی‌های مد نظر طراح را به خوبی دنبال کند و نسبت به کنترل‌کننده تام دارای مقاومت بیشتر و فراجاهش و زمان نشست کمتری است. در طراحی انجام شده هیچ‌گونه تغییر پارامتری در دو کنترل‌کننده اعمال نشده است.

در پایان برای نزدیکی بیشتر به آنچه که در صنعت و واقعیت اتفاق می‌افتد، برای سیستم اکچویاتور درجه یک در نظر گرفته شده است که در

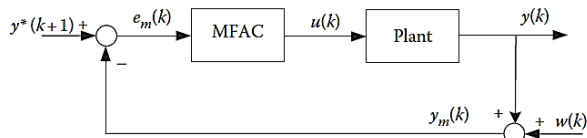


Fig. 12 Block diagram of MFAC with noise.

شکل 12 بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی بدون مدل همراه با اغتشاش

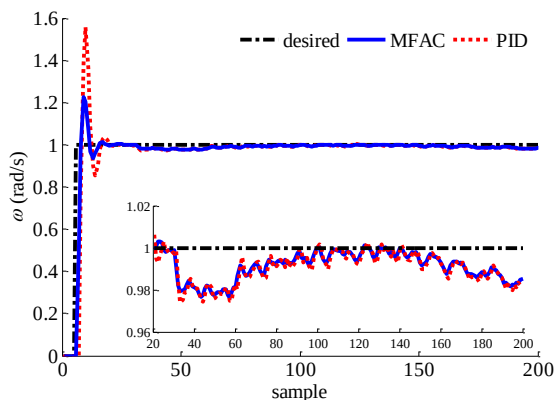


Fig. 13 MFAC and PID responses to step input with noise

شکل 13 پاسخ کنترل تطبیقی بدون مدل و تام به پله واحد همراه با اغتشاش

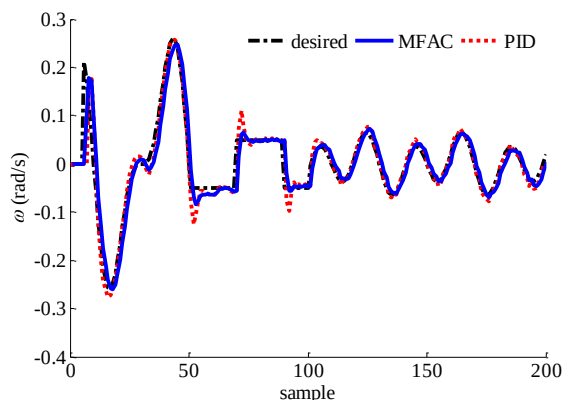


Fig. 14 MFAC and PID responses to third scenario with noise

شکل 14 پاسخ کنترل تطبیقی بدون مدل و تام به سناریوی سوم همراه با اغتشاش

جدول 4 بازه مقادیر مختلف پارامترها برای پایداری سیستم

Table 4 Values range of parameters for system stability

Stability Range	Parameter
0.1-10	λ
0.3-1	ρ
0.1-1.9	μ
0.1-1	η
0.1-0.4	k_p
10-60	T_i
1	T_d

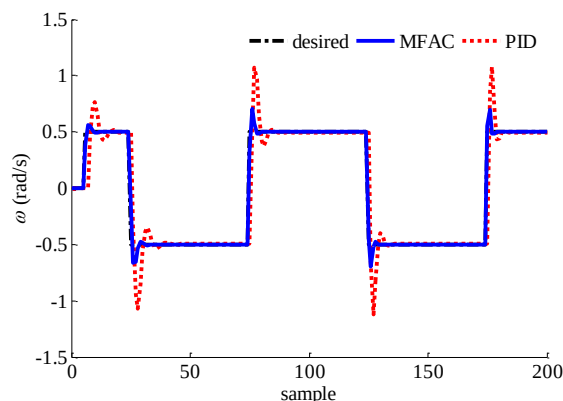


Fig. 10 FFDL-MFAC and PID responses to first scenario

شکل 10 پاسخ شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل و تام به سناریوی اول

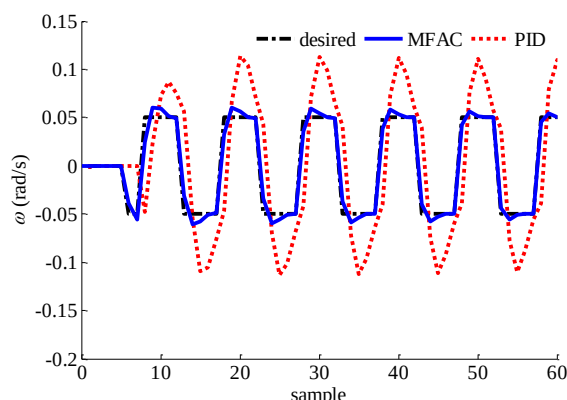


Fig. 11 FFDL-MFAC and PID responses to second scenario

شکل 11 پاسخ شکل کامل کنترل تطبیقی بدون مدل و تام به سناریوی دوم

5- اثبات پایداری کنترل تطبیقی بدون مدل با اعمال نویز و عدم قطعیت به سیستم

برای اثبات پایداری روش کنترل تطبیقی بدون مدل و مقایسه آن با مقاومت کنترل‌کننده تام یک نویز به سیستم وارد شده است. نویز وارد شده به صورت رابطه (33) در نظر گرفته شده است و بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی بدون مدل همراه با نویز در شکل 12 مشاهده می‌شود.

$$w(k) = \begin{cases} 0.01 + 0.01\text{rand}(1) & k \leq 10 \\ -0.01 + 0.01\text{rand}(1) & 10 < k \leq 30 \\ 0.01 \sin\left(\frac{2\pi k}{250}\right) + 0.01\text{rand}(1) & 30 < k \leq 60 \\ 0.01 \cos\left(\frac{2\pi k}{250}\right) + 0.01\text{rand}(1) & 60 < k \leq 200 \end{cases} \quad (33)$$

شکل 13 مقایسه دو کنترل‌کننده تام و کنترل تطبیقی بدون مدل برای

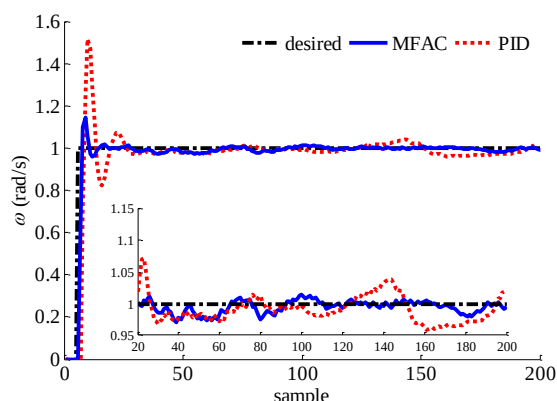


Fig. 17 MFAC and PID responses with uncertainties and noise

شکل 17 پاسخ کنترل تطبیقی بدون مدل و تام همراه با عدم قطعیت‌ها و نویز

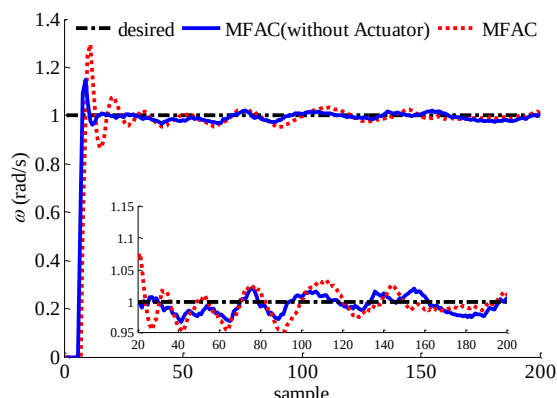


Fig. 18 MFAC and PID responses with uncertainties, noise and actuator

شکل 18 پاسخ کنترل تطبیقی بدون مدل و تام همراه با عدم قطعیت‌ها، نویز و اکچویتور

6- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

کنترل تطبیقی بدون مدل یکی از روش‌های کنترل داده محور است که در این مقاله به ارائه تئوری این روش به سه شکل آن شامل شکل فشرده، شکل جزئی و شکل کامل پرداخته شد.

سیستم در نظر گرفته شده برای امتحان این روش کانال پیچ یک وسیله پرنده فرضی است که دارای معادلات دینامیکی غیرخطی با پارامترهای متغیر با زمان است. هر سه شکل کنترل تطبیقی بدون مدل و کنترل کننده تام بر سیستم پرنده شبیه‌سازی شده که نشان می‌دهد شکل فشرده برای سیستم‌های دارای کوپل بالا مناسب نبوده و پاسخ مناسبی نمی‌دهد، شکل جزئی عملکرد مشابه کنترل کننده تام دارد، در صورتی که پاسخ شکل کامل به مراتب از آن‌ها بهتر بوده و دارای جهش و زمان نشست کمتری است.

سیستم برای مقادیر مختلف λ به عنوان مهم‌ترین پارامتر تنظیمی کنترل تطبیقی بدون مدل بررسی شد و مشخصات پاسخ هر مقدار به همراه بازه مجاز طراحی بقیه پارامترها برای پایداری سیستم ارائه شد.

مقاومت کنترل کننده به وسیله وارد کردن نویز و عدم قطعیت به سیستم با مقاومت کنترل کننده تام مقایسه شد که نتایج به دست آمده نشان‌دهنده مقاومت بیشتر کنترل تطبیقی بدون مدل نسبت به کنترل کننده تام است. برای نزدیک‌تر شدن شرایط به واقعیت، برای سیستم یک اکچویتور درجه یک در نظر گرفته شد که نتایج نشان می‌دهد که این اکچویتور با توجه به تأخیر به وجود آمده، سیستم در ابتدا دچار جهش و زمان پایداری بیشتر شده، ولی

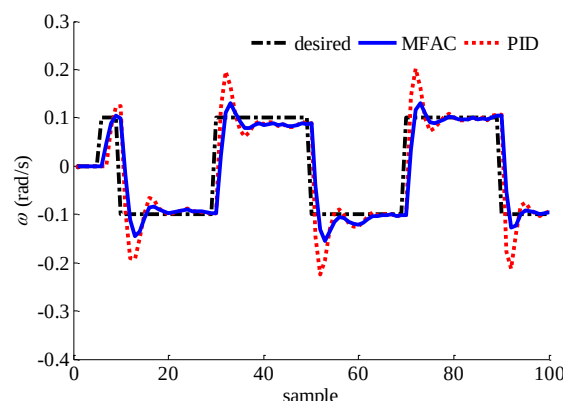


Fig. 15 MFAC and PID responses to forth scenario

شکل 15 پاسخ کنترل تطبیقی بدون مدل و تام به سناریوی چهارم همراه با اغتشاش

شکل 18 پاسخ به ورودی پله برای آن مشاهده می‌شود. این شکل به خوبی نشان می‌دهد که سیستم با توجه به غیرخطی بودن دچار تأخیر یک مرحله‌ای شده و این تأخیر سبب افزایش جهش و تأخیر در پایداری شده است. با این حال پاسخ این کنترل کننده با وجود اکچویتور به دلیل تطبیقی بودن ساختار کنترل کننده با گذشت زمان بهتر شده و دارای پایداری مطلوب بوده است.

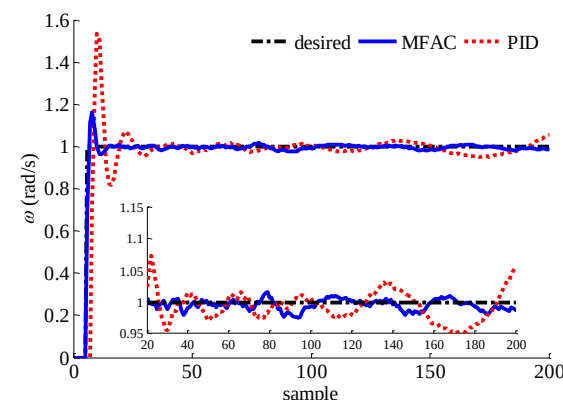


Fig. 16 MFAC and PID responses with uncertainties of system

شکل 16 پاسخ کنترل تطبیقی بدون مدل و تام همراه با عدم قطعیت‌های سیستم

جدول 5 مقادیر جای‌گذاری شده در معادلات با در نظر گرفتن عدم قطعیت‌ها

Table 5 Embedded values in equations with uncertainties consider

پارامتر	مقدار(واحد)
T	نیروی پیشران
M	جرم پرنده
V	سرعت اولیه پرنده
$C_{L\delta}$	ضریب برآ بالابر
L/D	نسبت برآ به پسای پرنده
ρ	چگالی هوا
C_{ma}	تغییرات ضریب گشتاور نسبت به زاویه حمله
C_{mq}	تغییرات ضریب گشتاور نسبت به سرعت زاویه‌ای کانال پیچ
$\bar{I}$	اینرسی پرنده حول مرکز ثقل
X_{δ}	فاصله بالک تا مرکز ثقل
S	مساحت سطح مقطع پرنده
S_w	مساحت سطح مقطع بالابر

- adaptive control design using evolutionary-neural compensator, *Expert Systems with Applications*, Vol. 37, No. 1, pp. 499–508, January 31, 2010.
- [8] K. K. Tan, Adaptive predictive PI control of a class of SISO systems, *American Control Conference*, San Diego, California, Vol. 6, pp. 3848–3852, IEEE, 1999.
- [9] K. K. Tan, T. H. Lee, S. N. Huang, F. M. Leu, Adaptive-Predictive control of a class of SISO nonlinear systems, *Dynamics and Control*, Vol. 11, No. 2, pp. 151–174, April 1, 2001.
- [10] B. Zhang, W. D. Zhang, Adaptive predictive functional control of a class of nonlinear systems, *ISA Transactions*, Vol. 45, No. 2, pp. 175–183, April 1, 2006.
- [11] H. Zhongsheng, B. Xuhui, Model free adaptive control with data dropouts, *Expert Systems with Applications*, Vol. 38, No. 8, pp. 10709–10717, 2011.
- [12] Model Free Adaptive(MFA) Control Technology, Accessed on 18 November 2016; <http://www.cyboenergy.com/technologies/mfacontrol>
- [13] M. Navabi, H. Mirzaei, Dynamic modeling and nonlinear adaptive control of mesicopter flight, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 16, pp. 83–95, 2015. (In Persian فارسی)
- [14] Y. Yorozu, M. Hirano, K. Oka, Y. Tagawa, Electron spectroscopy studies on magneto-optical media and plastic substrate interface, *IEEE Translation Journal on Magnetism*, Japan, Vol. 2, pp. 740–741, August, 1987.
- [15] H. Zhongsheng, H. Wenhui, The Model-Free learning adaptive control of a class of SISO nonlinear systems, *Proceeding of the American Control Conference*, New Mexico, Vol. 1, pp. 343–344, IEEE, June, 1997.
- [16] A. B. Novinzadeh, M. Heydari, Using least square algorithm for nonlinear control system design with model free adaptive control method, *2nd National Conference on New Approaches in Electrical and Computer Engineering (NAECE2017)*, IAU of Khorramabad Branch, March, 2017. (in Persian فارسی)
- [17] Y. Leng, H. Li, P. Wang, Z. Qiao, Model-Free adaptive control with contractive constraints for nonlinear systems, *sixth International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics*, Vol. 2, pp. 288–291, IEEE, August 26, 2014.
- [18] L. D. S. Coelho, A. R. C. Coelho, Model-free adaptive control optimization using a chaotic particle swarm approach, *Chaos, Solitons and Fractals*, Vol. 41, No. 4, pp. 2001–2009, 2009.
- [19] J. P. How, E. Frazzoli, G. Chowdhary, *UAV Flight Controls*, chapter 1, August 2, 2012.

ساختار تطبیقی کنترل تطبیقی بدون مدل باعث شده است که مقاومت و پایداری سیستم با گذشت زمان حفظ گردد.

در نهایت با گذشتن سال ها از به وجود آمدن کنترل کننده تام، با این وجود به دلیل ساختار ساده و عدم نیاز به طراحی خاص بیشترین کاربرد را در صنایع دارد. کنترل تطبیقی بدون مدل نشان می دهد که با ساختاری ساده و تطبیقی، عدم نیاز به شناسایی سیستم، با حجم محاسبات کم نسبت به دیگر روش های کنترل بدون مدل برخط و پیش بین و پاسخ بهتر نسبت به کنترل کننده تام می تواند جایگزین مطمئنی برای این کنترل کننده در صنایع مخصوصاً برای کاربردهای دارای سیستم های بزرگ باشد.

7- مراجع

- [1] L. Coelho, A. Coelho, Model-Free learning adaptive controller with neural network compensator and differential evolution optimization, *International Symposium on Intelligent Control*, Munich, Germany, pp. 2018–2023, October 4–6, 2006
- [2] H. Zhongsheng, S. Jin, *Model Free Adaptive Control Theory and Application*, CRC Press, pp. 77–118, September 24, 2014.
- [3] X. Jian-Xin, H. Zhong-Sheng, Notes on data-driven system approaches, *Acta Automatica Sinica*, Vol. 35, No. 6, pp. 668–675, June 1, 2009.
- [4] Y. Zho, H. Zhongsheng, Controller compact form dynamic linearization based model free adaptive control, *51st IEEE Confrence on Decision and Control*, Maui, Hawaii, USA, pp. 4817–4822, December 10–13, 2012.
- [5] K. Y. Swe, L. Dewan, Application of model free adaptive control in main steam temperature system of thermal power plant, *Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, Vol. 9, No. 3, pp. 334–337, 2015.
- [6] S. C. Leandro, A. R. C. Antonio, Model-free adaptive control optimization using a chaotic particle swarm approach, *Chaos, Solitons and Fractals*, Vol. 41, No. 4, pp. 2001–2009, August 30, 2009.
- [7] S. C. Leandro, W. P. Marcelo, R. R. Sumar, A. R. C. Antonio, Model-free