

## پایدار سازی مقاوم سیستم‌های غیرخطی ناکمینه فاز با دینامیک داخلی غیرآفین: کاربرد آن در

### سیستم TORA

طاهره بینازاده\*

دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران

ناهدید بذرافشان دهقان

دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران

#### چکیده

این مقاله به مطالعه‌ی دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی ناکمینه فاز با دینامیک داخلی غیرآفین می‌پردازد. ویژگی ناکمینه فاز بودن به همراه غیرآفین بودن دینامیک داخلی پیچیدگی‌هایی را در روند طراحی کنترل کننده برای این دسته سیستم‌ها ایجاد می‌کند. در این مقاله رویکردی جدید جهت طراحی قانون کنترلی برای این سیستم‌ها ارائه شده است. در روش ارائه شده، معادلات سیستم با در نظر گرفتن درجه نسبی آن در به صورت عادی بازنویسی می‌شود. روند طراحی قانون کنترلی در سیستم مد نظر سه گام اصلی را دربر دارد. ابتدا با استفاده از رویکرد بهینه سازی مقید به طراحی قانون کنترلی مجازی به منظور پایدارسازی دینامیک داخلی ناکمینه فاز و غیرآفین پرداخته می‌شود. سپس با استفاده از کنترل کننده مجازی طراحی شده و تلفیق آن با روش پس گام، سطح لغزش مناسبی استخراج می‌گردد و در نهایت براساس سطح لغزش ارائه شده، قانون کنترل مقاومی به منظور پایدارسازی کل متغیرهای حالت سیستم طراحی می‌شود. نتایج شبیه سازی بر روی سیستم TORA کارآیی رویکرد پیشنهادی را در پایدارسازی مقاوم این کلاس از سیستم‌های غیرخطی را نشان می‌دهند.

واژه‌های کلیدی: سیستم ناکمینه فاز، سیستم غیرآفین، کنترل مقاوم، سیستم TORA.

## Robust Stabilization of Non-Minimum Phase Nonlinear Systems with Non-Affine Internal Dynamics: Application on TORA System

T. Binazadeh

Department of Electrical and Electronic Engineering, Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran

N. Bazrafshan Dehghan

Department of Electrical and Electronic Engineering, Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran

#### Abstract

This article studies a class of non-minimum phase nonlinear systems with non-affine internal dynamics. The non-minimum phase feature, along with the non-affine internal dynamic, makes complexities in the process of controller design for these class of systems. In this paper, a new approach is presented for designing the control law for these systems. In the proposed method, the system's equations, considering the system's relative degree, are rewritten in the normal form. The design procedure of the control law, in the considered system, has three main steps. First, using the constraint optimization approach, the virtual control law is designed to stabilize the non-minimum phase and non-affine internal dynamics. Then, by designed virtual controller and combination with backstepping method, the proper sliding surface is extracted and, finally, based on the proposed sliding surface, a robust control law is designed to stabilize all of the system's state variables. The simulation results on the TORA system show the efficiency of the proposed approach in the robust stabilization of this class of nonlinear systems.

**Keywords:** Non-minimum phase system, Non-affine system, robust control, TORA system.

مسئله‌ی ردیابی [۱۵] و رویکرد تنظیم بهینه [۱۶] نام برد.

در برخی از سیستم‌ها وابستگی معادلات به ورودی کنترلی غیر-خطی می‌باشد که این دسته از سیستم‌ها را سیستم‌های غیرآفین می‌نامند [۱۷-۱۹]. در مرجع [۱۷] طراحی کنترل کننده برای چنین سیستمی، به کمک کنترل تطبیقی با شبکه های عصبی چند لایه صورت پذیرفته است. از میان این سیستم‌ها، طراحی کنترل کننده برای سیستم‌های با دینامیک داخلی غیرآفین دارای پیچیدگی بیشتری می‌باشد، مرجع [۱۸] به حل مسئله‌ی ردیابی دسته ای از سیستم ها با دینامیک داخلی غیرآفین می‌پردازد. در سیستم های غیرآفین چون معادلات سیستم نسبت به ورودی غیرخطی است، تعداد روش‌های کنترلی که بتواند این سیستم‌ها را کنترل کند به مراتب نسبت به سیستم‌های آفین، کمتر است. لذا بیشتر روش‌های عددی مثل رویکردهای فازی، شبکه‌ی عصبی و رویکردهای هوشمند، مبنای طراحی کنترل کننده برای این سیستم‌ها می‌باشد [۲۰، ۲۱].

تعداد کمی از مقالات وجود دارد که از رویکردهای تحلیلی و

#### ۱-مقدمه

پایدارسازی مقاوم سیستم‌های غیرخطی، یکی از مباحث مهم در علم کنترل می‌باشد [۳-۱]. این اهمیت به دلیل کاربردی بودن پایداری مقاوم است که در بسیاری از سیستم‌های دینامیکی از قبیل سیستم‌های هیبرید [۴]، سیستم خودرو [۵، ۶]، سیستم‌های غیر مینیمم فاز [۷]، سیستم های تکین [۸]، سیستم های تاخیری [۹] و غیره مشاهده می‌شود. دسته‌ی مهمی از سیستم های غیرخطی، سیستم‌های ناکمینه فاز می‌باشند [۱۰-۱۱]. در سیستم‌های ناکمینه فاز، دینامیک صفر سیستم پایدار مجانبی نیست [۱۲، ۱۳]. مقالات متعددی با رویکردهای مختلف به بحث طراحی کنترل کننده برای این دسته از سیستم‌ها پرداخته‌اند. روند طراحی کنترل کننده برای این سیستم‌ها عموماً با چالش‌هایی مواجه است [۱۱]. از روش‌های طراحی کنترل کننده برای این سیستم‌ها می‌توان به رویکرد مدل‌گزشی گسسته برای سیستم‌های الکترو هیدرولیکی [۱۴]، کنترل کننده مبتنی بر رویت گر جهت

\* نویسنده مکاتبه کننده، آدرس پست الکترونیکی: binazadeh@sutech.ac.ir

$$\begin{bmatrix} \eta \\ \vdots \\ \xi \end{bmatrix} = Z = T(x) = \begin{bmatrix} \phi(x) \\ \vdots \\ \phi_{n-\rho}(x) \\ h(x) \\ L_f h(x) \\ \vdots \\ L_f^{p-1} h(x) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\frac{\partial \phi_i}{\partial x} g(x) = 0, i = 1, \dots, n - \rho. \quad (3)$$

نگاشت  $z = T(x)$  معادلات سیستم (۱) را به صورت عادی زیر تبدیل خواهد کرد:

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= f_a(\eta, \xi) \\ \dot{\xi} &= A_c \xi + B_c \gamma(x)(u + \delta(t, x) - \alpha(x)) \\ y &= C_c \xi \end{aligned} \quad (4)$$

که در آن  $A_c$  و  $B_c$  و  $C_c$  به فرم کانونی زیر هستند:

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & \ddots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$C_c = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$$

همچنین داریم:

$$\eta = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_{n-\rho} \end{bmatrix}, \xi = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \vdots \\ \xi_\rho \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\gamma(x) = L_g L_f^{p-1} h(x) \quad (7)$$

$$\alpha(x) = -\frac{L_f^p h(x)}{L_g L_f^{p-1} h(x)} \quad (8)$$

در سیستم به صورت عادی (۴)،  $z = [\eta^T, \xi^T]^T$  بردار حالت است.  $\eta \in R^{n-\rho}$  و  $\xi \in R^\rho$  به ترتیب متغیرهای حالت دینامیک داخلی و دینامیک خارجی سیستم نرمال (۴) می‌باشند.

معادلات  $\dot{\eta} = f_a(\eta, \xi)$  مبین معادلات دینامیک داخلی و معادلات

$$\dot{\xi} = A_c \xi + B_c \gamma(x)(u + \delta(t, x) - \alpha(x))$$
 بیانگر دینامیک خارجی

سیستم است. همچنین معادلات دینامیک داخلی به ازای  $\xi = 0$  به معادلات دینامیک صفر سیستم (یعنی  $\dot{\eta} = f_a(\eta, 0)$ ) منجر می‌شود.

اگر دینامیک صفر سیستم پایدار مجانبی باشد، سیستم (۴) و به دنبال آن سیستم (۱)، یک سیستم غیرخطی کمینه‌فاز محسوب می‌شوند [۱۲]. اکثر قوانین کنترلی پایدار ساز که برای سیستم‌های کمینه‌فاز ارائه شده‌اند، ساختار و روند طراحی ساده‌تری دارند.

اگر دینامیک صفر سیستم پایدار مجانبی نباشد، سیستم غیرخطی، ناکمینه فاز خواهد بود که روند طراحی کنترل کننده برای این سیستم‌ها با چالش‌ها و پیچیدگی‌هایی مواجه است که در برخی از مراجع به آن پرداخته شده است. در برخی از روش‌های طراحی کنترل کننده مانند روش پس‌گام و مدل‌گزشی ساختار دینامیک داخلی سیستم نسبت به ورودی  $\xi$  با ساختار آفین به صورت زیر فرض می‌شود که نسبت به  $\xi$  ساختار خطی دارد [۱۲]:

لیپانوفی برای سیستم‌های غیرآفین بهره برده‌اند. در مرجع [۲۰] رویکردی جدید بر مبنای نظریه مد لغزشی برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرآفین دارای ساختار چندجمله‌ای ارائه شده است. مرجع [۲۱] یک سیستم غیرآفین عملی (پرنده بدون سرنشین) را مورد مطالعه قرار داده است و برای شکل دهی مسیرهای حرکت آن از رویکردهای مقاوم مبتنی بر لیپانوف استفاده نموده است. در تمامی مراجع مذکور رفتار غیرآفین ناشی از وابستگی غیرخطی سیستم به ورودی اصلی سیستم است.

در مقاله حاضر دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی ناکمینه فاز در نظر گرفته شده است که دینامیک داخلی آن‌ها نسبت به ورودی مجازی خودشان غیرآفین می‌باشد و چون این ویژگی در دینامیک داخلی سیستم ظاهر می‌شود، روند طراحی را با پیچیدگی بیشتری مواجه می‌سازد. مقاله حاضر برای اولین بار به ارائه‌ی ایده‌ای جدید جهت پایدارسازی مقاوم سیستم‌های ناکمینه فاز با دینامیک داخلی غیرآفین پرداخته است. در روش پیشنهادی، با تلفیق نظریه‌های بهینه سازی مقید، پس‌گام و مدل‌گزشی، کنترل کننده مقاوم به نحوی طراحی گردیده است، که منجر به عملکرد مطلوب سیستم علی‌رغم وجود رفتار ناکمینه فاز و غیرآفین آن گردد. برای این منظور ابتدا براساس درجه نسبی سیستم با بازنویسی معادلات سیستم در ساختار عادی، دینامیک داخلی آن استخراج می‌گردد و صورت غیرآفین دینامیک داخلی مشخص می‌شود. سپس ورودی کنترلی مجازی دینامیک داخلی، بر اساس رویکرد بهینه سازی مقید، به نحوی طراحی می‌گردد که قیود تحمیلی به دلیل وابستگی غیرخطی به ورودی مجازی، در روند طراحی آن اعمال گردد. پس از پایدارسازی دینامیک داخلی با تلفیق بهینه سازی مقید و رویکرد پس‌گام، سطح لغزش مناسب استخراج و پایدارسازی مقاوم کل سیستم با طراحی قانون کنترلی براساس رویکرد مدل‌گزشی حاصل گردیده است. در انتها به منظور نشان دادن کاربردی بودن این روش، سیستم عملی TORA در نظر گرفته شده است. این سیستم دارای دینامیک داخلی ناکمینه فاز و غیرآفین می‌باشد. روند طراحی با جزئیات برای آن سیستم بیان شده است و نتایج شبیه سازی عملکرد مطلوب سیستم را نشان می‌دهد.

## ۲- مساله مطرح در این مقاله

سیستم تک ورودی- تک خروجی زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)(u + \delta(t, x)) \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (1)$$

که در آن  $x \in D \subseteq R^n$  بردار حالت،  $u \in R$  ورودی و  $y \in R$  خروجی سیستم است. همچنین  $f: D \rightarrow R^n$ ,  $g: D \rightarrow R^n$ ,  $h: D \rightarrow R$  توابعی به اندازه‌ی کافی هموار هستند و تابع نامعلوم  $\delta(t, x)$  ناشی از عدم قطعیت‌های مدل و اغتشاشات خارجی است.

فرض می‌شود که درجه نسبی سیستم برابر با  $p$  ( $p < n$ ) است. در این حالت به ازای هر شرط اولیه‌ی متعلق به ناحیه  $D$ ، یک همسایگی  $N$  وجود دارد که در آن نگاشت (۲) به ازای توابع هموار  $\phi_1(x), \dots, \phi_{n-p}(x)$  یک تبدیل Diffeomorphism (یک به یک و مشتق پذیر) است و توابع  $\phi_i(x)$ ;  $i = 1, \dots, n - p$  باید روابط (۳) را برآورده کنند [۱۲]:

$$\min(J) \quad s.t. \begin{cases} \dot{\eta} = f_0(\eta) - g_0(\eta)K\eta \\ |K\eta| \leq \gamma_0 \end{cases} \quad (15)$$

$$J = \int_0^{\infty} (\eta^T(t)Q\eta(t) + \eta^T(t)K^T R K \eta(t)) dt$$

که  $Q$  و  $R$  ماتریس های مثبت معین هستند و با انتخاب مناسب آنها، مشخصه های مطلوب پاسخ گذرا حاصل می شود. مسئله ی بهینه سازی مقید به کمک روش های عددی متنوع و الگوریتم های فرا-ابتکاری نظیر PSO و ژنتیک با استفاده از نرم افزار MATLAB قابل حل می باشد، که با در نظر گرفتن معادلات سیستم ( $\dot{\eta} = f_0(\eta) - g_0(\eta)K\eta$ )، قید مسئله ( $|K\eta| \leq \gamma_0$ ) و تابع هزینه ( $J$ ) مسئله را حل نموده و بهره  $K$  استخراج می شود.

**نکته ۱:** با توجه به افق مطالعه ی بینهایت در تابع هزینه، با محدود ماندن  $J$  آنگاه  $\eta$  به صفر همگرا می شود که به معنای پایداری مجانبی دینامیک (۱۴) می باشد. این مطلب را می توان با استفاده از تابع لیاپانوف  $V_1(\eta) = \eta^T P \eta$  نشان داد که در آن  $P$  ماتریس مثبت معین و مقارنی است که از حل معادله  $-Q_1 = A_{cl}^T P + P A_{cl}$  و به ازای ماتریس مثبت معین  $Q_1$  حاصل می شود. همچنین  $A_{cl} = \frac{\partial F}{\partial \eta} \Big|_{\eta=0}$  یک ماتریس هرویتز است.

### ۳-۲- طراحی سطح لغزش

در روند طراحی سطح لغزش باید تابع  $N_p(\eta, \xi)$  به نحوی طراحی گردد که معادلات (۱۶) به ازای  $\xi_p = N_p(\eta, \xi)$  پایدار مجانبی شوند. دراینصورت سطح لغزش  $s = \xi_p - N_p(\eta, \xi)$  یک سطح مناسب بوده و اهداف کنترلی مساله را برآورده می نماید. معادلات (۱۶) به ازای  $\xi_p = N_p(\eta, \xi)$  معادلات حرکت بر روی سطح لغزش  $s = 0$  خواهند بود که این معادلات با طراحی مناسب ورودی مجازی  $\xi_p = N_p(\eta, \xi)$  پایدار مجانبی هستند.

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= f_0(\eta) + g_0(\eta)h_0(\xi_1) \\ \dot{\xi}_1 &= \xi_2 \\ &\vdots \\ \dot{\xi}_{p-1} &= \xi_p \end{aligned} \quad (16)$$

شگرد مورد استفاده در این بخش جهت طراحی ورودی مجازی  $\xi_p = N_p(\eta, \xi)$  بر اساس روش پس گام است که دارای چند گام است که در ادامه به آن اشاره می شود.

**گام اول:** در این گام، اولین معادله از معادلات (۱۶) در نظر گرفته می شود. ماحصل این گام طراحی ورودی مجازی این گام یعنی  $h_0(\xi_1) = -K\eta$  و تابع لیاپانوف مربوطه آن  $V_1(\eta) = \eta^T P \eta$  است که در بخش قبل، این مورد بر اساس روش بهینه سازی مقید صورت پذیرفت.

لذا یک تابع مثبت معین  $W_1(\eta)$  وجود خواهد داشت به نحوی که رابطه  $V_1(\eta) = \frac{\partial V_1(\eta)}{\partial \eta} (f_0(\eta) - g_0(\eta)K\eta) \leq -W_1(\eta)$  حاصل شود.

**گام دوم:** در گام دوم، دو معادله اول از معادلات (۱۶) یعنی معادلات زیر مبنای طراحی قرار می گیرد و هدف طراحی ورودی مجازی این گام یعنی  $\xi_2$ ، به منظور پایدارسازی مجانبی معادلات

$$\dot{\eta} = f_0(\eta) + g_0(\eta)\xi \quad (9)$$

روند طراحی کنترل کننده برای سیستم هایی با دینامیک داخلی با ساختار فوق ساده تر است. در مقاله حاضر، ساختار دینامیک داخلی سیستم غیر خطی (۴) به صورت زیر فرض می شود:

$$\dot{\eta} = f_0(\eta) + g_0(\eta)h_0(\xi_1) \quad (10)$$

که در آن  $h_0(\xi_1)$  یک تابع غیرخطی است که باعث ایجاد ساختار غیرآفین دینامیک داخلی سیستم (۴) نسبت به ورودی  $\xi_1$  شده است. فرض ۱: تابع  $h_0(\xi_1)$  یک تابع غیرخطی پیوسته معکوس پذیر است و همچنین دامنه این تابع می تواند محدود باشد. به عبارتی:

$$|h_0(\xi_1)| \leq \gamma_0 \quad (11)$$

که  $\gamma_0$  یک ثابت مثبت است.

مسئله ی مطرح در مقاله حاضر، پایدار سازی سیستم غیرخطی ناکمینه فاز (۱۲) است که دینامیک داخلی آن (یعنی زیر سیستم  $\dot{\eta}$ ) نسبت به ورودی مجازی اش غیر آفین می باشد.

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= f_0(\eta) + g_0(\eta)h_0(\xi_1) \\ \dot{\xi}_1 &= \xi_2 \\ &\vdots \\ \dot{\xi}_{p-1} &= \xi_p \\ \dot{\xi}_p &= \gamma(x)[u + \delta(t, x) - \alpha(x)] \\ y &= C_c \xi \end{aligned} \quad (12)$$

### ۳-۲- رویکرد حل مساله

برای طراحی قانون کنترلی  $u$  در مقاله حاضر، ابتدا به طراحی قانون پایدارساز دینامیک داخلی پرداخته می شود، سپس با تلفیق نتیجه حاصل از آن با روش پس گام، سطح لغزش مناسب طراحی می گردد. در انتها قانون کنترلی مقاوم  $u$  که کل متغیرهای حالت سیستم (۱۲) براساس آن پایدار شوند، حاصل می شود. این موارد در ادامه با جزئیات شرح داده شده است.

### ۳-۱- طراحی قانون پایدار ساز دینامیک داخلی

جهت پایدارسازی دینامیک داخلی، معادله (۱۰) را در نظر بگیرید. برای حل مسئله، ساختار زیر برای تابع  $h_0(\xi_1)$  طراحی می شود:

$$h_0(\xi_1) = -K\eta \quad (13)$$

حال بهره ی  $K$  باید به گونه ای طراحی شود که منجر به پایدار مجانبی معادلات (۱۴) شود.

$$\dot{\eta} = f_0(\eta) - g_0(\eta)K\eta = F(\eta) \quad (14)$$

نکته ای که باید در طراحی  $K$  لحاظ شود قید ارائه شده در رابطه (۱۱) بر روی دامنه تابع  $h_0(\xi_1)$  است. برای اینکه هم مساله پایداری مجانبی معادلات (۱۴) و هم رابطه (۱۱) محقق شود، در این مقاله از روش بهینه سازی مقید جهت طراحی بهره  $K$  استفاده شده است. بر اساس این روش بهره  $K$  به نحوی انتخاب می گردد که مساله بهینه سازی مقید زیر محقق شود:

سطح لغزش بدست می‌آید، قانون کنترلی  $u$  طراحی می‌گردد. لذا داریم:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{\xi}_\rho - \dot{N}_\rho(\eta, \xi) \\ &= \gamma(x) [u + \delta(t, x) - \alpha(x)] - \dot{N}_\rho \\ &= \gamma(x)u - \alpha_1(x) + \delta_1(t, x) - \dot{N}_\rho, \end{aligned} \quad (24)$$

$$\alpha_1(x) = \gamma(x)\alpha(x)$$

$$\delta_1(t, x) = \gamma(x)\delta(t, x).$$

اکنون قانون کنترلی بصورت زیر طراحی می‌گردد:

$$u = \frac{\alpha_1(x) + \dot{N}_\rho}{\gamma(x)} + v \quad (25)$$

جایگذاری عبارت (25) در معادله (24)، نتیجه می‌دهد:

$$\dot{s} = \delta_1(t, x) + \gamma(x)v \quad (26)$$

همچنین داریم:

$$\left| \frac{\delta_1(t, x)}{\gamma(x)} \right| \leq \rho(x) \quad (27)$$

$$\rho(x) \geq 0$$

$$\gamma(x) \geq \gamma_2 \geq 0$$

با انتخاب تابع لیاپانوف به صورت  $V(s) = \frac{s^2}{2}$  و با مشتق گیری از آن در راستای دینامیک (26) داریم:

$$\dot{V}(s) = s\dot{s} = s(\delta_1(t, x) + \gamma(x)v) \quad (28)$$

حال ترم کنترلی  $v$  به صورت زیر طراحی می‌گردد:

$$v = -\beta(x) \operatorname{sgn}(s), \quad (29)$$

$$\beta(x) \geq \rho(x) + \beta_0$$

که در آن  $\beta_0$  یک ثابت مثبت کوچک است. با جایگذاری (29) در (28) و در نظر گرفتن (27)، عبارت زیر نتیجه می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V}(s) &\leq -s\gamma\beta(x) \operatorname{sgn}(s) + \gamma(x)|s| \\ &\leq (-\rho(x) - \beta_0 + \rho(x))\gamma|s| \\ &\leq -\gamma_2\beta_0|s| \end{aligned} \quad (30)$$

بنابراین، قانون دستیابی زمان محدود (23) به ازای  $\gamma_1 = \gamma_2\beta_0$  برقرار گردیده است. حال اگر در شروع، شرایط اولیه بر روی سطح لغزش  $s(0) = 0$  قرار نداشته باشند، دو حالت متصور است، یا  $s(0) < 0$  است و یا  $s(0) > 0$  است. در حالت اول برقراری قانون دستیابی  $s\dot{s} \leq -\gamma_1|s|$  برای  $s(0) > 0$  منجر به  $\dot{s} \leq -\gamma_1$  شده و برای حالت دوم منجر به  $\dot{s} \geq \gamma_1$  می‌شود. در هر دو مورد با انتگرال گیری از طرفین روابط از 0 تا  $t$  این نتیجه حاصل می‌شود که  $s(t)$  در زمان محدود  $t_r$  صفر شده و بعد از آن صفر می‌ماند که  $t_r \leq \frac{|s(0)|}{\gamma}$  است.

به عبارت دیگر  $s(t) = 0, \forall t \geq t_r$  است و لذا برقراری قانون دستیابی تضمین می‌کند که قانون کنترلی طراحی شده، زمان محدود بودن فاز دستیابی را محقق ساخته است.

**نکته ۲:** قانون کنترلی (29) گسسته است و در عمل می‌تواند باعث ایجاد پدیده چترینگ در سیستم شود. این پدیده ناشی از نقص در سویچ زنی و تاخیر در آن می‌باشد. برای حذف این پدیده می‌توان از تقریب پیوسته تابع  $\operatorname{sgn}$  استفاده کرد. در اینجا از تابع  $\operatorname{sat}$  با شیب زیاد  $1/\varepsilon$  استفاده می‌شود. لذا داریم:

$$v = -\beta(x) \operatorname{sat}\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) \quad (31)$$

(17) است.

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f_0(\eta) + g_0(\eta)h_0(\xi_1) \\ \dot{\xi}_1 = \xi \end{cases} \quad (17)$$

با تعویض متغیر  $z_2 = h_0(\xi_1) - (-K\eta)$  معادلات (18) از معادلات (17) حاصل می‌شوند.

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f_0(\eta) - g_0(\eta)K\eta + g_0(\eta)z_2 \\ \dot{z}_2 = \dot{h}_0(\xi_1) + K\dot{\eta} = \frac{\partial h_0(\xi_1)}{\partial \xi_1} \xi_2 + K\dot{\eta} \\ = v_2 \end{cases} \quad (18)$$

حال با انتخاب تابع لیاپانوف زیر برای سیستم فوق:

$$\begin{aligned} V_2(\eta, \xi_1) &= V_1(\eta) + 0.5(h_0(\xi_1) + K\eta)^2 \\ &= V_1(\eta) + 0.5z_2^2 \end{aligned} \quad (19)$$

و مشتق گیری از آن در راستای معادلات (18)، داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(\eta, \xi_1) &\leq \frac{\partial V_1(\eta)}{\partial \eta} (f_0(\eta) - g_0(\eta)K\eta) \\ &\quad + \frac{\partial V_1(\eta)}{\partial \eta} (g_0(\eta)z_2) + z_2v_2 \\ &\leq -W_1(\eta) + \frac{\partial V_1(\eta)}{\partial \eta} g_0(\eta)z_2 + z_2v_2 \end{aligned} \quad (20)$$

بنابراین بر اساس معادله فوق  $v_2$  به صورت زیر طراحی می‌گردد:

$$v_2 = -\frac{\partial V_1(\eta)}{\partial \eta} g_0(\eta) - \bar{k}_1 z_2, \quad \bar{k}_1 > 0 \quad (21)$$

جایگذاری عبارت فوق در (20) منجر به برقراری رابطه  $\dot{V}_2 \leq -W_1(\eta) - \bar{k}_1 z_2^2$  می‌شود که پایداری مجانبی معادلات (18) را به ازای  $v_2$  ارائه شده در عبارت (21) ثابت می‌کند. حال با در نظر گرفتن سمت راست معادله دوم در عبارت (18)، و رابطه طراحی شده برای  $v_2$  در عبارت (21)، ورودی مجازی گام دوم یعنی  $\xi_2^*$  به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\xi_2^* = \left( \frac{\partial h_0(\xi_1)}{\partial \xi_1} \right)^{-1} (v_2 - K\dot{\eta}) = N_2(\eta, \xi_1) \quad (22)$$

**گام آخر:** ادامه روند مشابه در گام سوم منجر به طراحی ورودی مجازی  $\xi_3^* = N_3(\eta, \xi_1, \xi_2)$  و در نهایت در گام آخر منجر به طراحی ورودی مجازی  $\xi_\rho^* = N_\rho(\eta, \xi)$  می‌گردد.

### ۳-۳- طراحی کنترل کننده

در طراحی قانون کنترلی  $u$  با استفاده از مدل لغزشی مرتبه‌ی اول، قانون کنترلی باید به گونه‌ای طراحی شود که شرط زیر برقرار گردد [12، 22]:

$$s\dot{s} \leq -\gamma_1|s| \quad (23)$$

که  $\gamma_1$  یک ثابت مثبت است. این شرط قانون دستیابی نامیده می‌شود و تضمین می‌کند که تمام مسیرهایی که از خارج از سطح لغزش شروع شده‌اند (به عبارتی  $s(0) \neq 0$  است)، در زمان محدود  $t_r$  به سطح لغزش  $s = 0$  رسیده‌اند و دیگر آن را ترک نمی‌کنند. با در اختیار داشتن  $N_\rho(\eta, \xi)$ ، سطح لغزش مناسب  $s = \xi_\rho^* - N_\rho(\eta, \xi)$  طراحی می‌گردد.

با داشتن دینامیک سطح لغزش که با مشتق گیری از معادلات

معادلات فضای حالت این سیستم به صورت زیر است [۱۹]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_3 \\ \dot{x}_2 &= x_4 \\ \dot{x}_3 &= \{[(m+M)(u+d(t))-mL(\cos x_1) \\ &\quad (mLx_3^2 \sin x_1 - kx_2)]/\Delta(x_1)\} \\ \dot{x}_4 &= \{[(I+mL^2)(mLx_3^2 \sin x_1 - kx_2) \\ &\quad -mL(u+d(t))\cos x_1]/\Delta(x_1)\} \\ y &= x_1, \\ \Delta(x_1) &= (I+mL^2)(m+M) - m^2L^2\cos^2 x_1 \end{aligned} \quad (35)$$

در معادلات فوق  $x_1$  زاویه چرخش گوی  $x_2$  موقعیت انتقالی مرکز جرم گوی،  $x_3$  سرعت زاویه ای گوی  $x_4$  سرعت انتقال مرکز جرم،  $u$  گشتاور اعمالی به گوی و  $d(t)$  ورودی اغتشاشی سیستم می باشد که در اینجا به صورت یک گشتاور مزاحم اغتشاشی فرض شده است. معادلات سیستم (۳۵) در قالب معادله سیستم (۱) قابل بازنویسی هستند که در آن:

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, f(x) = \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \\ -mL(\cos x_1)(mLx_3^2 \sin x_1 - kx_2) \\ (I+mL^2)(mLx_3^2 \sin x_1 - kx_2) \end{bmatrix} \\ g(x) &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{(m+M)}{\Delta(x_1)} \\ \frac{-mL\cos x_1}{\Delta(x_1)} \end{bmatrix}, \delta(t,x) = d(t) \end{aligned}$$

در ادامه ابتدا باید درجه نسبی سیستم را با مشتق گیری از خروجی بدست آورد:

$$\begin{aligned} y &= x_1 \\ \dot{y} &= x_3 \\ \ddot{y} &= \frac{[(m+M)u - mL(\cos x_1)(mLx_3^2 \sin x_1 - kx_2)]}{\Delta(x_1)} \end{aligned} \quad (36)$$

لذا درجه نسبی سیستم  $\rho = 2$  می باشد و نگاشت  $T(x)$  به صورت (۳۷) انتخاب می شود:

$$z = T(x) = \begin{bmatrix} \phi_1(x) \\ \phi_2(x) \\ h(x) \\ L_f h(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} \quad (37)$$

که در آن  $\xi_2 = L_f h(x) = x_3$  و  $\xi_1 = h(x) = x_1$  است. برای یافتن  $\eta_1 = \phi_1$  و  $\eta_2 = \phi_2$  باید معادلات (۳) حل شوند: از حل این معادلات  $\eta_1$  و  $\eta_2$  به صورت زیر بدست می آیند:

$$\begin{aligned} \eta_1 &= x_2 + \frac{L \sin x_1}{m+M}, \\ \eta_2 &= x_4 + \frac{mLx_3 \cos x_1}{m+M}. \end{aligned} \quad (38)$$

معادلات سیستم (۳۵) در صورت عادی به صورت زیر حاصل می شود:

به نحوی که:

$$\text{sat}\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) = \begin{cases} \text{sgn}(s) & |s| \geq \varepsilon \\ \frac{s}{\varepsilon} & |s| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (32)$$

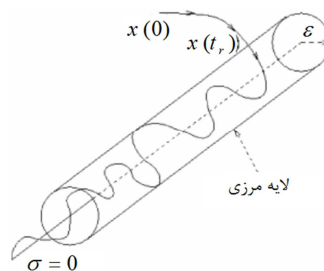
با جایگذاری عبارت فوق در معادله (۳۰) خواهیم داشت:

$$s\dot{s} = s \left( \delta(t,x) - \gamma(x) \beta(x) \text{sat}\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) \right) \quad (33)$$

که در ناحیه  $|s| \geq \varepsilon$  بر اساس تعریف ذکر شده از تابع اشباع، نتیجه زیر حاصل می گردد:

$$s\dot{s} \leq -\gamma_1 |s| \quad \text{for } |s| \geq \varepsilon \quad (34)$$

در این حالت، عبارت فوق تضمین می کند که مسیرهای فاز در زمان محدود به یک محدوده در اطراف سطح لغزش می رسند و در آن محدوده باقی می مانند که در آن محدوده  $|s(t)| \leq \varepsilon$  است. این محدوده به لایه مرزی موسوم است. شکل ۱ این مفهوم را نشان می دهد.

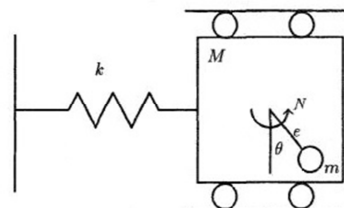


شکل ۱- لایه مرزی

تفاوت حالت فوق با حالتی که تابع  $\text{sgn}$  استفاده شود این است که مسیرهای فاز سیستم در زمان محدود به لایه مرزی رسیده و در آن می ماند، لذا در فاز لغزش  $|s(t)| \leq \varepsilon$  است.

#### ۴- مثال کاربردی

در این بخش به طراحی کنترل کننده بر اساس روش پیشنهادی، برای سیستم TORA (نوسان ساز انتقالی با عملگر مدور) پرداخته می شود. این سیستم یک سیستم غیرخطی ناکمینه فاز با دینامیک داخلی غیرآفین است و ساختار مکانیکی آن شامل یک گاری به جرم  $M$  است که به یک قاب ثابت توسط یک فنر خطی با ثابت فنریت  $k$  وصل است و تنها مجاز به حرکت افقی است. همچنین یک گوی به جرم  $m$  با فاصله  $L$  از مرکز جرم دارد که در شکل ۲ نمایش داده شده است.



شکل ۲- ساختار مکانیکی سیستم TORA.

فرض شده‌اند. به ازای این فرض، مقادیر  $k_1$  و  $k_2$  از طریق جعبه ابزار بهینه‌سازی پاسخ در MATLAB Simulink به صورت  $k_1 = 0.1969$  و  $k_2 = 0.2105$  به دست آمده‌اند. با در نظر گرفتن معادلات (۴۰) و (۴۳)، دینامیک حلقه بسته داخلی و ماتریس  $A_{cl}$  برحسب بردار  $K$  به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{pmatrix} \dot{\eta}_1 \\ \dot{\eta}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -k & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ k & \frac{mL}{m+M} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k\eta_1 + k_2\eta_2 \end{pmatrix} \quad (45)$$

$$= \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -k & -\frac{kk_1}{m+M} - \frac{mL}{m+M} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{pmatrix} = A_{cl}\eta$$

ماتریس  $A_{cl}$  هرویتز است و لذا پایدارسازی مجانبی دینامیک داخلی محقق گردیده است. حال با حصول بهره مطلوب داخلی  $K = [k_1 \ k_2]$  در گام بعد ورودی مجازی  $\xi_2 = N_2(\eta, \xi_1)$  بر اساس رابطه (۲۲) محاسبه می‌گردد. پس از محاسبه  $N_2(\eta, \xi_1)$  با توجه به اینکه درجه نسبی سیستم  $\rho = 2$  است، سطح لغزش صورت  $s = \xi_2 - N_2(\eta, \xi_1)$  طراحی می‌شود. در نهایت قانون کنترل مقاوم بر اساس روابط (۲۵) و (۲۹) حاصل می‌شود.

### ۵- نتایج شبیه سازی

در این قسمت نتایج شبیه سازی ها ارائه و تفسیر می‌گردد. برای شبیه‌سازی، مقادیر زیر در نظر گرفته شده است:

$$M = 1.3608kg, \quad m = 0.096kg, \quad L = 0.0592m$$

$$I = 0.09kgm^2, \quad k = 186.3 \frac{N}{m}, \quad \varepsilon = 0.01$$

$$d(t) = \sin(t), \quad k_1 = 0.1969, \quad k_2 = 0.2105, \quad \bar{k}_1 = 10$$

شکل‌های ۳ تا ۱۰ نتایج شبیه‌سازی را نشان می‌دهند. شکل ۳ نمایانگر پاسخ زمانی سطح لغزش است که در زمان محدود به صفر همگرا شده است. شکل ۴ پاسخ زمانی سیگنال ورودی کنترلی را نشان می‌دهد. پاسخ زمانی متغیرهای حالت سیستم در شکل‌های ۵ تا ۸ نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود کنترل کننده طراحی شده منجر به پایداری مجانبی تمام متغیرهای حالت سیستم به طور مقاوم و در حضور سیگنال اغتشاشی  $d(t) = \sin(t)$  شده است. شکل ۹، پاسخ زمانی  $h_0(\xi_1)$  را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود قید  $|h_0(\xi_1)| \leq 1$  محقق شده است. نتایج شبیه سازی مؤید عملکرد مطلوب روش پیشنهادی در کنترل مقاوم یک سیستم عملی با ویژگی‌های ذکر شده است و کارایی و کاربردی روش کنترلی ارائه شده را در پایدارسازی مقاوم سیستم‌های غیرخطی ناکمینه فاز با دینامیک داخلی غیرآفین نشان می‌دهد.

$$\begin{aligned} \dot{\eta}_1 &= \eta_2 \\ \dot{\eta}_2 &= \frac{k}{m+M} \left( \frac{mL \sin \xi_1}{m+M} - \eta_1 \right) \\ \xi_1 &= \xi_2 \\ \dot{\xi}_2 &= \frac{1}{\Delta(\xi_1)} \{ (m+M)(u+d(t)) - mL(\cos \xi_1) \\ &\quad \times \left[ mL \xi_2^2 \sin \xi_1 - k \left( \eta_1 - \frac{mL \sin \xi_1}{m+M} \right) \right] \} \end{aligned} \quad (39)$$

و دینامیک داخلی به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{pmatrix} = f_a(\eta, \xi) \\ &= \begin{pmatrix} \eta_2 \\ \frac{k}{m+M} \left( \frac{mL \sin \xi_1}{m+M} - \eta_1 \right) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \eta_2 \\ \frac{k}{m+M} (-\eta_1) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{k}{m+M} \left( \frac{mL}{m+M} \right) \end{pmatrix} \sin \xi_1 \\ &= f_0(\eta) + g_0(\eta) h_0(\xi_1) \end{aligned} \quad (40)$$

در آن  $h_0(\xi_1) = \sin \xi_1$  بوده و محدودیت  $|h_0(\xi_1)| \leq 1$  برقرار می‌باشد. معادله فوق ساختار غیرآفین دینامیک داخلی را نشان می‌دهد. با در نظر گرفتن  $\xi_1 = 0$  در معادله فوق، دینامیک صفر سیستم به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{\eta}_1 \\ \dot{\eta}_2 \end{pmatrix} &= f_a(\eta, 0) \\ &= \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -k & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{pmatrix} = A\eta \end{aligned} \quad (41)$$

جهت تحلیل پایداری دینامیک صفر سیستم، مقادیر ویژه ماتریس  $A$  بر اساس معادله مشخصه آن محاسبه می‌گردد.

$$\begin{aligned} |\lambda I - A| &= \begin{vmatrix} \lambda & -1 \\ \frac{k}{m+M} & \lambda \end{vmatrix} = \lambda^2 + \frac{k}{m+M} = 0 \\ \Rightarrow \lambda_{1,2} &= \pm j \sqrt{\frac{k}{m+M}} \end{aligned} \quad (42)$$

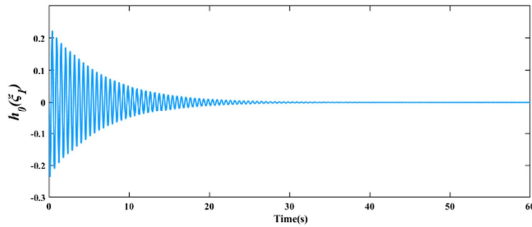
عبارت فوق مبین آن است که ماتریس  $A$  دارای دو مقدار ویژه- روی محور موهومی است که نشان‌دهنده‌ی یک سیستم ناکمینه فاز است؛ زیرا تنها مقادیر ویژه با مقدار حقیقی منفی، پایداری مجانبی و به دنبال آن کمینه فاز بودن سیستم را نتیجه می‌دهند. در ادامه ابتدا  $h_0(\xi_1)$  به صورت زیر طراحی می‌گردد:

$$\begin{aligned} h_0(\xi_1) &= \sin \xi_1 = -K\eta \\ &= -[k_1 \ k_2] \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{pmatrix} \\ &= -k_1\eta_1 + k_2\eta_2 \end{aligned} \quad (43)$$

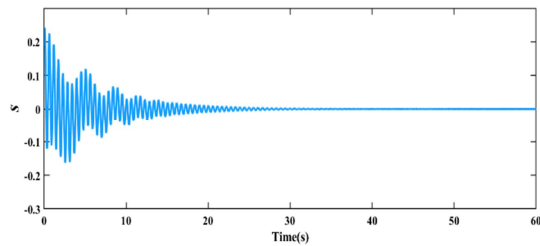
حال هدف، طراحی بهره‌ی بهینه  $K$  می‌باشد، به گونه‌ای که تابع هزینه‌ی (۴۴) به ازای تنظیم پارامترهای آزاد  $\rho_i$  حداقل گردد و همچنین قید  $|-K\eta| \leq 1$  برقرار شود.

$$J = \int_0^{\infty} (\rho_1 \eta_1^2 + \rho_2 \eta_2^2 + \rho_3 (k_1 \eta_1 + k_2 \eta_2)^2) dt \quad (44)$$

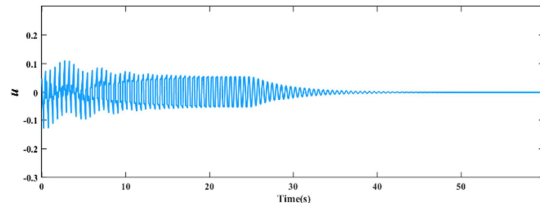
از این رو مسئله‌ی بهینه‌سازی مقید با در نظر گرفتن تابع هزینه‌ی (۴۴) حل می‌شود. برای این منظور مقادیر ضرایب  $p_1, p_2, p_3$  یک



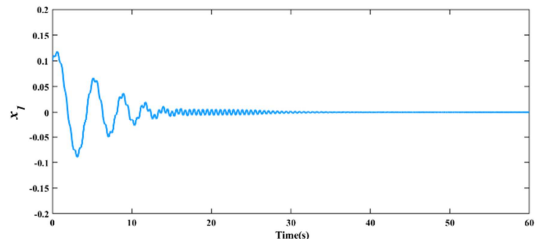
شکل ۹ - پاسخ زمانی تابع  $h_0(\xi_1)$



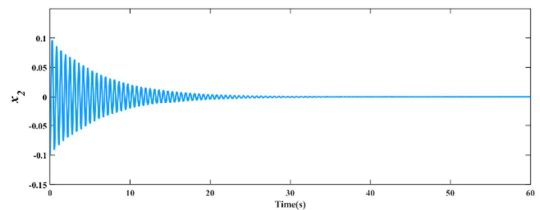
شکل ۳ - پاسخ زمانی سطح لغزش



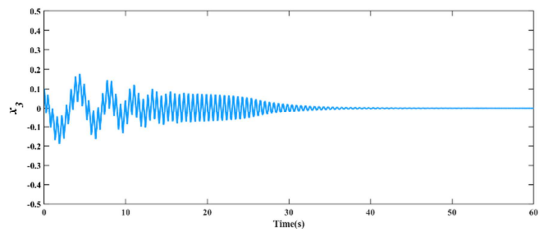
شکل ۴ - پاسخ زمانی ورودی کنترلی



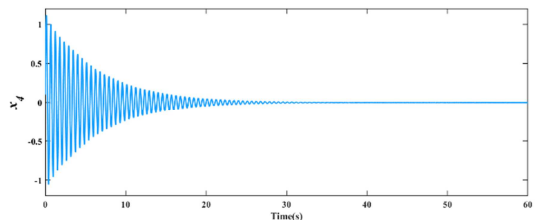
شکل ۵ - پاسخ زمانی متغیر حالت  $x_1$



شکل ۶ - پاسخ زمانی متغیر حالت  $x_2$



شکل ۷ - پاسخ زمانی متغیر حالت  $x_3$



شکل ۸ - پاسخ زمانی متغیر حالت  $x_4$

### ۶- نتیجه گیری

در این مقاله به پایدارسازی سیستم‌های غیرخطی ناکمینه فاز با دینامیک داخلی غیرآفین پرداخته شد. به منظور رفع مشکل ناکمینه فاز بودن و غیرآفین بودن دینامیک داخلی سیستم، از رویکرد بهینه‌سازی مقید استفاده گردید. همچنین با تلفیق رویکرد بهینه‌سازی مقید و روش پس‌گام، سطح لغزش مناسب طراحی شده و کنترل کننده مد لغزشی بر مبنای آن حاصل گردید. روش پیشنهادی بر روی یک سیستم از مرتبه چهار (نوسان‌ساز انتقالی با عملگر مدور) شبیه‌سازی گردید و نتایج شبیه‌سازی عملکرد مطلوب روش پیشنهادی را نشان داد.

### ۷- مراجع

- [1] Adloo H., and Shafiei, M.H., A Robust Adaptive Event-Triggered Control Scheme for Dynamic Output-Feedback Systems. *Information Sciences*, Vol. 477, pp. 65-79, 2019.
- [2] Binazadeh T., and Shafiei M.H., Output Tracking of Uncertain Fractional-Order Nonlinear Systems Via a Novel Fractional-Order Sliding Mode Approach. *Mechatronics*, Vol. 23, No.7, pp. 888-892, 2013.
- [3] Binazadeh T., and Bahmani M., Design of Robust Controller for a Class of Uncertain Discrete-Time Systems Subject to Actuator Saturation. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 62, No.3, pp. 1505-1510, 2016.
- [4] Hamed, K.A., and Gregg, R.D., Decentralized Feedback Controllers for Robust Stabilization of Periodic Orbits of Hybrid Systems: Application to Bipedal Walking. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 25, No.4, pp. 1153-1167, 2016.
- [5] رضازاده م.، میرزایی م. و میرزایی نژاد ح.، ارائه ی مدل مرجع جدید برای پایداری و فرمان پذیری خودرو جهت ردیابی توسط کنترل کننده ی غیرخطی زاویه ی فرمان چرخ های عقب. *مجله مهندسی مکانیک دانشگاه تبریز*، د. ۴۸، ش. ۳، ص. ۲۷۱-۲۸۰، ۱۳۹۷.
- [6] کاظمیان ا. فولادی م. و دریجانی ح.، بررسی اثر درجات آزادی سیستم تعلیق در کنترل غیرخطی پایداری و چرخش حول محور طولی خودرو با استفاده از کنترل کننده ی مد لغزشی. *مجله مهندسی مکانیک دانشگاه تبریز*، د. ۴۸، ش. ۲، ص. ۲۳۹-۲۴۹، ۱۳۹۷.
- [7] Nazrulla S., and Khalil H.K., Robust Stabilization of Non-Minimum Phase Nonlinear Systems Using Extended High-Gain Observers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 56, No.4, pp. 802-813, 2010.
- [8] Jafari E., and Binazadeh T., Modified Composite Nonlinear Feedback Control for Output Tracking of Nonstep Signals in Singular Systems with Actuator Saturation. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 28, No.16, pp. 4885-4899, 2018.
- [9] Gholami H., and Binazadeh T., Observer-Based  $H_\infty$  Finite-Time Controller for Time-Delay Nonlinear One-Sided Lipschitz Systems with Exogenous Disturbances. *Journal of Vibration and Control*, Vol. 25, No.4, pp. 806-819, 2019.
- [10] Hu X., Wu L., Si X. and Hu C., Adaptive Tracking Control of MIMO Nonlinear Nonminimum Phase System with



- Unknown Input Nonlinearity. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 28, No.2, pp. 596-610, 2018.
- [11] Shkolnikov, I.A., and Shtessel, Y.B., Tracking Controller Design for a Class of Nonminimum-Phase Systems via the Method of System Center. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 46, No.10, pp. 1639-1643, 2001.
- [12] Khalil H. K., *Nonlinear Systems*. Third Edition, Prentice Hall, United States, 2002
- [13] Fiorentini L., and Serrani A., Adaptive Restricted Trajectory Tracking for a Non-minimum Phase Hypersonic Vehicle Model. *Automatica*, Vol. 48, No.7, pp. 1248-1261, 2012.
- [14] Ghazali R., Sam Y.M., Rahmat M.F., Soon C.C., and Jaafar, H.I., Discrete Sliding Mode Control for a Non-Minimum Phase Electro-Hydraulic Actuator System. *IEEE, 10th Asian Control Conference (ASCC) 2015*.
- [15] Chang J. L., Controller Design for Nonminimum Phase Systems with Perturbations. *Asian Journal of Control*, Vol. 9, No.4, pp. 435-441, 2007.
- [16] Wang W., and Jin X., An Optimization Tuning Method of Nonlinear Non-minimum Phase Systems and Its Application to Chemical Process. *In The 26th Chinese Control and Decision Conference*, 2014.
- [17] Ge S.S., and Zhang J., Neural-Network Control of Nonaffine Nonlinear System with Zero Dynamics By State and Output Feedback. *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol. 14, No.4, pp. 900-918, 2003.
- [18] Binazadeh T., and Rahgoshay M.A., Robust Output Tracking of a Class of Non-Affine Systems. *Systems Science & Control Engineering*, Vol. 5, No.1, pp. 426-433, 2017.
- [19] Nazrulla S. and Khalil H.K., A Novel Nonlinear Output Feedback Control Applied to the TORA Benchmark System. *In 47th IEEE Conference on Decision and Control*, 2008.
- [20] Binazadeh T., Shafiei, M.H., and Rahgoshay, M.A., Robust Stabilization of a Class of Nonaffine Quadratic Polynomial Systems: Application in Magnetic Ball Levitation System. *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, Vol. 10, No.1, pp. 014501, 2015.
- [21] Tavakol F., and Binazadeh T., Robust Control Design for Path Tracking of Non-Affine UAV. *Systems Science & Control Engineering*, Vol. 5, No.1, pp.474-480, 2017.
- [22] Chenarami H., and Binazadeh T., Flexible Structure Control of Unmatched Uncertain Nonlinear Systems via Passivity-Based Sliding Mode Technique. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, Vol. 41, No.1, pp.1-11, 2017.