



## کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی بازوی رباتیک در فضای کار با راهبرد کنترل ولتاژ

محمد مهدی فاتح<sup>۱\*</sup>، حسین اسراری<sup>۲</sup> و سعید خراشادزیاده<sup>۳</sup><sup>۱</sup> استاد کنترل، دانشگاه شاهرود، دانشکده برق و رباتیک<sup>۲</sup> کارشناس ارشد کنترل، دانشگاه شاهرود، دانشکده برق و رباتیک<sup>۳</sup> دکتری کنترل، دانشگاه شاهرود، دانشکده برق و رباتیک

تاریخ دریافت: ۱۳۹۳/۰۲/۰۶؛ تاریخ بازنگری: ۱۳۹۳/۱۰/۲۵؛ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۴/۰۴/۱۶

## چکیده

محرکه‌های ربات در فضای مفصلی کار می‌کنند؛ ولی مجری نهایی ربات در فضای کار کنترل می‌شود. به همین دلیل، در طراحی سیستم کنترل بازوی رباتیک در فضای کار، از ماتریس ژاکوبین برای تبدیل فضای مفصلی به فضای کار استفاده می‌شود. استفاده از ماتریس ژاکوبین غیر دقیق در قانون کنترل و حضور عدم قطعیت‌ها شامل: عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی، باعث تضعیف عملکرد سیستم کنترل می‌شود. در این مقاله، برای نخستین بار طرح کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی غیر متمرکز با راهبرد کنترل ولتاژ در فضای کار برای بازوی رباتیک ارائه می‌شود. این طرح کنترلی ساده بوده، به مدل ربات بستگی ندارد و در برابر عدم قطعیت‌ها مقاوم است. این مزایا به دلیل استفاده از روش کنترل ولتاژ به جای روش مرسوم کنترل گشتاور به دست آمده‌است. سیستم مورد مطالعه، یک بازوی هنرمند مجهز به موتورهای DC مغناطیس دائم است. به منظور تایید روش پیشنهادی، تحلیل پایداری و نتایج شبیه‌سازی و مقایسه با یک روش مبتنی بر گشتاور ارائه می‌شوند. نتایج شبیه‌سازی، کارآمدی روش پیشنهادی را نشان می‌دهد.

**کلمات کلیدی:** کنترل حالت لغزشی؛ کنترل فازی تطبیقی؛ راهبرد کنترل ولتاژ؛ کنترل فضای کار؛ ربات هنرمند.

### Adaptive fuzzy sliding mode control of a robotic manipulator in task-space using voltage control strategy

M.M. Fateh<sup>1\*</sup>, H. Asrari<sup>2</sup>, S. Khorashadizadeh<sup>3</sup><sup>1</sup> Professor of Control Eng., Univ. of Shahrood, Shahrood, Iran<sup>2</sup> M.Sc., Control Eng., Univ. of Shahrood, Shahrood, Iran<sup>3</sup> Ph.D., Control Eng., Univ. of Shahrood, Shahrood, Iran

## Abstract

Actuators of robot operate in the joint-space while the end-effector of robot is controlled in the task-space. Therefore, designing a control system for a robotic manipulator in the task-space requires the jacobian matrix for transforming joint-space to task-space. Using an imprecise Jacobian matrix and the presence of uncertainties degrade the control performance. Uncertainties include the parametric uncertainty, unmodelled dynamics and external disturbance. In this paper, a novel decentralized adaptive fuzzy sliding mode control approach in the task-space is presented using the voltage control strategy. The control design is simple, free from model and robust against uncertainties. These advantages are because of using voltage control strategy instead of commonly used torque control strategy. The case study is an articulated robot manipulator driven by permanent magnet DC motors. The stability analysis, simulation results and comparison with a torque based control method are presented to verify the effectiveness of the control method. Simulation results show the effectiveness of proposed control method.

**Keywords:** Slidig mode control; Adaptive fuzzy control; Voltage control strategy; Task-space control; Articulated robot.

\* نویسنده مسئول؛ تلفن:

آدرس پست الکترونیک:

## ۱- مقدمه

بازوهای رباتیک نقش مهمی را در صنعت ایفا می‌کنند و با سرعت و دقت، برخی کارهای صنعتی را انجام می‌دهند. از دلایل مهم استفاده از بازوهای رباتیک، کاهش هزینه تولید، بهبود کیفیت، دقت و افزایش تولید است که در مقایسه با دیگر ماشین‌آلات تخصصی، از انعطاف‌پذیری بیشتری در انجام کارهای گوناگون برخوردار است [۱]. نیروی محرکه بسیاری از ربات‌ها، توسط موتورهای الکتریکی تامین می‌شود. از طرفی، مفاصل ربات به گشتاور بالایی نیاز دارند و با سرعت کمی به حرکت در می‌آیند؛ در نتیجه موتورها به منظور به حرکت درآوردن ربات به سیستم انتقال قدرت مجهز می‌شوند.

به منظور انجام هر کاری، باید ربات را کنترل کرد. یکی از پرکاربردترین کنترل‌کننده‌های کلاسیک در فضای مفصلی ربات، کنترل تناسبی-انترگالی-مشتقی است. محققان با گسترش تحقیقات در این زمینه، اثبات کرده‌اند که کنترل‌کننده‌های تناسبی-انترگالی-مشتقی، نه تنها ساده و قابل پیاده‌سازی است؛ بلکه در برابر عدم قطعیت‌های بازوی رباتیک در حالت تنظیم نقطه، پایدار و مقاوم هستند [۲]. پس از آن، با استفاده از راهبرد کنترل جداگانه مفصل، این روش و روش کنترل تناسبی-مشتقی به همراه جبران گشتاور گرانشی، به عنوان روش‌های مرسوم در کنترل تنظیم نقطه موقعیت بازوی رباتیک، مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۳]. سیستم رباتیک، سیستمی چند ورودی-چند خروجی است. حضور عدم قطعیت در مدل ربات و اغتشاش خارجی، ماهیت غیرخطی و تزویج در دینامیک بازوی رباتیک، از جمله عواملی هستند که طراحی کنترل‌کننده به منظور رسیدن به اهداف کنترلی را با مشکل روبرو می‌سازد. به همین دلیل برای طراحی کنترل‌کننده مطلوب، باید به عوامل مذکور غلبه کرد [۴]. در روش‌های کنترل خطی، فرض بر این است که در محدوده کوچکی، مدل مورد نظر خطی است؛ اما هنگامی که محدوده مورد نظر وسیع باشد، کنترل‌کننده خطی عملکردی ضعیف و ناپایدار خواهد داشت، زیرا قادر به جبران اثرات غیرخطی در سیستم نمی‌باشد؛ در نتیجه، به منظور پوشش اثرات غیرخطی در محدوده وسیع، کنترل غیرخطی [۵] با کاربرد برای ربات‌های صنعتی [۶] پیشنهاد می‌شود. برای حذف دینامیک‌های غیرخطی در سیستم حلقه بسته، روش-

های متداول اولیه شامل، روش گشتاور محاسباتی و روش خطی‌سازی پس‌خورد به عنوان جبران‌گرهای غیرخطی پیشنهاد شد [۷]. این روش‌ها، بر پایه شناخت دقیق از مدل دینامیکی ربات پایه‌گذاری شده‌اند که نیازمند محاسبات سنگین هستند. در کاربردهای عملی، با توجه به وظایف مختلف ربات، تغییر در بارهای گرانشی، موجب تغییر در پارامترهای دینامیکی سیستم مانند، مرکز جرم خواهد شد. از این رو، تعیین دقیق آن‌ها امکان‌پذیر نخواهد بود. علاوه بر این، حضور اغتشاش خارجی، اصطکاک مفاصل و دینامیک-های مدل نشده را باید مورد توجه قرار داد [۸].

برای غلبه بر چالش‌های مذکور، محققان کنترل‌کننده‌های تطبیقی و مقاوم را پیشنهاد کردند [۹]. کنترل تطبیقی، قادر است عدم قطعیت‌های پارامتری را جبران کند، اما کنترل مقاوم، علاوه بر عدم قطعیت‌های ساختاری، در دفع عدم قطعیت‌های غیرساختاری یا دینامیک‌های مدل‌نشده و اغتشاش خارجی عملکرد درخشانی دارد و پایداری سیستم حلقه بسته را تضمین می‌کند. برای طراحی کنترل‌کننده‌های مقاوم، مشخص کردن کران عدم قطعیت‌ها لازم است؛ در نتیجه طراحان باید با دقت زیاد این موضوع را مورد توجه قرار دهند. تئوری کنترل ساختار متغیر، به عنوان کنترل‌کننده مقاوم، بسیار مورد توجه قرار گرفته‌است [۱۰ و ۱۱]. لازمه استفاده از این روش، معلوم بودن کران بالای نامعینی‌ها است. یکی از معایب طراحی کنترل ساختار متغیر، این است که قانون کنترل شامل، کلیدزنی است که سبب ایجاد لرزش سیگنال کنترل می‌شود. لرزش سیگنال کنترل، تحریک دینامیک‌های مدل نشده و فرسودگی قطعات را به همراه دارد که از آثار نامطلوب این پدیده است؛ در نتیجه الگوریتم‌های هموارسازی همچون روش لایه مرزی و الگوریتم‌های تطبیقی کاهش لرزش سیگنال کنترل پیشنهاد شده است [۱۲].

ترکیب کنترل تطبیقی و مقاوم، از مزایای هر دو نوع کنترل‌کننده برخوردار خواهد بود [۱۳]. اگر دینامیک‌های غیر ساختاری در اختیار باشند، کنترل مقاوم تطبیقی برای ردگیری موقعیت ربات سودمند است. به هر حال هر دو روش کنترلی، دارای حجم محاسبات بالایی هستند.

یکی دیگر از روش‌های کنترل غیرخطی، روش کنترل پسگام است. در روش کنترل پسگام، برخلاف کنترل مود لغزشی، لازم نیست که معادلات به فرم همراه باشد [۱۴]؛

خاطر بکارگیری راهبرد کنترل ولتاژ، به جای راهبرد مرسوم کنترل گشتاور بدست آمده است [۲۳]. همچنین در این روش، خطای تقریب فازی و عدم قطعیت‌های ساختاری و غیر ساختاری، جبران شده است.

ادامه مقاله به صورت زیر سازمان یافته است: در بخش دوم، مدل‌سازی ربات معرفی شده است. بخش سوم، به کنترل فضای کار پرداخته است. در بخش چهارم، قانون کنترل پیشنهادی ارائه شده است. در بخش پنجم و ششم، نتایج شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری آمده است.

## ۲- مدل‌سازی

معادلات دینامیکی ربات را می‌توان به صورت رابطه (۱) نوشت [۴]:

$$D(\theta)\ddot{\theta} + C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + G(\theta) + F_s(\dot{\theta}) = \tau \quad (1)$$

که در آن  $\theta \in \mathbb{R}^n$  بردار متغیرهای مفصلی،  $\dot{\theta} \in \mathbb{R}^n$  بردار سرعت‌های مفصلی،  $\ddot{\theta} \in \mathbb{R}^n$  بردار شتاب‌های مفصلی،  $D(\theta) \in \mathbb{R}^{n \times n}$  ماتریس اینرسی بازوی رباتیک،  $C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta}$  بردار گشتاورهای کوریولیس و جانب مرکز،  $G(\theta) \in \mathbb{R}^n$  بردار نیروی گرانشی،  $\tau \in \mathbb{R}^n$  بردار گشتاور ورودی و بردار  $F_s(\dot{\theta})$  جملات اصطکاک خشک هستند. گشتاورهای تولیدی، توسط موتورهای الکتریکی از رابطه (۲) پیروی می‌کنند:

$$J\ddot{\theta}_m + B\dot{\theta}_m + r\tau = \tau_m \quad (2)$$

که  $\tau_m \in \mathbb{R}^n$  بردار گشتاور موتورها،  $\theta_m \in \mathbb{R}^n$  بردار موقعیت موتورها،  $r$  ضریب کاهش چرخ دنده،  $J$  و  $B$  پارامترهای موتور می‌باشند.

با توجه به رابطه (۳)، بردار سرعت موتورها و بردار سرعت مفاصل، به یکدیگر مربوط می‌شوند:

$$r\dot{\theta}_m = \dot{\theta} \quad (3)$$

معادلات (۱) و (۲)، به شدت غیرخطی و دارای تزویج شدید هستند.

استفاده از موتور DC مغناطیس دائم در کاربردهای رباتیک متداول است. از آنجایی که در این موتور شار قطب ثابت است، تحلیل رفتار و معادلات موتور ساده می‌شود. سیم پیچ آرمیچر، روی روتور (قسمت متحرک) قرار دارد و شار ثابت توسط آهن‌رباهای دائم نصب شده در استاتور (قسمت ثابت) ایجاد می‌شود. با اعمال ولتاژ به موتور، سیم‌پیچ آرمیچر، حامل جریان می‌شود. با توجه به آن که به سیم حامل جریان

اگرچه در این روش نیز همانند روش‌های دیگر کنترل مقاوم، باید کران عدم قطعیت‌ها مشخص باشد.

در سال‌های اخیر، کنترل‌کننده‌های هوشمندی همچون فازی، به دلیل سادگی در طراحی و عدم وابستگی به مدل دقیق ریاضی سیستم و استفاده از دانش افراد خبره در تعریف قوانین فازی، مورد توجه بسیاری از محققان قرار گرفته است. طبق قضیه تقریب عمومی [۱۵]، سیستم‌های فازی قادر به تقریب بسیاری از توابع غیرخطی می‌باشند. یکی از مهمترین دلایل استقبال روزافزون محققان از کنترل فازی، ویژگی مذکور است. این روش کنترلی، به منظور غلبه بر عدم قطعیت‌ها، غیرخطی‌ها و تزویج استفاده می‌شود. به همین خاطر، کاربردهای موثری در رباتیک یافته است [۱۶].

کنترل فازی تطبیقی ربات، به عنوان کنترل مقاوم مورد توجه قرار گرفته است [۱۷]. طرح کنترل فازی تطبیقی حالت لغزشی برای بازوی رباتیک پیشنهاد شده است که تا حدودی لرزش سیگنال حذف شده است [۱۸ و ۱۹]. در طرح دیگری، کنترل مقاوم ربات با استفاده از تخمین‌گر فازی تطبیقی به تخمین و جبران عدم قطعیت‌ها محقق شده است [۲۰]. با وجود پیشرفت‌هایی که در زمینه کنترل موقعیت بازوی رباتیک در فضای مفصلی صورت گرفته است، ردگیری دقیق ربات در فضای مفصلی نمی‌تواند ردگیری دقیق در فضای کار را تضمین کند [۲۱]؛ زیرا خطای موقعیت مجری نهایی در کنترل ربات در فضای مفصلی، مشاهده و جبران نمی‌شود. این ضعف در طرح‌های کنترل ربات در فضای کار با فیدبک موقعیت مجری نهایی بر طرف شده است. در طرح کنترل ربات در فضای کار، از مدل سینماتیکی ربات یا ماتریس ژاکوبین ربات استفاده می‌شود. در شرایط وجود عدم قطعیت، این مدل دقیق نبوده؛ موجب بروز خطا می‌شود [۲۲]؛ بنابراین کنترل ربات در فضای کار، همچنان به عنوان یک چالش مطرح است.

این مقاله، برای اولین بار به طراحی کنترل‌کننده حالت لغزشی فازی تطبیقی با راهبرد کنترل ولتاژ ربات در فضای کار می‌پردازد. طرح جدید کنترل‌کننده حالت لغزشی فازی تطبیقی با راهبرد کنترل ولتاژ ربات، در فضای کار عرضه می‌شود. از ویژگی‌های برجسته روش پیشنهادی، می‌توان به سادگی در طراحی، کاهش حجم محاسبات در قانون کنترل و مستقل بودن از مدل ربات اشاره کرد. برخی از این مزایا به

موتور است؛ بنابراین، معادله ماتریسی ولتاژ سیم‌پیچ آرمیچر موتورها چنین است [۴]:

$$RI_a + L\dot{I}_a + K_b\dot{\theta}_m = u \quad (5)$$

که در آن  $R$  ماتریس مقاومت اهمی سیم‌پیچ آرمیچر،  $L$  ماتریس اندوکتانس سیم‌پیچ آرمیچر و  $K_b$  ماتریس ثابت ضد محرکه القایی و  $u$  بردار ولتاژ ورودی موتورها است.

روابط (۱) تا (۵)، به شکل فضای حالت به صورت زیر نوشته می‌شوند:

$$\dot{z} = f(z) + bu \quad (6)$$

که  $u$  بردار ولتاژ ورودی موتورها و  $f(z)$ ،  $b$  و  $z$  به صورت زیر است:

$$f(z) = \begin{bmatrix} z_2 \\ (Jr^{-1} + rD(z_1))^{-1} \left( - (Br^{-1} + rC(z_1, z_2)) z_2 - rG(z_1) - rF_s(z_2) + K_m z_3 \right) \\ -L^{-1}(K_b r^{-1} z_2 + Rz_3) \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L^{-1} \end{bmatrix}, z = \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \\ I_a \end{bmatrix}$$

به منظور ساده‌سازی، می‌توان رابطه (۱۰) را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{X} = F + Gu + M \quad (12)$$

$$F = -J(\theta)rK_b^{-1}RI_a \quad \text{و} \quad G = J(\theta)rK_b^{-1} \quad (13)$$

است.

#### ۴- قانون کنترل پیشنهادی

معادلات دینامیکی حاکم بر ربات، پیچیده و چند ورودی-چند خروجی است، ولی موتور الکتریکی به صورت سیستم تک ورودی-تک خروجی، قابل بیان است. به همین دلیل، روش کنترل پیشنهادی، بر پایه راهبرد کنترل ولتاژ است.

به منظور پیشنهاد قانون کنترل، مدل نامی بر مبنای (۱۰) به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\dot{X} = -\hat{J}(\theta)\hat{r}\hat{K}_b^{-1}\hat{R}I_a + \hat{J}(\theta)\hat{r}\hat{K}_b^{-1}\hat{R}u \quad (14)$$

مدل نامی، معلوم و بر پایه دانش سیستم است.  $\hat{R}$ ،  $\hat{K}_b$ ،  $\hat{J}(\theta)$  و  $\hat{r}$  به ترتیب، تخمین  $R$ ،  $K_b$ ،  $r$  و  $J(\theta)$  می‌باشند. رابطه (۱۰) با در نظر گرفتن مقادیر نامی، به صورت رابطه (۱۵) بازنویسی می‌شود:

$$\dot{X} = -\hat{J}(\theta)\hat{r}\hat{K}_b^{-1}\hat{R}I_a + \hat{J}(\theta)\hat{r}\hat{K}_b^{-1}\hat{R}u + d \quad (15)$$

که  $d$  عدم قطعیت مجتمع است. رابطه (۱۵) را می‌توان نوشت:

در میدان مغناطیسی نیرو وارد می‌شود، گشتاور حاصل از اعمال نیرو به سیم‌پیچ آرمیچر، روتور را می‌چرخاند. این گشتاور، تابعی از شار قطب و جریان آرمیچر است. از آنجایی که شار قطب ثابت است، گشتاور تولیدی متناسب با جریان آرمیچر است. بردار گشتاور موتورها  $\tau_m \in R^n$  به صورت زیر بیان می‌شود [۴]:

$$K_m I_a = \tau_m \quad (4)$$

که در آن  $I_a \in R^n$  جریان موتور و  $K_m$  ماتریس قطری ثابت است. در اثر چرخش آرمیچر در میدان مغناطیسی در آرمیچر ولتاژی القا می‌شود که با جریان مخالفت می‌کند. این ولتاژ تابعی از شار قطب و سرعت چرخش است. از آنجایی که شار قطب در این موتور ثابت است، این ولتاژ متناسب با سرعت

#### ۳- کنترل فضای کار

معادله (۵) با جایگذاری (۳) در (۵) و حضور اغتشاش خارجی  $\varphi(t)$  به صورت زیر اصلاح می‌شود:

$$RI_a + L\dot{I}_a + K_b r^{-1} \dot{\theta} + \varphi(t) = u \quad (7)$$

سینماتیک مستقیم ربات به صورت (۸) تعریف می‌شود [۴]:

$$X = F(\theta) \quad (8)$$

که  $X$  مختصات مجری نهایی ربات و  $F$  نگاشت بین فضای کار  $X$  و فضای مفصلی  $\theta$  می‌باشند. فضای مفصلی  $\theta$  دستگاه مختصاتی است که محورهای آن موقعیت مفاصل ربات است و فضای کار  $X$  دستگاه مختصاتی است که محورهای آن موقعیت مجری نهایی ربات است.

با مشتق‌گیری از رابطه (۸) نسبت به زمان خواهیم داشت:

$$\dot{X} = J(\theta)\dot{\theta} \quad (9)$$

که  $J(\theta)$  ماتریس ژاکوبین نامیده می‌شود. با جایگذاری (۹) در (۷) و ساده‌سازی، خواهیم داشت:

$$\dot{X} = -J(\theta)rK_b^{-1}RI_a + J(\theta)rK_b^{-1}u + M \quad (10)$$

که در آن

$$M = -J(\theta)rK_b^{-1}(L\dot{I}_a + \varphi(t)) \quad (11)$$

در رابطه (۱۰)،  $L\dot{I}_a$  را به عنوان دینامیک مدل نشده در نظر می‌گیریم.

$$\xi_{fi}^L = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^L}(x_i)}{\sum_{i=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^L}(x_i)} \quad (24)$$

که  $x_i$  متغیر ورودی سیستم فازی است. براساس قضیه تقریب عمومی [۱۵]، یک سیستم فازی وجود دارد به نحوی که:

$$F_1 = \xi_f \theta_f + \varepsilon \quad (25)$$

که  $\varepsilon^T = [\varepsilon_1 \dots \varepsilon_n]$  و  $\varepsilon_i$  خطای تقریب و محدود است. به منظور تخمین بردار کران عدم قطعیت‌ها  $\hat{P}$  و تعیین پارامترهای سیستم فازی به صورت زیر عمل می‌شود. مشتق (۲۲) نسبت به زمان می‌شود:

$$\dot{S} = \dot{X} - \dot{X}_d + \alpha e \quad (26)$$

از جای‌گذاری (۲۱) و (۲۳) در (۲۰) و سپس جای‌گذاری (۲۰) و (۲۵) در (۱۶) نتیجه می‌شود:

$$\dot{X} = \xi_f(\theta_f - \hat{\theta}_f) + \dot{X}_d - \alpha e - \text{sgn}(S)(\hat{P} + \mu) + d + \varepsilon \quad (27)$$

از جای‌گذاری (۲۷) در (۲۶) به دست می‌آید:

$$\dot{S} = \xi_f \tilde{\theta}_f + \varepsilon + d - \text{sgn}(S)(\hat{P} + \mu) \quad (28)$$

در نظر بگیرید که  $\tilde{\theta}_f = \theta_f - \hat{\theta}_f$  و  $\tilde{P} = P - \hat{P}$

به منظور اثبات پایداری و به دست آوردن قوانین به روز رسانی پارامترها، تابع لیاپانوف به صورت رابطه (۲۹) انتخاب می‌شود:

$$V = 0.5S^T S + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{P}^T \tilde{P} \quad (29)$$

که ضرایب  $\gamma_1$  و  $\gamma_2$  مثبت و ثابت می‌باشند. با مشتق‌گیری از رابطه فوق خواهیم داشت:

$$\dot{V} = S^T \dot{S} - \frac{1}{\gamma_1} \dot{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f - \frac{1}{\gamma_2} \dot{P}^T \tilde{P} \quad (30)$$

با جای‌گذاری (۲۸) و  $\tilde{P} = P - \hat{P}$  در (۳۰) و ساده‌سازی خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \left( S^T \xi_f - \frac{1}{\gamma_1} \dot{\theta}_f^T \right) \tilde{\theta}_f + \\ & \left( S^T \text{sgn}(S) - \frac{1}{\gamma_2} \dot{P}^T \right) \tilde{P} + S^T (\varepsilon + d) \\ & - S^T \text{sgn}(S) P - S^T \text{sgn}(S) \mu \end{aligned} \quad (31)$$

حال قوانین تطبیق را به صورت روابط (۳۲-۳۳) تعریف می‌کنیم:

$$\dot{\theta}_f^T = \gamma_1 S^T \xi_f \quad (32)$$

$$\dot{P}^T = \gamma_2 S^T \text{sgn}(S) \quad (33)$$

$$\dot{X} = F_1 + G_1 u + d \quad (16)$$

که در آن:

$$F_1 = -\hat{J}(\theta) \hat{r} \hat{K}_b^{-1} \hat{R} I_d \quad G_1 = \hat{J}(\theta) \hat{r} \hat{K}_b^{-1} \hat{R} \quad (17)$$

با استفاده از روش خطی‌سازی فیدبکی و با در نظر گرفتن  $d=0$ ، قانون کنترل به صورت رابطه (۱۸) پیشنهاد می‌شود:

$$u = G_1^{-1} (-F_1 + \dot{X}_d - \alpha(X - X_d)) \quad (18)$$

که  $\alpha$  ماتریس ثابت قطری مثبت معین و  $X_d$  موقعیت مطلوب در فضای کار است. با جای‌گذاری (۱۸) در (۱۶) و انجام محاسبات با در نظر گرفتن  $d=0$  داریم:

$$\dot{e} + \alpha e = 0 \quad (19)$$

که  $e$  خطای ردگیری به صورت  $e = X - X_d$  تعریف می‌شود. می‌توان نتیجه گرفت که با استفاده از قانون کنترل

(۱۸)، خطا به سمت صفر میل می‌کند. توابع  $G_1$  و  $F_1$  معلوم هستند. در صورت عدم حضور عدم قطعیت‌ها، روش خطی‌سازی پس‌خورده مفید خواهد بود؛ اما در حضور عدم قطعیت‌ها، عملکرد سیستم تضعیف می‌شود. برای غلبه بر عدم قطعیت، قانون کنترل فازی-مود لغزشی، به صورت رابطه (۲۰) پیشنهاد می‌شود:

$$u = G_1^{-1} [u_1 + u_2] \quad (20)$$

که  $u_1$  بخش مود لغزشی و  $u_2$  بخش فازی است. بخش مود لغزشی چنین پیشنهاد می‌شود:

$$u_1 = \dot{X}_d - \alpha e - \text{sgn}(S)(\hat{P} + \mu) \quad (21)$$

که  $\alpha$  ماتریس ثابت قطری مثبت معین و  $\hat{P}$  بردار تخمین مقادیر کران عدم قطعیت‌ها و  $\mu$  بردار مقادیر ثابت مثبت است. بردارهای  $\mu$  و  $\hat{P}$  به صورت  $\hat{P} = [\hat{P}_1 \dots \hat{P}_n]^T$  و  $\mu = [\mu_1 \dots \mu_n]^T$  است.

$$S = X - X_d + \alpha \int (X - X_d) dt \quad (22)$$

که در آن  $S = [S_1 \dots S_n]^T$

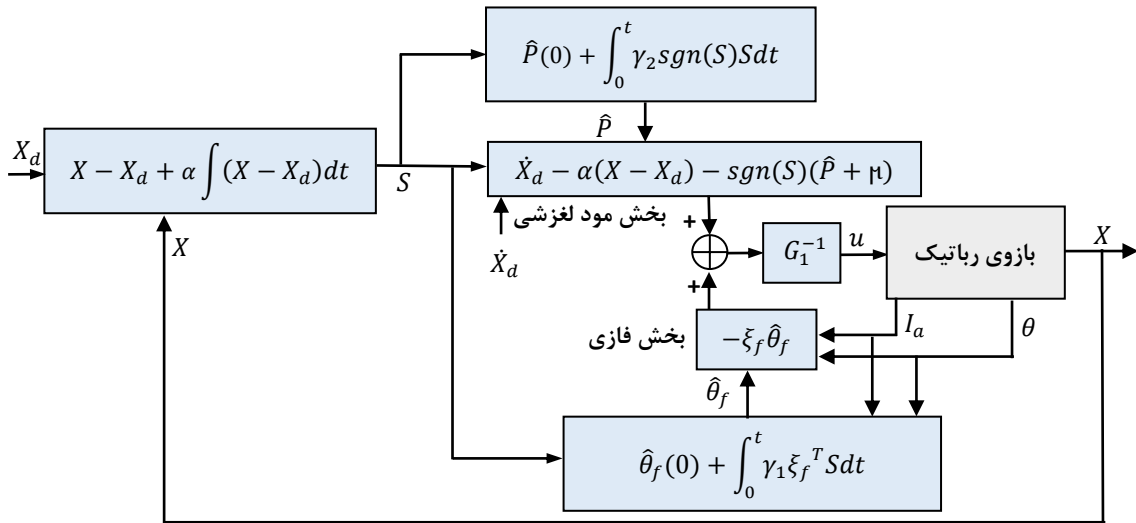
$$\text{sgn}(S) = \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) & 0 & 0 \\ 0 & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & \text{sgn}(S_n) \end{bmatrix}$$

در نظر گرفتن فازی ساز چنین پیشنهاد می‌شود،

$$u_2 = -\xi_f \tilde{\theta}_f \quad (23)$$

که در آن  $\tilde{\theta}_f = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{f1} \\ \dots \\ \hat{\theta}_{fn} \end{bmatrix}$  و  $\xi_f = \begin{bmatrix} \xi_{f1}^T & 0 & 0 \\ 0 & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & \xi_{fn}^T \end{bmatrix}$

پارامترهای قابل تنظیم که  $\hat{\theta}_{fi}^T = [\hat{\theta}_{fi}^1 \dots \hat{\theta}_{fi}^n]$  و  $\xi_{fi}^T = [\xi_{fi}^1 \dots \xi_{fi}^n]$  است [۲۴]:



شکل ۱- دیاگرام سیستم کنترل پیشنهادی

جدول ۱- پارامترهای دینامیکی ربات

DH	$x_i$	$y_i$	$z_i$	$m_i$	$I_{xxi}$	$I_{yyi}$	$I_{zzi}$	$I_{xyi}$	$I_{xzi}$	$I_{yzi}$	محور
$d_1=0/28$	0	-0/22	0	19	0/34	0/36	0/31	0	0	0	۱
$a_2=0/76$	-0/51	0	0	18/18	0/18	1/32	1/31	0	0	0	۲
$a_3=0/93$	-0/67	0	0	10/99	0/07	0/92	0/93	0	0	0	۳

کنترل ناپیوسته قبلی است که ضمن کاهش لرزش سیگنال کنترل، عملکرد کنترلی را نیز اندکی تضعیف می‌کند؛ زیرا همگرایی مجانبی خطا به صفر محقق نمی‌شود و به جای آن، همگرایی به صورت کراندار یکنواخت نهایی خواهد شد.

در عمل، قوانین کنترلی برنامه نویسی شده و به عنوان برنامه در کنترل کننده ذخیره می‌شود. تبدیل معادلات ریاضی به برنامه میسر است، ولی لازم است که در زمان کوتاه نمونه برداری کلیه محاسبات به انجام برسد. هر چه سرعت پردازنده بالاتر باشد، در زمان کوتاه‌تری محاسبات انجام خواهد شد. از آنجا که کنترل پیشنهادی مستقل از مدل است، نسبت به روش کنترل بر مبنای مدل، محاسبات کمتری دارد. موضوع عملی دیگر آن است که سیگنال‌های مورد نیاز کنترل کننده در دسترس و قابل اندازه‌گیری باشند. در طرح پیشنهادی از پسخوردهای موقعیت مفاصل  $\theta$ ، موقعیت مجری نهایی  $X$  و جریان موتورها  $I_a$  استفاده می‌کند که همگی در دسترس و قابل اندازه‌گیری هستند.

بنابراین پارامترها به صورت روابط (۳۴-۳۵) محاسبه می‌شوند:

$$\hat{\theta}_f = \hat{\theta}_f(0) + \gamma_1 \int_0^t \xi_f^T S dt \quad (34)$$

$$\hat{P} = \hat{P}(0) + \gamma_2 \int_0^t \text{sgn}(S) S dt \quad (35)$$

از  $|e_i + d_i| \leq P_i$  داریم  $S^T(e + d) \leq S^T \text{sgn}(S) P$ . با جای گذاری قوانین تطبیق (۳۲) و (۳۳) در (۳۱) خواهیم داشت:

$$\dot{V} \leq -S^T \text{sgn}(S) \mu \quad (36)$$

که  $\dot{V} < 0$  در  $S \neq 0$ . بنابراین همگرایی  $S$  به صفر تضمین می‌شود. دیاگرام سیستم کنترل پیشنهادی، در شکل ۱ ترسیم شده‌است.

به منظور کاهش لرزش سیگنال کنترلی، به جای تابع علامت  $\text{sgn}(S)$  می‌توان از تابع تانژانت هایپربولیک  $\tanh(\gamma S)$  استفاده کرد [۲۴] که  $\gamma$  ضریب مثبت است. در این حالت، قانون کنترل حاصل، تقریب پیوسته از قانون

۵- شبیه‌سازی

روش کنترل پیشنهادی روی ربات هنرمند با سه مفصل لولایی شبیه‌سازی می‌شود. نمای کلی این ربات، در [۲۰] نشان داده شده‌است. پارامترهای دینامیکی ربات، در جدول ۱ آمده‌است. پارامترهای ربات با استفاده از روش دناویت-هارتنبگ در جدول ۲ آمده‌است که  $\alpha_i, d_i, \theta_i$  به ترتیب بیان‌کننده طول، انحراف، زاویه و پیچش هستند؛ همچنین پارامترهای موتور در جدول ۳ آمده‌است. مسیرهای مطلوب به ترتیب، در شکل‌های ۲ و ۳ نمایش داده شده‌اند. همچنین اغتشاش در نظر گرفته شده در این شبیه‌سازی، در شکل ۴ نشان داده شده‌است. مقدار اغتشاش حدود ۲۵٪ بیشینه ولتاژ اعمالی به مفاصل است.  $F_s(\dot{\theta})$  در رابطه (۱) به صورت زیر است:

$$F_s(\dot{\theta}) = \begin{bmatrix} 2\dot{\theta}_1 + 8\text{sgn}(\dot{\theta}_1) \\ 4\dot{\theta}_2 + 16\text{sgn}(\dot{\theta}_2) \\ 4\dot{\theta}_3 + 8\text{sgn}(\dot{\theta}_3) \end{bmatrix} \quad (۳۵)$$

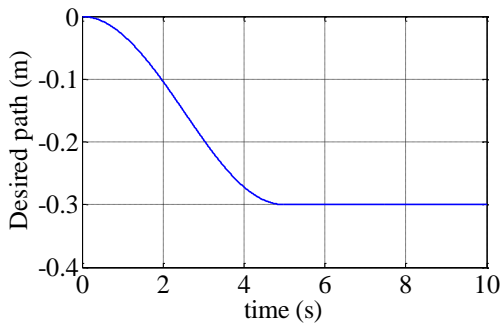
عملکرد سیستم به ترتیب، در شکل‌های ۵، ۶ و ۷ نشان داده شده‌است.

جدول ۲- پارامترهای ربات با روش دناویت-هارتنبگ

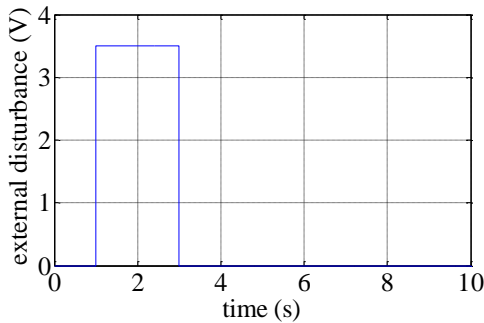
محور	$a$	$d$	$\theta$	$\alpha$
۱	0	$d_1$	$\theta_1$	$\pi/2$
۲	$a_2$	0	$\theta_2$	0
۳	$a_3$	0	$\theta_3$	0

جدول ۳- پارامترهای موتور

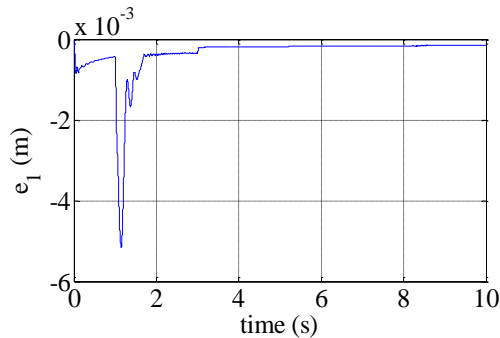
موتورها	R	B	J	L	$K_b$	R
۱ و ۲	۰/۰۱	۰/۰۰۰۱	۰/۰۰۰۰۲	۰/۰۰۱	۰/۲۶	۱/۲۶



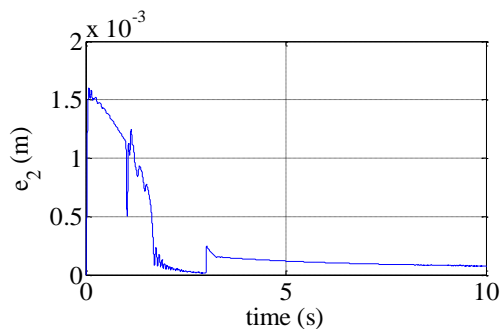
شکل ۳- مسیر مطلوب برای مولفه سوم مجری نهایی



شکل ۴- اغتشاش خارجی وارد به موتور هر مفصل

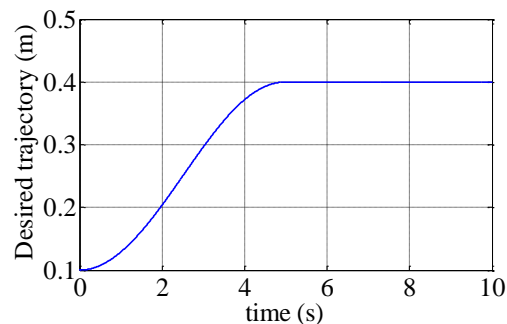


شکل ۵- خطای ردگیری مولفه اول مجری نهایی

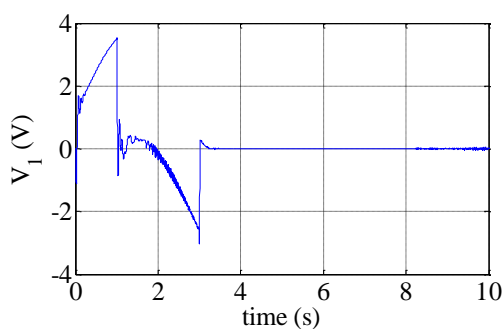


شکل ۶- خطای ردگیری مولفه دوم مجری نهایی

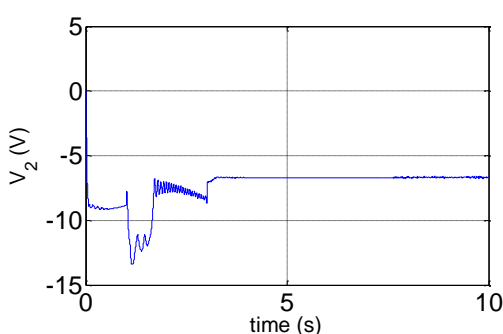
همان‌طور که مشاهده می‌شود، ردگیری به خوبی انجام شده است. خطای ردگیری مولفه اول مجری نهایی در شکل ۵ به



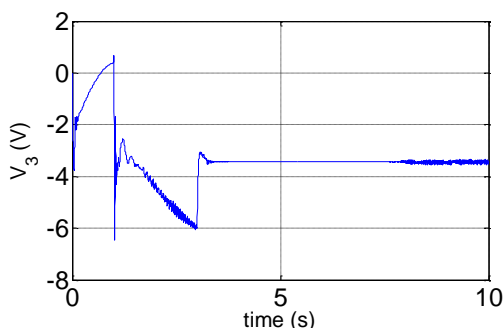
شکل ۷- مسیر مطلوب مولفه‌های اول و دوم مجری نهایی



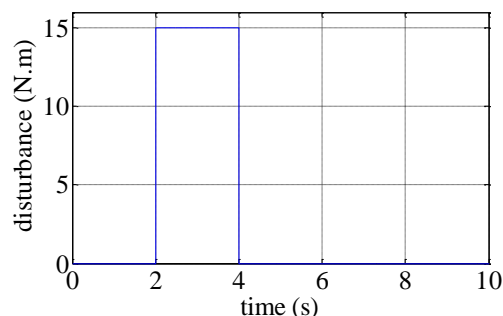
شکل ۸- سیگنال کنترلی مفصل اول



شکل ۹- سیگنال کنترلی مفصل دوم



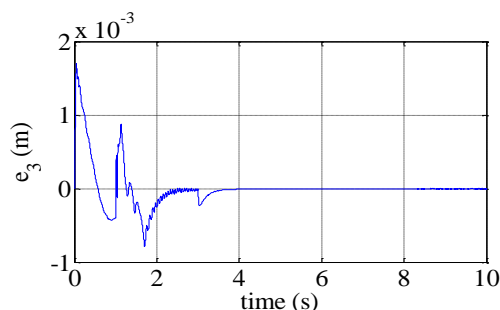
شکل ۱۰- سیگنال کنترلی مفصل سوم



شکل ۱۱- اغتشاش خارجی

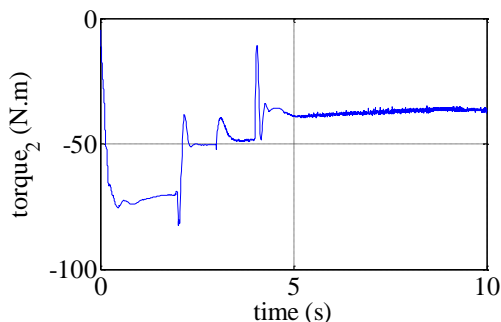
در شکل ۷ به  $3.6 \times 10^{-3} \text{ rad}$  درصد اندازه خطا به سیگنال به  $1.3\%$  رسیده‌است. خطای ردگیری مولفه دوم مجری نهایی در شکل ۶ به  $1.6 \times 10^{-3} \text{ rad}$  و درصد اندازه خطا به سیگنال به  $0.4\%$  رسیده‌است. خطای ردگیری مولفه سوم، مجری نهایی در شکل ۷ به  $3.6 \times 10^{-3} \text{ rad}$  و درصد اندازه خطا به سیگنال به  $1.2\%$  رسیده‌است؛ همچنین سیگنال‌های کنترلی به ترتیب، در شکل‌های ۸، ۹ و ۱۰ نمایش داده شده است. این سیگنال‌ها در محدوده مجاز هستند. نتایج حاصل از شبیه‌سازی، کارایی روش کنترلی را در حضور اغتشاش خارجی و اصطکاک خشک نشان می‌دهد.

همانطور که در بخش یک بیان شد، روش‌های کنترل لغزشی فازی تطبیقی برای بازوی رباتیک در فضای مفصلی بر پایه گشتاور در [۱۸] و [۱۹] ارائه شده‌اند. به منظور مقایسه روش پیشنهادی با روش‌های بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور، روش مرجع [۱۹] را روی ربات هنرمند شبیه‌سازی می‌کنیم. بردار اصطکاک مانند (۳۵) و اغتشاش خارجی را به صورت شکل ۱۱ برابر با  $25\%$  مقدار بیشینه گشتاور اعمالی به مفاصل در نظر می‌گیریم. خطاهای ردگیری در شکل‌های ۱۲ تا ۱۴ و سیگنال‌های کنترلی گشتاور مفاصل، در شکل‌های ۱۵ تا ۱۷ نمایش داده شده‌اند. خطای ردگیری مولفه اول مجری نهایی در شکل ۱۲، به  $5.6 \times 10^{-2} \text{ rad}$  و درصد اندازه خطا به سیگنال به  $1.4\%$  رسیده‌است. خطای ردگیری مولفه دوم مجری نهایی در شکل ۱۳، به  $6 \times 10^{-2} \text{ rad}$  و درصد اندازه خطا به سیگنال به  $1.5\%$  رسیده‌است. خطای ردگیری مولفه سوم مجری نهایی در شکل ۱۴، به  $6 \times 10^{-2} \text{ rad}$  و درصد اندازه خطا به سیگنال به  $2\%$  رسیده‌است.

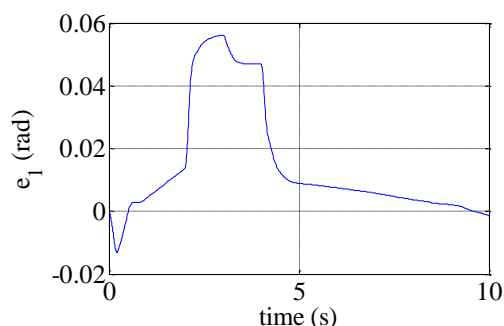


شکل ۷- خطای ردگیری مولفه سوم مجری نهایی

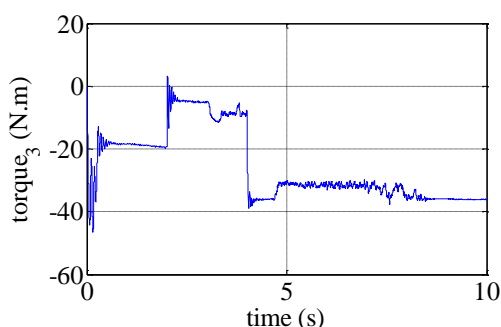




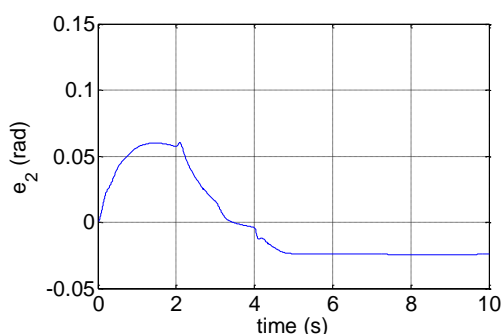
شکل ۱۶- گشتاور مفصل دوم



شکل ۱۲- خطای ردگیری مولفه اول در کنترل گشتاور



شکل ۱۷- گشتاور مفصل سوم

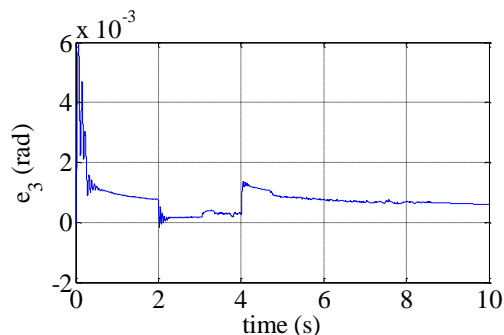


شکل ۱۳- خطای ردگیری مولفه دوم در کنترل گشتاور

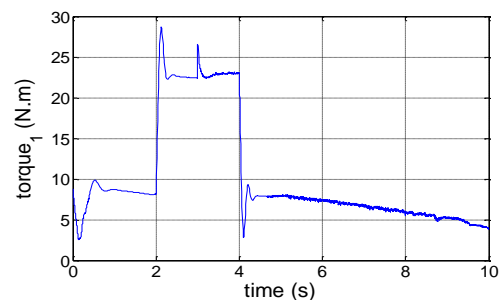
با بررسی و مقایسه نتایج می‌بینیم که خطای ردگیری روش پیشنهادی، بسیار کمتر از مرجع [۱۹] است؛ همچنین حجم محاسبات و پیچیدگی‌های کنترلی در راهبرد کنترل ولتاژ، بسیار کمتر از راهبرد کنترل گشتاور است.

### ۶- نتیجه‌گیری

کنترل‌کننده حالت لغزشی فازی تطبیقی برای بازوی رباتیک با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شده است. روش کنترلی پیشنهادی، مستقل از مدل است. پایداری مجانبی کنترل‌کننده اثبات شده است و نتایج شبیه‌سازی، کارایی این روش را در کنترل ربات هنرمند در حضور اغتشاش خارجی به خوبی نشان داده است. کنترل پیشنهادی با تقریب کران عدم قطعیت‌ها به خوبی آنها را جبران کرده است. در روش پیشنهادی، پیچیدگی محاسبات و خطای ردگیری نسبت به راهبرد کنترل گشتاور در فضای کار، به طور چشمگیری کاهش یافته است؛ همچنین در قانون کنترل پیشنهادی، از فیدبک سرعت استفاده نشده است.



شکل ۱۴- خطای ردگیری مولفه سوم در کنترل گشتاور



شکل ۱۵- گشتاور مفصل اول

## مراجع

- [18] Abdel Badie S and Shaaban Ali S (2011), An adaptive fuzzy sliding mode control scheme for robotic systems, *Intelligent Control and Automation*, 2(4): 299-309.
- [19] Ho HF, Wong YK and Rad AB (2007), Robust fuzzy tracking control for robotic manipulators. *Sim Mod Pract Theory*, 15(7): 801-816.
- [20] Fateh MM and Khorashadizadeh S (2012), Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty. *Nonlinear Dyn* 69(3): 1465-1477.
- [21] Fateh MM and Soltanpour MR (2009) Robust task-space control of robot manipulators under imperfect transformation of control space, *Int J Innov Comput I*, 5(11A): 3949-3960.
- [22] Fateh MM, Shahrabi Frahani S and Khatamianfar A (2010) Task space control of a welding robot using a fuzzy coordinator. *Int J Control Autom Syst*, 8(3): 574-582.
- [23] Fateh MM (2008) On the voltage-based control of robot manipulators. *Int J Control Autom Syst*, 6(5): 702-712.
- [24] Hu Q-I, Wang Z and Gao H (2008) Sliding mode and shaped input vibration control of flexible systems. *IEEE Trans Aerosp Electr Syst*, 44(2): 503 - 519.
- [1] Kelley R, Santibanez V and Loria A (2005) *Control of robot manipulators in joint space*. Springer, London, UK.
- [2] Luh J.Y.S. (1983), *Conventional controller design for industrial robots-a tutorial*. *IEEE Trans Syst Man Cybern*, 13(3): 298-316.
- [3] Paul RP (1981), *Robot manipulators, mathematics, programming and control*, MIT Press.
- [4] Spong MW, Hutchinson S and Vidyasagar M (2006), *Robot modeling and control*, John Wiley and Sons Inc., NY.
- [5] Gilbert E and Ha I (1984), An approach to nonlinear feedback control with applications to robotics, *IEEE Trans Syst Man Cybern* 14: 879-844.
- [6] Freund E (1982) Fast nonlinear control with arbitrary pole-placement for industrial robots and manipulators. *Int J Robotics Res*, 1: 65-78.
- [7] Cai L and Song G (1994), Joint stick-slip friction compensation of robot manipulators by using smooth robust controllers. *J Robotic Systems*, 11(6): 451-470.
- [8] Abdallah C, Dawson D, Dorato P and Jamshidi M (1991), Survey of robust control for rigid robots, *IEEE Control Syst Mag*, 11(2): 24-30.
- [9] Dawson DM, Qu Z and Lewis FL (1992), Hybrid adaptive-robust control for a robot manipulator, *Int J Adaptive Control Signal Processing*. 6: 537-545.
- [10] Yu H and Liyod S (1997), Variable structure adaptive control of robot manipulators. *IEE Proc Contr Theory Appl*, 144(2): 167-176.
- [11] Young K (1978), Controller design for a manipulator using theory of variable structure system. *IEEE Trans Systems Man Cybern* 8: 101-109.
- [12] Slotine JJE and Sastry SS (1983), Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with application to robot manipulator. *Int J Control* 38: 465-492.
- [13] Su CY and Stepanenko Y (1994), Adaptive sliding mode control of robot manipulators: general sliding manifold case, *Automatica*. 30(9): 1497-1500.
- [14] Baicu C Rahn C and Dawson D (1998), Backstepping boundary control of flexible link electrically driven gantry robots. *IEEE/ASME Trans Mechatronics*, 3(1): 60-66.
- [15] Wang LX (1996), *A course in fuzzy systems and control*, Prentice Hall, Englewood Cliffs.
- [16] Lim CM and Hiyama T (1991), Application of fuzzy logic control to a manipulator, *IEEE Trans Robot Autom*, 1(5): 688-691.
- [17] Hwang JP and Kim E (2006), Robust tracking control of an electrically driven robot: adaptive fuzzy logic approach, *IEEE Trans Fuzzy Syst* 14(2): 232-247.