

## کنترل مقاوم-تطبیقی مدل مرتبه کسری موتور سری جریان مستقیم

الهه اسدی<sup>۱</sup>، دانشجوی کارشناسی ارشد؛ سعید بلوچیان<sup>۲</sup>، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد گناباد - گناباد - ایران - e\_asadi38@yahoo.com  
 ۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد گناباد - گناباد - ایران - saeed.balochian@gmail.com

**چکیده:** در این مقاله، کنترل مقاوم-تطبیقی مدل مرتبه کسری یک موتور جریان مستقیم سری که در معرض عدم قطعیت‌های پارامتری و نیز اغتشاشات خارجی قرار دارد در نظر گرفته شده است. در رویکرد اول این مقاله، یک کنترل کننده مد لغزشی به گونه‌ای برای سیستم نامی طراحی شده است که سیستم موتور را پایدار مجانی کند. سپس با در نظر گرفتن عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات خروجی در سیستم، روش کنترل مد لغزشی برای مقابله با عدم قطعیت‌های سیستم به کار رفته است. در ادامه یک کنترل کننده مقاوم-تطبیقی به گونه‌ای طراحی شده است که موتور جریان مستقیم سری را حتی با عدم اطلاع از کران بالای عدم قطعیت سیستم، پایدار کرده و به مقادیر مطلوب همگرا کند. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد روش‌های کنترل پیشنهادی را به خوبی نشان می‌دهند.

**واژه‌های کلیدی:** موتور سری جریان مستقیم، کنترل مقاوم-تطبیقی، کنترل کننده مد لغزشی تطبیقی.

## Adaptive-Robust Control of Fractional Order Model of DC Series Motor

E. Asadi<sup>1</sup>, MSc Student; S. Balochian<sup>2</sup>, Associate Professor

1- Department of Electrical Engineering, Gonabad branch, Islamic Azad University, Gonabad, Iran, Email: e\_asadi38@yahoo.com  
 2- Department of Electrical Engineering, Gonabad branch, Islamic Azad University, Gonabad, Iran, Email: saeed.balochian@gmail.com

**Abstract:** In this paper, adaptive robust control of fractional order model of DC Series motor with uncertain parameters is considered. In the first approach, to achieve asymptotically stability, a sliding mode control is designed for nominal system. Then in presence of uncertain parameters and external disturbance, sliding mode control is applied. Moreover, tacking adaptive sliding mode controller is designed without awareness uncertainty bound. Finally, simulation results show performance of the proposed controller.

**Keywords:** DC series motor, adaptive-robust control, adaptive sliding mode controller.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۱۰/۰۵

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۰۱/۰۹ و ۱۳۹۵/۰۳/۰۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۸/۲۳

نام نویسنده مسئول: سعید بلوچیان

نشانی نویسنده مسئول: ایران - خراسان رضوی - گناباد - بلوار دانشگاه - دانشگاه آزاد اسلامی واحد گناباد - دانشکده مهندسی برق.

## ۱- مقدمه

مطالعه موتور سری جریان مستقیم از دیرباز در تئوری کنترل مورد توجه مهندسان بوده است. در سال‌های اخیر، درایو موتورهای سری جریان مستقیم در دامنه وسیعی از کاربردها نظیر آسانسورها، جرتقیل‌ها، بازوهای مکانیکی و خودروهای الکتریکی مورداستفاده قرار گرفته‌اند. در این کاربردها، کنترل سرعت موتور با کم‌ترین خطا اهمیت ویژه‌ای می‌یابد. علاوه بر آن، با توجه به کارایی مطمئن و گشتاور اولیه بالا، کاربرد موتورهای جریان مستقیم در محیط‌های صنعتی روزبه‌روز در حال افزایش است [۱].

در بیش‌تر مقالاتی که پیش‌ازاین در کنترل موتورهای جریان مستقیم ارائه شده، از مدل مرتبه صحیح این موتور استفاده شده است. در این مدل، معادلات حاکم بر تغییر جریان در القاگر و نیز سرعت زاویه‌ای در مدل گشتاور موتور، با مرتبه صحیح مشتق بیان شده است [۲-۳]. این در حالی است که امروزه معادلات با مشتق‌های مرتبه کسری، به‌عنوان ابزاری نیرومند در توصیف رفتار دقیق‌تر و واقعی‌تر یک سیستم معرفی شده‌اند. از مزیت‌های توصیف یک مدل با مشتق مرتبه کسری در مقایسه با مشتق مرتبه صحیح معمولی، در نظر گرفتن ویژگی‌های واقعی‌تر نظیر حافظه در توصیف رفتار بسیاری از پدیده‌ها، فرایندها و سیستم‌ها است که در استفاده از مدل‌های مرتبه صحیح نادیده گرفته شده‌اند. مزایای مشتق‌های مرتبه کسری در مدل‌سازی دقیق‌تر رفتارهای مکانیکی و الکتریکی بسیاری از پدیده‌ها در بسیاری از زمینه‌ها نظیر فیزیک، پردازش سیگنال، مکانیک سیالات و مهندسی زیستی نمود پیدا کرده است [۴-۶]. امروزه، ثابت شده که در مقایسه با مدل مرتبه صحیح معمولی، مدل مرتبه کسری در بسیاری از پدیده‌ها به‌صورت دقیق‌تری رفتار آن‌ها را توصیف می‌کند [۴].

اخیراً از مشتق‌های مرتبه کسری در توصیف فرایندهای مکانیکی و مدارات الکترونیکی نیز استفاده شده و ثابت می‌شود که مدل دقیق بسیاری از پدیده‌های مکانیکی و الکتریکی نه به‌صورت مرتبه صحیح معمولی، بلکه با مشتق‌های مرتبه کسری توصیف می‌شود. در همین راستا، معادلات حاکم بر انواع موتورهای جریان مستقیم نیز در صورت مدل‌سازی با مشتقات مرتبه کسری، به‌صورت دقیق‌تری رفتار این موتورها را توصیف می‌کند.

از جمله مقالاتی که مدل مرتبه کسری یک موتور سری جریان مستقیم را برای اولین بار مطرح کرده است می‌توان به [۷] اشاره کرد. در این مقاله، نشان داده شده است که معادله اندوکتانس، معادله گشتاور و یا هر دو در یک موتور واقعی، با روابط مرتبه کسری به‌طور دقیق‌تری قابل توصیف است. در این مقاله در ادامه مدل دقیق مرتبه کسری موتور جریان مستقیم به دست آمده و رفتار آن با شبیه‌سازی‌های دقیق بررسی شده است.

در بسیاری از موارد اطلاع از مقادیر دقیق پارامترهای مدل موتور شامل مقادیر دقیق مقاومت، القاگر، ممان اینرسی و ضرایب اصطکاک در عمل ممکن نیست. علاوه بر آن وجود اغتشاشات محیطی در مقادیر

گشتاور و سرعت و یا جریان و ولتاژهای موتور نیز چالش دیگری در کنترل سرعت موتورها ایجاد می‌کند. در نتیجه تعیین استراتژی کنترل، جهت مقابله با اغتشاشات و عدم قطعیت‌های پارامتری یکی از مهم‌ترین چالش‌های طراحی کنترل‌کننده برای این نوع از موتورها است. یکی از راه‌حل‌های کنترلی مناسب که عملکرد مناسبی برای رویارویی با عدم قطعیت و یا اغتشاشات خارجی دارد، استفاده از کنترل‌کننده‌های مقاوم و یا تطبیقی است [۸].

در مقاله حاضر، مدل مرتبه کسری یک موتور جریان مستقیم سری در نظر گرفته شده و با فرض وجود اغتشاش و عدم قطعیت‌های مدل‌سازی، کنترل‌کننده مقاوم-تطبیقی مد لغزشی برای پایدارسازی و ردیابی مقادیر مطلوب خروجی، طراحی شده است.

کنترل مقاوم غیرخطی مد لغزشی تکنیک مؤثری بوده و کاربردهای مورداستفاده آن در دهه‌های اخیر بسیار افزایش یافته است. مهم‌ترین ویژگی کنترل مد لغزشی، عدم حساسیت به تغییرات و اختلالات در پارامترهای سیستم و اغتشاشات خارجی است. علاوه بر آن، پاسخی با زمان گذرای سریع را فراهم می‌آورد. اگرچه طراحی این نوع کنترل‌کننده، روشی معلوم برای سیستم‌های مرتبه صحیح است تاکنون در کنترل سیستم‌های مرتبه کسری کم‌تر استفاده شده است [۸-۱۲]. در [۹] کنترل مد لغزشی برای سیستم‌های خطی با مشتقات مرتبه کسری در دو بخش که یکی شامل تأخیر در ورودی و دیگری تأخیر در حالت است طراحی می‌گردد. در [۱۰] کنترل مد لغزشی برای سیستم‌های مرتبه کسری آشوب با عدم قطعیت بیان و اثبات‌های لازم مطرح گردیده است. در [۱۱-۱۲] کنترل مد لغزشی تطبیقی برای سیستم‌های آشوبی با عدم قطعیت مطرح شده است. در [۱۳] پایداری معادلات دیفرانسیل کسری برای کنترل فرآیند مطرح گردیده است. در [۱۴] طراحی و تحلیل موتور DC با کنترلر PID مطرح شده است. در [۱۵] ردیابی کنترل موتور DC با استفاده از کنترل فازی غیرخطی مطرح شده است. در [۱۶] از کنترل‌کننده تطبیقی مد لغزشی در کنترل جرتقیل دو درجه آزادی استفاده شده است. اخیراً نیز در [۱۷] از کنترل مد لغزشی برای کنترل موتور سنکرون بهره برده شده است.

در پژوهش‌های انجام‌شده کران عدم قطعیت عموماً معلوم در نظر گرفته شده است. در این مقاله، از روش کنترل مد لغزشی مرتبه کسری که نسبت به باند بالای عدم قطعیت و اغتشاش تطبیقی شده است و بانام کنترل تطبیقی-مقاوم مرتبه کسری از آن یاد می‌شود، در کنترل سرعت مدل مرتبه کسری موتور سری جریان مستقیم استفاده شده است. در نظر گرفتن عدم قطعیت و اغتشاش در مدل مرتبه کسری موتور جریان مستقیم به‌عنوان نوآوری مقاله حاضر، ایده جدیدی است که پیش‌تر تا آنجا که مطالعات نویسندگان نشان می‌دهد، در تحقیقات قبلی به آن پرداخته نشده است. علاوه بر آن در این مقاله همگرایی سرعت و نیز جریان موتور به مقدار مطلوب با در نظر گرفتن عدم قطعیت‌ها در مدل مرتبه کسری نیز یکی دیگر از دستاوردهای این مقاله نسبت به کارهای پیش از آن است.

مقاله در ادامه به صورت زیر ساختار بندی شده است: در بخش ۲ برخی مقدمات ریاضی مرتبط بیان شده است. در بخش ۳، ابتدا مدل مرتبه صحیح معمولی موتور جریان مستقیم سری با توجه به مقاله مرجع [۱] ارائه شده و در ادامه با در نظر گرفتن معادلات مرتبه کسری گشتاور و اندوکتانس، این سیستم به صورت دقیق تر مرتبه کسری مدل سازی شده است. در بخش ۴، با استفاده از قانون کنترل مقاوم-تطبیقی مرتبه کسری، کنترل کننده ای برای پایدار سازی یا به عبارتی میل حالت ها به صفر و در اختیار در آوردن رفتار سیستم ارائه می شود. در این بخش قانون کنترل مد لغزشی برای پایدار سازی مجانبی سیستم حلقه بسته ارائه شده است. همگرایی خروجی های موتور به مقادیر مطلوب با استفاده از کنترل کننده های گفته شده، در بخش ۵ ارائه شده است. نتایج شبیه سازی در بخش ۶ ارائه گردیده است که در آن عملکرد طراحی های انجام شده را در پایدار سازی و تنظیم خروجی موتور جریان مستقیم در مقادیر مطلوب به خوبی نشان داده است و در انتها، مقاله در بخش ۷ جمع بندی شده است.

## ۲- مقدمات ریاضی

به منظور آشنایی با محاسبات مرتبه کسری، لازم است ابتدا تعاریف زیر را در نظر بگیرد:

**تعریف ۱:** مشتق مرتبه کسری از مرتبه  $\alpha$  یک تابع پیوسته  $f: R^+ \rightarrow R$  به صورت زیر بیان می شود:

$$D_t^\alpha f(t) = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_0^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau, & m-1 < \alpha < m, \\ \frac{d^m}{dt^m} f(t), & \alpha = m \end{cases}$$

که در این رابطه  $\Gamma(\cdot)$ ، تابع گاما است و داریم:

$$\Gamma(z) = \int_0^\infty e^{-t} t^{z-1} dt, \Gamma(z+1) = z\Gamma(z)$$

**تعریف ۲:** سیستم خودگردان  $D_t^\alpha x(t) = Ax, x(0) = x_0$  پایدار مجانبی است اگر و تنها اگر:

$$\left| \arg(\text{eig}(A)) \right| > \frac{\alpha\pi}{2}$$

در این حالت هر عنصر از حالت ها شبیه  $t^{-\alpha}$  به صفر میل می کند. همچنین سیستم پایدار است اگر و تنها اگر

$$\left| \arg(\text{eig}(A)) \right| \geq \frac{\alpha\pi}{2}$$

## ۳- مدل موتور سری جریان مستقیم

در این بخش ابتدا مدل های غیرخطی و خطی سازی شده معمول و مرتبه صحیح موتور سری جریان مستقیم به عنوان سیستم مورد مطالعه در این مقاله ارائه شده و در ادامه مدل کامل تر با محاسبات مرتبه کسری و نیز وجود عدم قطعیت های پارامتری و اغتشاش در سیستم موتور مورد نظر، مدل سازی شده است.

### ۳-۱- مدل مرتبه صحیح موتور سری جریان مستقیم

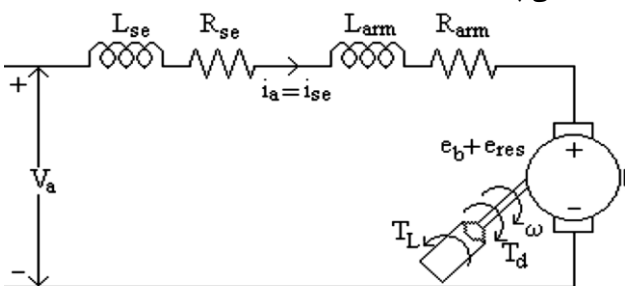
در شکل ۱ مدار موتور سری جریان مستقیم نشان داده شده است. تابع تبدیل سیستم شکل ۱ با استفاده از معادلات پایه گشتاور و ولتاژ به دست می آید. معادله ولتاژ موتور عبارت است از:

$$V_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_b + e_{res} \quad (1)$$

$$R_a = R_{arm} + R_{se}$$

$$L_a = L_{arm} + L_{se} + 2M$$

که در آن  $i_a$  جریان موتور است.  $R_{se}$  و  $R_{arm}$  به ترتیب مقاومت های آرمیچر و سری بوده و  $L_{se}$  و  $L_{arm}$  به ترتیب اندوکتانس های آرمیچر و سری هستند.  $M$  القای متقابل است و  $e_b$  و  $e_{res}$  به ترتیب ولتاژ بازگشتی میدان مغناطیسی و ولتاژ ناشی از شار مغناطیسی پسماند هستند.



شکل ۱: مدار موتور سری جریان مستقیم

علاوه بر آن، معادله گشتاور موتور سری جریان مستقیم نیز به صورت زیر بیان می شود:

$$T_d = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \quad (2)$$

که در این معادلات  $J$  ممان اینرسی،  $B$  ضریب اصطکاک،  $T_L$  گشتاور بار و  $\omega$  سرعت زاویه ای است.

با فرض  $I_a = I_{se}$  و در نظر گرفتن  $\omega$  به عنوان سرعت موتور، می توان ولتاژهای گشتاور را به صورت زیر نوشت:

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + K_{af} \omega_0 I_a + K_{af} I_{a0} \omega + K_{res} \omega$$

که در این معادلات  $I_a$ ،  $\omega$ ،  $V_a$  و  $T_L$  تغییرات حول نقطه کار را نشان می‌دهند. معادله (۵) را می‌توان با توصیف فضای حالت زیر نیز بیان نمود:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_a + K_{af} \omega_0)}{L_a} & -\frac{(K_{af} I_{a0} + K_{res})}{L_a} \\ \frac{2K_{af} I_{a0}}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ T_L \end{bmatrix}$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ \omega \end{bmatrix} \quad (6)$$

### ۳-۲- مدل مرتبه کسری موتور سری جریان مستقیم

معادله بیان شده در (۶) در واقع توصیفی دقیق از رفتار واقعی موتور جریان مستقیم را به دست نخواهد داد [۷]. اخیراً نشان داده شده است که معادلات دقیق تر موتور سری جریان مستقیم را می‌توان با معادلات زیر توصیف کرد: [۷]

$$V_a = i_a R_a + L_a \frac{d^{\alpha_1} i_a}{dt^{\alpha_1}} + e_b$$

$$e_b = K_{af} i_a \omega$$

$$T_d = K_{af} i_a^2 \quad (7)$$

$$T_d = J \frac{d^{\alpha_2} \omega}{dt^{\alpha_2}} + T_L$$

در این معادلات از شار مغناطیسی پسماند و نیز اصطکاک صرف نظر شده است ( $B = 0$  و  $K_{res} = 0$ ). در معادله (۷)، مقادیر

$\alpha_1$  و  $\alpha_2$  مرتبه‌های کسری مشتق در معادلات ولتاژ و گشتاور موتور هستند. باید توجه کرد که استفاده از مشتق مرتبه کسری به جای مرتبه صحیح، رفتار موتور را مخصوصاً با در نظر گرفتن عنصر حافظه در رفتار موتور بهتر توصیف می‌کند [۷].

با در نظر گرفتن شار مغناطیسی پسماند، اصطکاک و نیز فرض

$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$  می‌توان معادله (۷) را با روشی مشابه مدل (۶) به صورت مرتبه کسری زیر در فضای شبه حالت نوشت:

$$D^\alpha X(t) = AX(t) + Bu(t)$$

$$y(t) = CX(t) \quad (8)$$

$$T_d = K_{af} i_a^2 \quad (3)$$

معادلات (۱) تا (۳) بیان غیرخطی معادله موتور سری جریان مستقیم بوده و همان طور که می‌دانیم امکان دستیابی به تابع تبدیل به دلیل مشخصات غیرخطی وجود ندارد. در این حالت، با در نظر گرفتن نقطه کار مطابق [۱] (که در آنجا  $I_{a0}$  جریان آرمیچر،  $V_{a0}$  ولتاژ آرمیچر،  $T_{L0}$  گشتاور بار،  $E_{b0}$  ولتاژ بازگشتی،  $E_{res0}$  ولتاژ پسماند نقطه کار است)، تابع تبدیل موتور جریان مستقیم سری با در نظر گرفتن سرعت زاویه‌ای موتور ( $\omega(s)$ ) به عنوان خروجی و ولتاژ تغذیه ( $V_a(s)$ ) به عنوان ورودی، عبارت خواهد بود با [۱]:

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{2K_{af} I_{a0}}{\left\{ J L_a s^2 + (R_a + K_{af} \omega_0 J + B L_a) s + [(B R_a + K_{af} \omega_0 B) + (2K_{af} I_{a0})(K_{fa} I_{a0} + K_{res})] \right\}}$$

$$(4)$$

در این حالت پارامترهای سیستم و مشخصات موتور سری جریان مستقیم برای یک نمونه عملی در جدول ۱ ارائه شده است:

جدول ۱: پارامترهای مدل موتور سری جریان مستقیم [۱]

پارامترهای موتور جریان مستقیم	مقدار و واحد
قدرت موتور	۵Hp
جریان موتور	۱۸A
ثابت اینرسی ( $J$ )	$0.0465 \text{ Kg} / \text{m}^2$
ثابت میرایی ( $B$ )	$0.05 \text{ N.m.sec} / \text{rad}$
مقاومت آرمیچر ( $R_a$ )	$1 \Omega$
اندوکتانس آرمیچر ( $L_a$ )	$0.032 \text{ H}$
سرعت موتور	$1800 \text{ rpm}$
ثابت ولتاژ آرمیچر ( $K_{af}$ )	$0.027 \text{ N.m} / \text{A}^2$
ثابت ولتاژ مغناطیسی پسماند ( $K_{res}$ )	$0.027 \text{ v.sec} / \text{rad}$

البته باید توجه داشت که مدل ارائه شده در رابطه (۴) مدل ساده یک ورودی-یک خروجی را در موتور جریان مستقیم نشان می‌دهد و به علاوه، در مقاله [۱] فرض شده است که گشتاور بار یعنی  $T_L$  نیز جهت سهولت صفر است؛ در حالی که در بیش تر مقالات مرتبط، از این گشتاور به عنوان یکی از ورودی‌های سیستم یاد می‌شود [۱۵-۱۴]. بنابراین، می‌توان معادله کامل تر سیستم موتور جریان مستقیم را با در نظر گرفتن دو ورودی و دو خروجی به دست آورد. با استفاده از معادلات (۱) تا (۳)، می‌توان معادلات موتور را به صورت زیر نوشت:

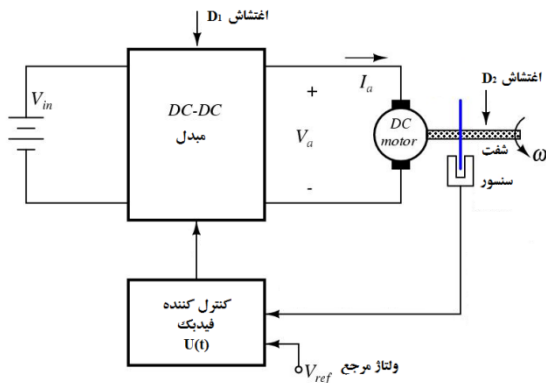
$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L = 2K_{af} I_{a0} I_a \quad (5)$$

این حالت اغتشاش  $d_1(t)$  ماهیتی از نوع یک جمله اضافه ولتاژ در رابطه اول در (۷) و اغتشاش  $d_2(t)$  ماهیتی از نوع یک اضافه گشتاور ناشناخته اضافه شده در خروجی در رابطه آخر در (۷) خواهد بود

دیاگرام مدل موتور و کنترل کننده فیدبکی که در بخش بعد طراحی خواهد شد به همراه نمایش منابع اغتشاش در شکل ۲ نشان داده شده است.

هدف این مقاله طراحی یک کنترل مقاوم-تطبیقی مناسب به گونه‌ای است که متغیرهای حالت در (۹) پایدار مجانبی باشند یعنی:  $\lim_{t \rightarrow \infty} X(t) = 0$  (البته خروجی اصلی همان طور که در مدل (۶) و نیز دیاگرام شکل ۲ نشان داده شده است سرعت زاویه‌ای خروجی در شفت موتور است).

به بیان دیگر رویکرد اصلی این مقاله آن است که با فرض وجود اغتشاش و نیز عدم قطعیت در پارامترهای موتور جریان مستقیم، می‌بایست ورودی کنترل در مدل (۹) یعنی ولتاژ تغذیه و گشتاور بار را



شکل ۲: نمایش مدل موتور، کنترل کننده و ورود منابع اغتشاش

به گونه‌ای طراحی کرد که حالت‌های سیستم یعنی جریان موتور و سرعت زاویه‌ای از شرایط اولیه دلخواه به سمت صفر همگرا شوند. با حل این مسئله، می‌توان سرعت خروجی را به هر مقدار دلخواه دیگری نیز همگرا کرد که در بخش ۵ به آن پرداخته می‌شود.

#### ۴- طراحی کنترل کننده مقاوم-تطبیقی

روند طراحی کنترل کننده برای مدل موتور در معرض عدم قطعیت و اغتشاش در (۹) به این صورت است که ابتدا، کنترل کننده مد لغزشی برای سیستم بدون عدم قطعیت و اغتشاش طراحی خواهد شد. سپس، با فرض اطلاع از باند بالای عدم قطعیت و اغتشاش، کنترل کننده مقاوم مد لغزشی طراحی خواهد شد که سیستم موتور جریان مستقیم را پایدار خواهد کرد و در نهایت با فرض اینکه هیچ اطلاعی از عدم قطعیت و اغتشاش وجود نداشته باشد، کنترل کننده مقاوم قبل به کنترل کننده مقاوم تطبیقی تعمیم داده خواهد شد که در آن، این باند بالای عدم قطعیت و اغتشاش با یک قانون تطبیقی، تخمین زده خواهد شد.

که در این معادله  $X(t) = \begin{bmatrix} I_a \\ \omega \end{bmatrix}$  حالت‌های مدل،  $u(t) = \begin{bmatrix} V_a \\ T_L \end{bmatrix}$  ورودی سیستم و  $D^\alpha$  مشتق مرتبه کسری از مرتبه  $\alpha$  را مشخص می‌کند. ماتریس‌های مدل و نیز ورودی و خروجی نیز در این حالت عبارت‌اند از:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(R_a + K_{af} \omega_0)}{L_a} & -\frac{(K_{af} I_{a0} + K_{res})}{L_a} \\ \frac{2K_{af} I_{a0}}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}, C = [0 \quad 1]$$

مدل بیان شده در (۸) مدل مرتبه کسری یک موتور جریان مستقیم سری را مشخص می‌کند.

#### ۳-۳- مدل مرتبه کسری موتور سری جریان مستقیم در معرض عدم قطعیت و اغتشاش

مدل بیان شده در (۸)، مدل دقیق موتور جریان مستقیم را بیان می‌کند که در عمل به دلیل وجود اغتشاشات خارجی و نیز وجود عدم قطعیت و آگاهی کامل از پارامترهای مدل نظیر اندوکتانس، ممان اینرسی، جریان و ولتاژهای آرمیچر و نیز ولتاژهای برگشتی و پسماند در نقطه کار، امکان اطلاع دقیق از عناصر ماتریس‌های ذکر شده در مدل وجود ندارد.

در ادامه فرض کنید پارامترهای موتور جریان مستقیم نظیر ثابت‌های اینرسی، میرایی، مقاومت آرمیچر و مقدار اندوکتانس همگی دچار عدم قطعیت باشند. در این حالت ماتریس‌های مدل (۸) به صورت دقیق در دسترس نیستند. علاوه بر آن ممکن است کل سیستم موتور جریان مستقیم در معرض نویز و اغتشاش باشد. اغتشاشی نامعلوم که می‌توان آن را با جمله‌ای جمع شونده در مدل (۸) در نظر گرفت. در این حالت کلیه عدم قطعیت‌ها را در ماتریس سیستم  $A$  به صورت  $A + \Delta A$  در نظر گرفته و علاوه بر آن اغتشاشات خارجی تحت عنوان  $d(t)$  را نیز به مدل اضافه می‌کنیم. در این حالت، می‌توان مدل موتور جریان مستقیم سری در معرض اغتشاش و عدم قطعیت‌های مدل‌سازی را به صورت زیر در نظر گرفت:

$$D^\alpha X(t) = AX(t) + Bu(t) + E(t)$$

$$y(t) = CX(t) \quad (9)$$

که در آن داریم:  $E(t) = \Delta Ax(t) + d(t)$  و بردار  $E(t)$  بیانگر مجموع هرودی اغتشاش و عدم قطعیت‌های مدل‌سازی است.

اضافه شدن اغتشاش  $d(t) = [d_1(t), d_2(t)]^T$  به مدل (۹)، در واقع ورود اغتشاش به معادلات ولتاژ و گشتاور در (۵) و (۶) است. در

$$D_t^\alpha X(t) = (A + K)X - (rS + \rho \operatorname{sgn}(S)) \quad (16)$$

با توجه به شرط پایداری دینامیک مرتبه کسری که در مرجع [۱۳] آمده است. سیستم (۱۶) به عنوان یک سیستم خطی با ورودی محدود  $-(rS + \rho \operatorname{sgn}(S))$  در نظر گرفته می‌شود. در نتیجه، سیستم (۱۶) پایدار مجانبی است اگر و تنها اگر داشته باشیم:

$$\left| \arg \left( \operatorname{eig} (A + K) \right) \right| > \frac{\alpha\pi}{2} \quad (17)$$

که در آن  $\arg(\operatorname{eig}(\cdot))$  به معنی آرگومان مقادیر ویژه است. به راحتی می‌توان فهمید که رابطه (۱۷) با انتخاب مناسب ماتریس  $K$  و استفاده از جایابی قطب برقرار می‌شود.

**قضیه ۱.** سیستم مرتبه کسری (۸) با قانون کنترل (۱۵) پایدار مجانبی است اگر پارامترهای قانون کنترل  $r > 0, \rho > 0$  بوده و یک ماتریس مناسب  $K$  به گونه‌ای انتخاب شود که  $\left| \arg(\operatorname{eig}(A + K)) \right| > \frac{\alpha\pi}{2}$  باشد.

نکته ۴: باید توجه داشت که طبق روابط (۶) و (۸)، ورودی‌های کنترل  $u(t)$  در موتور جریان مستقیم ولتاژ اعمالی و گشتاور بار، حالت سیستم  $X(t)$  که در فیدبک خروجی کنترل کننده در (۱۵) از آن استفاده شده جریان و سرعت زاویه‌ای است و خروجی مطلوب نیز سرعت زاویه‌ای موتور است. لذا سیگنال‌های فیدبک توسط سنسورها مانند شکل ۲ برای تعیین قانون کنترل اخذ و با تعیین ولتاژ و نیز گشتاور بار به موتور قابل اعمال خواهد بود.

#### ۴-۲- طراحی کنترل کننده مقاوم مد لغزشی

کنترل کننده طراحی شده در قضیه ۱، برای مدل دقیق موتور مرتبه کسری و بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت و اغتشاش بوده است.

با در نظر گرفتن عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات خارجی، سیستم (۸) تحت اختلالات به صورت مدل (۹) در نظر گرفته می‌شود. عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات خارجی در عمل همیشه محدود هستند. فرض کنید باند بالای  $E(t)$  برابر  $\gamma$  باشد؛ یعنی  $|E(t)| \leq \gamma$ .

قانون کنترل مد لغزشی به صورت زیر طراحی می‌شود:

$$u(t) = B^{-1} \left\{ KX - (rS + \rho \gamma \operatorname{sgn}(S)) \right\} \quad (18)$$

**قضیه ۲.** سیستم مرتبه کسری در معرض عدم قطعیت موتور سری رابطه (۹) که در آن  $A$  و  $B$  و  $C$  از رابطه (۸) تعیین می‌شوند و قانون کنترل (۱۸) را در نظر بگیرید. اگر مقادیر ثابت  $r, \rho$  به گونه‌ای انتخاب شوند که  $r > 0, \rho > 1$  و ماتریس مناسب  $K$  به گونه‌ای انتخاب شود که  $\left| \arg(\operatorname{eig}(A + K)) \right| > \frac{\alpha\pi}{2}$ ، آنگاه سیستم حلقه بسته پایدار مجانبی است.

با اعمال قانون کنترل (۱۸)، حتی بدون اطلاع از مقادیر عدم قطعیت و اغتشاش و فقط با اطلاع از باند بالای این عدم قطعیت‌ها،

در بخش اول و به منظور استفاده از کنترل مد لغزشی، صفحه سوئیچینگ طراحی شده و کنترل کننده مد لغزشی به گونه‌ای به دست خواهد آمد که سیستم حلقه بسته پایدار مجانبی شود.

#### ۴-۱- طراحی صفحه سوئیچینگ

صفحه سوئیچینگ انتگرالی مرتبه صحیح-کسری  $S(t)$  را به صورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$S(t) = D_t^{\alpha-1} X(t) - \int_0^t (A + K)X(\tau) d\tau \quad (10)$$

که در آن  $S = [S_1, S_2]$  و  $K \in R^{2 \times 2}$  ماتریس پارامترهای ثابت است که بعداً می‌بایست طراحی شوند.

نکته ۱: در کنترل مد لغزشی، صفحه سوئیچینگ و مشتق آن می‌بایست شروط زیر برآورده شوند:

$$S(t) = 0, \quad \dot{S}(t) = 0 \quad (11)$$

درواقع در روش کنترل مد لغزشی، یک صفحه سوئیچینگ به گونه‌ای طراحی می‌شود که بعد از اعمال کنترل کننده، طبق نکته ۱ معادله زمانی این صفحه و مشتق آن صفر شود و با صفر شدن آن‌ها حالت‌های سیستم نیز به سمت صفر میل کنند.

با مشتق گرفتن از  $S(t)$  و برابر صفر قرار دادن آن داریم:

$$\dot{S}(t) = D_t^\alpha X(t) - (A + K)X(t) = (Bu(t) - KX(t)) = 0 \quad (12)$$

در نتیجه کنترل  $u_{eq}(t)$  به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u_{eq}(t) = B^{-1} KX(t) \quad (13)$$

نکته ۲: توجه به این نکته لازم است که در مدل موتور جریان مستقیم همان‌طور که در نمایش ماتریس  $B$  در ذیل رابطه (۸) نشان داده شده است، همواره معکوس ماتریس ورودی  $B$  وجود خواهد داشت.

نکته ۳: برای برقراری شرط مد لغزشی، معمولاً قانون دسترسی به صورت زیر انتخاب می‌شود [۹-۸]:

$$\dot{S}(t) = -rS - \rho \operatorname{sgn}(S) \quad (14)$$

که در این رابطه ضرایب  $r, \rho$  ثابت‌های نامنفی بوده و  $\operatorname{sgn}(\cdot)$  تابع علامت است و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\operatorname{sgn}(S) = \begin{cases} +1, & S > 0 \\ 0, & S = 0 \\ -1, & S < 0 \end{cases}$$

با استفاده از روابط (۱۲) و (۱۴)، قانون کنترل نهایی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u(t) = B^{-1} \left\{ K(X(t)) - (rS + \rho \operatorname{sgn}(S)) \right\} \quad (15)$$

با جایگذاری (۱۵) در (۸) داریم:

### ۵-۱- بازطراحی مدل بر اساس خطا

ابتدا مقدار خطا را در حالت‌های سیستم به صورت  $\tilde{X}(t) = X(t) - X_d$  تعریف می‌کنیم. در این حالت با مشتق گرفتن از خطا و فرض  $\dot{X}_d = 0$  می‌توان رابطه (۹) را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\dot{\tilde{X}}(t) = A\tilde{X}(t) + Bu(t) + \tilde{E}(t) \quad (21)$$

که در آن داریم  $\tilde{E}(t) = AX_d + E(t)$ . با توجه به محدود بودن مقادیر مطلوب متغیرهای حالت، می‌توان باند بالای عدم قطعیت در بالا را به صورت زیر فرض کرد:

$$\begin{aligned} \|\tilde{E}(t)\| &= \|AX_d + E(t)\| \leq \|AX_d\| + \|E(t)\| \\ &\leq \|A\| \|X_d\| + \|E(t)\| \\ &\leq \|A\| \mu + \gamma \end{aligned} \quad (22)$$

در نهایت با تعریف  $\gamma_n = \|A\| \mu + \gamma$  می‌توان باند بالای بردار جدید عدم قطعیت را به صورت  $\|\tilde{E}(t)\| \leq \gamma_n$  در نظر گرفت که در آن  $\gamma_n$  یک مقدار مثبت و ثابت است. با پایداری این سیستم با استفاده از قضایای قبل، مقدار خطای  $\tilde{X}(t)$  به صفر همگرا شده و در نتیجه حالت‌های سیستم به مقادیر مطلوب همگرا می‌شوند.

### ۵-۲- همگرایی به خروجی‌های مطلوب

همگرایی خروجی‌های موتور شامل سرعت و جریان در قضیه زیر و استفاده از کنترل‌کننده‌های گفته شده تضمین می‌شود.

**قضیه ۴.** معادله موتور جریان مستقیم در (۹) را در نظر گرفته و فرض کنید مقدار عدم قطعیت به صورت  $\|E(t)\| \leq \gamma$  محدود بوده و مقدار باند بالای این عدم قطعیت نامعلوم باشد. در این حالت با اعمال قانون کنترل در کنار قانون تطبیق زیر:

$$u(t) = B^{-1} \{K\tilde{X} - (rS + \rho\bar{\gamma}_n(t)sgn(S))\} \quad (23)$$

$$\dot{\bar{\gamma}}_n(t) = k\rho S^T sgn(S) \quad (24)$$

که در آن  $k > 0$  بهره معادله تطبیق است، مقادیر حالت‌های سیستم  $X(t)$  به مقدار مطلوب  $X_d$  همگرا می‌شوند؛ اگر ثابت‌های  $k$ ،  $\rho$  و  $r$  به گونه‌ای انتخاب شوند که  $k > 0$ ،  $\rho > 1$  و  $r > 0$  و ماتریس مناسب  $K$  نیز به گونه‌ای انتخاب شود که  $|\arg(eig(A+K))| > \frac{\alpha\pi}{2}$  در این معادلات  $\bar{\gamma}_n(t)$  تخمین مقدار  $\gamma_n$  است که به صورت  $\gamma_n = \|A\| \mu + \gamma$  تعریف می‌شود و  $\mu$  باند بالای  $\|A\|$  و  $\gamma$  باند بالای  $\|E(t)\|$  است.

### ۶- شبیه‌سازی

برای نشان دادن صحت کنترل‌کننده‌های طراحی شده، در این قسمت درستی قضیه‌های بیان شده را در قالب سه شبیه‌سازی قانون کنترل

می‌توان سرعت و نیز جریان موتور جریان مستقیم را از هر مقدار دلخواه به صفر رساند.

### ۴-۳- طراحی کنترل‌کننده مقاوم-تطبیقی

آنچه در بخش قبل گفته شد، تنها در حالتی صادق است که باند بالای عدم قطعیت را بدانیم؛ یعنی در آنجا فرض شد که  $E(t) \leq \gamma$ . در این قسمت کنترل مقاوم-تطبیقی برای تخمین باند بالای عدم قطعیت به کار می‌رود. کنترل‌کننده مقاوم-تطبیقی به حالتی اطلاق می‌شود که کنترل‌کننده مقاوم نسبت به عدم اطلاع از باند بالای عدم قطعیت تطبیقی می‌شود. در واقع در این روش باند بالای عدم قطعیت که اطلاعی از آن در دسترس نداریم، تخمین زده می‌شود. فرض کنید  $\bar{\gamma}$  تخمین مقدار  $\gamma$  باشد. در این حالت قانون کنترل مد لغزشی تطبیقی را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$u(t) = B^{-1} \{KX - (rS + \rho\bar{\gamma}(t)sgn(S))\} \quad (19)$$

قانون تطبیق برای تعیین پارامتر  $\bar{\gamma}$  به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\dot{\bar{\gamma}}(t) = k\rho S^T sgn(S) \quad (20)$$

که در این رابطه  $k > 0$  بهره معادله تطبیق است.

**قضیه ۳.** سیستم مرتبه کسری در معرض عدم قطعیت موتور سری رابطه (۹) که در آن  $A$  و  $B$  و  $C$  از رابطه (۸) تعیین می‌شوند را با قانون کنترل (۱۹) و قانون تطبیق (۲۰) در نظر بگیرید. اگر ثابت‌های  $r, k, \rho$  به گونه‌ای انتخاب شوند که  $r > 0, k > 0, \rho > 1$  و ماتریس مناسب  $K$  نیز به گونه‌ای انتخاب شود که  $|\arg(eig(A+K))| > \frac{\alpha\pi}{2}$  آنگاه سیستم حلقه بسته پایدار مجانبی است.

با اعمال قانون کنترل (۱۹)، حتی بدون اطلاع از محدوده عدم قطعیت‌های مدل‌سازی و نیز اغتشاشات خارجی در موتور جریان مستقیم، می‌توان موتور را پایدار کرد.

### ۵- همگرایی به خروجی مطلوب در کنترل‌کننده مقاوم-تطبیقی

آنچه در بخش قبل ارائه شده پایداری، یعنی همگرایی خروجی‌های سیستم شامل سرعت و جریان به صفر بوده است. در این بخش با تعریف سیگنال خطا، دنبال کردن یک سرعت و جریان دلخواه برای موتور موردنظر با استفاده از کنترل‌کننده مقاوم-تطبیقی گفته شده به دست آمده است.

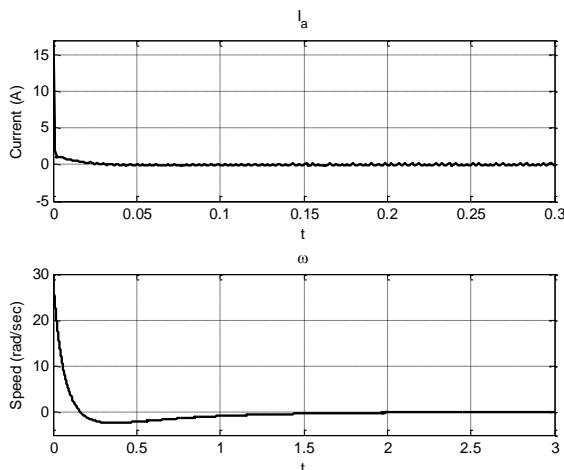
هدف این بخش، طراحی یک کنترل‌کننده مقاوم-تطبیقی مناسب (کنترل مد لغزشی) به گونه‌ای است که متغیرهای حالت در (۹) به مقادیر مطلوب همگرا شوند. یعنی:  $\lim_{t \rightarrow \infty} (X(t) - X_d) = 0$  که در آن  $X_d$  بیانگر مقادیر ثابت مطلوب در بردار متغیرهای حالت است.

شده‌اند. این ورودی‌ها نیز طبق انتظار با توجه به پایدارسازی سیستم، به صفر همگرا می‌شوند.

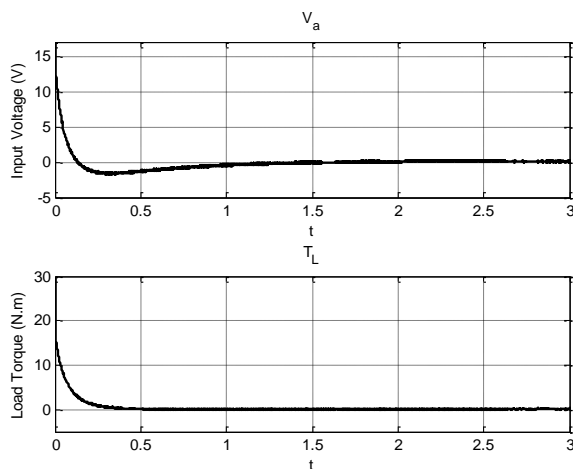
### ۶-۲- شبیه‌سازی قانون کنترل مقاوم-تطبیقی

در این بخش شبیه‌سازی، قانون کنترل مقاوم تطبیقی (۱۹) با در نظر گرفتن پارامترهای سیستم به صورت زیر، انجام شده و نتیجه آن در شکل ۵ نشان داده شده است:

$$r = 2, \rho = 1.2, k = 0.1$$



شکل ۳: پاسخ سیستم حلقه بسته با اعمال قانون کنترل رابطه (۲۰)



شکل ۴: ورودی‌های کنترل موتور با اعمال قانون کنترل رابطه (۲۰)

در این قسمت کران بالای عدم قطعیت با قانون تطبیق رابطه (۲۰) تعیین می‌گردد. از شکل ۵ به راحتی می‌توان نتیجه گرفت که کنترل کننده مقاوم-تطبیقی سیستم را در حضور عدم قطعیت به خوبی پایدار کرده و همه حالت‌های سیستم یعنی جریان و سرعت موتور به صفر همگرا شده‌اند. در این حالت، ورودی‌های کنترل یعنی ولتاژ و گشتاور بار در شکل ۶ نشان داده شده‌اند. این ورودی‌ها نیز طبق انتظار با توجه به پایدارسازی سیستم، به صفر همگرا می‌شوند. پارامتر تخمین در شکل ۷ در واقع مقدار  $\bar{\gamma}$  مطابق با قانون تطبیق در رابطه (۲۰) است که طبق انتظار به مقدار محدود همگرا شده است. باید توجه کرد که علت نوسانات با دامنه کم که در سیگنال‌های ورودی در شکل ۶ (و تا حدی شکل ۴) دیده می‌شود، وجود تابع علامت است.

مقاوم و قانون کنترل مقاوم-تطبیقی پایدارساز و ردیاب نشان خواهیم داد. هدف از این مقاله همان‌طور که در قضا یا مطرح شده، ابتدا پایدارسازی و یا تنظیم حالت‌های موتور یعنی جریان و سرعت خروجی از یک مقدار اولیه دلخواه به صفر و در ادامه همگرایی به خروجی‌های مطلوب با در نظر گرفتن عدم قطعیت در مدل موتور و نیز وجود اغتشاشات ناشناخته کران دار بوده است.

### ۶-۱- شبیه‌سازی قانون کنترل مقاوم

با توجه به جدول ۱ که پارامترهای مدل موتور جریان مستقیم در آن ذکر شده است، ماتریس‌های مدل (۹) عبارت خواهند بود:

$$A = \begin{bmatrix} -190.29 & -16.03 \\ 20.90 & -1.08 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 31.25 & 0 \\ 0 & -21.51 \end{bmatrix}$$

مقدار مرتبه کسری سیستم به صورت  $\alpha = 0.9$  و ماتریس  $K$  نیز به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$K = \begin{bmatrix} 30 & 15 \\ -20 & -10 \end{bmatrix};$$

در این حالت مقادیر ویژه ماتریس  $A + K$  عبارت‌اند از:

$$\lambda = \{-160.2838, -11.0862\}$$

در نتیجه  $\min_i |\arg(\lambda_i)| = 3.1416 > \frac{\alpha\pi}{2} = 1.4137$  در ناحیه

پایدار قرار دارند.

در این حالت شرایط اولیه را به صورت  $X_0 = [15, 30]^T$  انتخاب می‌کنیم و اغتشاش در سیستم به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$d(t) = 0.5 [\cos(2t), \cos(2t)]^T$$

اغتشاش سینوسی به معنی اضافه شدن یک مقدار نوسانی با دامنه محدود به هردوی ولتاژ خروجی و نیز گشتاور بار است که در عمل نیز قابل تصور است.

عدم قطعیت‌های پارامتری را نیز به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$\Delta AX = 0.5 \begin{bmatrix} \sin(\pi I_a) \times \cos(\pi\omega) \\ \sin(\pi I_a) \times \cos(\pi\omega) \end{bmatrix}$$

در این حالت داریم  $\|E(t)\|_{\infty} \leq 1$ .

در نتیجه مقادیر پارامترهای شبیه‌سازی طبق قضیه ۲ عبارت‌اند از:

$$r = 2, \rho = 1.2, \gamma = 1$$

در این حالت نتایج شبیه‌سازی با در نظر گرفتن قانون کنترل (۱۸) در شکل ۳ نشان داده شده است. در این اشکال  $t$  بیانگر زمان برحسب ثانیه بوده و سایر مقادیر نمودارها نیز در شکل‌ها مشخص شده است. از شکل ۳ به راحتی می‌توان نتیجه گرفت که کنترل کننده مقاوم سیستم را در حضور عدم قطعیت به خوبی پایدار کرده و همه حالت‌های سیستم یعنی جریان و سرعت موتور به صفر همگرا شده‌اند. در این حالت، ورودی‌های کنترل یعنی ولتاژ و گشتاور بار در شکل ۴ نشان داده



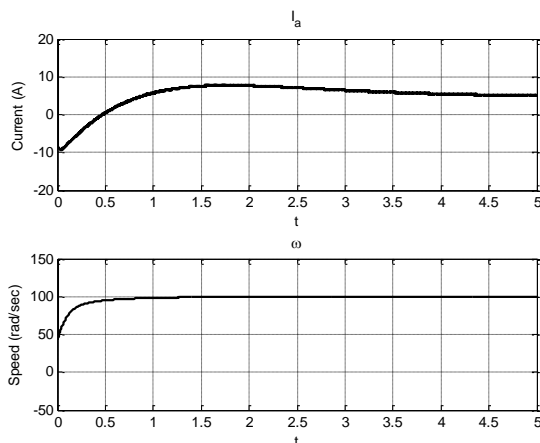
سیستم موتور جریان مستقیم در معرض عدم قطعیت و اغتشاش، خروجی سیستم شامل جریان و سرعت زاویه‌ای، به مقادیر مطلوب همگرا شوند. مقادیر مطلوب به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$I_a = 5A, \quad \omega = 100 \frac{rad}{S}$$

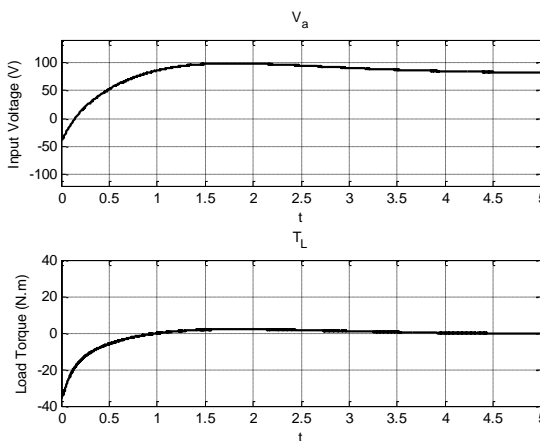
سیستم موتور و نیز عدم قطعیت و اغتشاش مشابه شبیه‌سازی‌های قبل در نظر گرفته شده و پارامترهای کنترل‌کننده به صورت  $r = 2, \rho = 1.2, k = 1$  انتخاب می‌شوند

در این حالت نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های ۸ تا ۱۰ نشان داده شده‌اند. همان‌طور که می‌بینیم، طبق قضیه ۴ اولاً خروجی‌های سیستم به مقادیر مطلوب  $\omega = 100 \frac{rad}{S}$  و  $I_a = 5A$  همگرا شده، مقادیر ورودی‌ها نیز محدود بوده و پارامتر تخمین نیز به مقدار محدود همگرا شده است.

در شکل ۱۱، نمودار الکترومغناطیسی موتور در هر دو حالت استفاده از کنترل مقاوم و نیز کنترل تطبیقی در حالت پایدارسازی رسم شده است. طبق انتظار با همگرایی خروجی‌ها به صفر، این نمودار نیز از شرایط اولیه سرعت و گشتاور به مبدأ همگرا شده است.

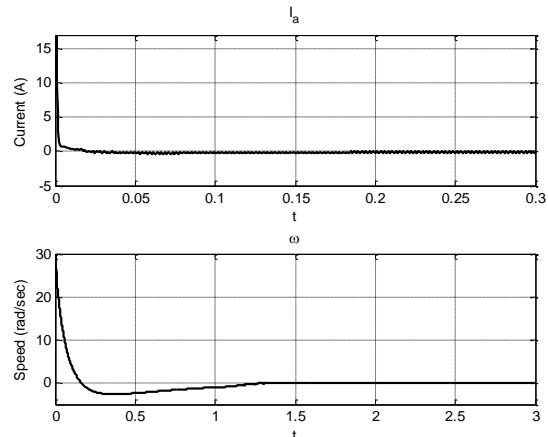


شکل ۸: پاسخ سیستم حلقه بسته با اعمال قانون کنترل در همگرایی به خروجی مطلوب

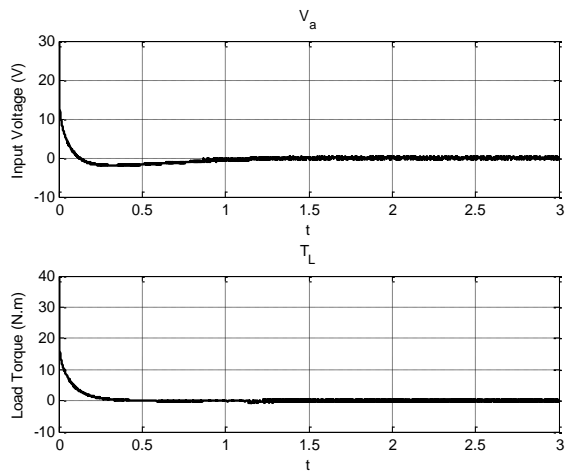


شکل ۹: ورودی‌های کنترل موتور با اعمال قانون کنترل در همگرایی به خروجی مطلوب

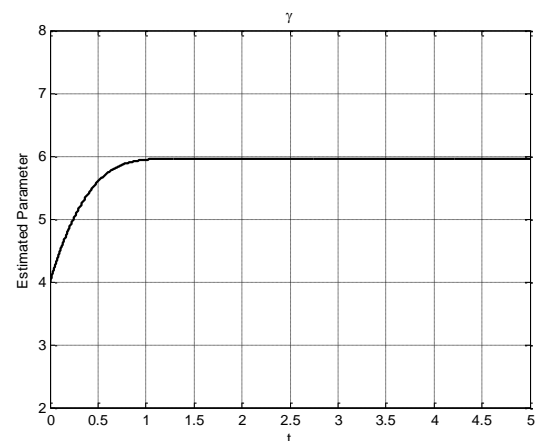
نکته ۵. ولتاژ  $V_a$  و نیز سرعت زاویه  $\omega$  در حالت منفی شدن در مسیر ابتدایی نمودارهای متناظر در شکل‌های ۳ تا ۶، به ترتیب اختلاف ولتاژ منفی در ولتاژ تغذیه موتور در شکل ۱ (جابه‌جا شدن پایه‌های مثبت و منفی) و نیز سرعت زاویه‌ای منفی (گردش خلاف جهت محور موتور) بوده است.



شکل ۵: پاسخ سیستم حلقه بسته با اعمال قانون کنترل رابطه (۲۳)



شکل ۶: ورودی‌های کنترل موتور با اعمال قانون کنترل رابطه (۲۳)



شکل ۷: پارامتر تخمین در اعمال قانون کنترل رابطه (۲۳)

۳-۶- شبیه‌سازی قانون کنترل مقاوم-تطبیقی در همگرایی به سرعت و جریان دلخواه در خروجی

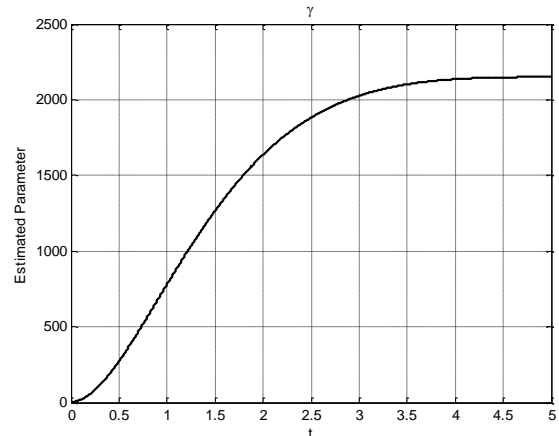
در شبیه‌سازی بعدی، قانون کنترل مقاوم تطبیقی (۲۳=۲۴) شبیه‌سازی شده است. با اعمال این قانون کنترل انتظار داریم که در

مستقیم که در معرض عدم قطعیت و اغتشاشات خروجی است، پرداخته شد. در هر مرحله، نتایج شبیه‌سازی عملکرد مناسب کنترل‌کننده‌های طراحی شده را تصدیق نمود. طبق قانون پایداری (۱۸) کنترل‌کننده طراحی شده سیستم را در حضور عدم قطعیت به خوبی پایدار کرده و همه حالت‌ها و ورودی‌های سیستم به صفر همگرا شده‌اند. در ادامه، این قانون کنترل برای همگرایی خروجی‌های موتور به مقادیر مطلوب نیز اصلاح شده است.

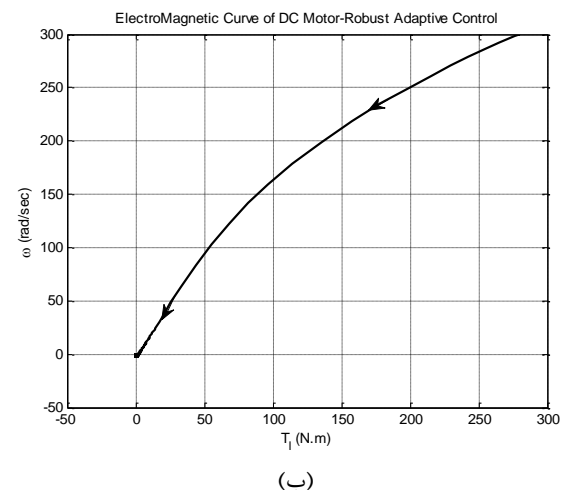
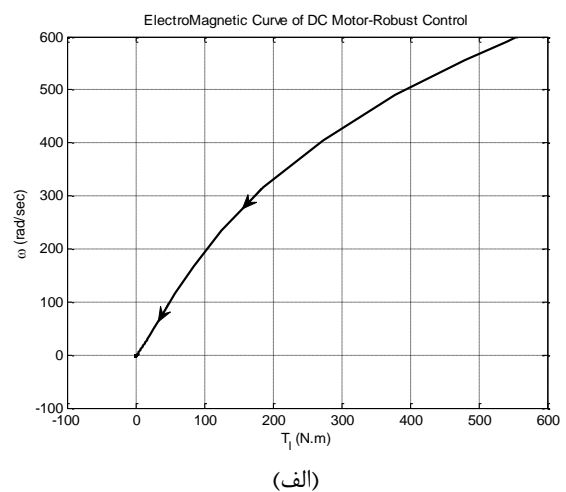
در روش‌های ارائه شده در این مقاله فرض کرده‌ایم که حالت‌های سیستم همگی در دسترس هستند. طراحی رویتر در مواقعی که حالت‌های سیستم در دسترس نباشند نیز موضوعی است که می‌توان در پژوهش‌های آتی در نظر گرفت.

## مراجع

- [1] M. Muruganandam and M. Madheswaran, "Stability Analysis and Implementation of Chopper fed DC Series Motor with Hybrid PID-ANN Controller," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 11, no. 5, pp. 966-975, 2013.
- [2] M. Fallahi and S. Azadi, "Adaptive control of a DC motor using neural network sliding mode control," *Proc. of the International Multi Conference of Engineers and Computer Scientists*, vol. 2, IMECS- 2009, March, 2009.
- [3] A. Cozma and D. Pitica, "Artificial neural network and PID based control system for DC motor drives," *Proc. of IEEE 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, pp. 161-166, May 2008.
- [4] J. Sabatier, O. P. Agrawal and J. A Tenreiro Machado, *Advances in Fractional Calculus Theoretical Developments and Applications in Physics and Engineering*, Springer, 2011.
- [5] Sh. Das, *Functional Fractional Calculus*, Springer, 2011.
- [6] R. L. Magin, *Fractional calculus in bioengineering*, Begell House Publishers, 2006.
- [7] R. Cipin, C. Ondrusek and R. Huzlík, *Mechatronics recent technological and scientific advances*, "Fractional-Order Model of DC Motor," Springer, 2013.
- [8] S. Dadrás and H. R. Momeni, "Control of a fractional-order economical system via sliding mode," *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, vol. 389, no. 12, 2434-2442. 2010.
- [9] A. S. Ammour, S. Djennoune and M. Bettayeb, "A sliding mode control for linear fractional systems with input and state delays," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 14, no. 5, pp. 2310-2318, 2009.
- [10] S. H. Hosseinnia, R. Ghaderi, A. Ranjbar, M. Mahmoudian and S. Momani, "Sliding mode synchronization of an uncertain fractional order chaotic system," *Computers & Mathematics with Applications*, vol. 59, no. 5, pp. 1637-1643, 2010.
- [11] S. Balochian and A. K. Sedigh, "Stabilization of chaos systems described by nonlinear fractional-order polytopic differential inclusion," *Chaos*, vol. 22, no. 1, pp. 013120, 2012.
- [12] Z. Wang, X. Huang and H. Shen, "Control of an uncertain fractional order economic system via adaptive sliding mode," *Neurocomputing*, vol. 83, no. 15, pp. 83-88, 2012.



شکل ۱۰: پارامتر تخمین در اعمال قانون کنترل در همگرایی به خروجی مطلوب



شکل ۱۱: نمودارهای الکترومغناطیسی موتور در استفاده از الف) کنترل‌کننده مقاوم و ب) کنترل‌کننده مقاوم تطبیقی برای پایداری موتور

## ۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله، به معرفی یک روش کنترل مقاوم با استفاده از کنترل‌کننده مد لغزشی برای مدل مرتبه کسری یک موتور جریان

- [۱۶] دنیا نوجوان زاده و محمدعلی بادامچی زاده، «کنترل جرتقیل هوایی دو درجه آزادی توسط کنترل کننده مد لغزشی تطبیقی»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۵، شماره ۴، صفحات ۲۰۹-۲۰۳، ۱۳۹۴.
- [۱۷] سارا صابریان بروجنی و غلامرضا عرب مارکده، «کنترل سرعت و شار موتور سنکرون رلوکتانسی با استفاده از کنترل لغزشی مرتبه دوم به روش فوق پیچشی و قانون توصیفی تغییرات»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۵، شماره ۲، صفحات ۹۷-۸۵، ۱۳۹۴.
- [13] D. Matignon, "Stability results for fractional differential equations with applications to control processing," in: *Computational engineering in systems and application multiconference (IMACS)*, vol. 2, pp. 963-968, 1996.
- [14] K. Venu, Ch. Rushikesh and V. Rajasekhar, "Design and analysis of dc motor with pid controller - a state space approach," *ITSI Transactions on Electrical and Electronics Engineering (ITSI-TEEE)*, vol. 1, no. 3, pp. 2320 - 8945, 2013.
- [15] A. M. Harb and I. A. Smadi, "Tracking control of DC motors via mimo nonlinear fuzzy control," *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 42, no. 2, pp. 702-710, 2009.