

کنترل موقعیت موتور القایی به کمک کنترل کننده مد لغزشی مرتبه دو و بهبود پاسخ به کمک نگره فازی

حسین سیفی
استاد

دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس

میرمحسن پدram
دانشجوی دکتری

دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس

شاهرخ فرهنگی
استادیار

دانشکده فنی، دانشگاه تهران

محمد تقی حمیدی بهشتی
استادیار

دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس

چکیده

به کمک کنترل کننده های مد لغزشی می توان مقاومت پاسخ سیستم را نسبت به تغییر پارامترهای موتور و اغتشاش گشتاور بار افزایش داد. در این مقاله، برای بهبود کنترل موقعیت موتور القایی که تحت کنترل برداری غیر مستقیم قرار داد، از گونه جدیدی از کنترل کننده های مد لغزشی استفاده می شود. ویژگی های مهم این کنترل کننده جدید مد لغزشی، حذف مسأله کلیدزنی فرکانس بالا و کاهش متغیرهای لغزش برای کنترل موقعیت است. در این مقاله، از یک کنترل کننده فازی استفاده می شود تا به طور تطبیقی سرعت همگرایی پاسخ سیستم افزایش یابد. اجرای روش پیشنهادی، نشان دهنده کارایی بسیار خوب در کنترل موقعیت موتور القایی می باشد.

کلمات کلیدی

کنترل کننده مد لغزشی مرتبه دو، کنترل کننده مبتنی بر قوانین فازی، کنترل موقعیت موتور القایی.

Position Control of Induction Motor Using Second Order Sliding Mode and Fuzzy Logic Controller

M. M. Pedram

Ph. D. student

E. E. Department,

University Tarbiat Modarres

H. Seifi

Professor

E. E. Department,

University Tarbiat Modarres

M. T. H. Beheshti

Assistant Professor

University of Tarbiat Modarres

S. Farhangi

Assistant Professor

E. E. Department,

University of Tehran

Abstract

A sliding mode controller may be employed to improve the performance in response to variations in induction motor mechanical parameters and load torque. In this paper, a new sliding mode controller is proposed for an indirect-vector controlled induction motor in which high frequency switching problem is avoided and sliding variables are reduced. A fuzzy controller is employed to adaptively enhance convergence speed. Test studies show the acceptable performance of the proposed algorithm.

Keywords

Position Control, Induction Motor, Vector Control, Sliding Mode, Second Order Sliding Mode, Fuzzy Control.

در سال‌های اخیر با پیشرفت تکنولوژی میکرو کامپیوترها و ساخت نیمه هادی‌های قدرت، نقش سروموتورها در کاربردهای کنترلی، چشمگیرتر شده است. از مهمترین مشخصه‌های یک سروموتور خوب، پاسخ سریع، کم بودن بالادگی پاسخ آن و دقت بالا در رسیدن به مرجع کنترلی است، ضمن آنکه مقاوم بودن نسبت به تغییرات و عدم قطعیت‌ها در سیستم سروموتور، بسیار مورد توجه است. موتورهای القایی به علت ارزانی و عدم نیاز به سرویس و مراقبت‌های ویژه و بالا بودن راندمان، بسیار مورد توجه می‌باشند. به کمک کنترل برداری می‌توان موتور القایی را همانند یک موتور DC کنترل نمود. به عبارت دیگر با استفاده از کنترل برداری می‌توان گشتاور را به طور خطی و مستقل از شار کنترل کرد.

به منظور بهبود عملکرد کنترل برداری از یک کنترل کننده حلقه خارجی استفاده می‌شود. به این منظور، کنترل کننده‌های غیر خطی به علت کارایی بهتر نسبت به کنترل کننده‌های خطی، مورد توجه قرار گرفته‌اند و در این میان کنترل کننده‌های مد لغزشی، به واسطه عدم حساسیت به تغییر پارامترها و اغتشاش، موارد کاربرد بسیار داشته‌اند [1-13]. یکی از معضلات این روش، مسأله کلید زنی فرکانس بالا است که مراجع مختلف به گونه‌های متفاوت با آن برخورد نموده‌اند. این روش‌ها را به صورت ذیل می‌توان خلاصه نمود:

- در بعضی از مطالعات، به جای تابع علامت از توابع تقریبی همچون توابع اشباع استفاده شده است [2-4]. در این روش دقت نزدیک شدن به سطح لغزش، رابطه مستقیم با بهره تابع جایگزین دارد و به علت محدود بودن این بهره، مسیر فاز به سطح لغزش نزدیک شده و در مجاورت آن به سمت نقطه تعادل حرکت می‌کند یعنی مد شبه لغزشی وجود خواهد داشت.

- در برخی منابع، تعریف حالت‌ها به گونه‌ای انجام شده است که مشتق سیستم کنترلی ظاهر و به کمک کنترل مد لغزشی، مشتق کنترل سیگنال لغزشی تعیین شده است که با انتگرال گیری از آن، سیگنال کنترل اصلی یک سیگنال پیوسته شده و مسأله کلید زنی فرکانس بالا در آن مطرح نخواهد شد. استفاده از این روش در کنترل موتور منجر به استفاده از شتاب به عنوان یک متغیر حالت خواهد شد که به علت نویزی بودن آن، مسأله تخمین و فیلتر کردن آن مطرح می‌شود [4-5].

- در کنترل مد لغزشی دیجیتال، از مقدار تابع لغزشی بجای علامت آن استفاده می‌شود، که منجر به مد شبه لغزشی خواهد شد [6-8].

- در برخی مقالات دامنه سیگنال کلید زنی به کمک کنترل فازی تنظیم شده است و بدین ترتیب دامنه سیگنال فرکانس بالا با نزدیک شدن به نقطه تعادل کاهش می‌یابد، اما کاملاً مرتفع نمی‌شود [9-11].

- در برخی از مراجع از فیلتر پایین گذر برای کاهش فرکانس کلید زنی استفاده شده است. مراجع [12] و [13] از این روند در کنترل موقعیت موتور القایی بهره برده‌اند. نقطه قوت مرجع [13]، استفاده از تئوری کنترل بهینه در تغییر منحنی لغزش به منظور افزایش سرعت همگرایی پاسخ می‌باشد و از طرفی عیب کار یاد شده، وجود خطای ماندگار و نیاز به اندازه‌گیری شتاب است.

در این مقاله، از کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲ به عنوان روشی جدید استفاده می‌شود که به دلیل دارا بودن انتگرال گیر، خطای ماندگار وجود نخواهد داشت، ضمن اینکه نیازی به اندازه‌گیری شتاب نیست. از طرفی، به منظور افزایش سرعت همگرایی به طور تطبیقی، از نگره فازی در افزایش شیب منحنی لغزش، استفاده شده است.

بخش بندی مقاله بدین ترتیب است: در بخش ۲، مروری بر کنترل مد لغزشی کلاسیک انجام می‌گیرد و کنترل مد لغزشی مرتبه ۲ معرفی می‌شود. در بخش ۳، مدل موتور القایی تحت کنترل برداری غیر مستقیم با «اینورتر PWM کنترل شده با جریان»، معرفی می‌شود. سپس در بخش ۴، کنترل موقعیت موتور القایی تحت کنترل برداری غیر مستقیم به وسیله کنترل مد لغزشی مرتبه ۲، ارائه می‌گردد. در بخش ۵، نحوه به کارگیری کنترل کننده فازی به منظور تغییر تطبیقی عملکرد کنترل مد لغزشی مرتبه ۲ مطرح می‌شود. نتایج مربوط به روش پیشنهادی در این مقاله در بخش ۶ آورده شده است. بخش ۷ به جمع بندی اختصاص دارد و در انتها، مراجع ارائه شده است.

۲- کنترل مد لغزشی کلاسیک و مرتبه ۲

سیستم غیر خطی زیر را با حالت‌های $X(t)$ در نظر بگیرید:

$$\dot{X}(t) = f(X, t, u) = a(X, t) + b(X, t) u(t) \quad (1)$$

که در آن $a(X, t)$ و $b(X, t)$ توابعی با عدم قطعیت بوده و $u(t)$ ورودی کنترلی سیستم است.

در کنترل مد لغزشی کلاسیک (CSMC) سعی می‌شود، متغیر لغزشی $y_1(t)$ که به عنوان یک متغیر کمکی بر حسب حالت‌های $X(t)$ تعریف می‌شود، به کمک یک کنترل دو وضعیتی به صفر رسانده شود. در واقع، این کنترل دو

در رابطه فوق $\Phi(\dots)$ و $\gamma(\dots)$ توابعی با عدم قطعیت هستند که دارای کران های بالا و پایین زیر می باشند:

$$|\Phi(y(t), t)| \leq \Phi \quad (5)$$

$$0 < \Gamma_m \leq \gamma(y(t), t) \leq \Gamma_M \quad (6)$$

که Φ ، کران بالای $|\Phi(\dots)|$ و Γ_m و Γ_M به ترتیب کران های پایین و بالای $\gamma(\dots)$ می باشد. $v(t)$ عملی کنترلی است که $y_1(t)$ و $y_2(t)$ را در زمان محدود به صفر می رساند. در صورتی که مرتبه نسبی سیستم تعریف شده در رابطه (۴)، نسبت به y_1 ، دو باشد، $v(t)$ همان سیگنال کنترلی $u(t)$ است و در صورتی که مرتبه نسبی سیستم تعریف شده در رابطه (۴)، نسبت به y_1 یک باشد، $v(t) = u(t)$ است. لم زیر در مرجع [17] اثبات شده است:

لم: سیستم (۴) را با عدم قطعیت های (۵)، (۶) در نظر بگیرید. کنترل کننده با فیدبک دیجیتالی زیر، $y_1(t)$ و $y_2(t)$ را در زمان محدود به همسایگی مبدأ می رساند:

$$\hat{y}_{IM}[-1] = y_1[-1] = y_1[0] \quad \text{و} \quad y_1[-2] = 0 \quad (7)$$

$$\Delta[k] = [y_1[k] - y_1[k-1]] \cdot [y_1[k-1] - y_1[k-2]] \quad (8)$$

$$\hat{y}_{IM}[k] = \begin{cases} \hat{y}_{IM}[k-1] & \Delta[k] \geq 0 \\ y_1[k-1] & \Delta[k] < 0 \end{cases} \quad (9)$$

$$v(t) = -V_m \text{Sign} \left\{ y_1[k] - \frac{1}{2} \hat{y}_{IM}[k] \right\} \quad (10)$$

$$V_m = \frac{4\Phi}{3\Gamma_m - \Gamma_M} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{3\Gamma_m - \Gamma_M}{4\Gamma_M}} \right) \quad (11)$$

به عبارت دیگر، به کمک کنترل دو وضعیتی $v(t)$ ، می توان سیستم (۴) را به نقطه تعادل $(0,0) = (y_1, y_2)$ رسانید. تبصره: در صورتی که مرتبه نسبی سیستم (۴)، نسبت به $y_1(t)$ یک باشد، سیگنال کنترلی سیستم اصلی، یعنی $u(t)$ ، از انتگرال $v(t)$ بدست می آید که در نتیجه یک سیگنال کنترلی پیوسته خواهد بود و بدین ترتیب مسأله کلیدزنی فرکانس بالا در سیگنال کنترلی $u(t)$ وجود نخواهد داشت.

مراحل طراحی کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲ را می توان به صورت زیر خلاصه نمود:

گام اول: تعریف حالت های خطا برای سیستم دینامیکی

وضعیتی، بر روی مشتق متغیر لغزشی (\dot{y}_1) ، عمل کرده و در زمان محدود $y_1(t)$ را به صفر می رساند. از نظر تئوری، تحقق این هدف با کنترل دو وضعیتی و با فرکانس بی نهایت انجام می گیرد [14,15]. طراحی CSMC دارای دو مرحله است: ابتدا باید اهداف کنترلی را با انتخاب مناسب متغیر لغزشی y_1 ، در فضای حالت (یا فضای حالت های خطا) بیان کرد:

$$y_1 = y_1(X, t) \quad (2)$$

تابع را در فضای حالت های (خطای) سیستم معمولاً «منحنی یا سطح لغزش» می نامند.

گام دوم در طراحی CSMC، عبارتست از بیان عملی کنترلی که موجب می شود مسیر حالت های سیستم در فضای حالت، به سطح لغزش $y_1(X, t) = 0$ رسیده و بر روی آن باقی بماند. برای نیل به این هدف، عمل کنترلی باید شرط رسش² بر آورده سازد. رفتار دینامیکی سیستم بر روی سطح لغزش، به وسیله معادله سطح لغزش توصیف می شود و مستقل از عدم قطعیت ها و اغتشاش است؛ لذا رفتار دینامیکی مورد نظر را می توان با انتخاب سطح لغزش مناسب، بدست آورد.

قبل از معرفی مد لغزشی مرتبه ۲، ابتدا تعریفی از «مرتبه نسبی»، ارائه می شود.

اگر متغیر لغزشی $y_1(t)$ ، برحسب حالت های سیستم $X(t)$ ، به صورت زیر تعریف شده باشد:

$$y_1(t) = y_1(X, t) \quad (3)$$

آنگاه به تعداد مرتبه ای که از $y_1(t)$ باید مشتق گرفت تا سیگنال کنترل $u(t)$ ظاهر شود، «مرتبه نسبی» گفته می شود. در مد لغزشی مرتبه ۲ (SOSMC)³، کنترل بر مشتق دوم متغیر لغزشی (یعنی \ddot{y}_1) متمرکز شده است تا در زمان محدود، y_1 و \dot{y}_1 را به صفر برساند. در این روش، متغیر لغزشی $y_1(t)$ به عنوان متغیر خروجی کمکی برای سیستم با عدم قطعیت، در نظر گرفته می شود و از آنجا که $y_1(t)$ برحسب حالت های سیستم تعریف می شود، می توان مشتق آن را بر حسب سیگنال کنترل سیستم و یا مشتق آن بیان کرد [16]. بدین ترتیب بر اساس تعریف $y_1(X, t) = y_1$ سیستم کمکی مرتبه دوم زیر بیان می گردد:

$$\begin{cases} \dot{y}_1(t) = y_2(t) \\ \dot{y}_2(t) = \varphi(Y(t), t) + \gamma(Y(t), t) v(t) \end{cases} \quad (4)$$

L_m, L_σ : اندو کتانس های نشتی و متقابل
 L_s, L_r : اندو کتانس های روتور و استاتور
 $\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$: شارهای پیوندی روتور در امتداد محورهای d-q
 ω_e : سرعت سنکرون
 ω_r : سرعت الکتریکی روتور
 ω_m : سرعت مکانیکی روتور
 P : تعداد زوج قطب های موتور
 T_e : گشتاور الکتریکی
 T_L : گشتاور بار
 J : ثابت اینرسی موتور
 B : ضریب اصطکاک موتور

همانطور که مشاهده می شود، مدل موتور، یک مدل غیر خطی مرتبه ۵ است. با استفاده از اینورتر PWM، مدل موتور القایی را می توان به مرتبه ۳ کاهش داد، زیرا حلقه کنترل جریان، شامل کنترل کننده های هیستریزس با بهره بالا خواهد بود که فرمان های مرجع جریان را دنبال خواهند کرد. در نتیجه، دینامیک جریان های استاتور (i_{dr}, i_{qs}) در مقابل دینامیک شارهای روتور ($\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$) قابل چشم پوشی است [17 و 18]. لذا متغیرهای کنترلی این مدل، جریان های استاتور خواهند بود. به عبارت دیگر، با تنظیم جریان های استاتور، می توان گشتاور و شار موتور را تحت تأثیر قرار داد. از آنجا که رابطه بین جریان های استاتور و گشتاور غیر خطی است، تنظیم گشتاور عمل ساده ای نخواهد بود. اما به کمک کنترل برداری، تغییرات گشتاور تابعی خطی از جریان های استاتور خواهد شد. در کنترل برداری غیر مستقیم، با جهت دهی شار روتور، شار روتور در راستای محور d با مقداری ثابت، نگه داشته می شود به گونه ای که [17 و 19]:

$$\lambda_{qr} = \dot{\lambda}_{qr} = 0 \quad \text{و} \quad \lambda_{dr} = \lambda_r = \text{ثابت} \quad (18)$$

با جایگذاری (18) در (14) و (15)، فرکانس لغزش بدست می آید که وابسته به i_{qs} خواهد بود:

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{R_r L_m}{L_r \lambda_{dr}} i_{qs} \quad (19)$$

و معادله شار روتور به صورت زیر بدست می آید:

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} \quad (20)$$

بنابراین درحالت ماندگار، شار روتور فقط به L_m و i_{ds} بستگی خواهد داشت:

و تعریف سطح لغزش $y_1(t)$ بر حسب حالت های خطا، گام دوم: بیان سیستم کمکی مرتبه دوم (روابط (4))، از روی معادلات دینامیکی سیستم و سطح لغزش و تعیین توابع $\varphi(\dots)$ و $\gamma(\dots)$ ، گام سوم: بکار بردن الگوریتم کنترلی که در لم ذکر شده مطرح است.

۳- کنترل برداری موتور القایی با اینورتر PWM کنترل شده با جریان

مدل الکتریکی موتور القایی در چارچوب دوار با سرعت سنکرون به صورت زیر است [18]:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma} \right) i_{ds} + \omega_e i_{qs} +$$

$$\frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} \lambda_{dr} + \frac{\omega_r L_m}{L_r L_\sigma} \lambda_{qr} + \frac{1}{L_\sigma} u_{ds} \quad (12)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma} \right) i_{qs} + \omega_e i_{ds} +$$

$$\frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} \lambda_{qr} - \frac{\omega_r L_m}{L_r L_\sigma} \lambda_{dr} + \frac{1}{L_\sigma} u_{qs} \quad (13)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (14)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (15)$$

$$T_e = \frac{3PL_m}{2L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (16)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L = T_e \quad (17)$$

که در آن:

u_{ds}, u_{qs} : ولتاژهای استاتور در امتداد محورهای d-q
 i_{ds}, i_{qs} : جریان های استاتور در امتداد محورهای d-q
 i_{dr}, i_{qr} : جریان های روتور در امتداد محورهای d-q
 R_s, R_r : مقاومت های روتور و استاتور

حال سطح لغزش $y_1(X,t)$ را بر حسب حالت های خطا تعریف می کنیم:

$$y_1 = x_2 + C \cdot x_1 \quad (28)$$

که در آن C شیب منحنی لغزش در صفحه فاز x_2-x_1 است. در گام دوم، با استفاده از روابط (27) و (28)، معادلات سیستم کمکی مرتبه دوم (y_1, y_2) بدست می آیند. از آنجا که در اولین مشتق $y_1(t)$ سیگنال کنترل $u(t)$ ظاهر می شود، مرتبه نسبی کمکی برابر یک، خواهد بود.

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \varphi(y_1, y_2, x_2, u, t) + \gamma(y_1, y_2, t) \cdot v(t) \end{cases} \quad (29)$$

$$\varphi(y_1, y_2, x_2, u, t) = \left(-\frac{B}{J} + C \right)$$

$$\left[-\frac{B}{J} x_2 + \frac{1}{J} T_L(t) + \frac{1}{J} K_t u(t) \right] + \frac{1}{J} \frac{dT_L(t)}{dt} \quad (30)$$

$$\gamma(y_1, y_2, t) = \frac{1}{J} K_t \quad (31)$$

$$v(t) = \dot{u}(t) \quad (32)$$

به علت وجود عدم قطعیت در مقادیر B ، J و K_t ، توابع $\varphi(\cdot)$ و $\gamma(\cdot)$ دارای عدم قطعیت خواهند بود.

از آنجا که مرتبه نسبی سیستم کمکی برابر یک است، سیگنال کنترل سیستم اصلی، $u(t)$ ، به کمک انتگرال گیری از سیگنال کنترل سیستم کمکی، $v(t)$ ، بدست می آید که رابطه (32) بیانگر این واقعیت است. بنابراین $u(t)$ یک سیگنال پیوسته خواهد بود و مسأله کلیدزنی فرکانس بالا مطرح نخواهد بود.

با فرض عدم قطعیت های زیر، می توان بر اساس (30) و (31) کران های Γ_m ، Γ_M و Φ را برای توابع $\varphi(\cdot)$ و $\gamma(\cdot)$ بدست آورد.

$$|x_2| \leq \omega_{m,max}$$

$$|T_L(t)| \leq T_{L,max}$$

$$\left| \frac{dT_L(t)}{dt} \right| \leq dT_{L,max}$$

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds}^* \quad (21)$$

که i_{ds}^* جریان فرمان برای شار است. با جایگذاری (18) و (21) در (16) خواهیم داشت:

$$T_e = K_t i_{qs} \quad (22)$$

$$k_t = \frac{3P}{4} \left(\frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds}^* \quad (23)$$

بنابراین معادله (17) که معادله مکانیکی موتور القایی است به کمک (22) به صورت زیر بیان می شود:

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + B \frac{d\theta_m}{dt} + T_L = K_t i_{qs} \quad (24)$$

که در رابطه فوق θ_m زاویه مکانیکی روتور است. به طور خلاصه، هنگام استفاده از کنترل برداری غیر مستقیم در کنترل موقعیت، می توان ماشین القایی را با رابطه (24) توصیف نمود.

۴- کنترل موقعیت موتور القایی به کمک کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲

در این بخش، طراحی کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲، طبق مراحل ذکر شده در پایان بخش ۲، انجام می گیرد. ابتدا حالت های خطا تعریف می شود. خطای موقعیت به صورت زیر معرفی می کنیم:

$$x_1 = \theta_m^* - \theta_m \quad (25)$$

که در رابطه فوق θ_m^* مرجع موقعیت است. حالت دوم به صورت زیر تعریف می شود:

$$x_2 = \dot{x}_1 = -\omega_m \quad (26)$$

بنابراین، مدل ماشین القایی در صفحه فاز x_2-x_1 ، با استفاده از معادلات (24) تا (26) بدست خواهد آمد:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{B}{J} x_2 + \frac{1}{J} T_L + \frac{1}{J} K_t u(t) \end{cases} \quad (27)$$

که $u(t) = -i_{qs}^*$ را به عنوان سیگنال کنترل سیستم فوق در نظر می گیریم.

طور مستقل از اغتشاش و عدم قطعیت های سیستم به صفر میل می کند. با افزایش C، زمان رسیدن به حالت ماندگار کاهش می یابد، اما زمان رسیدن به سطح لغزش زیاد خواهد شد که در نتیجه حساسیت پاسخ به عدم قطعیت ها افزایش می یابد، پس مناسب است که C در ابتدا کوچک باشد و پس از رسیدن به سطح لغزش و صفر شدن y_1 آن را افزایش داد. در مرجع [13] افزایش شیب منحنی لغزش به کمک تئوری کنترل بهینه انجام شده است که مستلزم حل معادله ریکاتی و برآوردن شرایط تابع لیاپانوف است و این امر به معنی بار محاسباتی در هر گام کنترل است. در بخش بعدی، افزایش شیب خط لغزش به کمک کنترل فازی انجام خواهد شد که تنها به عملیات ساده جبری نیاز دارد.

۵- افزایش سرعت همگرایی پاسخ سیستم به کمک کنترل فازی

دکتر زاده منطق فازی را به عنوان روشی برای تصمیم گیری در مواجهه با عدم قطعیت مطرح کرد [20]. از آنجا که در صفحه فاز x_2-x_1 حول منحنی لغزش y_1 ، نحوه تغییر C برحسب رفتار سیستم به طور دقیق قابل توصیف نیست، از یک کنترل کننده فازی مطابق شکل ۲، برای نظارت بر عملکرد کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲، استفاده می کنیم. به منظور استخراج قوانین فازی، برای تغییر شیب منحنی لغزش $y_1=x_2+C.x_1$ ، در شکل ۳ مسیر فاز با تغییرات

$$B \leq B_{max}$$

$$J_{min} \leq J \leq J_{max}$$

$$K_{t,min} \leq K_t \leq K_{t,max} \quad (23)$$

و مقدار V_m ، دامنه سیگنال $v(t)$ ، از رابطه (۱۰) بدست خواهد آمد.

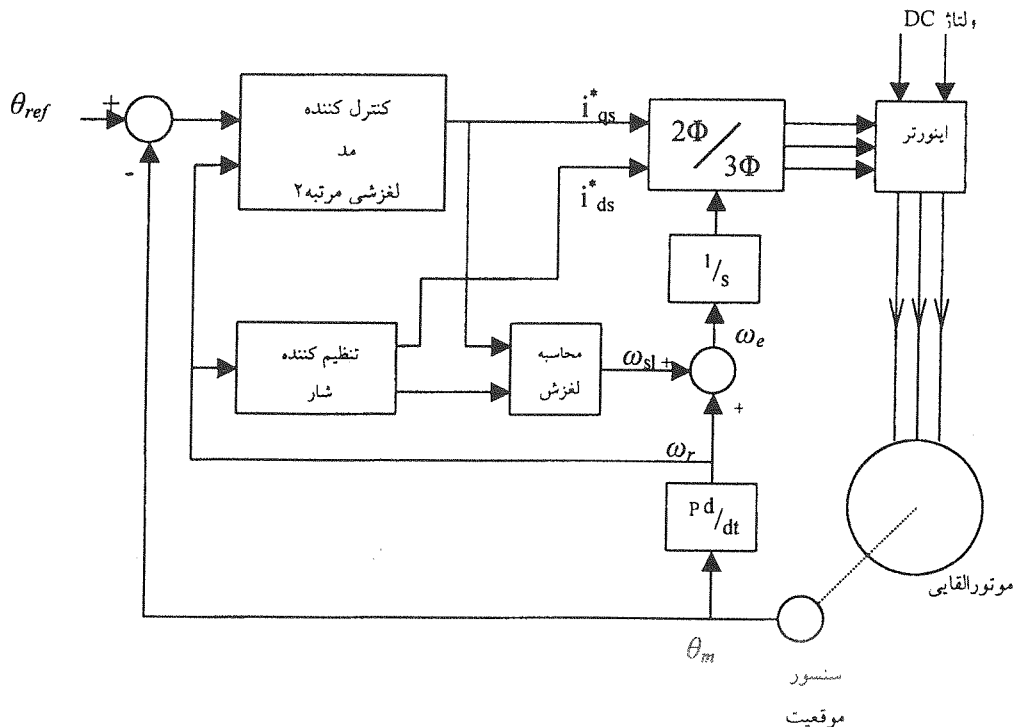
در شکل ۱، دیاگرام بلوکی سیستم کنترل موقعیت موتور به وسیله کنترل کننده مدل لغزشی ۲ نشان داده شده است. همانطور که گفته شد، کنترل مدل لغزشی مرتبه ۲ تلاش می کند تا سیستم بر روی سطح لغزش $y_1=x_2+C.x_1$ قرار گیرد و نیز \dot{y}_1 بر روی این سطح صفر شود. لذا دینامیک بر سطح لغزش به صورت زیر است:

$$\dot{y}_1 = \dot{x}_2 + C.\dot{x}_1 = 0 \Rightarrow \dot{x}_2 = -C.\dot{x}_1 \quad (24)$$

با توجه به اینکه $\dot{x}_1 = x_2$ است، رابطه (۲۴) را می توان به صورت زیر نوشت:

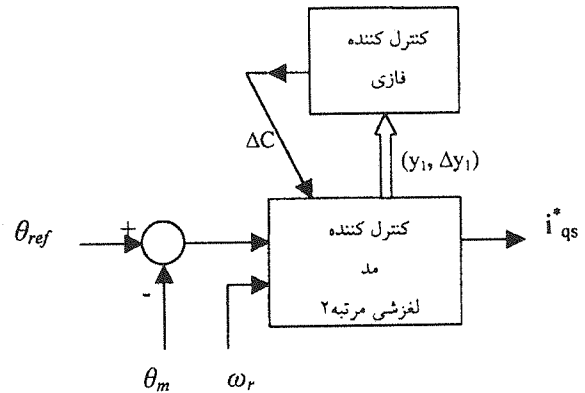
$$\dot{x}_2 = -C.x_2 \quad (25)$$

یعنی x_2 با دینامیک مرتبه یک، با ثابت زمانی $\frac{1}{C}$ ، و به



شکل (۱) دیاگرام بلوکی سیستم کنترل موقعیت موتور القایی.

اغراق آمیز حول منحنی لغزش، رسم شده است. می توان نقاط کار A تا H را نسبت به منحنی لغزش، مطابق جدول ۱، توصیف نمود و مقدار مناسب ΔC را پیشنهاد کرد.



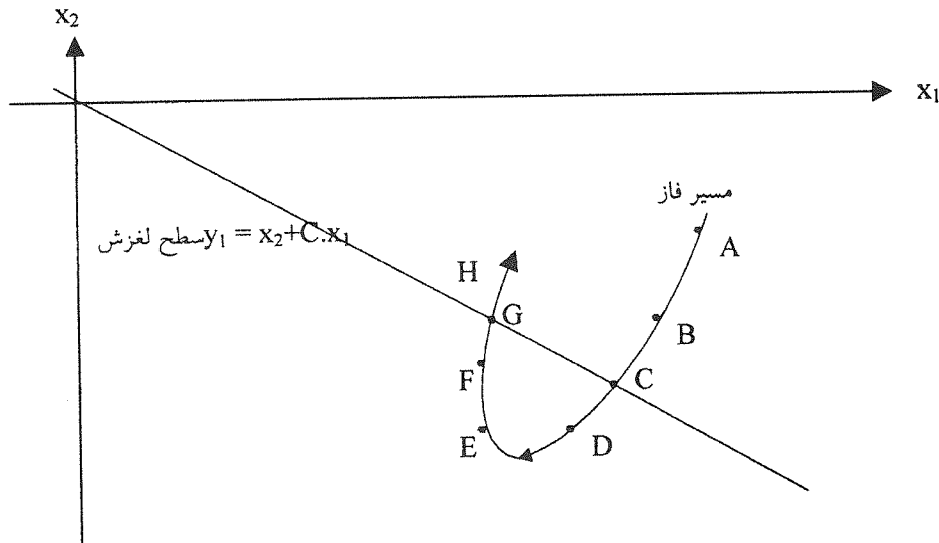
شکل (۲) کنترل کننده فازی برای بهبود عملکرد کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲.

به عنوان نمونه، اگر در زمان نمونه برداری k ، نقطه کار سیستم در صفحه فاز x_1-x_2 ، نقطه C باشد، یعنی $y_1[k]$ صفر و $\Delta y_1[k]$ منفی باشد، می توان انتظار داشت که در زمان نمونه برداری بعدی، مقدار y_1 منفی شود. پس با افزایش ΔC به مقداری متوسط و مناسب، می توان نقطه کار را در مجاورت منحنی لغزش جدید قرار داد؛ ضمن آنکه افزایش C ، به منزله کاهش ثابت زمانی سیستم بر روی منحنی لغزش جدید و بهبود پاسخ سیستم خواهد بود.

اکنون، جدول ۱ به وسیله مجموعه قوانین فازی بیان می شود (شکل ۴). توابع عضویت متغیرهای y_1 ، Δy_1 و ΔC مطابق شکل ۵ است.

۶ نتایج

به منظور بررسی روش پیشنهادی، بر روی موتوری که مشخصات آن در ضمیمه الف آورده شده است، تست هایی صورت گرفت. در آزمایش اول، عملکرد کنترل کننده مد

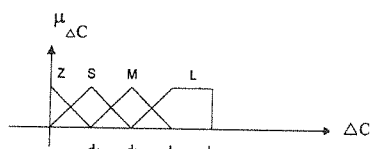
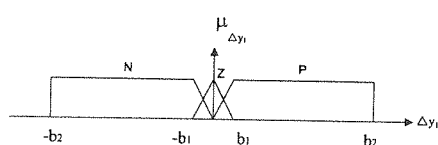
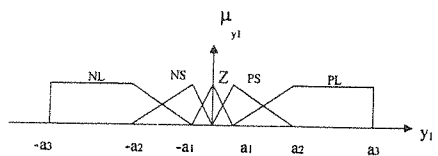


شکل (۳) مسیر فاز حول سطح لغزش $y_1 = x_2 + C.x_1$.

جدول (۱) مقدار مناسب برای ΔC برای نقاط کار مختلف.

نقطه کار	$y_1[k]$	$\Delta y_1[k]$	مقدار ΔC
A	+ و بزرگ	-	صفر
B	+ و کوچک	-	کوچک
C	صفر	-	متوسط
D	- و کوچک	-	بزرگ
E	- و بزرگ	صفر	متوسط
F	- و کوچک	+	کوچک
G	صفر	+	صفر
H	+ و کوچک یا بزرگ	+	صفر

(متغیر لغزش) از زمان $t \approx 0.3 \text{ sec}$ به بعد صفر می‌گردد، یعنی مسیر حالت سیستم در صفحه فاز x_2-x_1 بر روی سطح لغزش $y_1(t)=0$ قرار می‌گیرد، این امر و شیب $C=5$ در شکل ۶-د قابل مشاهده است.



شکل (۵) توابع عضویت متغیرهای ΔC و $\Delta y_1, y_1$.

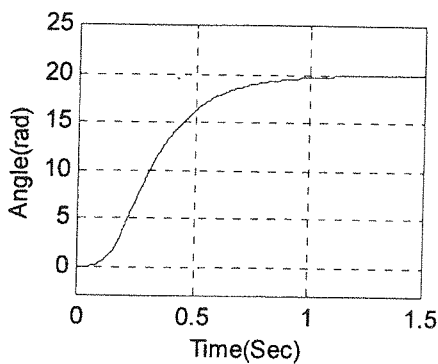
لغزشی مرتبه ۲ به ازای $C=5$ بررسی شد. در شکل ۶ عملکرد کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲ در شرایط نامی و $T_L=0 \text{ N.m}$ به ازای مرجع $\theta_m^*=20 \text{ rad/sec}$ نشان داده شده است.

		$y_1[k]$				
		NL	NS	Z	Z	PL
$\Delta y_1[k]$	P	M	S	Z	Z	Z
	Z	M	M	M	Z	Z
	N	L	L	M	S	Z

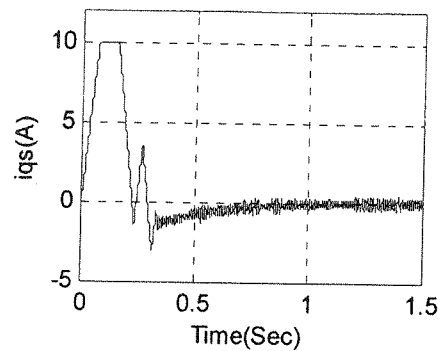
شکل (۴) قوانین فازی برای افزایش شیب منحنی لغزش (ΔC)

و بهبود همگرایی پاسخ سیستم.

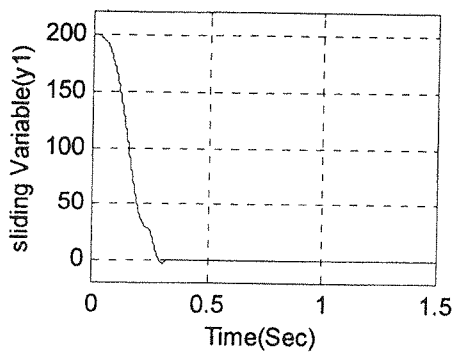
شکل ۶-الف، تغییرات زاویه، مکانیکی را نشان می‌دهد، زمان نشست در حدود $1/2$ ثانیه است. در شکل ۶-ب دیده می‌شود که سیگنال کنترلی فاقد مسأله کلید زنی دو وضعیتی فرکانس بالا است. در شکل ۶-ج، مشاهده می‌شود که y_1



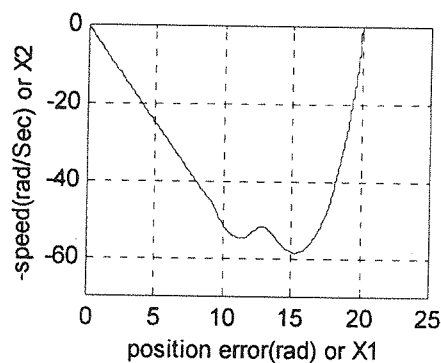
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل (۶) عملکرد کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲ در شرایط نامی و $T_L=0 \text{ N.m}$.

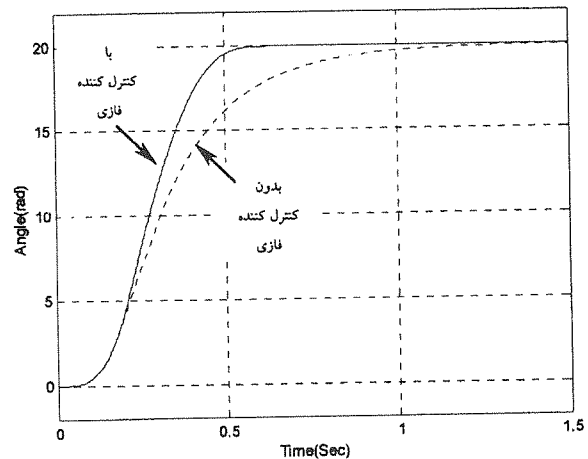
(الف) زاویه مکانیکی، (ب) سیگنال کنترلی، (ج) متغیر لغزش، (د) مسیر حالت در صفحه فاز x_2-x_1 .

شکل ۷ نشان می‌دهد که تحت نظارت کنترل کننده فازی، سیستم تم کنترل موقعیت با سرعت بیشتری به مرجع خود همگرا می‌شود و زمان نشست از حدود ۱/۲ ثانیه به ۰/۶ ثانیه کاهش می‌یابد.

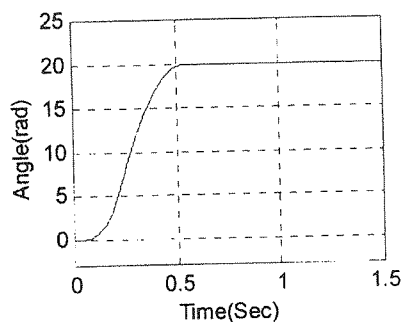
در شکل ۸ متغیرهای کنترل کننده رسم شده‌اند. شکل ۸-د نشان می‌دهد که با کاهش x_1 و x_2 ، اندازه شیب منحنی لغزش (C) به تدریج افزایش می‌یابد و در نتیجه ثابت زمانی 1/C به طور تطبیقی کاهش می‌یابد، لذا سرعت همگرایی پاسخ سیستم به مقدار مرجع افزایش یافته است.

به منظور مقایسه، یک کنترل کننده کلاسیک برای کنترل موقعیت طراحی شد، به گونه‌ای که به ازای مرجع لغزشی مد $\theta_m^* = 20 \text{ rad/sec}$ زمان نشست معادل پاسخ کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲ با نظارت کنترل کننده فازی داشته باشد (ر.ک. به ضمیمه ۳). پاسخ این دو کنترل کننده در شکل ۹ مقایسه شده است. با توجه به شکل‌های ۹-ب و ۹-د می‌توان دید که پاسخ کنترل کننده کلاسیک در ازای بهره بالاتر بدست آمده است اما کنترل کننده پیشنهادی در این مقاله به واسطه رفتار غیر خطی توانسته است با تلاش کنترلی کمتر، پاسخ مناسب را ارائه کند.

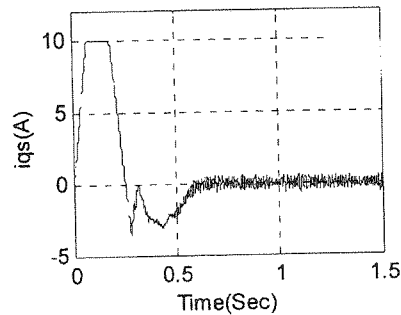
در آزمایش دوم، کنترل کننده فازی برای بهبود عملکرد کنترل کننده مدل لغزشی مرتبه ۲ استفاده شد. پارامترهای کنترل کننده فازی در جدول ۲ (ر.ک. به ضمیمه ۲) آورده شده است. شکل ۷ عملکرد کنترل کننده فازی را برای بهبود همگرایی پاسخ کنترل موقعیت در شرایط نامی و $T_L = 0 \text{ N.m}$ به ازای مرجع $\theta_m^* = 20 \text{ rad}$ با حالتی که از این کنترل کننده وجود ندارد، مقایسه می‌کند. مقدار اولیه C، هنگام استفاده از کنترل کننده فازی، برابر ۵ منظور شد.



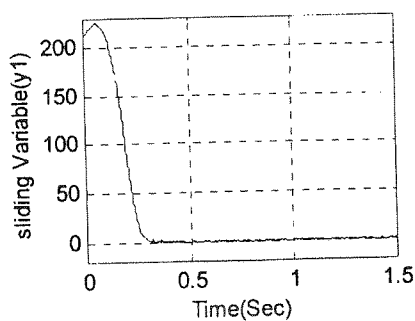
شکل (۷) تغییرات زاویه مکانیکی با کنترل کننده فازی (-) و بدون آن (...).



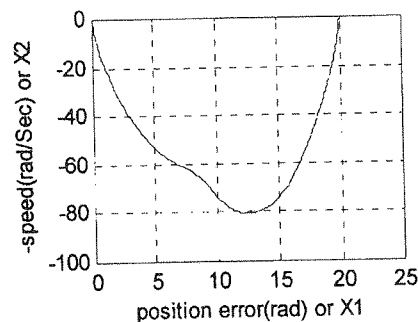
(الف)



(ب)



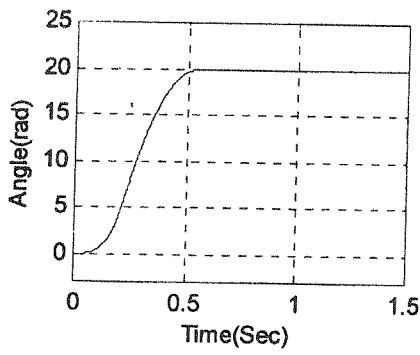
(ج)



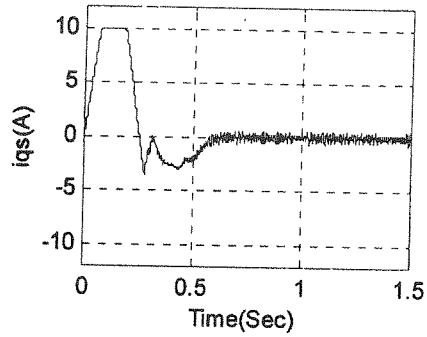
(د)

شکل (۸) عملکرد کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲ با نظارت کنترل کننده فازی در شرایط نامی و $T_L = 0 \text{ N.m}$

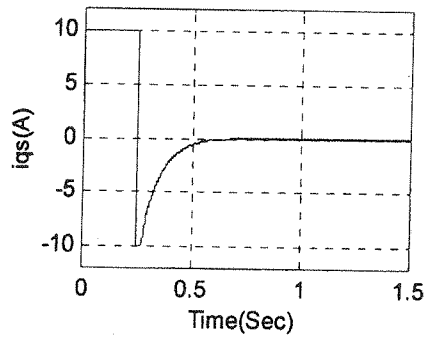
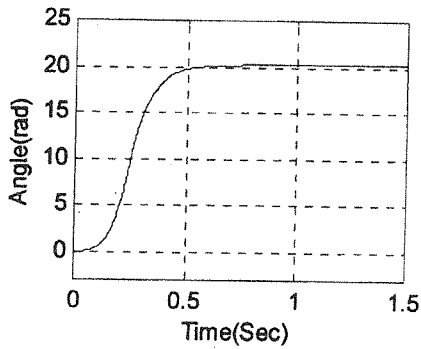
(الف) زاویه مکانیکی، (ب) سیگنال کنترل، (ج) متغیر لغزش، (د) مسیر حالت در صفحه فاز x_2-x_1



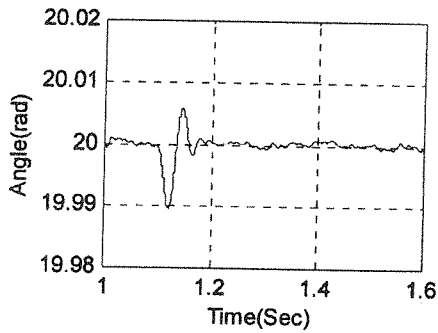
(الف)



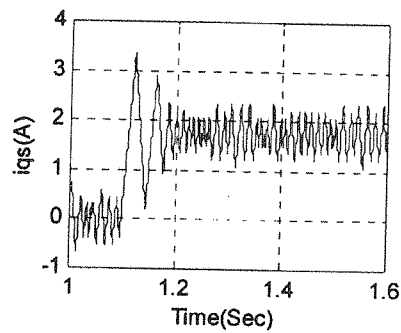
(ب)



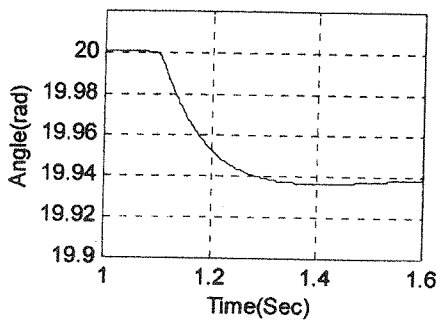
شکل (۹-الف) زاویه مکانیکی و (ب) سیگنال کنترل مربوط به عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در شرایط نامی و $T_L=0$ N.m ،
 (ج) زاویه مکانیکی و (د) سیگنال کنترل مربوط به عملکرد کنترل کننده کلاسیک در شرایط نامی و $T_L=0$ N.m .



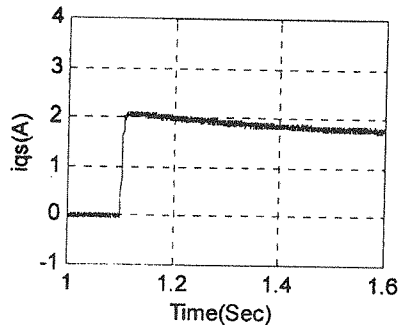
(الف)



(ب)



(ج)



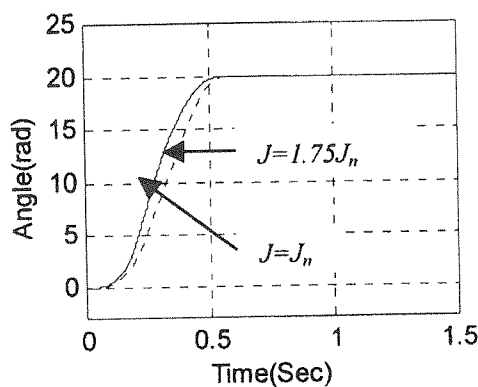
(د)

شکل (۱۰-الف) زاویه مکانیکی و (ب) سیگنال کنترل مربوط به عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در مقابل اعمال $T_L=2$ N.m ،
 (ج) زاویه مکانیکی و (د) سیگنال کنترل مربوط به عملکرد کنترل کننده کلاسیک در مقابل اعمال $T_L=0$ N.m .

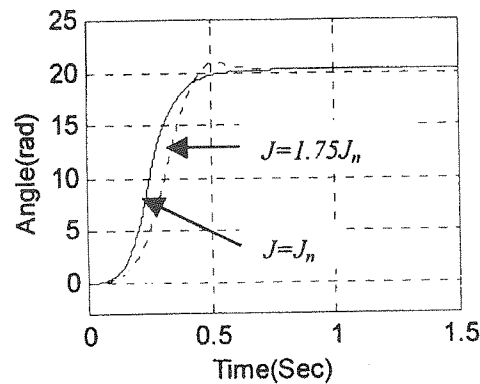
در آزمایش بعد، عملکرد سیستم کنترل در حذف اغتشاش مورد توجه قرار گرفت و عملکرد کنترل کننده پیشنهادی با کنترل کلاسیک مقایسه شد. برای این منظور پس از رسیدن سیستم به ورودی مرجع $\theta_m^* = 20 \text{ rad}$ ، در زمان $1/1$ ثانیه اغتشاش $T_L = 2 \text{ N.m}$ به سیستم اعمال شد. نتایج این بررسی در شکل ۱۰ آورده شده است.

در شکل ۱۰-الف دیده می شود که برای سیستم با کنترل کننده پیشنهادی، از زمان $1/2$ ثانیه به بعد، خطای زاویه مکانیکی موتور عملاً صفر می شود. اما شکل ۱۰-ج نشان می دهد که کنترل کننده کلاسیک قادر نیست حتی پس از 0.5 ثانیه خطای زاویه را صفر کند. شکل ۱۰-ب نشان می دهد که کنترل کننده پیشنهادی با اعمال سیگنال کنترلی مناسب با دامنه $3/5$ ولت به طور لحظه ای، خطای زاویه را حذف می کند و سپس مقدار متوسط سیگنال کنترل بعد از زمان $1/2$ در حدود $1/7$ آمپر ثابت می ماند. اما مطابق شکل ۱۰-د کنترل کننده کلاسیک قادر به اعمال سیگنال کنترلی

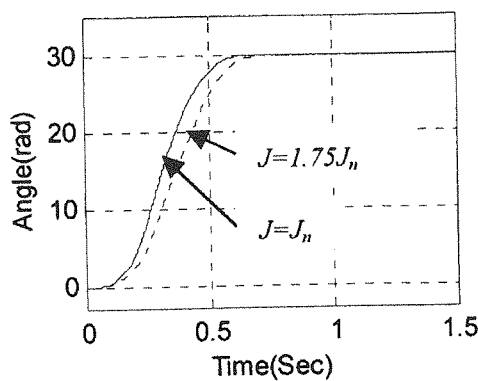
مؤثر برای حذف خطای زاویه در زمان کوتاه نیست. در آزمایش بعدی، به منظور نشان دادن مقاومت کنترل کننده در مقابل تغییر پارامترهای سیستم، ثابت اینرسی به $1/75$ برابر مقدار نامی افزایش داده شد. مقایسه پاسخ سیستم با کنترل کننده پیشنهادی و کنترل کننده کلاسیک، برای ورودی های مرجع 20 rad و 30 rad در دو حالت $J=J_n$ و $J=1.75J_n$ ، در شکل ۱۱-الف و ۱۱-ب که مربوط به پاسخ سیستم تحت کنترل روش پیشنهادی است، مشاهده می شود که عملکرد و زمان نشست پاسخ چندان تغییر نکرده است. اما در شکل های ۱۱-ب و ۱۱-د که مربوط به پاسخ سیستم تحت کنترل کلاسیک است، مشاهده می شود که پاسخ دارای جهش است و زمان نشست نیز تغییر کرده است. آزمایش های فوق نشان می دهد که سیستم کنترلی پیشنهادی دارای عملکرد مقاوم و بسیار خوبی است.



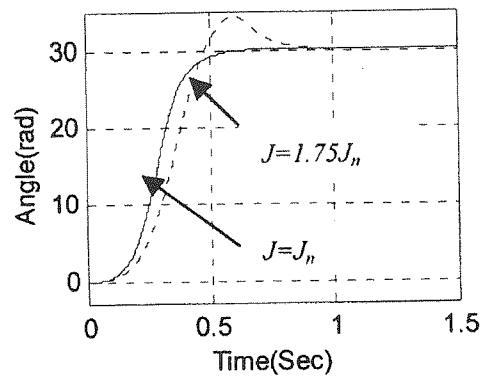
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل (۱۱) مقایسه پاسخ سیستم با کنترل کننده پیشنهادی (الف و ج) و با کنترل کننده کلاسیک (ب و د) به ازای ورودی های مرجع 20 rad و 30 rad در دو حالت $J=J_n$ و $J=1.75J_n$ (...).

۷- جمع‌بندی

$$L_s = 0.00611 \text{ H}, L_r = 0.00611 \text{ H}, P = 2, T_{L,max} = 2 \text{ N.m},$$

$$B = 0.0018673 \text{ N.m.Sec}^2, J = J_n = 0.0117643 \text{ N.m.Sec/rad},$$

$$\omega_{m,max} = 189 \text{ rad/Sec}, dT_{L,max} = 200 \text{ N/Sec},$$

$$B_{max} = 2B, J_{min} = 0.85J_n, J_{max} = 1.75J_n,$$

$$K_{L,min} = 0.85 \text{ N.m/A}, J_{max} = 1.5 \text{ N.m/A},$$

ضمیمه - ۲

پارامترهای کنترل کننده فازی:

$$a_1 = 1, a_2 = 5, a_3 = 400, b_1 = 0.5, b_1 = 400,$$

$$d_1 = 0.05, d_2 = 0.2, d_3 = 0.5, d_4 = 2,$$

ضمیمه - ۳

پارامترهای کنترل کننده کلاسیک:

تابع انتقال کنترل کننده در حلقه کنترل سرعت:

$$G_1(s) = 2.5 + 0.145/s$$

تابع انتقال کنترل کننده در حلقه کنترل موقعیت:

$$G_2(s) = 11.45 + 0.15/s + 0.02s$$

در این مقاله، با استفاده از کنترل مد لغزشی مرتبه ۲، کنترل موقعیت موتور القایی انجام پذیرفت، سپس به کمک کنترل کننده فازی سرعت همگرایی پاسخ افزایش یافت. مزایای کار انجام شده در این مقاله در مقایسه با کارهای قبل به قرار ذیل است:

- به کمک روش کنترل مد لغزشی مرتبه ۲، سیگنال کنترلی i_{qs}^* از طریق انتگرال گیری سیگنال دو وضعیتی بدست می آید، لذا مسأله کلید زنی فرکانس بالا در سیگنال کنترلی i_{qs}^* وجود ندارد.

- وجود انتگرال گیر در کنترل کننده مد لغزشی مرتبه ۲، منجر به حذف خطای ماندگار ناشی از اغتشاش بار می شود.
- در تعریف سطح لغزش، از سیگنال شتاب استفاده نشده است، لذا مسأله اندازه گیری شتاب و نویز آن مطرح نیست.
- همگرایی پاسخ سیستم به کمک کنترل کننده فازی که فقط مستلزم انجام عملیات جبری ساده است؛ بهبود می یابد.

زیر نویس

1. Chassic Sliding Mode Control
2. Reaching Condition
3. Second Order Sliding Mode Control.

ضمیمه - ۱

مشخصات موتور:

$$3\phi, 208V, 3hp, 60Hz$$

$$R_s = 0.6 \Omega, R_r = 0.4 \Omega, L_m = 0.59 \text{ H}, L_\sigma = 0.0021 \text{ H},$$

مراجع

- [1] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", Springer-Verlag, 1996.
- [2] F. Harashima and H. Hashimoto, "Variable Structure Strategy in Motion Control", Conference on Applied Motion Control, 1986, pp. 191-198.
- [3] V.I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Application to Electric Drives", IEEE T-IE, Vol. 40, No. 1, Feb. 1993, pp. 23-36.
- [4] J.Y. Hung, R.M. Nelms and P.B. Stevenson, "An Output Feedback Sliding Mode Speed Regulator for DC Drives", IEEE T-IA, Vol.30, No.3, May/June 1991, pp. 691-698.
- [5] E.Y.Y. Ho and P.C. Sen, "Control Dynamics of Speed Drive Systems Using Sliding Mode Controllers with Integral Compensation", IEEE T-IE, Vol. 27, Sept./Nov. 1991, pp. 883-892.
- [6] D. Q. Zhang and S. K. Panda, "Chattering-Free and Fast-Response Sliding Mode Controller", IEE Proc-Control Theory App., Vol. 146, No. 2, March 1999, pp. 171-177.
- [7] W. Gao, Y. Wang and A. Homaifa, "Discrete-Time Variable Structure Control Systems", IEEE T-IE, Vol. 42, No.2, 1995, pp. 117-122.
- [8] F. A. S. Neves, B. R. Menezes, S. R. Silva and M.

- m. Stopa, "Discrete-Time Sliding Mode Control: A New Design Strategy Applied to Induction Motor Drives", Proc. of the American Control Conference, AACC, 1998, pp. 125-130.
- [9] A. Isigama, T. Furukawa, S. Kavvamoto and T. Taniguchi, "Sliding Mode Controller Design Based on Fuzzy Inference for Nonlinear Systems", IEEE T-IE, Vol. 40, No. 1, Feb. 1993, pp. 64-70.
- [10] F. J. Lin and S. L. Chiu, "Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control for PM Synchronous Servomotor Drives", IEEE Proc-Control Theory app., Vol. 145, No. 1, Jan. 1998, pp. 63-72.
- [11] F.J. Lin, R.F. Fung and Y.C. Wang, "Sliding Mode and Fuzzy Control of Toggle Mechanism using PM Synchronous Servomotor Drive", IEE Proc-Control Theory Appl., Vol. 144, No. 5, Sept. 1997, pp. 393-402.
- [12] M.H. Park and K. S. Kim, "Chattering Reduction in the Position Control of Induction Motor Using the Sliding Mode", IEEE T-PE, Vol. 6, 1991, pp. 317-325.
- [13] Y. Xia, Y. Xinghuo and W. Oghana, "Adaptive Robust Fast Control for Induction Motors", IEEE T-IE, Vol. 47, No. 4, Aug. 2000, pp. 854-862.
- [14] J.E. Slotine and W. Li, "Applied Nonlinear Control", Prentice-Hall, 1991.
- [15] V. I. Utkin, "Sliding Modes in Control and Optimization", Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [16] G. Bartonili, A. Ferrara and E. Usai, "Chattering Avoidance by Second Order Sliding Mode Control", IEEE T-AC, Vol. 43, No. 2, Feb. 1998, pp. 241-246.
- [17] G. Bartonili, A. Pisano and E. Usai, "Digital Second Order Sliding Mode Control of SISO Uncertain Nonlinear Systems", Proc. of the American Control Conference, Philadelphia, Pennsylvania, June 1998, 119-124.
- [18] B. K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives", IEEE Press, 1997.
- [19] K. K. Shyu, F.j. Lin, H. J. Shieh and B. S. Juang, "Robust Variable Structure Speed Control for Induction Motor Drive", IEEE Tran. on Aero Space and Electronic Systems, Vol. 35, No. 1, Jan. 1999, pp. 215-223.
- [20] L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets", Inf. Control, 8, 1965, pp. 338-353.