مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۳، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۸، صفحه ۲۱-۱۳

طراحی کنترل کننده فازی- لغزشی با سطح لغزش تطبیقی برای کنترل برداری موتور القایی با در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های ساختاری و غیر ساختاری

مجیدمرادی زیرکوهی[1*]، سعید خراشادی‌زاده[2]

[1] استادیار، دانشکدهٔ فنی و مهندسی، گروه برق، دانشگاه صنعتی خاتم الانبیاء بهبهان، moradi@bkatu.ac.ir

[2] استادیار، دانشکدهٔ مهندسی برق و کامپیوتر، گروه کنترل، دانشگاه بیرجند، s.khorashadizadeh@birjand.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۶/۰۵/۰۶ ویرایش : ۱۳۹۶/۱۲/۲۳ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۱۶

چکیده: موتورهای القایی با دینامیک غیرخطی، در خصوص اندازه، وزن، اینرسی موتور، حداکثر سرعت، راندمان و هزینه نسبت به ماشین‌های جریان مستقیم برتری دارند و از این رو کنترل آنها حائز اهمیت است. کنترل مد لغزشی به دلیل مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت‌های مدل و اغتشاش خارجی و نیز سادگی در پیاده سازی، یکی از شیوه‌های موثر کنترل سیستم‌های غیرخطی می‌باشد. در این مقاله، هدف طراحی کنترل کننده فازی– لغزشی برای کنترل موقعیت موتور القایی با در نظر گرفتن مسئله پایداری و در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های پارامتری و غیر پارامتری است. در واقع در این روش به منظور افزایش عملکرد سیستم کنترل و بهبود ردگیری، با در نظر گرفتن تابع لیاپانوف مناسب سطح لغزش بصورت تطبیقی در نظر گرفته می‌شود و متناسب با تغییرات سطح لغزش تغییر می‌کند. اینکار باعث می‌شود که سیستم در فاز رسیدن به سطح لغزش به تغییرات پارامتری و اغتشاش حساس نباشد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد روش کنترلی پیشنهادی در مواجه با عدم قطعیت‌های پارامتری و غیر پارامتری در ردگیری ورودی‌های ثابت و متغیر با زمان عملکرد خوبی دارد. علاوه بر این در مقایسه با روش بازگشت به عقب عملکرد بهتر کنترل کننده پیشنهادی از نقطه نظر سادگی طراحی و ردگیری مشهود است.

کلمات کلیدی: کنترل موتور القایی؛ کنترل مد لغزشی؛ پایداری؛ کنترل موقعیت.

Designing fuzzy-sliding mode controller with adaptive sliding surface for vector control of induction motors considering structured and non-structured uncertainties

Majid Moradi Zirkohi and Saeed Khorashadizadeh

Abstract: Induction motors with nonlinear dynamics are superior in terms of size, weight, motor inertia, maximum speed, efficiency, and cost than direct current machines, and hence their control is of great important. The main objective of this paper is to design a fuzzy sliding mode controller in order to control the position of the induction motor including parametric and non-parametric uncertainties by considering the stability issue. In fact, in this method, in order to increase the performance of the control system and to improve the tracking performance, a moving sliding surface is considered, in which it is adapted in accordance with the variations of the sliding surface. As a result, during the reaching phase, the system is not sensitive to parameter variations and external disturbances. Simulation results show that the proposed control method has good performance in the face of parametric and non-parametric uncertainties.

Keywords: Induction motor control, Sliding mode, Stability, Position control.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-07]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.2.3.6]
[DOI: 10.29252/joc.13.2.13]

۱- مقدمه

موتور القایی روز به روز کاربردهای متنوع تری در صنعت پیدا می‌کند و از این رو کنترل آن حائز اهمیت است [۱, ۲]. موتور القایی از ماهیتی غیرخطی برخوردار است. تلرانس‌های مرحله ساخت (در صورت استفاده از تکنولوژی ساخت نه چندان سطح بالا) نیز بصورت نامعینی به خصوصیات غیرخطی فوق اضافه می‌گردند. همچنین افزایش هزینه ساخت معمولاً مانع از اندازه گیری دقیق مشخصات موتور، جهت استفاده در فاز طراحی کنترل کننده می‌گردد. استهلاک و تغییر شرایط محیطی نیز از عوامل بروز نامعینی و اغتشاش در سیستم موتور می‌باشند[۲].

از طرفی موتورهای القایی، در خصوص اندازه، وزن، اینرسی موتور، حداکثر سرعت، راندمان و هزینه نسبت به ماشین‌های جریان مستقیم برتری دارند، اما بکارگیری کنترل ساده موتورهای جریان مستقیم برای آنها ممکن نیست. زیرا موتورهای القایی ساختار و کنترل چند متغیره وابسته و غیرخطی دارند و بر عکس یک موتور جریان مستقیم تحریک مستقل، دارای ساختار کنترلی ایزوله (ناوابسته بین متغیرها) است که می‌توان در آن گشتاور و فلو را بصورت مستقل کنترل کرد. روش کنترل برداری هم برای ماشین‌های القایی و هم برای ماشین‌های سنکرون قابل پیاده سازی می‌باشد و اساساً ساختار دینامیکی ماشین جریان متناوب را تبدیل به موتور جریان مستقیم تحریم مستقل می‌کند[۳].

در مجموع یک حرکت لغزشی می‌تواند به دو فاز تقسیم شود: فاز رسیدن[1] و فاز لغزش[2]. پس دو نوع قانون کنترل می‌تواند بطور جداگانه بدست آید[۴]. نکته قابل توجه این است که در فاز رسیدن، سیستم کنترل مد لغزشی ممکن است به تغییرات پارامتری و اغتشاشات خارجی حساس باشد. روش‌های مختلفی برای مینیمم کردن یا حذف کامل فاز رسیدن پیشنهاد شده است. در بعضی از مقالات از جمله [۵-۷] یک سطح کلید زنی متحرک برای از بین بردن فاز رسیدن پیشنهاد شده، که نتایج حاکی از کارا بودن این روش دارند.

تا کنون از روش مد لغزشی برای کنترل موتور القایی نیز استفاده شده است. در[۸] که در بیشتر مقالات به عنوان اولین کار در این زمینه معرفی شده از روش مد لغزشی برای کنترل گشتاور، موقعیت و سرعت موتور القایی استفاده شده است. در این مقاله جریان‌ها و شارهای موتور به عنوان متغیرهای حالت انتخاب شده‌اند و در نتیجه سطح لغزش بر مبنای این متغیرها تعریف شده است. در[۹] نیز از روش مود لغزشی برای کنترل موتور القایی استفاده شده است. در این مقاله از مود لغزشی برای تولید گشتاور مرجع استفاده شده است. در[۱۰] نیز روش‌های برای طراحی کنترل کننده برای انواع موتورهای القایی با در نظر گرفتن مسئله لغزش سیگنال کنترلی پیشنهاد شده است.

اخیراً در [۱۱] روشی برای کنترل سرعت موتور القایی با در نظر گرفتن مساله پایداری با روش مود لغزشی ارائه شده است. در این مقاله با در نظر گرفتن محدودکننده[3] کراندار بودن شارها و جریان‌ها بررسی شده است. ناپیوسته بودن سیگنال کنترلی و داشتن لغزش از معایب روش پیشنهادی در این مقاله است.

از سوی دیگر روش‌های فازی- تطبیقی توجه محققان را به خود جلب کرده است. در این روش‌ها، ابتدا یک سیستم فازی ساخته می‌شود و سپس پارامترهای آن با استفاده از یک قانون تطبیق تنظیم می‌شود. کنترل‌کننده های فازی- تطبیقی به دو صورت مستقیم[4] و غیر مستقیم[5] بکار می‌روند. در روش مستقیم از آنها به عنوان یک کنترل‌کننده استفاده می شود در صورتی که در روش غیر مستقیم برای مدل کردن یک سیستم نامعلوم بکار می‌روند[۱۶].

این مقاله، به طراحی کنترل‌کننده فازی-تطبیقی غیرمستقیم در ترکیب با روش مود لغزشی می‌پردازد. در واقع در این مقاله، برای افزایش عملکرد روش کنترلی مود لغزشی و غلبه بر مشکلات مطرح شده، یک سطح لغزش متحرک در نظر گرفته می‌شود و سپس شیب این سطح با استفاده از روش لیاپانوف بصورت تطبیقی تغییر می‌کند. این کار باعث افزایش قوام سیستم کنترل می‌شود. این طرح جدید در مواجه با عدم قطعیت‌های پارامتری و غیر پارامتری گسترده کارامد است. کارآیی این روش جدید کنترلی از آن جهت برجسته می‌شود که ساده بوده و به مدل سیستم وابسته نیست. یعنی نیازی به اندازه‌گیری پارامترهای موتور القایی نمی‌باشد.

ادامه مقاله بصورت زیر سازمان یافته است: در بخش دوم به بیان معادلات موتور القایی پرداخته شده است. در بخش سوم به طراحی کنترل کننده لغزشی مرسوم پرداخته می‌شود. در بخش چهارم روش کنترل پیشنهادی ارائه می‌شود. در بخش پنجم نتایج شبیه سازی و در بخش ششم نیز نتیجه گیری آمده است.

۲- مدل موتور القایی

نمایش مدل الکتریکی موتور القایی در قاب مرجع گردان سنکرون ($\omega = \omega_e$) در صورتی که مولفه های d و q جریان استاتور (i_{ds} و i_{qs}) و شار روتور(ψ_{dr} و ψ_{qr}) متغیرهای حالت فرض شوند، بصورت زیر خواهد بود[۶-۷]:

[1] Reaching phase
[2] Sliding phase
[3] Limiter
[4] Direct
[5] Indirect

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-07]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.2.3.6]
[DOI: 10.29252/joc.13.2.13]

$$\dot{\psi}_{dr} = \omega_{sl}\psi_{qr} - \frac{R_r}{L_r}\psi_{dr} + L_m\frac{R_r}{L_r}i_{ds}$$

$$\dot{\psi}_{qr} = \omega_{sl}\psi_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\psi_{qr} + L_m\frac{R_r}{L_r}i_{qs}$$

$$\dot{i}_{ds} = \frac{1}{L_\sigma}u_{ds} - \frac{1}{L_\sigma}\left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}\right)i_{ds} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 L_\sigma}\psi_{dr} + \frac{L_m}{L_r L_\sigma}\omega_r\psi_{qr} + \omega_e i_{qs} \quad (۱)$$

$$\dot{i}_{qs} = \frac{1}{L_\sigma}u_{qs} - \frac{1}{L_\sigma}\left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}\right)i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 L_\sigma}\psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r L_\sigma}\omega_r\psi_{dr} - \omega_e i_{ds}$$

که u_{ds} و u_{qs} ولتاژهای بکار گرفته شده برای فازهای d و q استاتور، R_s و R_r مقاومت‌های استاتور و روتور، L_s و L_r اندوکتانس‌های استاتور و روتور، L_m اندوکتانس متقابل استاتور و روتور، L_σ ضریب نشتی بوده و برابر است با:

$$L_\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (۲)$$

از طرفی با صرف نظر کردن از اثرات اشباع مغناطیسی و تلفات هسته مدل مکانیکی ماشین القایی بصورت زیر می‌باشد:

$$\dot{\omega}_r = \frac{-B}{J}\omega_r + \frac{P}{J}(T_e - T_l) \quad (۳)$$

که P تعداد جفت قطب‌ها، J ممان انرسی، T_l گشتاور بار و T_e گشتاور مکانیکی بوده و برابر است با

$$T_e = \frac{3}{4}P\frac{L_m}{L_r}(\psi_{dr}i_{qs} - \psi_{qr}i_{ds}) \quad (۴)$$

مقادیر مطلوب شار روتور تحت جهت یابی میدان شار در راستای محور d برابرند با [۷]:

$$\psi_{dr}^* = L_m i_{ds}^* \quad (۵)$$

$$\psi_{qr}^* = 0 \quad (۶)$$

همچنین تحت کنترل برداری کامل جهت یابی میدان، معادله مکانیکی (۳) بصورت زیر خواهد بود[۷]:

$$\dot{\omega}_r + a\omega_r + f = b\psi_{dr}^* i_{qs}^* \quad (۷)$$

که در آن a و b و f به ترتیب برابرند با:

$$a = \frac{B}{J} \quad , \quad b = \frac{3P^2 L_m}{4L_r J} \quad , \quad f = P\frac{T_l}{J} \quad (۸)$$

با توجه به اینکه رابطه بین موقعیت زاویه ای و سرعت روتور بصورت $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ می باشد، با جایگزینی آن در معادله (۷) داریم:

$$\ddot{\theta}_r + a\dot{\theta}_r + f = b\psi_{dr}^* i_{qs}^* \quad (۹)$$

توجه شود که a و b و f شامل تمام پارامترهای موتور که عدم قطعیت دارند، می‌باشند. پس می‌توان آنها را بصورت زیر بیان کرد:

$$\begin{aligned} a &= \hat{a} + \Delta a \\ b &= \hat{b} + \Delta b \\ f &= \hat{f} + \Delta f \end{aligned} \quad (۱۰)$$

که $\hat{a}$ و $\hat{b}$ و $\hat{f}$ مقادیر تخمینی (مقادیر نامی) و Δa و Δb و Δf به ترتیب عدم قطعیت های a و b و f هستند.

حال مسئله کنترل ردگیری به این صورت است که با داشتن موقعیت مطلوب θ_r^*، یک قانون کنترل برای جریان گشتاور فرمان (i_{qs}^*) به گونه‌ای طراحی کنیم که موقعیت زاویه ای θ_r بتواند در حضور عدم قطعیت و اغتشاش، مسیر مطلوب را ردگیری کند. بردار خطای ردگیری در اینجا بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$e = \theta_r - \theta_r^* \quad (۱۱)$$

۳- طراحی کنترل کننده مد لغزشی با سطح لغزش ثابت

ابتدا سطح لغزشی بصورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (۱۲)$$

که λ مقدار ثابت و معین مثبت می‌باشد. با مشتق گیری از S داریم:

$$\dot{s} = \ddot{e} + \lambda\dot{e} \quad (۱۳)$$

با قرار دادن (۱۱) در (۱۳) داریم:

$$\dot{s} = \ddot{\theta}_r - \ddot{\theta}_r^* + \lambda\dot{e} \quad (۱۴)$$

حال $\ddot{\theta}_r$ را از رابطه (۹) بدست آورده و در (۱۴) قرار می‌دهیم:

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-07]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.2.3.6]
[DOI: 10.29252/joc.13.2.13]

$$\dot{s} = -a\dot{\theta}_r - f + b\psi_{dr}^{*} i_{qs}^{*} - \ddot{\theta}_r^{*} + \lambda\dot{e} \qquad (۱۵)$$

هنگامی که مد لغزشی روی می دهد، $s = \dot{s} = 0$ خواهد بود و مقدار کنترل معادل از مساوی صفر قرار دادن (۱۵)، بصورت زیر بدست می‌آید:

$$i_{qseq}^{*} = -(b\psi_{dr}^{*})^{-1}\left(-a\dot{\theta}_r - f - \ddot{\theta}_r^{*} + \lambda\dot{e}\right) \qquad (۱۶)$$

اکنون قانون کنترل مد لغزشی بصورت زیر قابل تعریف است

$$i_{qs}^{*} = i_{qseq}^{*} - (b\psi_{dr}^{*})^{-1} K\,\mathrm{sgn}(s) \qquad (۱۷)$$

که K معین مثبت بوده و بگونه‌ای تعریف می‌شود که شرط پایداری که بصورت زیر تعریف می‌شود را تضمین نماید.

$$\dot{s}.\mathrm{sgn}(s) \le -\eta \qquad (۱۸)$$

که η یک ثابت مثبت بوده و تضمین می‌کند که مسیرهای حالت در زمان محدودی با سطح لغزش برخورد می‌کنند. $\mathrm{sgn}(s)$ نیز نشان دهنده تابع علامت است. با استفاده از معادلات(۱۴) تا (۱۸) و با کمی ساده سازی می‌توان نوشت:

$$K \ge \eta \qquad (۱۹)$$

مشکل قانون کنترل (۱۷) این است که برای اعمال آن باید پارامترهای موتور دقیق مشخص باشند که در عمل ممکن نیست. از طرفی در صورتی که مقدار K بزرگ انتخاب شود خطای ردگیری کاهش می یابد اما سیگنال کنترلی دارای لغزش خواهد شد که مطلوب نیست. از طرفی اگر K کوچک انتخاب شود ممکن است به ناپایداری سیستم کنترل و یا ردگیری ضعیف منجر شود.

لازم به ذکر است که از معادلات (۱) می توان به این نتیجه رسید که برای هر جریان فرمان i_{qs}^{*} (i_{ds}^{*}) ولتاژ ورودی u_{qs} (u_{ds})یی به صورت کنترلر PI زیر قابل طراحی است:

$$u_{qs} = (K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s})(i_{qs}^{*} - i_{qs}) \qquad (۲۰)$$

$$u_{ds} = (K_{pd} + \frac{K_{id}}{s})(i_{ds}^{*} - i_{ds}) \qquad (۲۱)$$

٤- طراحی کنترل کننده مد لغزشی-فازی با سطح لغزش متحرک

ابتدا به بررسی مقدار λ در رابطه (۱۲) می‌پردازیم. معمولاً در طراحی مود لغزشی این پارامتر، ثابت در نظر گرفته می‌شود. در عمل، شیب سطح لغزش بین دو مقدار مینیمم $\lambda_{\min}$ و ماکزیمم $\lambda_{\max}$ محدود می‌شود[۱۲]. برای پایداری باید λ مثبت باشد. بنابراین سطح لغزش فقط در ناحیه دوم و چهارم تغییر می‌کند. واضح است که انتخاب یک مقدار کم برای شیب باعث کاهش سرعت همگرایی می‌شود. در نتیجه خطای ردگیری بعد از مدت زمان زیادی کاهش می‌یابد. از طرفی اگر شیب زیاد انتخاب شود سیستم پایدارتر خواهد بود و سرعت همگرایی زیاد می‌شود ولی دقت ردگیری کاهش می‌یابد. برای اینکه مصالحه‌ای بین موارد فوق صورت گیرد باید زمانی که خطا کم است شیب را زیاد کرد و زمانی که خطا زیاد است شیب را کم کرد. از این رو سعی می‌شود در ادامه شیب سطح لغزش بصورت تطبیقی تغییر کند. از این رو، قانون کنترل را بصورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$i_{qseq}^{*} = -\left(\hat{b}\psi_{dr}^{*}\right)^{-1}\left[-\hat{a}\dot{\theta}_r - \hat{f} - \ddot{\theta}_r^{*} + \hat{\lambda}\dot{e} + \eta_1 s + \hat{k}sgn(s)\right] \qquad (۲۲)$$

η_1 یک مقدار مثبت است. $\hat{\lambda}$ نیز تخمین λ است. در واقع مقدار شیب سطح لغزش ثابت نبوده و با گذر زمان تغییر می‌کند. یعنی سطح لغزش بصورت متحرک در نظر گرفته می‌شود. $\hat{k}$ نیز تخمین k می‌باشد. در واقع می‌خواهیم در ادامه $\hat{k}$ و $\hat{\lambda}$ را بصورت تطبیقی تغییر دهیم. ابتدا رابطه (۱۵) را می‌توان بصورت زیر بازنویسی کرد.

$$\dot{s} = b\psi_{dr}^{*} i_{qs}^{*} + \hat{b}\psi_{dr}^{*} i_{qs}^{*} - \hat{b}\psi_{dr}^{*} i_{qs}^{*} - a\,\dot{\theta}_r - f - \ddot{\theta}_r^{*} + \lambda\dot{e} \qquad (۲۳)$$

با جایگذاری (۲۲) در (۲۳) و کمی ساده سازی داریم:

$$\dot{s} = (b-\hat{b})\psi_{dr}^{*} i_{qs}^{*} - (a-\hat{a})\dot{\theta}_r - (f-\hat{f}) + (\lambda-\hat{\lambda})\dot{e} - \eta_1\,\mathrm{sgn}(s) \qquad (۲۴)$$

برای $\hat{a}$ و $\hat{b}$ و $\hat{f}$ از سیستم فازی استفاده می‌کنیم. در ادامه فرض می‌شود بخواهیم $\hat{f}$ را با یک سیستم فازی تقریب بزنیم. در صورتی که برای هر سیستم فازی دو ورودی $x_1 = k_1 e$ و $x_2 = k_2\dot{e}$ در نظر بگیریم و برای هر ورودی نیز شش تابع تعلق در نظر بگیریم در این صورت تعداد قوانین ۳۶ خواهد بود. که قانون l ام بصورت زیر است:

$$Ru^{l}: if\ x_1\ is\ A_1^{i}\ and\ x_2\ is\ A_2^{j}\ then\ y\ is\ \bar{y}^{ij}\ (l = 1,2,\ldots,36), (i, j = 1,2,\ldots 6) \qquad (۲۵)$$

که A_1^{i} توابع تعلق مربوط به ورودی x_1 و A_2^{j} توابع تعلق مربوط به ورودی x_2 هستند. توجه شود که سیستم فازی بصورت سوگنو در نظر گرفته شده است یعنی $\bar{y}^{ij}$ یک عدد می‌باشد. در حالت خاص با استفاده از موتور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز، داریم:

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-07]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.2.3.6]
[DOI: 10.29252/joc.13.2.13]

$$\hat{f}\left(X|\theta_f\right)=\frac{\sum_{i=1}^{6}\sum_{j=1}^{6}\bar{y}^{ij}\left[\mu_{A_1^i}(x_1)\mu_{A_2^j}(x_2)\right]}{\sum_{i=1}^{6}\sum_{j=1}^{6}\left[\mu_{A_1^i}(x_1)\mu_{A_2^j}(x_2)\right]}=\hat{\theta}_f^T\eta_f(X) \quad (۲۶)$$

که $X=\begin{bmatrix}x_1 & x_2\end{bmatrix}$ و علاوه بر این

$$\hat{\theta}_f^T=[\bar{y}^{11}\quad \bar{y}^{12}\quad \dots\quad \bar{y}^{66}]_{1\times 36}$$
$$\eta_f(x)=[\frac{\mu_{A_1^i}(x_1)\mu_{A_2^j}(x_2)}{A}\ \dots\ \frac{\mu_{A_1^i}(x_1)\mu_{A_2^j}(x_2)}{A}] \quad (۲۷)$$
$$A=\sum_{i=1}^{6}\sum_{j=1}^{6}\left[\mu_{A_1^i}(x_1)\mu_{A_2^j}(x_2)\right]$$

به همین ترتیب می‌توان نوشت:

$$\hat{b}\left(X|\theta_b\right)=\hat{\theta}_b^T\eta_b(X) \quad (۲۸)$$

$$\hat{a}\left(X|\theta_a\right)=\hat{\theta}_a^T\eta_a(X) \quad (۲۹)$$

در نتیجه رابطه (۲۴) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned}\dot{s}=&\left(\theta_b^T\eta_b(X)-\hat{\theta}_b^T\eta_b(X)\right)\psi_{dr}^*i_{qs}^*\\&-\left(\theta_a^T\eta_a(X)-\hat{\theta}_a^T\eta_a(X)\right)\dot{\theta}_r\\&-\left(\theta_f^T\eta_f(X)-\hat{\theta}_f^T\eta_f(X)\right)\\&+\left(\lambda-\hat{\lambda}\right)\dot{e}-\eta_1 s-\hat{k}sgn(s)+w\end{aligned} \quad (۳۰)$$

که w خطای تقریب است. با کمی ساده سازی داریم

$$\begin{aligned}\dot{s}=&\left(\tilde{\theta}_b^T\eta_b(X)\right)\psi_{dr}^*i_{qs}^*-\left(\tilde{\theta}_a^T\eta_a(X)\right)\dot{\theta}_r\\&-\left(\tilde{\theta}_f^T\eta_f(X)\right)+\left(\tilde{\lambda}\right)\dot{e}-\eta_1 s-\hat{k}sgn(s)+w\end{aligned} \quad (۳۱)$$

که $\tilde{\theta}_b=\theta_b-\hat{\theta}_b$، $\tilde{\theta}_a=\theta_a-\hat{\theta}_a$، $\tilde{\theta}_f=\theta_f-\hat{\theta}_f$، $\tilde{\lambda}=\lambda-\hat{\lambda}$. برای اثبات پایداری و بدست آوردن قوانین تطبیق تابع لیاپانوف را بصورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$V=\frac{1}{2}s^2+\frac{1}{2\gamma_1}\tilde{\theta}_b^T\tilde{\theta}_b+\frac{1}{2\gamma_2}\tilde{\theta}_a^T\tilde{\theta}_a+\frac{1}{2\gamma_3}\tilde{\theta}_f^T\tilde{\theta}_f+\frac{1}{2\gamma_4}\tilde{\lambda}^2+\frac{1}{2\gamma_5}\hat{k}^2 \quad (۳۲)$$

با مشتقگیری از تابع لیاپانوف داریم:

$$\dot{V}=s\dot{s}+\frac{1}{\gamma_1}\tilde{\theta}_b^T\dot{\tilde{\theta}}_b+\frac{1}{\gamma_2}\tilde{\theta}_a^T\dot{\tilde{\theta}}_a+\frac{1}{\gamma_3}\tilde{\theta}_f^T\dot{\tilde{\theta}}_f+\frac{1}{\gamma_4}\tilde{\lambda}\dot{\tilde{\lambda}}+\frac{1}{\gamma_5}\tilde{k}\dot{\tilde{k}} \quad (۳۳)$$

با جایگذاری (۳۱) در (۳۳) و کمی ساده سازی داریم:

$$\begin{aligned}\dot{V}=&\tilde{\theta}_b^T\left(\frac{1}{\gamma_1}\dot{\tilde{\theta}}_b+s\eta_b(X)\psi_{dr}^*i_{qs}^*\right)\\&+\tilde{\theta}_a^T\left(\frac{1}{\gamma_2}\dot{\tilde{\theta}}_a-s\eta_a(X)\dot{\theta}_r\right)\\&+\tilde{\theta}_f^T\left(\frac{1}{\gamma_3}\dot{\tilde{\theta}}_f-s\eta_f(X)\right)\\&+\tilde{\lambda}\left(\frac{1}{\gamma_4}\dot{\tilde{\lambda}}+s\dot{e}\right)+\hat{k}\left(\frac{1}{\gamma_5}\dot{\hat{k}}-s\,sgn(s)\right)\\&-\eta_1 s^2+sw\end{aligned} \quad (۳۴)$$

با انتخاب قوانین تطبیق بصورت زیر داریم:

$$\dot{\tilde{\theta}}_b=-\gamma_1 s\eta_b(X)\psi_{dr}^*i_{qs}^* \overset{\dot{\theta}_b=0}{\Rightarrow} \dot{\hat{\theta}}_b=\gamma_1 s\eta_b(X)\psi_{dr}^*i_{qs}^* \quad (۳۵)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_a=\gamma_2 s\eta_a(X)\dot{\theta}_r \overset{\dot{\theta}_a=0}{\Rightarrow} \dot{\hat{\theta}}_a=-\gamma_2 s\eta_a(X)\dot{\theta}_r \quad (۳۶)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_f=\gamma_3 s\eta_f(X) \overset{\dot{\theta}_f=0}{\Rightarrow} \dot{\hat{\theta}}_f=-\gamma_3 s\eta_f(X) \quad (۳۷)$$

$$\dot{\tilde{\lambda}}=-\gamma_4 s\dot{e} \overset{\dot{\lambda}=0}{\Rightarrow} \dot{\hat{\lambda}}=\gamma_4 s\dot{e} \quad (۳۸)$$

$$\dot{\hat{k}}=\gamma_5|s| \quad (۳۹)$$

در نتیجه مشتق تابع لیاپانوف یعنی (۳۴) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\dot{V}=-\eta_1 s^2+sw \quad (۴۰)$$

با انتخاب مناسب سیستم فازی و تعداد قوانین می‌توان انتظار داشت که مقدار w بسیار کوچک باشد. در نتیجه $\dot{V}\le 0$ و پایداری اثبات می‌شود.

۵- نتایج شبیه سازی

در این قسمت کنترل کننده پیشنهادی برای کنترل موقعیت موتور القایی استفاده می‌شود. پارامترهای موتور القایی بصورت زیر است:

$P_n=1/5\ \text{Kw},\ V_n=220\text{V},\ I_n=6/31,\ f_n=50\text{H}$
$\omega_n=1428\ ,R_s=4/85\pm 50\%\ \Omega,$
$R_r=3/805\pm 50\%\ \Omega,\ L_s=0/274\pm 50\%$
$L_r=0/274\pm 50\%\ \text{H}\ ,\ L_m=0/258\pm 50\%\ \text{H}$
$P=2\ ,\ J_n=0/031\pm 50\%\ ,\ B_n=0/008$

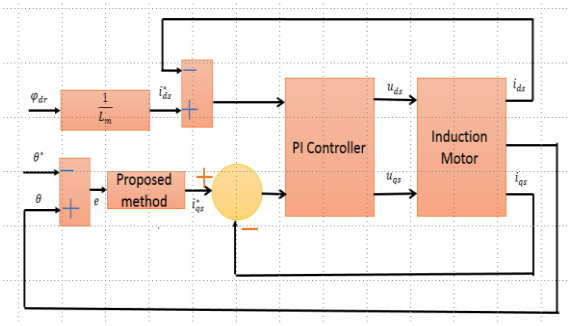
[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-07]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.2.3.6]
[DOI: 10.29252/joc.13.2.13]

مولفه d و q شار مطلوب از روابط (۵) و (۶) عبارتند از:

$$\psi_{dr}^{*}=1,\psi_{qr}^{*}=0 \qquad (۴۱)$$

همچنین پارامترهای کنترل کننده‌های PI در روابط (۲۰) و (۲۱) برابرند با:

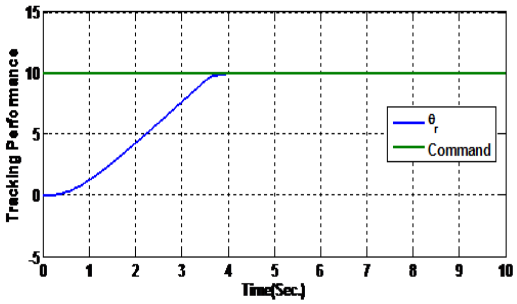
$K_{pq}=10,\ K_{iq}=2,\ K_{pd}=2,\ K_{id}=1$ پارامترهای طراحی کنترل کننده لغزشی هم بصورت $\lambda=5$, $K=30$ در نظر گرفته می‌شود. بلوک دیاگرام سیستم کنترل در شکل ۱ نشان داده شده است.



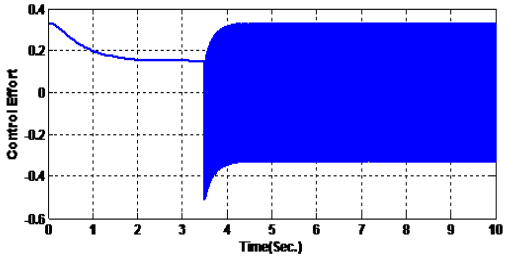
شکل ۱- بلوک دیاگرام سیستم کنترل

۵-۱- اعمال قانون کنترل (۱۷)

با فرض ورودی موقعیت مطلوب پله‌ای بصورت $\theta_r^{*}=10\,u(t)$، شکل ۲ ردگیری موقعیت را نشان می‌دهد. شکل ۳ نیز تلاش کنترلی را نشان می‌دهد. نتایج نشان می‌دهد که ردگیری خوب ولی به کندی صورت گرفته است. پاسخ بعد از چهار ثانیه به مقدار مرجع همگرا شده است. ولی شکل ۳ نشان دهنده وجود لغزش در سیگنال کنترلی است که مطلوب نیست و باعث صدمه دیدن موتور می‌شود.



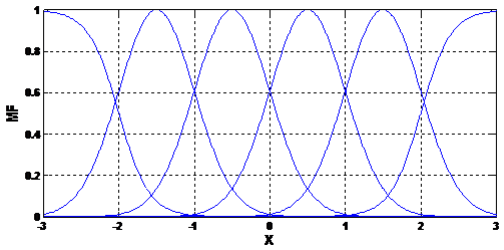
شکل ۲- ردگیری موقعیت مرجع بدون در نظر گرفتن اغتشاش تخمینی



شکل ۳- سیگنال کنترلی بدون در نظر گرفتن اغتشاش

۵-۲- بررسی عملکرد کنترل کننده فازی لغزشی (۲۲)

برای اعمال کنترل کننده فازی لغزشی (۲۲) ضرایب تطبیق بصورت $\gamma_1=0.1$ ، $\gamma_2=0.1$ ، $\gamma_3=20$ ، $\gamma_4=300$ ، $\gamma_5=200$ انتخاب می‌شوند. شرایط اولیه نیز بصورت $\hat{\theta}_a(0)=[0\ \ 0\ \ \ldots\ \ 0]_{36\times1}$، $\hat{\theta}_b(0)=[10\ \ 10\ \ \ldots\ \ 10]_{36\times1}$، $\hat{\theta}_f(0)=[0\ \ 0\ \ \ldots\ \ 0]_{36\times1}$ و $\hat{\lambda}(0)=1$ ، $\hat{k}(0)=1000$ انتخاب می‌شوند. توابع تعلق سیستم‌های فازی نیز در شکل ۴ نشان داده شده است.

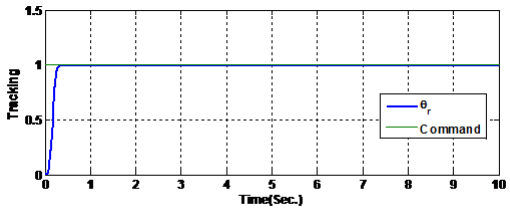


شکل ۴: توابع تعلق سیستم فازی

توابع تعلق برای هر دو ورودی سیستم فازی یکسان در نظر گرفته شده است.

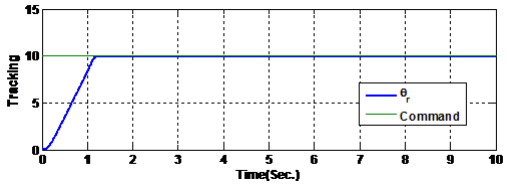
۵-۲-۱- بررسی عملکرد قانون کنترل (۲۲) بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت

در این حالت پاسخ به ورودی مرجع ثابت $\theta_r^{*}=1$ در شکل ۵ آمده است. پاسخ سیستم به ورودی مرجع $\theta_r^{*}=10u(t)$ نیز در شکل ۶ نشان داده شده است. با مقایسه شکل ۲ و شکل ۶ می‌توان نتیجه گرفت که کنترل کننده فازی لغزشی باعث افزایش عملکرد سیستم کنترل شده است. در شکل ۲ پاسخ تقریبا بعد از ۶ ثانیه به مقدار نهایی رسیده در صورتی که در شکل ۶ پاسخ تقریباً بعد از یک ثانیه به مقدار نهایی رسیده است. البته برای مقایسه بهتر باید عملکرد آنها در حضور اغتشاش نیز مقایسه شود. این کار در قسمت‌های بعد انجام خواهد شد. سیگنال کنترلی نیز در این حالت در شکل ۷ نشان داده شده است. همانطور که دیده می‌شود سیگنال کنترلی بدون لغزش می‌باشد.

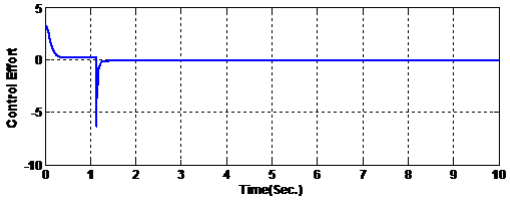


شکل ۵- ردگیری ورودی ثابت

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-07]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.2.3.6]
[DOI: 10.29252/joc.13.2.13]

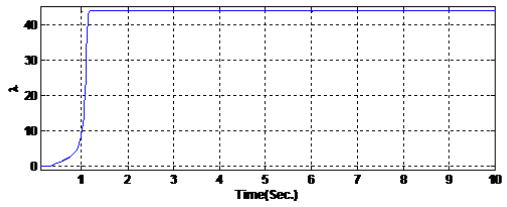


شکل ۶- ردگیری ورودی ثابت



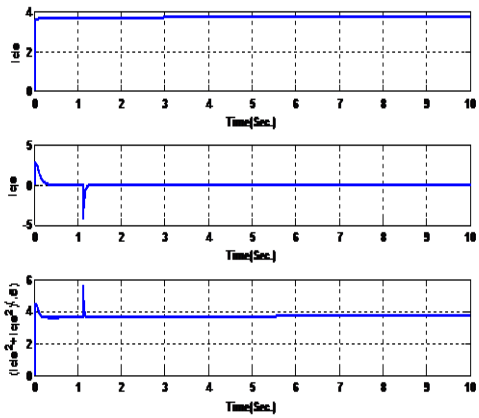
شکل ۷- سیگنال کنترلی

روند تغییرات شیب سطح لغزش نیز در شکل ۸ نشان داده شده است. همانطور که انتظار می‌رفت و مشاهده می‌شود در ابتدا که از سطح لغزش دور هستیم مقدار شیب سطح لغزش کم است. رفته رفته که سیستم به سطح لغزش نزدیک و خطای سیستم کم می‌شود مقدار شیب سطح لغزش زیاد شده است. اینکار باعث افزایش عملکرد سیستم کنترل شده است.



شکل ۸- تغییرات شیب سطح لغزش

در نتیجه استفاده از سطح لغزش متحرک باعث بهبود قابل توجه عملکرد سیستم کنترل می‌شود. مولفه‌های q و d جریان استاتور نیز در شکل ۹ نشان داده شده است. توجه شود که با توجه به پارامترهای موتور و با در نظر گرفتن محدودیت‌های عملی جریان استاتور یعنی $\sqrt{i_{ds}^2+i_{qs}^2}$ باید کمتر از ۶/۳۱ آمپر باشد. که با توجه به شکل ۹ جریان استاتور حداکثر ۵ آمپر است.



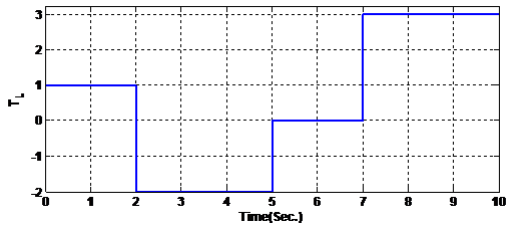
شکل ۹- مولفه‌های q و d جریان استاتور

۵-۲-۲- بررسی عملکرد فانون کنترل (۲۲) با در نظر گرفتن عدم قطعیت

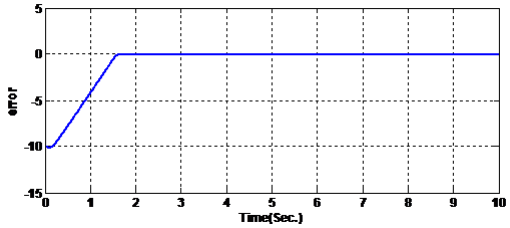
جهت بررسی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در این قسمت عدم قطعیت پارامتری را بصورت زیر در نظر می‌گیریم.

$$R_s=1.3R_{s0}\ ,R_r=1.3R_{r0},L_s=1.3L_{s0},L_r=1.3L_{r0}$$

فرض کنیم که سیستم در معرض یک سیگنال اغتشاش خارجی مطابق شکل ۱۰ قرار گیرد. برای بررسی کارایی کنترل‌کننده در حضور اغتشاش خطای ردگیری پاسخ به ورودی $\theta_r^*=10\,u(t)$ در شکل ۱۱ نشان داده شده است.

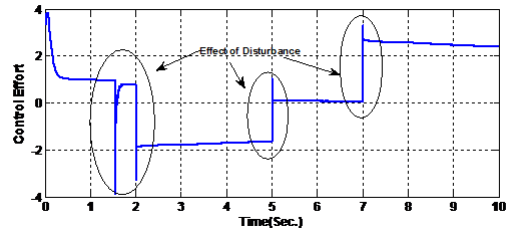


شکل ۱۰- سیگنال اغتشاش خارجی وارد شده به موتور



شکل ۱۱- خطای ردگیری موقعیت

همانطور که مشاهده می‌شود سیستم کنترل در حضور اغتشاش موفق عمل کرده است. سیگنال کنترلی نیز در شکل ۱۲ نشان داده شده است. با توجه به شکل ۱۲ تغییر محسوس سیگنال کنترلی سیستم کنترل در لحظه‌هایی که با تغییر شدید اغتشاش اعمالی مواجه می‌شود(لحظات ۲ و ۵ و ۷) مشهود است.

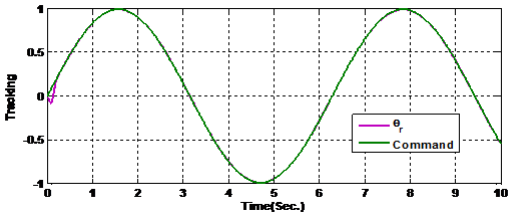


شکل ۱۲- سیگنال کنترلی در حضور اغتشاش

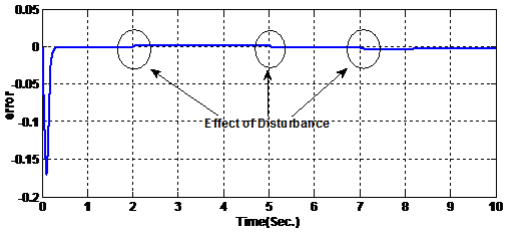
حال برای بررسی کارایی کنترل‌کننده در حضور اغتشاش پاسخ به ورودی $\theta_r^*=sin(t)$ را بدست می‌آوریم. عملکرد ردگیری و خطای ردگیری بترتیب در شکل ۱۳ و شکل ۱۴ آمده است. همانطور که مشاهده می‌شود سیستم کنترل در حضور اغتشاش موفق عمل کرده است. سیگنال

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-07]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.2.3.6]
[DOI: 10.29252/joc.13.2.13]

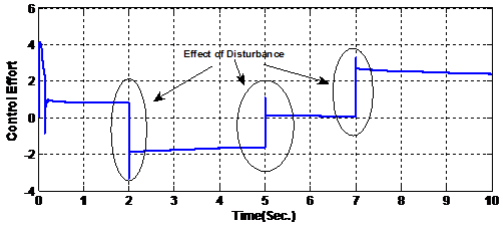
کنترلی نیز در شکل ۱۵ نشان داده شده است. در اینجا نیز تغییر سیگنال کنترل در لحظاتی که اغتشاش اثر می‌کند محسوس است.



شکل ۱۳- ردگیری ورودی سینوسی در حضور اغتشاش



شکل ۱۴- خطای ردگیری ورودی سینوسی در حضور اغتشاش



شکل ۱۵- سیگنال کنترلی در حضور اغتشاش(ورودی سینوسی)

۵-۳- مقایسه روش پیشنهادی با روش بازگشت به عقب

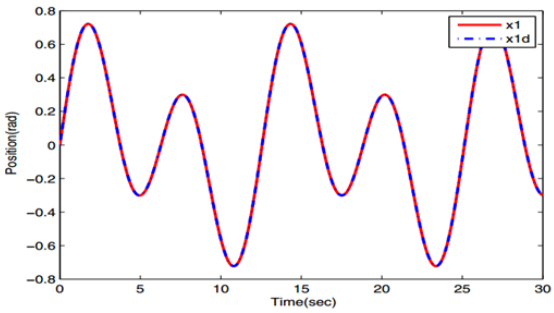
در این قسمت کنترل کننده پیشنهادی با یکی از جدید ترین کنترل کننده‌های پیشنهادی که برای کنترل موقعیت موتور القایی ارایه شده مقایسه می‌شود[۱۳]. در [۱۳] از تلفیق روش بازگشت به عقب و کنترل کننده فازی-تطبیقی برای کنترل موقعیت موتور القایی استفاده شده است. برای اینکه مقایسه منطقی باشد پارامترهای موتور القایی مشابه مرجع[۱۳] در نظر گرفته می‌شود. علاوه بر این ورودی مرجع بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\theta_d(t) = 0.5\sin(t) + 0.3sin(0.5t)$$

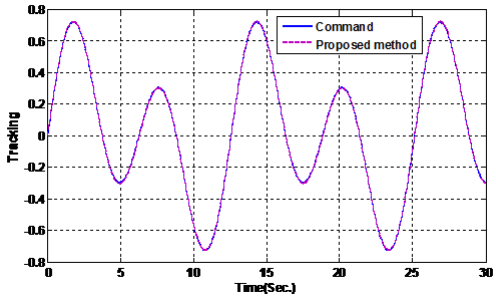
گشتاور بار نیز بصورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$T_L = \begin{cases} 0.5 & 0 \le t \le 15 \\ 1 & t \ge 15 \end{cases}$$

عملکرد ردگیری کنترل کننده پیشنهادی در مرجع[۱۳] در شکل ۱۶ نشان داده شده است. علاوه بر این عملکرد ردگیری کنترل کننده پیشنهادی در این مقاله نیز در شکل ۱۷آمده است. همانطور که مشاهده می‌شود هر دو کنترل کننده عملکرد رضایت بخشی دارند و عملکرد بهتر کنترل کننده پیشنهادی از نقطه نظر سادگی طراحی و ردگیری مشهود است.



شکل ۱۶- عملکرد ردگیری کنترل کننده پیشنهادی در مرجع[۱۳]



شکل ۱۷- عملکرد ردگیری کنترل کننده پیشنهادی در این مقاله

۵- نتیجه‌گیری

موتور القائی در دامنه وسیعی از کاربردها به عنوان یک وسیله تبدیل توان الکتریکی به کار مکانیکی استفاده می‌شود. محرک‌های پمپ، آسیاب، بالابر تنها نمونه‌هایی از کاربردهای وسیع موتورهای القائی چند فاز بزرگ هستند. از طرفی موتورهای القایی دارای دینامیکی غیرخطی با عدم قطعیت پارامتری هستند که این مسئله کنترل آنها را با مشکل مواجه می‌کند. در این پایان نامه، از روش مد لغزشی که یکی از روش‌های شناخته شده در کنترل سیستم‌های غیرخطی است برای کنترل موقعیت موتور القایی استفاده شد. در این مقاله، یک کنترل کننده فازی– لغزشی برای کنترل موقعیت موتور القایی با در نظر گرفتن مسئله پایداری و در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های پارامتری و غیر پارامتری طراحی شده است. در واقع در این روش به منظور افزایش عملکرد سیستم کنترل و بهبود ردگیری، سطح لغزش بصورت متحرک در نظر گرفته شده است. در واقع شیب سطح لغزش با تغییر خطای ردگیری تغییر می‌کند. اینکار باعث می‌شود در مواجه با عدم قطعیت‌های مختلف با تغییر شیب سطح لغزش مقاوم بودن سیستم حفظ شود. علاوه بر این برای اعمال قانون کنترل مد لغزشی در عمل انتخاب درست مقدار K برای تضمین پایداری و کاهش لغزش سیگنال کنترلی مشکل است. از این رو در ادامه برای رفع این عیب K با تعریف یک تابع لیاپانوف مناسب بصورت تطبیقی تغییر کرده است تا ضمن حفظ پایداری سیستم کنترل عملکرد ردگیری نیز مناسب

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-07]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.2.3.6]
[DOI: 10.29252/joc.13.2.13]

بوده و سیگنال کنترلی هموار شود. برای بررسی عملکرد کنترل کننده کنترل موقعیت برای ورودی ثابت و متغیر با زمان بررسی شد. نتایج نشان داد که کنترل‌کننده پیشنهادی در مواجه با عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاش خارجی دارای عملکرد قابل قبولی است. علاوه بر این در مقایسه با روش بازگشت به عقب عملکرد بهتر کنترل کننده پیشنهادی از نقطه نظر سادگی طراحی و ردگیری مشهود است.

مراجع

[1] M. E. H. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 984-993, 2000.

[2] S. Yamamura, "Theory of linear induction motors," *New York, Halsted Press, 1979. 246 p.*, vol. 1, 1979.

[3] K. Bimal, *Modern power electronics and AC drives*: Prentice Hall PTR, 2002.

[4] J.-J. E. Slotine, and W. Li, *Applied nonlinear control*: prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.

[5] V. I. Utkin, *Sliding modes in control and optimization*: Springer Science & Business Media, 2013.

[6] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung, "Variable structure control: a survey," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 2-22, 1993.

[7] X. Yu, and O. Kaynak, "Sliding-mode control with soft computing: A survey," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 56, no. 9, pp. 3275-3285, 2009.

[8] A. Sabanovic, and D. B. Izosimov, "Application of sliding modes to induction motor control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1, no. IA-17, pp. 41-49, 1981.

[9] B. Bose, "Sliding mode control of induction motor," in Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting, 1985, pp. 479-486.

[10] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, 1993.

[11] O. Barambones, P. Alkorta, and J. M. G. de Durana, "A real-time estimation and control scheme for induction motors based on sliding mode theory," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 351, no. 8, pp. 4251-4270, 2014.

[12] Q. P. Ha, D. C. Rye, and H. F. Durrant-Whyte, "Fuzzy moving sliding mode control with application to robotic manipulators," *Automatica*, vol. 35, no. 4, pp. 607-616, 1999.

[13] J. Yu, Y. Ma ,H. Yu, and C. Lin, "Adaptive fuzzy dynamic surface control for induction motors with iron losses in electric vehicle drive systems via backstepping," *Information Sciences*, vol. 376, pp. 172-189, 2017

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-07]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.2.3.6]
[DOI: 10.29252/joc.13.2.13]