Journal of **N**ovel **R**esearches on **S**mart **P**ower **S**ystems - Vol. 14 - No. 4 – Winter 2026
P-ISSN: 2322-2468, E-ISSN: 2981-0272, https://jeps.dezful.iau.ir/

Research Article

Speed Control Improvement of Induction Machine Using Grey Wolf Optimization-Based Higher-Order Sliding Mode Load Torque Observer

Navid Foruzandeh Hafeshjani [1], *Ph.D Student,* Mohammad Jafarifar*[2], *Assistant Professor*

[1] Department of Electrical Engineering, Dez. C., Islamic Azad University, Dezful, Iran,
navid.foroozandeh@iau.ir
[2*] Department of Electrical Engineering, And. C., Islamic Azad University, Andimeshk, Iran,
mohammad.jafarifar@iau.ac.ir

Abstract:

Closed-loop speed control of induction machines has traditionally been implemented using PI controllers. However, in various applications of these machines, sudden load torque variations and changes in machine parameters during operation can significantly affect the performance of PI controllers, leading to unsatisfactory dynamic responses. To address this issue, this paper proposes a nonlinear control strategy combined with a PI controller and a High-Order Sliding Mode Control (HOSMC)-based load torque observer. In the proposed method, the load torque is estimated online by the observer, and the error between the actual and estimated load torque is compensated through the combined action of the PI controller and the nonlinear control strategy. Furthermore, to enhance the efficiency and robustness of the proposed approach, the controller parameters are optimally tuned using the Grey Wolf Optimization (GWO) algorithm, resulting in improved performance under various operating conditions. Simulation results obtained in the MATLAB environment demonstrate that the proposed method significantly enhances the control performance of the induction machine compared with conventional control approaches.

Keywords: Induction Machine (IM), Induction Machine Drives, Load Torque Observer, Sliding Mode, Grey Wolf Optimization (GWO) Algorithm.

Received: 13 Dec. 2025
Revised: 10 Jan. 2026
Accepted: 4 Feb. 2026

*** Corresponding Author:** Mohammad Jafarifar

Citation: N. Foruzandeh Hafeshjani, M. Jafarifar, "Speed Control Improvement of Induction Machine Using Grey Wolf Optimization-Based Higher-Order Sliding Mode Load Torque Observer", Journal of Novel Researches on Smart Power Systems, vol. 14, no. 4, pp. 71-86, March 2026 (in Persian).

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]

[DOI: jeps.2026.w.543]

بهبود کنترل سرعت ماشین القایی با استفاده از رؤیت‌گر مد لغزشی مرتبه بالای گشتاور- بار مبتنی بر الگوریتم گرگ خاکستری

نوید فروزنده هفشجانی[۱]، دانشجوی دکتری، محمد جعفری فر[*۲]، استادیار

۱- گروه برق، واحد دزفول، دانشگاه آزاد اسلامی، دزفول، ایران، navid.foroozandeh@iau.ir

۲- گروه برق، واحد اندیمشک، دانشگاه آزاد اسلامی، اندیمشک، ایران، mohammad.jafarifar@iau.ac.ir

چکیده:

کنترل سرعت حلقه بسته ماشین‌های القایی از ابتدا توسط کنترلرهای PI انجام می‌شده است. در کاربردهای مختلف این نوع ماشین‌ها، به علت تغییرات ناگهانی گشتاور بار و همچنین تغییر پارامترهای ماشین در حین کار، عملکرد این نوع کنترلر همواره تحت تأثیر بوده و چندان مطلوب نخواهد بود. برای رفع این مشکل در این مقاله یک استراتژی کنترل غیرخطی ترکیب‌شده با کنترلر PI به همراه یک رؤیت‌گر گشتاور بار حالت لغزشی (HOSMC) معرفی می‌گردد. گشتاور بار به‌صورت لحظه‌ای توسط رؤیت‌گر پیشنهادی تخمین زده شده و سپس خطای بین گشتاور بار واقعی و تخمینی به کمک کنترلر PI ترکیب شده با استراتژی غیر خطی از بین خواهد رفت. به منظور افزایش راندمان عملکرد روش پیشنهادی، پارامترهای کنترلر پیشنهاد شده با کمک الگوریتم گرگ خاکستری تنظیم می‌شوند که باعث بهبود عملکرد این روش در شرایط مختلف بهره‌برداری خواهد شد. نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم افزار MATLAB بهبود عملکرد ماشین القایی با روش پیشنهادی را نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: ماشین القایی، درایوهای ماشین‌های القایی، رؤیت‌گر گشتاور بار، مد لغزشی، الگوریتم گرگ خاکستری

تاریخ دریافت: ۱۴۰۴/۹/۱۳

تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۱۰/۲۰

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۱۱/۱۵

* **نام نویسنده مسئول:** محمد جعفری‌فر

نشانی نویسنده مسئول: اندیمشک، خیابان دانشگاه، بلوار دانشجو، دانشگاه آزاد اسلامی واحد اندیمشک، دانشکده فنی، گروه برق

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]

[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 2- Winter 2026

۱- مقدمه

کنترل سرعت درایو ماشین القایی IM همواره یک مساله مهم و چالش برانگیز در صنایع مختلف بوده است [۱]، [۲]. به‌طورمعمول، طرح‌های کنترل خطی، مانند کنترلر انتگرالی-تناسبی (PI) به دلیل ایده ساده و تحقق آسان استفاده می‌شوند [۳]. بااین‌حال در کاربردهای عملی، کنترل سرعت معمولاً به دلیل اختلال داخلی (تغییر پارامتر و دینامیک مدل نشده) و اختلال خارجی (تغییرات ناگهانی گشتاور بار) یک مساله غیرخطی و متغیر با زمان است [۴]. در میان این اختلالات، تغییرات ناگهانی گشتاور بار خارجی به‌طور اجتناب‌ناپذیری باعث نوسان سرعت می‌شود که منجر به بدتر شدن عملکرد حلقه سرعت مبتنی بر کنترلر PI معمولی می‌شود. اگرچه این نوسان سرعت را می‌توان در کاربردهای صنعتی عمومی نادیده گرفت، اما در کاربردهای صنعتی با دقت بالا، به‌عنوان مثال، ماشین‌ابزارهای کنترل‌شده CNC غیرقابل چشم پوشی می‌باشد. الگوریتم‌های مختلفی در سال‌های اخیر برای بهبود عملکرد حلقه ضد اغتشاش سرعت ارائه‌شده‌اند، مانند کنترل PI دو درجه آزادی [۵] کنترل تطبیقی [۶] کنترل پیش‌بینی [۲] [۷] کنترل فازی [۸]، کنترل حالت لغزشی [۹]، کنترل اغتشاش مبتنی بر رویتگر اغتشاش[۱] [۴] [۱]. در میان این الگوریتم‌ها، کنترل مبتنی بر DO به‌عنوان نوعی رویکرد بهینه با قابلیت ضد اغتشاش قوی در نظر گرفته می‌شود. ایده اصلی کنترل مبتنی بر DO برای اولین بار توسط Ohnishi در سال ۱۹۸۷ ارائه شد [۱۲]. بر این اساس، کنترل مبتنی بر DO به‌طور گسترده در کاربردهای صنعتی مختلف استفاده شده است [۱۳]-[۱۷]. در کنترل مبتنی بر DO، DO خطی به دلیل ساختار ساده‌اش به‌طورمعمول استفاده می‌شود. بااین‌حال، عملکرد پویا و استحکام آن محدود است. برای حل این مشکل، DO غیرخطی به‌عنوان یک رویکرد امیدوارکننده در نظر گرفته‌شده است. در [۱۵]، یک DO غیرخطی برای تخمین اختلال یک سیستم بسیار غیرخطی برای کنترل یک ربات مورد استفاده قرار گرفته است. [۱۸] یک DO فازی برای سیستم کنترل غیرخطی ارائه می‌کند که به‌وضوح پایداری سیستم و دقت ردیابی را بهبود می‌بخشد. در [۱۹]، نظریه شبکه عصبی با DO خطی ترکیب شده است تا اختلالات غیرخطی ناشناخته برای کنترل موقعیت موتور را تخمین بزند. برای کنترل سرعت درایو موتور AC، استفاده از کنترل مبتنی بر DO نیز توجه روزافزونی را به خود جلب کرده است. به‌عنوان فناوری کلیدی کنترل سرعت مبتنی بر DO، تخمین گشتاور بار یک مسئله محوری است. در [۲۰] و [۲۱]، نوعی رویت‌گر حالت توسعه‌یافته ESO[۲] که گشتاور بار را به‌عنوان حالت توسعه‌یافته دریافت می‌کند، برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیسی دائمی پیشنهاد شده است. بااین‌حال، ESO ارائه‌شده اساساً یک DO خطی است و بنابراین عملکرد آن تحت عدم تطابق پارامترهای جانبی موتور و بار کاهش می‌یابد. [۲۲] کنترل حالت لغزشی معمولی SMC را با روش DO ادغام می‌کند تا استحکام آن را افزایش دهد، اما کنترل سوئیچینگ فرکانس بالا SMC باعث ایجاد اغتشاش می‌شود. بر این اساس، [۲۳] SMC[۳] معمولی را با ESO ترکیب می‌کند تا گشتاور بار را تخمین بزند. اگرچه گشتاور تخمینی را می‌توان با اعمال ساختار فیلتر پایین گذر هموار کرد، اما اغتشاش هنوز در ESO طراحی‌شده وجود دارد. [۲۴] همچنین یک SMC زمان گسسته یکپارچه را برای دستیابی به کنترل بدون گپ برای درایوهای سروو پیشنهاد می‌کند. در این روش پیشنهادی یک اتصال موازی از رویت‌گرهای مرتبه اول و دوم برای تخمین گشتاور بار اعمال می‌شود. بااین‌حال، عملکرد دینامیکی رویت‌گر طراحی‌شده در برابر تغییرات گشتاور بار ناگهانی محدود است. برای بهبود ردیابی بار-گشتاور کنترل سرعت IM، این مقاله یک کنترل‌کننده PI با رویت‌گر گشتاور بار حالت لغزشی پایانه سریع HOSMC را پیشنهاد می‌کند. رویت‌گر مبتنی بر HOSMC پیشنهادی می‌تواند گشتاور بار سیستم را به‌دقت تخمین بزند و سپس گشتاور تخمین زده شده برای از بین بردن نوسانات سرعت ناشی از تغییرات گشتاور بار خارجی استفاده می‌شود. علاوه بر این، رویت‌گر پیشنهادی نه‌تنها می‌تواند از همگرایی سریع گشتاور بار تخمینی اطمینان حاصل کند، بلکه اغتشاش ذاتی رویت‌گر مبتنی بر SMC معمولی را نیز حذف می‌کند. در بخش دوم، ابتدا مدل ریاضی و دینامیک مکانیکی IM آورده شده است. سپس کنترل میدان جهت دهی شده روتور RFOC[۴] [25] به‌عنوان استراتژی کنترل پایه برای درایو IM اعمال می‌شود. در بخش سوم کنترل PI معمولی برای حلقه سرعت IM در حوزه فرکانس عنوان شده است. در بخش چهارم، کنترل مبتنی بر رویت‌گر گشتاور بار HOSMC بهبودیافته با الگوریتم گرگ خاکستری و همچنین تحلیل پایداری رویت‌گر و همگرایی زمان محدود ارائه شده است. در بخش نهایی نتایج حاصل از شبیه سازی کامپیوتری به منظور تایید عملکرد روش پیشنهادی با کمک نرم‌افزار سیمولینک آورده شده است.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 4- Winter 2026

۲- مدلسازی سیستم

الف-مدل ریاضی موتور القایی

در چارچوب مرجع d-q سنکرون، مدل ریاضی IM مبتنی بر [25] RFOC را می‌توان به‌صورت رابطه (۱) بیان کرد.

$$\begin{aligned} i_{sd} &= -\frac{R_s L_r^2 + R_s L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sd} + \omega_e i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_S L_R T_R} \lambda_r + \frac{u_{sd}}{\sigma L_s} \\ i_{sq} &= -\frac{R_s L_r^2 + R_s L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sq} - \omega_e i_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_S L_R T_R} \omega_r \lambda_r + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s} \end{aligned} \quad (۱)$$

که در آن i_{sd}، i_{sq}، u_{sd} و u_{sq} اجزای d-q جریان‌ها و ولتاژهای استاتور می‌باشند. λ_r شار روتور است. R_s و R_r مقاومت استاتور و روتور هستند. L_s، L_r و L_m اندوکتانسی خود و متقابل هستند. ω_e سرعت زاویه‌ای سنکرون و ω_r سرعت زاویه‌ای روتور است. $T_r = L_r / R_r$ ثابت زمانی روتور بوده، همچنین $\sigma = 1 - L_2$ و $m/(L_s L_r)$ ضریب نشتی است. دینامیک مکانیکی IM توسط رابطه (۲) بیان می‌شود[5]:

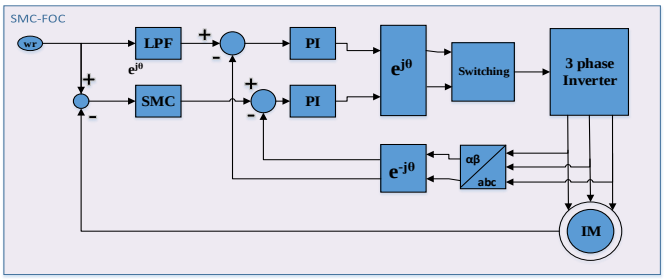
$$\omega_r = \frac{T_e}{J} - \frac{T_L - B\omega_r}{J} = \frac{T_e - T_L}{J} \quad (۲)$$

که در آن T_e گشتاور الکترومغناطیسی و T_L گشتاور بار است. با استفاده از تبدیل لاپلاس در (۲)، تابع انتقال دینامیک مکانیکی IM از T_e-T_l به ω_r می‌تواند به‌صورت رابطه (۳) بیان گردد:

$$G(s) = \frac{1}{Js} \quad (۳)$$

ب-درایو IM مبتنی بر RFOC:

شکل (۱) بلوک دیاگرام درایو IM مبتنی بر RFOC را نشان می‌دهد. الگوریتم کلی روش کنترل میدان جهت‌دار از ساختار حلقه بسته دوگانه آبشاری ازجمله حلقه سرعت و حلقه جریان متداول استفاده می‌کند. دو کنترل‌کننده PI در قاب مرجع سنکرون به‌عنوان تنظیم‌کننده استفاده می‌شوند. مرجع i_{sd} (مولفه جریان میدان) تحت سرعت نامی ثابت می‌ماند و مرجع i_{sq} (نماینده جریان گشتاور) با توجه به خروجی حلقه سرعت تغییر می‌کند. موقعیت روتور θ مورد استفاده برای تبدیل مختصات با ادغام سرعت زاویه‌ای سنکرون ω_e به دست می‌آید.



شکل (۱): بلوک دیاگرام درایو IM مبتنی بر RFOC

Figure (1): Block diagram of RFOC-based IM drive

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]

[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 2- Winter 2026

۳-حلقه کنترل سرعت معمولی مبتنی بر PI و محدودیت‌های آن

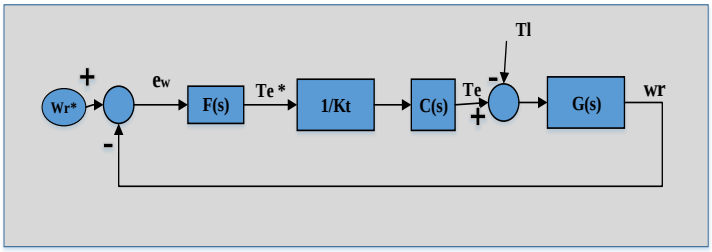
کنترل‌کننده PI معمولاً به‌عنوان تنظیم‌کننده حلقه سرعت برای اجرای ساده و بدون خطای استاتیکی استفاده می‌شود [۵]. رابطه (۴) تابع انتقال یک کنترل‌کننده PI استاندارد است:

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (۴)$$

که در آن K_p و K_i به ترتیب ضرایب تناسبی و انتگرالی هستند. نمودار ساده شده حلقه سرعت مبتنی بر کنترل PI در شکل(۲) نشان داده شده است. سرعت مرجع ω_r^* و سرعت اندازه‌گیری شده ω_r به ترتیب به‌عنوان ورودی و خروجی سیستم عمل می‌کنند. با اعمال کنترل PI با جبران نیرو محرکه القایی در حلقه جریان [۲۵]، [۲۶]، تابع انتقال حلقه جاری را می‌توان به‌صورت رابطه (۵) بیان کرد.

$$C(s) = \frac{k_t}{T_e s + 1} \quad (۵)$$

که در آن $1/T_c$ پهنای باند حلقه جاری است.



شکل(۲): بلوک دیاگرام ساده شده حلقه سرعت مبتنی بر کنترل PI

Figure (2): Simplified block diagram of a speed loop based on PI control

تابع انتقال حلقه باز سیستم از ω_r^* به ω_r می‌تواند به‌صورت رابطه (۶) نوشته شود:

$$G_0(s) = \frac{1}{k_t} F(s)C(s)G(s) = (k_p + \frac{k_i}{s}) \frac{1}{Js(T_c s + 1)} \quad (۶)$$

با توجه به تعریف فرکانس قطع ω_c و حاشیه فاز φ_m، روابط (۷) و (۸) به دست خواهند آمد[27] :

$$|G_0(j\omega)| = \sqrt{K_p^2 + \frac{K_i^2}{\omega_c^2}} \frac{1}{J\omega_c \sqrt{T_c^2 \omega_c^2 + 1}} = 1 \quad (۷)$$

$$\varphi_m = \arg G_0(j\omega_c) = \arctan \frac{k_c \omega_c}{k_i} - \arctan(T_c \omega_c) \quad (۸)$$

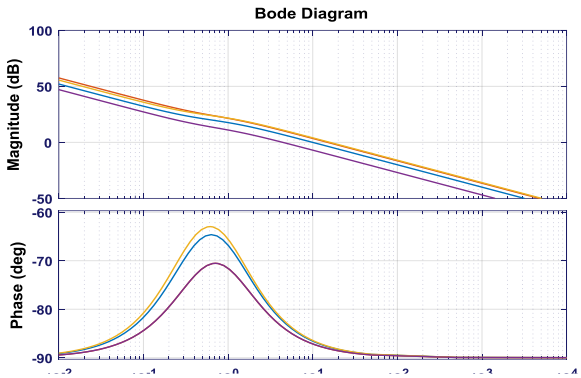
با توجه به حلقه داخلی سیستم، پهنای باند حلقه جریان به‌طور کلی بسیار بیشتر از حلقه سرعت (حلقه خارجی) است و به‌این‌ترتیب می‌توان نوشت: $T_c^2 \omega_c^2 << 1$. بر این اساس، عبارات K_p و K_i را می‌توان با حل معادلات (۷) و (۸) استخراج کرد.

$$k_p = J\omega_c \sin(\varphi_m) \quad (۹)$$

$$k_i = J\omega_c \cos(\varphi_m) \quad (۱۰)$$

برای دستیابی به عملکرد رضایت‌بخش حلقه سرعت، باید ω_c و φ_m را در (۹) و (۱۰) تنظیم کرد. شکل(۳) نمودارهای Bode حلقه سرعت مبتنی بر کنترل PI را نشان می‌دهد. پارامترهای IM مورد استفاده برای تجزیه وتحلیل در پیوست نشان داده شده است. پهنای باند حلقه جاری برابر با Tc = ۰,۰۰۱ رادیان بر ثانیه تنظیم شده است.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 4- Winter 2026



شکل(۳): نمودار بود از حلقه سرعت مبتنی بر کنترل PI

Figure (3): Bode diagram of a speed loop based on PI control

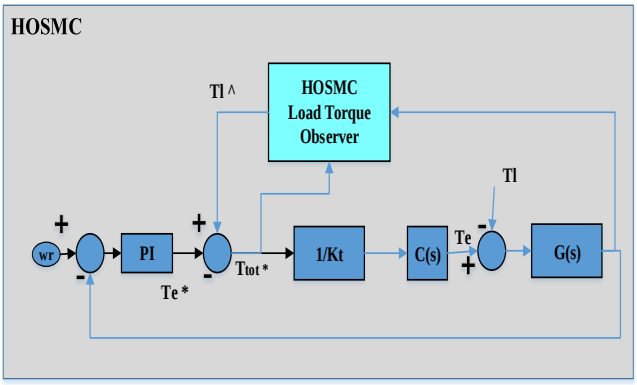
در شکل(۳)، حاشیه فاز با افزایش φ_m افزایش می‌یابد که منجر به افزایش پایداری سیستم می‌شود؛ اما به همین ترتیب، φ_m بیش از حد منجر به زمان نشست طولانی می‌شود؛ بنابراین، انتخاب ω_c و φ_m باید یک مبادله بین سرعت و ثبات سیستم باشد.

۴-کنترل مبتنی بر رویت‌گر گشتاور بار (HOSMC) پیشنهادی و بهبود آن با الگوریتم گرگ خاکستری

برای بهبود ردیابی بار-گشتاور در حلقه سرعت IM، یک کنترل مبتنی بر رویت‌گر گشتاور بار HOSMC مطابق با شکل(۴) پیشنهاد شده است. اگر گشتاور بار تخمینی بتواند به مقدار واقعی خود در دوره‌های نمونه‌گیری محدود همگرا شود، مرجع گشتاور بار ارائه‌شده توسط کنترل PI را می‌توان لغو کرد که منجر به خطی سازی دقیق سیستم کنترل می‌شود. خروجی T_{tot} کنترل‌کننده پیشنهادی به‌صورت طراحی‌شده است:

$$T_{tot}^{*} = T_{e}^{*} + T_{l} \qquad (۱۱)$$

جایی که $T_{e}^{*} = k_p e_\omega + k_i \int e_\omega dt$ مرجع گشتاور ارائه‌شده توسط کنترل PI است و ^ Tl گشتاور بار تخمینی است.



شکل ۴. بلوک دیاگرام کنترل‌کننده مبتنی بر رویت‌گر گشتاور بار HOSMC پیشنهادی برای حلقه سرعت IM.

Figure 4. Block diagram of the proposed HOSMC load torque observer-based controller for IM speed loop

در ادامه این بخش ابتدا اصل و مزایای تکنیک HOSMC معرفی می‌شود و سپس از تکنیک HOSMC برای طراحی رویت‌گر گشتاور بار استفاده می‌شود.

الف-اصول و مزایای HOSMC:

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 2- Winter 2026

در مقایسه با کنترل خطی (به‌عنوان مثال، کنترل PI)، SMC به دلیل همگرایی سریع جهانی و پایداری قوی در برابر اختلالات سیستم شناخته شده است و در بسیاری از کاربردهای صنعتی با موفقیت استفاده شده است [۲۸]. به‌طورکلی، طراحی SMC شامل دو مرحله است:

۱) یک سطح حالت لغزشی که مسیر دینامیک سیستم را برنامه‌ریزی می‌کند، برای عملکرد مورد نظر انتخاب می‌شود.

۲) قانون کنترل به‌گونه‌ای طراحی‌شده است که دینامیک سیستم را وادار به رسیدن به سطح حالت لغزشی و ماندن بر روی سطح لغزشی می‌کند. به‌عنوان مثال یک سیستم غیرخطی نامشخص را به‌صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\dot{x} = f(x) + d(x) + u \tag{۱۲}$$

که در آن $x \in R$ متغیر حالت است. $f(x)$ ورودی کنترل و تابع نرم و نامشخصی از x است و $d(x)$ نشان‌دهنده اختلال سیستم است. برای درک بهتر، سیستم تک خروجی-تک‌ورودی در اینجا در نظر گرفته‌شده است. همان‌طور که در [۲۹] نشان داده شده است، سطح حالت لغزشی ترمینال (TSM) و سطح حالت لغزشی پایانه سریع (FTSM) را می‌توان به ترتیب با (۱۳) و (۱۴) توصیف کرد:

$$s = \dot{x} + \beta |x|^{\gamma} \, sign(x) = 0 \tag{۱۳}$$

$$s = \dot{x} + \alpha x + \beta |x|^{\gamma} \, sign(x) = 0 \tag{۱۴}$$

که در آن $\alpha > 0$ ، $\beta > 0$، و $0 < \gamma < 1$ ثابت هستند. در مقایسه با سطح حالت لغزشی خطی معمولی، سطوح غیرخطی ارائه‌شده به‌ویژه سطح FTSM، برتری‌هایی را در نرخ همگرایی و دقت ردیابی حالت پایدار نشان می‌دهند [29]. در کنترل SMC متعارف، از یک قانون کنترل بسیار ساده (تابع علامت) استفاده می‌شود و به‌همین دلیل باعث نوسانات با فرکانس بالا و کاهش دقت کنترل خواهد شد. تحقیقات اخیر در زمینه حذف اغتشاش را می‌توان به‌طور عمده به سه دسته تقسیم کرد. دسته اول روش لایه مرزی [۳۰] است. تابع علامت SMC معمولی با یک تابع سیگموئید مانند یا یک تابع اشباع در لایه جایگزین می‌شود که به بهبود استحکام سیستم کمک می‌کند. دسته دوم استفاده از یک فیلتر پایین‌گذر اضافی برای صاف کردن سیگنال کنترل سوئیچینگ است، اما این روش تأخیر فاز را ایجاد می‌کند [31]. دسته سوم استفاده از کنترل مد لغزشی مرتبه بالا (HOSMC) است [32]. با تغییر کنترل ناپیوسته به مشتق قانون کنترل، HOSMC در تئوری به کنترل بدون اغتشاش دست می‌یابد. پایداری و استحکام HOSMC با استفاده از سطح TSM در [۳۳] اثبات‌شده است. در این مقاله، HOSMC به صورت ترکیب شده با سطح FTSM ارائه‌شده است. ساده‌ترین شکل قانون کنترل را می‌توان توسط رابطه زیر بیان کرد:

$$u = -f(x) - \beta |x|^{\gamma} \, sign(x) + u_n \tag{۱۵}$$

$$\dot{u}_n + T u_n = -k \, sign(x) \tag{۱۶}$$

جایی که s توسط رابطه (۱۴) داده می‌شود $u_n(0) = 0$ و $T,K>0$ پارامترهای طراحی‌شده هستند. با انتخاب مناسب T و k ، کنترل‌کننده به‌شدت در برابر اختلالات سیستم $d(x)$ پایدار خواهد بود. به‌طور خلاصه، مزایای HOSMC ارائه‌شده به شرح زیر است:

۱. همگرایی سریع و استحکام قوی SMC معمولی را حفظ می‌کند.

۲. با استفاده از سطح FTSM نقاط قوت را در همگرایی زمان محدود و دقت ردیابی حالت پایدار نشان می‌دهد.

۳. اساساً با استفاده از HOSMC مشکل اغتشاش SMC معمولی بهبود پیدا می‌کند.

ب. مشاهده‌گر گشتاور بار HOFTSM

در رابطه (۲)، با توجه به T_l به‌عنوان حالت توسعه‌یافته سیستم، دینامیک مکانیکی IM توسعه‌یافته را می‌توان به‌صورت بیان کرد [۲۰]، [۲۱]:

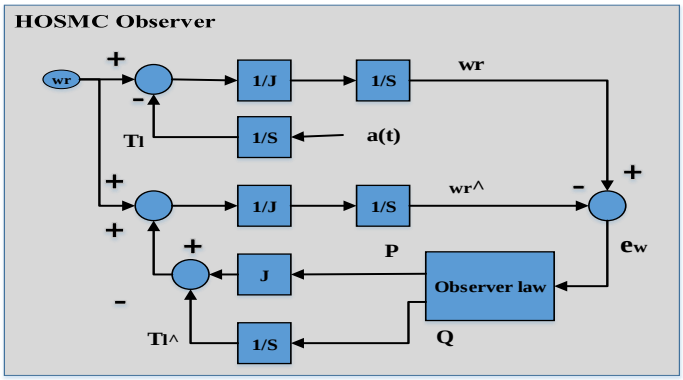
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 4- Winter 2026

$$\left\{\begin{array}{l}\dot{\omega}=\frac{T_e}{J}-\frac{T_l}{J}\\ \dot{T}_l=\alpha\end{array}\right\} \quad (۱۷)$$

همچنین رویت‌گر گشتاور بارHOSMC به‌صورت زیر در نظر گرفته خواهد شد:

$$\left\{\begin{array}{l}\dot{\hat{\omega}}=\frac{T_e}{J}-\frac{T_l}{J}+P\\ \dot{\hat{T}}_l=Q\end{array}\right\} \quad (۱۸)$$

که در آن ^ مقدار تخمینی را نشان می‌دهد، P قانون کنترل و Q مشتق گشتاور بار معادل طراحی‌شده است. شکل ۵ بلوک دیاگرام رویت‌گر گشتاور بار HOSMC پیشنهادی را نشان می‌دهد.



شکل(۵): بلوک دیاگرام رویت‌گر گشتاور بار HOSMC پیشنهادی

Figure (5): Block diagram of the proposed HOSMC load torque observer.

با کم کردن (۱۸) از (۱۷)، می‌توان معادله حالت خطای سیستم را به‌دست آورد:

$$\left\{\begin{array}{l}\dot{e}_\omega=-\frac{e_T}{J}-P\\ \dot{e}_T=\alpha-Q\end{array}\right\} \quad (۱۹)$$

که در آن $e_\omega=\omega_r-\hat{\omega}_r$ خطای تخمینی سرعت و $e_T=T_l-\hat{T}_l$ خطای تخمینی گشتاور بار است. طبق رابطه (۱۴)، یک سطح FTSM برای دستیابی به همگرایی زمان محدود و دقت ردیابی بهتر طراحی‌شده است.

$$s=\dot{e}_\omega+\alpha e_\omega+\beta|e_\omega|^\gamma sign(e_\omega)=0 \quad (۲۰)$$

که در آنα ، β و γ ثابت‌هایی هستند که به‌صورت (۱۴) تعریف شده‌اند.

قضیه ۱. اگر قانون کنترلHOSMC به‌صورت زیر طراحی شده باشد می‌توان نشان داد که سیستم خطا (۱۹)، به سطح FTSM (20) می‌رسد و حالت e_ω می‌تواند در امتداد سطح FTSM در مدت‌زمان محدود به صفر همگرا شود:

$$P=\alpha e_\omega+\beta|e_\omega|^\gamma sign(e_\omega)+P_n \quad (۲۱)$$

$$\dot{P}_n+\omega_f P_n=k_1 sign(s) \quad (۲۲)$$

که در آن ω_f و k_1 پارامترهای قانون کنترل هستند؛ همچنین مشتق گشتاور بار معادل به‌صورت در نظر گرفته خواهد شد:

$$Q=-k_2 sign(s) \quad (۲۳)$$

که در آن k_2 پارامتر طراحی است. برای اثبات این موضوع یک تابع لیاپانوف (V) در نظر گرفته می‌شود. مشتق آن نسبت به زمان برابر است با:

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 2- Winter 2026

$$V = s\dot{s} \quad (۲۴)$$

با جایگزین کردن رابطه (19) در (20)، سطح حالت لغزشی s را می‌توان به فرم زیر بازنویسی کرد:

$$s = -\frac{e_T}{J} + \alpha e_\omega - P + \beta |e_\omega|^\gamma \, sign(e_\omega) \quad (۲۵)$$

همچنین با جایگزینی (21) در (25) رابطه (۲۶) استخراج می‌گردد:

$$s = -\frac{e_T}{J} - P_n \quad (۲۶)$$

سپس مشتق s با توجه به زمان t را می‌توان به‌صورت بیان کرد:

$$\dot{s} = -\frac{\dot{e}_T}{J} - \dot{P}_n \quad (۲۷)$$

با جایگزینی معادله دوم (۱۹) و (۲۶) در (۲۷) نتیجه به صورت (۲۸) خواهد شد:

$$\dot{s} = \frac{a - Q}{J} - k_1 sign(s) + \omega_f P_n \quad (۲۸)$$

با جایگزینی (۲۳) در (۲۸) مشتق s به صورت (۲۹) در می‌آید:

$$\dot{s} = \frac{a - (-k_2 sign(s))}{J} - k_1 sign(s) + \omega_f P_n = -(k_1 + \frac{k_2}{J}) sign(s) + \omega_f P_n - \frac{a}{J} \quad (۲۹)$$

در نهایت تابع لیاپانوف را می‌توان با جایگزینی (۲۹) در (۲۸) به‌عنوان بازنویسی کرد:

$$-(k_1 + \frac{k_2}{J})|s| + \omega_f P_n s - \frac{as}{J} = (k_1 |s| + \omega_f P_n s) + (\frac{-k_2 |s| - as}{J}) ss = s(-(k_1 + \frac{k_2}{J}) sign(s) + \omega_f P_n - \frac{a}{J}) \quad (۳۰)$$

لذا با انتخاب $k_2 > |a| + \eta J, k_1 > |\omega_f P_n|$ و η به‌صورت یک مقدار ثابت مثبت، پایداری تابع لیاپانوف تضمین خواهد شد:

$$V = s\dot{s} < -\eta |s| < 0 \quad (۳۱)$$

بنابراین، بر اساس قضیه پایداری لیاپانوف، دینامیک سیستم می‌تواند در مدت‌زمان محدود به سطح FTSM (20) همگرا شود و سپس بر روی آن باقی بماند. همچنین دینامیک خطای سیستم با معادله دیفرانسیل غیرخطی زیر تعیین می‌شود.

$$\dot{e}_\omega + \alpha e_\omega + \beta |e_\omega|^\gamma \, sign(e_\omega) = 0 \quad (۳۲)$$

با توجه به قضیه پایداری زمان محدود [۳۴]، و همچنین با در نظر گرفتن شرایط اولیه $e_\omega(0) \neq 0$، e_ω می‌تواند در زمان محدود با انتخاب مناسب α، β و γ به صفر همگرا شود. تفسیر فیزیکی آن را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد: وقتی دینامیک سیستم از $e_\omega = 0$ دور است، رابطه (۳۲) را می‌توان به‌صورت $\dot{e}_\omega = -\alpha e_\omega$ تقریب زد که به این معنی است که نرخ همگرایی سریع می‌باشد [۳۵]. با حل تحلیلی معادله دیفرانسیل (۳۲) می‌توان زمان دقیق رسیدن به $e_\omega = 0$ را به‌صورت زیر محاسبه کرد:

$$t_s = \frac{1}{\alpha(1-\gamma)} \ln \frac{\alpha |e_\omega(0)|^{1-\gamma} + \beta}{\beta} \quad (۳۳)$$

علاوه بر این با جایگزینی $e_\omega = 0$ در (۳۳) رابطه (۳۴) به دست می‌آید که شرایط پایدار در سیستم را نشان خواهد داد:

$$\dot{e}_\omega = \alpha e_\omega = 0 \quad (۳۴)$$

۱۱-۳- بهینه‌ساز گرگ خاکستری[۶] (GWO)

بهینه‌سازی، یکی از مسائل اصلی و حیاتی بشر محسوب می‌شود. از این‌رو، الگوریتم‌های بهینه‌سازی گوناگونی با رویکرد فراابتکاری[۵] معرفی شده‌اند. الگوریتم بهینه‌سازی گرگ خاکستری که به اختصار (GWO) نامیده می‌شود یکی از جدیدترین

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 4- Winter 2026

الگوریتم‌های فراابتکاری به شمار می‌رود که توسط آقای میرجلیلی و همکارانش در سال ۲۰۱۴ ارائه شده است [36]. این الگوریتم در گروه الگوریتم‌های هوش جمعی قرار دارد و مانند خیلی از الگوریتم‌های فراابتکاری دیگر، الهام گرفته از طبیعت است و اساس آن ساختار سلسله مراتبی است که رفتار اجتماعی گرگ‌های خاکستری را در زمان شکار، مدل‌سازی می‌کند.

در پیاده‌سازی الگوریتمGWO ، چهار نوع از گرگ‌های خاکستری، مانند آلفا، بتا، دلتا و امگا برای مدل‌سازی سلسله‌مراتبی رهبری گرگ‌های خاکستری، استفاده شده است که سه گام اصلی برای شکار، شامل جستجو برای طعمه، محاصره طعمه و حمله به طعمه، اجرا می‌شوند. نتایج حاصل از توابع محک گوناگون، حاکی از عملکرد مطلوب الگوریتم در مقایسه با الگوریتم‌های مشابه است[36] .

به‌منظور شبیه‌سازی ریاضی رفتار شکار گرگ‌های خاکستری، فرض می‌شود آلفا (بهترین راه‌حل موجود)، بتا و دلتا در مورد مکان بالقوه طعمه آگاهی بهتری دارند؛ بنابراین سه تا از بهترین راه‌حل‌های به‌دست‌آمده را ذخیره کرده و دیگر عوامل جستجو (ازجمله گرگ‌های امگا) وادار می‌شوند تا موقعیت خود را با توجه به موقعیت بهترین عوامل جستجو به‌روزرسانی نمایند. روابط (۳۵) و (۳۶) و (۳۷) در این رابطه ارائه‌شده است.

$$D_\alpha = \left|C_1.X_\alpha - X\right|, D_\beta = \left|C_2.X_\beta - X\right|, D_\gamma = \left|C_3.X_\gamma - X\right| \quad (۳۵)$$

$$X_1 = X_\alpha - A_1.(D_\alpha), X_2 = X_\beta - A_1.(D_\beta), X_3 = X_\gamma - A_1.(D_\gamma) \quad (۳۶)$$

$$X(t+1) = \frac{X_1 + X_2 + X_3}{3} \quad (۳۷)$$

شکل (۶) فلوچارت الگوریتم GWO را نشان می‌دهد. این روش ابتدا به‌صورت تصادفی ماتریس متغیرها که همان موقعیت گرگ‌هاست شامل $K_p,K_i,k_1,k_2,\alpha,\beta,\gamma$ را به‌صورت تصادفی تولید کرده سپس برای هر حالت از موقعیت شبیه‌سازی را اجرا و تابع هدف را که اختلاف سرعت واقعی و سرعت مرجع می‌باشد را محاسبه و طبق روند الگوریتم گرگ خاکستری این روند تا پیدا کردن بهترین جواب ادامه می‌یابد.



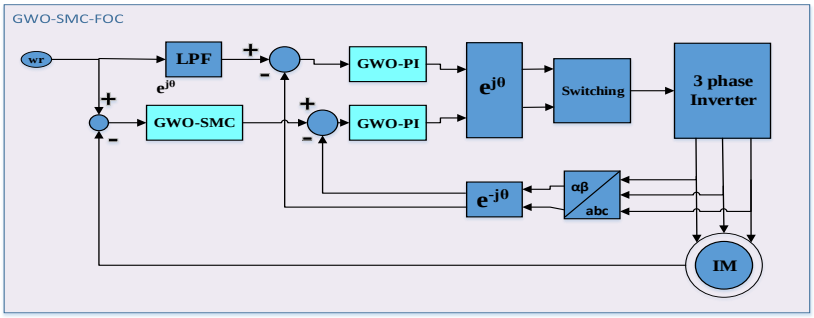
شکل (۶): فلوچارت روش HOSMC با الگوریتم GWO

Figure (6): Flowchart of the HOSMC method with the GWO algorithm

[DOI: jeps.2026.w.543] [Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 2- Winter 2026

۵-شبیه‌سازی

برای تأیید عملکرد الگوریتم پیشنهادی، سیستم کنترلی راه‌انداز پیشنهادی مطابق شکل(۷) ارائه داده شده است. پارامترهای ماشین القایی در جدول(۱) آورده شده است. برای اندازه‌گیری سرعت از روش کنترل میدان جهت‌دار به‌عنوان الگوریتم کنترل پایه استفاده می‌شود. مرجع i_{sd} و حد اشباع i_{sq} به ترتیب روی ۶,۰ آمپر تنظیم می‌شوند. پهنای باند دو حلقه جاری روی ۱۰۰۰ رادیان بر ثانیه تنظیم شده و پارامترهای رویت‌گر گشتاور بار HOSMC طراحی‌شده عبارت‌اند از: $\alpha = 1;\ \beta = 2;\ \gamma = 1/2;\ \omega_f = 100;\ k_1 = 50;$ و $k_2 = 200$.



شکل (۷): بلوک دیاگرام سیستم پیشنهادی

Figure (7): Block diagram of the proposed system

جدول(۱): پارامترهای ماشین القایی

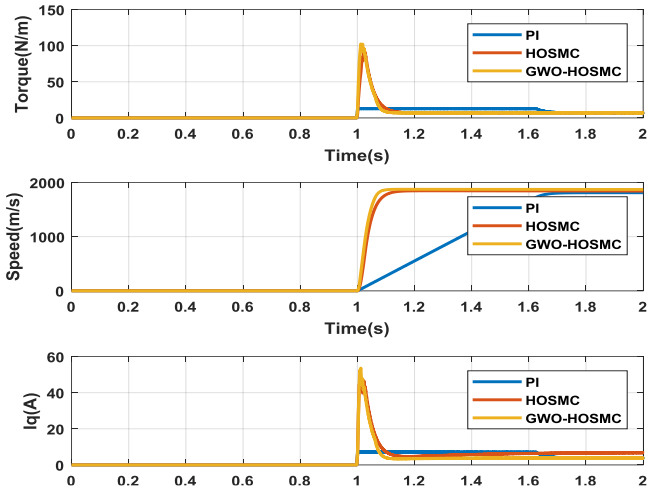
Table (1): induction machine parameters

پارامتر	تعریف	مقدار
P_n	توان نامی	kW ۳,۷
V_n	ولتاژ نامی	380 v
ω_n	سرعت نامی	1500 r/min
n_p	تعداد قطب‌ها	2
R_s	مقاومت استاتور	1.142 Ω
R_r	مقاومت روتور	0.825 Ω
L_m	اندوکتانس متقابل	118.9 mH
L_s, L_r	اندوکتانس استاتور و روتور	124.4 mH
J_{tot}	اینرسی کل	0.0256 kg.m^2

۵-۱- افزایش سرعت از صفر به ۱۸۰۰

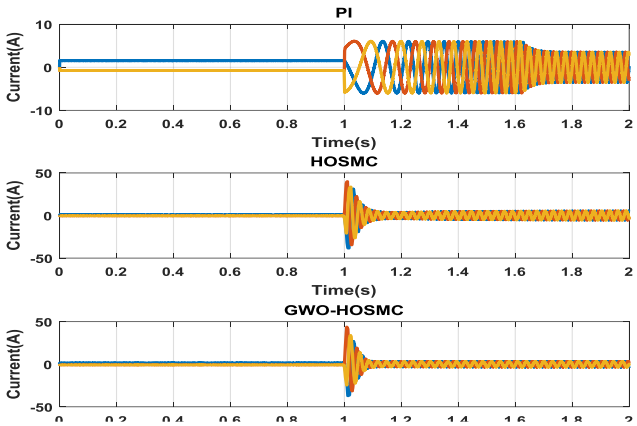
شکل(۸) نمودار نتایج شبیه‌سازی گشتاور، سرعت و جریان I_q ماشین القایی را برای روش PI و کنترل‌کننده HOSMC و کنترل‌کننده HOSMC بهینه‌شده با الگوریتم گرگ خاکستری تحت پارامترهای کنترلی مختلف نشان می‌دهند. در نمودار گشتاور مشاهده می‌شود که روش PI بعد از ۰,۷ ثانیه به مقدار گشتاور مرجع می‌رسد در حالی که HOSMC پس از ۰,۱۱۹ ثانیه و GWO-HOSMC پس از ۰,۱۲ ثانیه مقدار گشتاور مرجع را دنبال خواهند کرد که بهینه کردن پارامترها این بهبود رفتار را بوجود آورده است. بنابراین، برای کنترل‌کننده PI دشوار است که به ردیابی گشتاور بار رضایت‌بخش دست یابد، در حالی که کنترل‌کننده پیشنهادی به‌خوبی و با سرعتی بیشتر از HOSMC مقدار مرجع را دنبال می‌کند. همچنین با همین نسبت زمانی در نمودار سرعت و جریان نیز تفاوت این دو روش واضح است. شکل(۹) نیز جریان‌های استاتور را برای روش‌های ذکر شده نشان می‌دهد که بسیار سریعتر و در زمان کمتری جریان به مقدار نهایی خود خواهند رسید.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 4- Winter 2026



شکل (۸): نمودار گشتاور، سرعت و جریان موتور القایی در سناریو افزایش سرعت مرجع تا ۱۸۰۰ رادیان بر ثانیه

Figure (8): Torque, speed and current diagram of an induction motor in the scenario of increasing the reference speed to 1800 radians/s



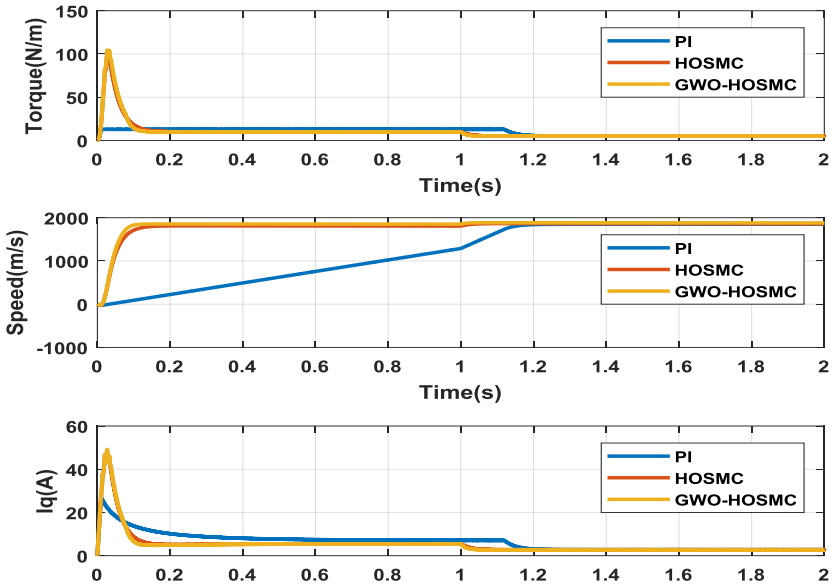
شکل (۹): نمودار جریان سه فاز موتور القایی در سناریو افزایش سرعت مرجع تا ۱۸۰۰ رادیان بر ثانیه

Figure (9): Three-phase currents of induction motor in the scenario of increasing the reference speed to 1800 radians/s

۲-۵- سرعت ثابت و کاهش ناگهانی گشتاور در ثانیه ۱

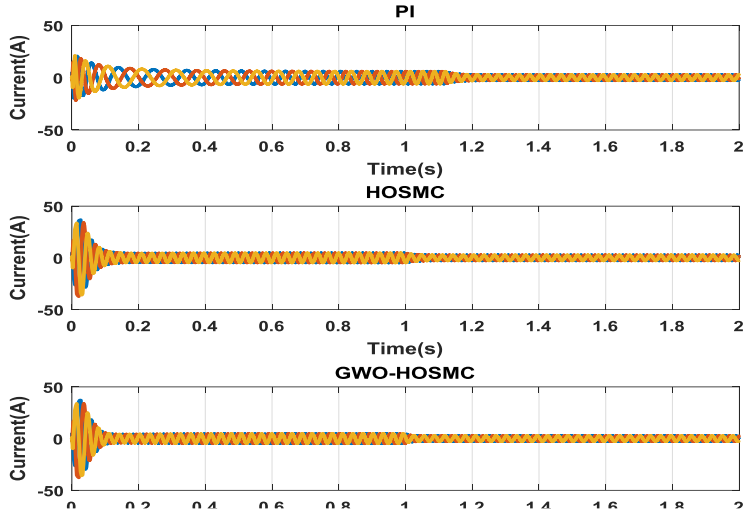
به‌منظور بررسی رفتار کنترل‌کننده پیشنهادی GWO-HOSMC سناریویی با سرعت ثابت ۱۸۰۰ دور بر ثانیه و تغییر ناگهانی گشتاور از ۱۰ به ۵ نیوتن بر متر در نظر گرفته شده است. شکل(۱۰) نمودار نتایج شبیه‌سازی این سناریو را نشان می-دهد. در نمودار گشتاور مشاهده می‌شود که PI بعد از ۱,۱۶ ثانیه به مقدار گشتاور مرجع می‌رسد در حالی که HOSMC پس از ۰,۲۳ و GWO-HOSMC پس از ۰,۲۲ ثانیه مقدار گشتاور مرجع را دنبال می‌کند. همچنین با همین نسبت زمانی در نمودار سرعت و جریان نیز تفاوت این دو روش واضح است. شکل(۱۱) نیز جریان استاتور را نشان می‌دهد که تغییر اختلاف فاز در روش PI تا زمان تغییر گشتاور وجود دارد ولی در روش پیشنهادی قبل و بعد از تغییر گشتاور به‌سرعت پایداری مشاهده می‌شود.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 2- Winter 2026



شکل (۱۰): نمودار گشتاور، سرعت و جریان موتور القایی در سناریو کاهش گشتاور

Figure (10): Torque, speed and current diagram of induction motor in torque reduction scenario



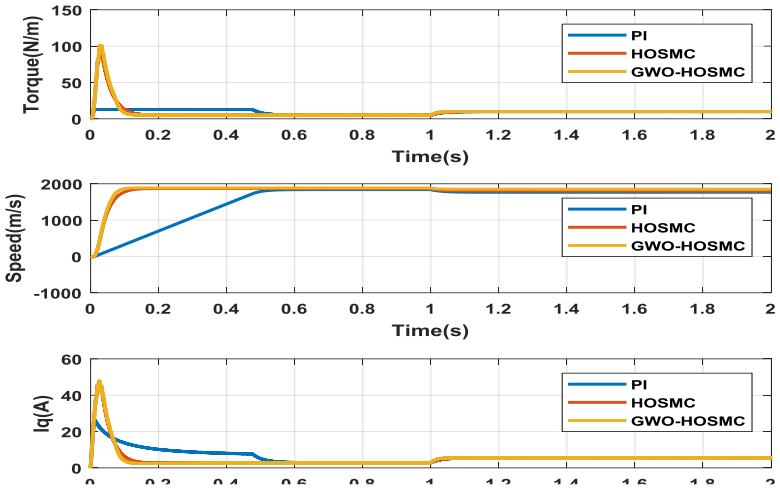
شکل (۱۱): نمودار جریان سه فاز موتور القایی در سناریو کاهش گشتاور

Figure (11): Three-phase currents of induction motor in torque reduction scenario

۳-۵- سرعت ثابت و افزایش ناگهانی گشتاور در ثانیه ۱

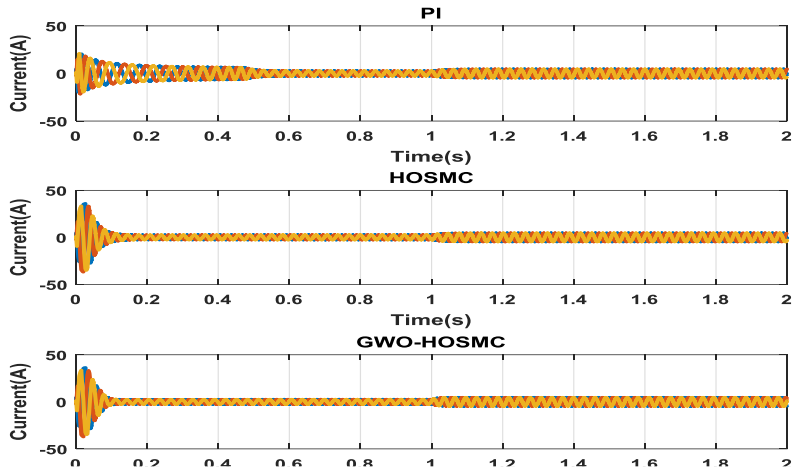
به‌منظور بررسی رفتار کنترل‌کننده پیشنهادی GWO-HOSMC سناریویی با سرعت ثابت ۱۸۰۰ دور در ثانیه و تغییر ناگهانی گشتاور از ۵ به ۱۰ نیوتن بر متر در نظر گرفته می‌شود تا عملکرد روش پیشنهادی سنجیده شود. شکل(۱۲) نمودار نتایج شبیه‌سازی گشتاور، سرعت و جریان I_q ماشین القایی را برای کنترل‌کننده PI ، کنترل‌کننده HOSMC معمولی و GWO-HOSMC بهینه‌شده با الگوریتم گرگ خاکستری را تحت پارامترهای کنترلی مختلف نشان می‌دهد. همچنین مشخص است که با همین نسبت زمانی در نمودار سرعت و جریان نیز تفاوت این دو روش واضح است. شکل(۱۳) نیز جریان استاتور را نشان می‌دهد که تغییر اختلاف فاز در روش اول تا ۰,۵ ثانیه بعد از تغییر گشتاور وجود دارد ولی در روش پیشنهادی قبل و بعد از تغییر گشتاور به سرعت پایداری مشاهده می‌شود.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 4- Winter 2026



شکل (۱۲): نمودار گشتاور، سرعت و جریان تربیعی موتور القایی در سناریو افزایش گشتاور

Figure (12): Torque, speed and squared current diagram of an induction motor in a torque boost scenario



شکل (۱۳): نمودار گشتاور، سرعت و جریان موتور القایی در سناریو افزایش گشتاور

Figure (13): Torque, speed and current diagram of an induction motor in a torque boost scenario

۶-نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک روش کنترل سرعت مبتنی بر رؤیت‌گر گشتاور بار مد لغزشی مرتبه بالا (HOSMC) همراه با کنترل‌کننده PI و بهینه‌سازی پارامترها توسط الگوریتم گرگ خاکستری (GWO) برای درایو موتور القایی ارائه شد. در ساختار پیشنهادی، گشتاور بار به‌صورت برخط توسط رؤیت‌گر HOSMC تخمین زده شده و خطای ناشی از اغتشاشات بار از طریق ساختار کنترلی ترکیبی جبران می‌شود. همچنین، به‌کارگیری الگوریتم گرگ خاکستری موجب تنظیم بهینه پارامترهای کنترل‌کننده و بهبود عملکرد دینامیکی سیستم گردید.

به‌منظور ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، سه سناریوی مختلف شامل راه‌اندازی و افزایش سرعت مرجع، کاهش ناگهانی گشتاور بار و افزایش ناگهانی گشتاور بار مورد بررسی قرار گرفت. نتایج شبیه‌سازی نشان دادند که کنترل‌کننده پیشنهادی در مقایسه با کنترل‌کننده PI متداول و روش HOSMC معمولی دارای زمان نشست کمتر، دقت ردیابی بالاتر و مقاومت بیشتر در برابر اغتشاشات بار است. در سناریوی افزایش سرعت، زمان رسیدن به مقدار مرجع از حدود ۰٫۷ ثانیه در روش PI به حدود ۰٫۱۲ ثانیه در روش پیشنهادی کاهش یافت. همچنین در شرایط تغییرات ناگهانی بار، روش پیشنهادی توانست با سرعت بیشتری به شرایط پایدار بازگردد و نوسانات سرعت، گشتاور و جریان را به میزان قابل توجهی کاهش دهد.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 2- Winter 2026

نتایج به‌دست‌آمده نشان می‌دهد که ترکیب رؤیت‌گر HOSMC با الگوریتم بهینه‌سازی گرگ خاکستری می‌تواند ضمن کاهش اثر پدیده چترینگ، قابلیت دفع اغتشاش و پایداری سیستم را بهبود داده و عملکرد مطلوب‌تری نسبت به روش‌های مرسوم فراهم کند. بنابراین، ساختار پیشنهادی گزینه‌ای مناسب برای کاربردهای صنعتی موتورهای القایی در شرایط بهره‌برداری متغیر و حضور اغتشاشات بار محسوب می‌شود.

به‌عنوان ادامه این پژوهش، پیاده‌سازی عملی روش پیشنهادی بر روی یک درایو واقعی موتور القایی و بررسی عملکرد آن در شرایط عدم قطعیت پارامترهای ماشین و وقوع خطاهای الکتریکی می‌تواند مورد توجه قرار گیرد.

References

[1] L. Amezquita-Brooks, J. Liceaga-Castro, and E. Liceaga-Castro, "Speed and position controllers using indirect field-oriented control: A classical control approach," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 4, pp. 1928– 1943, Apr. 2014.

[2] Z. Hu, K. Hameyer, "A Method of Constraint Handling for Speed-Controlled Induction Machines," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 7, pp. 4061–4072, May. 2016.

[3] L. Niu, D. Xu, M. Yang, X. Gui, and Z. Liu, "On-line inertia identification algorithm for PI parameters optimization in speed loop," IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 2, pp. 849–859, Feb. 2015.

[4] J. Li, H. Ren, and Y. Zhong, "Robust speed control of induction motor drives using first-order auto-disturbance rejection controllers," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 51, no. 1, pp. 712–720, Jan./Feb. 2015.

[5] L. Harnefors, S. Saarakkala, and M. Hinkkanen, "Speed control of electrical drives using classical control methods," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 49, no. 2, pp. 889–898, Mar./Apr. 2013.

[6] J. W. Jung, V. Q. Leu, T. D. Do, E. K. Kim, and H. H. Choi, "Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 2, pp.900–908, Feb. 2015.

[7] C. Wang, M. Yang, W. Zheng, J. Long, and D. Xu, "Vibration suppression with shaft torque limitation using explicit MPC-PI switching control in elastic drive systems," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 11, pp. 6855-6867, Nov. 2015.

[8] M. Masiala, B. Vafakhah, J. Salmon, and A. M. Knight, "Fuzzy self-tuning speed control of an indirect field-oriented control induction motor drive," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 44, no. 6, pp.1732–1740, Nov./Dec. 2008.

[9] M. Jafarifar, and I. Chaharmahali, "Sensorless Speed Control of Multiphase Induction Machine under Unbalanced Supply Condition using Super Twist Observer and MRAS Theory," Journal of Novel Researches on Electrical Power, vol. 11, no. 2, pp. 1-8, 2022.

[10] J. Back and H. Shim, "Adding robustness to nominal output-feedback controllers for uncertain nonlinear systems: A nonlinear version of disturbance observer," Automatica, vol. 44, no. 10, pp.2528–2537, Oct. 2008.

[11] W. Chen, J. Yang, L. Guo, and S. Li, "Disturbance-observer-based control and related methods—an overview," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 2, pp. 1083-1095, Feb. 2016.

[12] K. Ohnishi, "A new servo method in mechatronics," Trans. Jpn. Soc. Elect. Eng., vol. 107-D, pp. 83–86, 1987.

[13] W. Kim, D. Shin, D. Won, and C. C. Chung, "Disturbance-observer based position tracking controller in the presence of biased sinusoidal disturbance for electrohydraulic actuators," IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 21, no. 6, pp. 2290–2298, Nov. 2013.

[14] C. S. Wang, X. L. Li, L. Guo, and Y. W. Li, "A nonlinear-disturbance observer-based DC-bus voltage control for a hybrid AC/DC microgrid," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 11, pp. 6162–6177, Nov. 2014

[15] Z. Li, C.-Y. Su, L. Wang, Z. Chen, and T. Chai, "Nonlinear disturbance observer based control design for a robotic exoskeleton incorporating fuzzy approximation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 9, pp. 5763–5775, Sep. 2015.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]

[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 4- Winter 2026

[16] N. Kobayashi, F. P. Wijaya, K. Kondo, O. Yamazaki, "Induction motor speed-sensorless vector control using mechanical simulator and disturbance torque compensation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 52, no. 3, pp. 2323-2331, May./Jun. 2016.
[17] H. Chu, B. Gao, W. Gu, and H. Chen, "Low speed control for permanent magnet dc torque motor using observer-based nonlinear triple-step controller," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 4, pp. 3286–3296, Apr. 2017.
[18] E. Kim, "A fuzzy disturbance observer and its application to control," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol.10, no. 1, pp. 77–85, Feb. 2002.
[19] J.-S. Ko and B.-M. Han, "Precision position control of PMSM using neural network disturbance observer on forced nominal plant," in Proc. IEEE Int. Conf. Mechatronics, 2006, pp. 316–320.
[20] S. Li and Z. Liu, "Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 8, pp. 3050–3059, Aug. 2009.
[21] H. Liu and S. Li, "Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 2, pp. 1171–1183, Feb. 2012.
[22] S. Lin, Y. Cai, B. Yang, and W. Zhang, "Electrical line-shafting control for motor speed synchronisation using sliding mode controller and disturbance observer," IET Control Theory Appl., vol. 11, no. 2, pp. 205–212, 2017.
[23] X. Zhang, L. Sun, K. Zhao, and L. Sun, "Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no.3, pp. 1358–1365, Mar. 2013.
[24] C. Milosavljevic, B. P. Drazenovic, and B. Veselic, "Discrete-time velocity servo system design using sliding mode control approach with disturbance compensation," IEEE Trans. Ind. Informat., vol. 9, no. 2, pp. 920–927, May. 2013.
[25] S. K. Sul, Control of electric machine drive systems, NYSE: John Wiley & Sons, 2011, ch. 5.
[26] A. G. Yepes, A. Vidal, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy, "Evaluation of techniques for cross-coupling decoupling between orthogonal axes in double synchronous reference frame current control," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 7, pp. 3527–3531, Jul. 2014.
[27] K. Åström and T. Hägglund, PID Controllers: Theory, Design, and Tuning, 2nd ed. Research Triangle Park, NC, USA: Instrum. Soc. Amer., 1995.
[28] V. Utkin, Sliding Modes in Control Optimization. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1992.
[29] S. Yu, X. H. Yu, and B. Shirinzadehc, "Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode," Automatica, vol. 41, no. 11, pp. 1957–1964, Nov. 2005.
[30] M.-S. Chen, Y.-R. Hwang, and M. Tomizuka, "A state-dependent boundary layer design for sliding mode control," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 47, no. 10, pp. 1677–1681, Oct. 2002.
[31] K. L. Kang, J. M. Kim, K. B. Hwang, and K. H. Kim, "Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer," in Proc. IEEE APEC, Feb. 22–26, 2004, vol. 2, pp.1111–1116.
[32] A. Levant, "Higher-order sliding modes, differentiation and output- feedback control," Int. J. Control, vol. 76, no. 9/10, pp. 924–941, 2003.
[33] Y. Feng, F. Han, and X. Yu, "Chattering free full-order sliding-mode control," Automatica, vol.50, no. 4, pp. 1310–1314, Apr. 2014.
[34] Y, Hong, J. Huang, and Y. Xu. "On an output finite-time stabilization problem." IEEE Trans Automat. Contr., vol. 46, no. 2, pp. 305-309, Feb. 2001.
[35] X. Yu and Z. Man, "Fast terminal sliding mode design for nonlinear dynamic systems," IEEE Trans.Circuit Syst. Part I, vol. 49, no. 2, pp. 261–264, Feb. 2002.
[36] Seyedali Mirjalili, Seyed Mohammad Mirjalili, Andrew Lewis,Grey Wolf Optimizer,Advances in Engineering Software,Volume 69,2014.

زیرنویس‌ها:

1. Disturbance Observer (DO)
۲. Extended State Observer
۳. Sliding-Mode Control
4. Rotor Field-Oriented Control
5. Metaheuristics
6. Gray Wolf Optimization (GWO)

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-15]
[DOI: jeps.2026.w.543]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 2- Winter 2026