مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد۱۴، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۹، صفحه ۱۵۴-۱۴۳

کنترل سرعت و کاهش ریپل گشتاور موتور سویچ‌رلوکتانس مبتنی بر کنترل‌کننده بهینه مد لغزشی و ساختار آبشاری

محمد جواد شکاری[۱]، محمد فرخی [۲]، داوود عرب خابوری[۳]

[۱] دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه علم و صنعت ایران، m_shekari@elec.iust.ac.ir

[۲] استاد، دانشکدهٔ مهندسی برق، گروه کنترل و قطب علمی مدلسازی و کنترل سیستم‌های پیچیده، دانشگاه علم و صنعت ایران، farrokhi@iust.ac.ir

[۲] دانشیار، دانشکدهٔ مهندسی برق، گروه قدرت، دانشگاه علم و صنعت ایران، khaburi@iust.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۸/۰۳/۲۴ ویرایش : ۱۳۹۸/۱۰/۰۴ پذیرش: ۱۳۹۹/۰۱/۳۰

چکیده: گسترش روزافزون اتوماسیون، سبب ورود موتورهای الکتریکی به صنایع شده است به‌گونه‌ای که نیروی محرکه بسیاری از ابزارها از موتورهای الکتریکی دریافت می‌شود. موتور سویچ‌رلوکتانس، به‌عنوان نوعی از موتورهای سنکرون، با مزیت‌های فراوان خود، توانایی جایگزین شدن با موتورهای قدیمی را دارد و مشکلات آن‌ها را برطرف می‌کند. اگرچه کنترل این موتور به‌دلیل ذات غیرخطی و متغیر با زمانش، و همچنین وجود عدم قطعیت‌های آن، امری بسیار دشوار است. در این مقاله با استفاده از کنترل‌کننده مد لغزشی بهینه، کنترل سرعت این موتور انجام‌گرفته است. با استفاده از ساختار آبشاری، بزرگترین عیب این موتور یعنی ریپل گشتاور کاهش پیداکرده است. کنترل‌کننده پیشنهادی، با تبدیل مساله کنترل مد لغزشی مرتبه اول به مساله بهینه سازی و با حل بی‌درنگ آن با شبکه عصبی بازگشتی تصویر، سیگنال کنترلی بهینه ای تولیدکرده که چترینگ نداشته و در عین حال شرط لغزش را برآورده می‌کند. عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی درمقایسه با سایر کنترل‌کننده‌ها در قالب شبیه‌سازی صورت‌گرفته و اثربخشی آن نشان داده شده است.

کلمات کلیدی: موتور سویچ‌رلوکتانس، شبکه عصبی بازگشتی تصویر، کنترل کننده بهینه لغزشی.

Speed Control and Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motors based on Cascade Loops and Optimal Sliding-mode Controller

Mohammad Javad Shekari, Mohammad Farrokhi, Davood Arab Khaburi

Abstract: The ever-increasing expansion of automation has led to increasing the use of electric motors that makes the main horse power of many instruments. The Switched Reluctance Motor (SRM), as a kind of synchronous motors, has many advantages and can be used instead of other motors to eliminate their problems. However, speed control of this motor is very difficult due to nonlinearities, time variant, and uncertainties. In this article, the speed control of SRM is considered by using an optimal sliding-mode controller. Using the cascade structure, the biggest defect in the SRM (i.e., the torque ripple) is reduced. By converting the first-order sliding-mode control problem to an optimization problem, and solving it in real time using projection recurrent neural network, the proposed controller produces an optimal control signal that does not have chattering, but satisfies the sliding condition. Evaluation of The proposed controller with other controller is carried out by simulation and its effectiveness is shown.

Keywords: Switched Reluctance Motor, Projection Recurrent Neural Network, Optimal Sliding Mode Controlle

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]

۱- مقدمه

موتور سویچ‌رلوکتانس نوعی موتور سنکرون است که با استفاده از تمایل قرار گرفتن روتورآهنی آن در ناحیه‌ای که حداقل رلوکتانس ممکن به آن اعمال شود، حرکت دوارنی به‌وجود می‌آورد[۱]. این موتور، به‌دلیل ساختار منحصر به‌فردی چون برجسته‌بودن قطب‌های روتور و استاتور، عدم وجود مواد مغناطیسی در ساخت آن و عدم وجود سیم‌پیچ برروی روتور، دارای مزایای ویژه‌ای از قبیل گشتاور راه‌اندازی بالا، اتلاف حرارتی کمتر، هزینه ساخت و نگه‌داری پایین، قابلیت کارکردن درحالت وقوع خطا و خنک‌سازی ساده می‌باشد[۲]. از این‌رو، این موتور توانایی کارکردن در محیط‌های به‌شدت نویزی با دمای بالا و وجود ضربات شدید را دارد و این امر آن را محبوب بخش‌های مختلف صنعتی کرده‌است. به‌دلیل دو عیب بزرگ، ریپل گشتاور و نویز صوتی این موتور همچنان جایگاه واقعی خودرا در صنعت پیدا نکرده است. ذات غیرخطی و وجود عدم‌قطعیت‌های پارامتری در این موتور، کنترل سرعت آن را دشوار کرده و تحقیقات روز دنیا در برطرف‌کردن این دو مشکل برای کنترل سرعت موتور با استفاده از روش‌های مختلف هستند. کنترل‌کننده مد لغزشی، روشی مقاوم دربرخورد با سیستم‌های غیرخطی با عدم‌قطعیت‌های پارامتری و ناپارامتری می‌باشد. این کنترل‌کننده به‌دلیل معایبی چون وجود پدیده چترینگ در سیگنال‌کنترلی و بالابودن بهره‌کنترلی آن، در بسیاری از کاربردها کنار گذاشته شده‌است.

در [۳]، با استفاده از یک مدل محاسباتی کوچک کنترل‌کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی (BELBIC)[1]، برای کنترل سرعت موتور سویچ‌رلوکتانس ارایه‌شده است. در [۴] نیز از این کنترل‌کننده در مساله کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم، در دوحالتِ با و بدون سنسور به‌کار رفته است. یکی از متداول‌ترین روش‌های کنترل سرعت و کاهش ریپل گشتاور در موتورها، استفاده از دوحلقه کنترلی سرعت و جریان است که به‌صورت آبشاری به‌یکدیگر متصل می‌شوند. در [۵] و [۶]، ساختار ذکرشده جهت کنترل سرعت موتور سویچ‌رلوکتانس به‌کاربرده شده است. کنترل‌کننده موجود در هرحلقه از نوع PI بوده که درآن ضرایب کنترل‌کننده‌ها و زوایای روشن و خاموش‌شدن توسط الگوریتم‌های فرابتکاری چون ژنتیک با مرتب‌سازی نامغلوب (NSGA-II)[2] ، جستجوی گرانشی (GSA)[3] و بهینه‌سازی ازدحام ارتباط (MOL)[4] تنظیم می‌شود. در[۷]، با استفاده از ترکیب کنترل‌کننده فازی و PI عملکرد پاسخ سرعت موتور سنکرون را درحالت گذار و ماندگار بهبود بخشیده‌اند. کنترل‌کننده فازی پاسخ گذاری مناسبی تولیدکرده درحالی که کنترل‌کننده PI پاسخ ماندگار مناسبی ایجاد می‌کند. براین اساس، ترکیب این دو کنترل‌کننده به‌این صورت که در حالت گذار کنترل‌کننده فازی فعال باشد و درحالت ماندگار کنترل‌کننده PI. ترکیب شدن این دو کنترل‌کننده می‌تواند با یک سیستم‌فازی دیگر صورت گیرد که معایبی چون حجم محاسبات بالا دارد. پژوهشگران در [۸] با ارایه روشی ساده قانون کلیدزنی بین این دو کنترل‌کننده را ایجاد می‌کنند که بار محاسباتی بسیار کمی دارد.

در[۹]، کنترل‌کننده فازی PID طراحی شده‌است که توسط شبکه استنتاج فازی به‌صورت برخط آموزش می‌بیند. آموزش برخط مشکلات آموزش قطع‌خط نظیر نیازمند بودن به حجم عظیم داده‌ها و مدت زمان طولانی آموزش را برطرف می‌کند.

در [۲]، طراحی و کنترل سرعت موتور سویچ‌رلوکتانس ۴/۲ به صورت تک‌فاز و دوفاز صورت گرفته است. هدف محققین، استفاده از این موتور و روش‌کنترلی پیشنهادی به‌جای موتورهای رایج یونیورسال در مخلوط‌کن‌ها بوده است. در [۱۰]، کنترل‌کننده فازی برای کنترل سرعت موتور سویچ‌رلوکتانس طراحی شده که توانایی کار در تمامی بازه‌های سرعت را دارد. در [۱۱]،کنترل‌کننده یک‌پارچه‌ای جهت کنترل سرعت موتور سویچ‌رلوکتانس در تمامی سرعت‌ها ارایه شده است. در سرعت‌های پایین و میانی با استفاده از تابع اشتراک گشتاور[5] (TSF)، کاهش ریپل‌گشتاور را به‌وجود آوردند و در سرعت‌های بالا حداکثر توان ممکن را با استفاده از عملکرد تک پالس ایجادکرده‌اند. در [۱۲]، کنترل‌گشتاور موتور سویچ‌رلوکتانس با استفاده از فیدبک خطی‌ساز و جبران‌کننده نیروی‌الکتریکی بازگشتی[6] (BEMF) صورت گرفته است. در این پژوهش با استفاده از خطی‌سازی جریان و موقعیت زاویه‌ای بازگشتی و همچنین با استفاده از جبران‌ساز مطرح شده، امکان کنترل سرعت موتور را با استفاده از کنترل‌کننده‌های خطی را به‌وجود می‌آورند. مرجع [۱۳] جهت کاهش ریپل گشتاور ذاتی در موتور سویچ‌رلوکتانس، روش کنترل گشتاور مستقیم[7](DTC) جدیدی را پیشنهاد می‌دهد که برخلاف روش‌های سنتی DTC، به حلقه کنترل‌شار نیاز ندارد. معرفی یک مبدل قدرت پل نامتقارن جدید، کاهش ریپل گشتاور را با استفاده از پدیده رزونانس در [۱۴] ارایه شده است. معادلات غیرخطی و نامتغیر با زمان، وجود نامعینی‌ها و ناشناختی‌های مدل موتور سویچ‌رلوکتانس، کنترل‌سرعت این موتور را به امری دشوار تبدیل‌کرده است. کنترل‌کننده مد لغزشی، روشی مقاوم در مقابله با موارد ذکرشده می‌باشد که به‌دلیل معایبی چون چترینگ در سیگنال‌کنترلی و بهره بالای این کنترل‌کننده کمتر مورد توجه قرار گرفته است. استفاده از تابع اشباع و تانژانت هیپربولیک به‌جای تابع‌علامت [۱۵] و[۱۶]، تقریب تابع کلیدزنی با استفاده از منطق فازی [۱۷] از جمله تحقیقاتی است که درخصوص حذف پدیده چترینگ در این کنترل‌کننده صورت گرفته‌است. کنترل‌کننده هوشمند لغزشی [۱۸] با تبدیل مساله کنترل لغزشی به مساله بهینه‌سازی و حل بی‌درنگ آن توسط شبکه بازگشتی مبتنی بر نظریه تصویر، یکی از تحقیقات انجام شده در زمینه

[1] Brain Emotional Learning Based Intelligent Controller
[2] Nondominated Sorting Genetic Algorithm-II
[3] Gravitational Search Algorithm
[4] Many Optimizing Liaison
[5] Torque Sharing Function
[6] Back Electromotive Force
[7] DTC

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]

حذف چترینگ کنترل‌کننده لغزشی و مقید کردن آن است. مرجع [۱۹] دو روش برای کنترل سرعت موتور سویچ‌رلوکتانس براساس روش کلیدزنی حالت ارایه داده است. موضوع روش کلیدزنی حالت، کنترل حالت‌های موتور در زمان پاسخ ماندگار با استفاده از پالس‌های انرژی و قطع آن است. درادامه این مقاله، با ترکیب روش کلیدزنی حالت با کنترل‌کننده مد لغزشی، روش کنترلی برای کنترل سرعت موتور ارایه می‌شود.

در [۲۰]، کنترل‌کننده سرعت جدیدی برای کنترل سرعت موتور سویچ‌رلوکتانس مبتنی برکنترل مد لغزشی ارایه شده است که در مقابل عدم‌قطعیت پارامترها و اغتشاش خارجی بار مقاوم بوده. در این روش، بهره سطح لغزش، توسط منطق فازی مشخص می‌گردد. برای به‌دست آوردن عملکرد بهینه موتور سویچ‌رلوکتانس در گستره وسیعی از سرعت‌ها، مساله بهینه‌سازی چندهدفه برای موتور سویچ‌رلوکتانس تعریف می‌گردد [۲۱]. هدف این بهینه‌سازی، به‌دست آوردن حداکثر گشتاور توامان با حداقل اتلاف و ریپل گشتاور است. در این مرجع، با پیدا کردن مقدار بهینه زوایای آتش و خاموش فازها، عملکرد مورد نظر را به‌دست می‌آورند. در [۲۲]، کنترل‌کننده فازی-تناسبی-مشتقی برای کنترل دقیق گشتاور موتور سویچ‌رلوکتانس تشریح‌شده است. با استفاده از منطق‌فازی و تابع توزیع گشتاور ، ریپل گشتاور در روش پیشنهادی این پژوهش کاهش یافته است. در [۲۳]، کنترل‌کننده تطبیقی لغزشی برای موتور سویچ‌رلوکتانس ارئه شده است. در این مرجع، با استفاده از یک سیستم فازی نوع ۲، مدل موتور تقریب زده‌می‌شود و با استفاده از سطح لغزشی انتگرالی، کنترل‌کننده تطبیقی حاصل می‌گردد. به‌دلیل استقلال سطح لغزش از قوانین فازی، سرعت پردازش دراین روش به‌شدت کاهش می‌یابد.

در این مقاله با ارایه یک ساختار کنترلی ساده، کنترل سرعت موتور سویچ‌رلوکتانس و کاهش ریپل گشتاور آن فراهم می‌شود درحالی که ساختار فیزیکی موتور، کلیدهای قدرت آن و زوایای روشن و خاموش فازها، بدون تغییر و مشابه با روش‌های معمول می‌باشد و نیازی به استفاده از روش‌های پیچیده‌ای چون تابع توزیع گشتاور وجود ندارد. در این ساختار از دوحلقه کنترلی سرعت و جریان که به صورت آبشاری به‌یکدیگر متصل شده‌اند، استفاده است. حلقه جریان از نوع PI بوده و وظیفه کاهش ریپل را با ثابت نگه‌داشتن سطح جریان، برعهده دارد، درحالی که کنترل‌کننده سرعت براساس خطای سرعت، جریان مطلوب را ایجاد می‌کند. کنترل‌کننده سرعت، از نوع کنترل مدلغزشی بهینه می‌باشد که روش کنترلی مقاومی است و با استفاده از شبکه‌عصبی بازگشتی تصویر و تبدیل مساله طراحی کنترل‌کننده به مساله بهینه‌سازی، معایب موجود در کنترل‌کننده مد لغزشی را برطرف می‌کند. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده اثر بخش بودن روش پینشهادی با مقایسه با روش‌های کلاسیکی چون PI و SMC و روش نوین کلیدزنی – حالت توسعه یافته‌شده ارایه شده در [۱۹] ، است. برخلاف بسیاری از تحقیقات گذشته که با شکل‌دهی نحوه‌ی اعمال جریان به فازهای موتورکه امری بسیار پیچیده و پرهزینه است، ریپل گشتاور را کاهش می‌دهند، درحالی که در روش پیشنهادی این مقاله، تنها با کنارهم قرار دادن دوحلقه کنترلی اثربخش وارائه یک ساختارکنترلی ساده و کم هزینه، کنترل سرعت و کاهش ریپل گشتاور، و همچنین بهینگی سیگنال کنترلی فرآهم آمده است.

در ادامه این مقاله، ابتدا در بخش دوم مدل موتور تشریح می‌شود و سپس در بخش سوم ساختار پیشنهادی معرفی می‌شود، طراحی کنترل‌کننده‌ها سرعت و بررسی پایداری حلقه‌بسته می‌پردازد نیز در این بخش صورت می‌گیرد و در نهایت نتایج شبیه‌سازی و تحلیل آن‌ها در بخش چهارم ارایه می‌شود. همچنین نتیجه‌گیری به عنوان آخرین بخش در بخش این مقاله رایه خواهد شد.

۲- معرفی مدل موتور سویچ‌رلوکتانس

موتور سویچ‌رلوکتانس شامل دو دسته معادله است، معادله مکانیکی که چرخش روتور را در بردارد و معادله الکتریکی که تغییرات جریان سیم‌پیچ‌هارا به وجود می‌آورد و باعث ایجاد چرخش درموتور می‌شود. معادله مکانیکی عبارت است از

$$j\dot{\omega} = -B\omega + T_e(\theta, i) - T_l \qquad (۱)$$

که در آن j اینرسی روتور، B اصطکاک، T_l گشتاور بار i جریان، ω سرعت، $\dot{\omega}$ تغییرات سرعت و $T_e(\theta, i)$ گشتاور تولیدشده موتور است. معادله الکتریکی موتور برابر است با

$$L(\theta, i)\frac{di}{dt} = v - R_s i - \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}\omega i \qquad (۲)$$

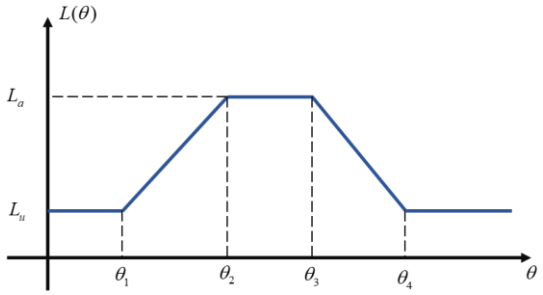
که در آن θ زاویه قطب روتور نسبت‌به استاتور، R_s مقاومت سیم‌پیچ‌موتور، $L(\theta, i)$ اندوکتانس، i جریان موتور و v ولتاژ اعمالی به فاز موتور می‌باشد. همچنین گشتاور تولیدی موتور (T_e) از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$T_e = \frac{1}{2j}\frac{dl(\theta, i)}{d\theta} i^2 \qquad (۳)$$

اندوکتانس موتور $L(\theta, i)$ وابسته به موقعیت قطب‌های روتور نسبت به قطب‌های استاتور است که در بین دو مقدار حداکثری و حداقلی خود تغییر می‌کند. شکل ۱ نشان‌دهنده تغییرات اندوکتانس نسبت به زاویه روتور بدون درنظرگرفتن اثر جریان می‌باشد.

برای ایجاد حرکت پیوسته در این موتور، لازم است که تمامی فازهای موتور در زوایایی که شیب اندوکتانس مثبت است (یا همگی منفی است) فعال شوند و سیگنال کنترلی به‌آنها اعمال شود.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]



شکل ۱: رابطه اندوکتانس با زاویه روتور [۱]

۳- معرفی ساختار پیشنهادی چندحلقه

ساختار پیشنهادی شامل دوحلقه کنترلی سطح بالا و سطح پایین، برای کنترل سرعت و کنترل جریان است و در شکل ۲ نشان داده شده است. براساس این ساختار تنها از مدل مکانیکی موقعیت – سرعت، برای طراحی کنترل‌کننده سرعت استفاده می‌شود و حلقه داخلی وظیفه کنترل دینامیک الکتریکی موتور یا همان معادله ولتاژ–جریان را برعهده دارد. حلقه‌کنترل سرعت، با تنظیم جریان موتور، سرعت موتور را در سطح مقدار مطلوب نگه‌می‌دارد و مانع‌از ایجاد ریپل سرعت می‌شود. کنترل‌کننده داخلی براساس سیگنال مرجع جریان و نوسانات جریان بازخوردی ناشی از تغییر فازها، ولتاژ موتور را به‌گونه‌ای تنظیم می‌کند که مجموع جریان فازهای موتور ثابت و بدون تغییر باقی بماند، این‌امر منجربه کاهش ریپل گشتاور می‌شود.

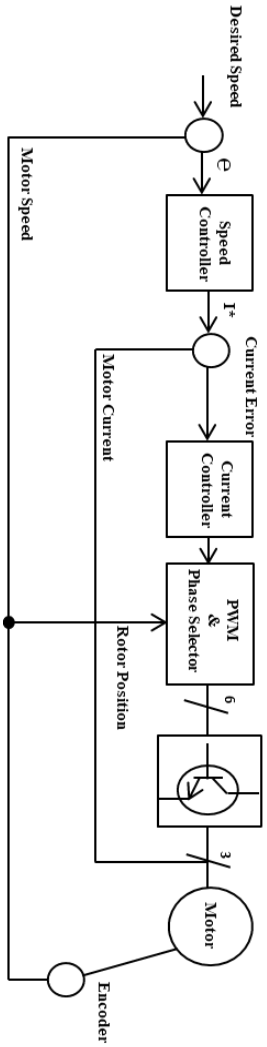
نقش کنترل‌کننده سرعت درساختار پیشنهادی، بسیار مهم‌است. سیگنال جریان مرجع تولید شده باید به‌گونه‌ای باشد که حلقه‌داخلی بتواند آنرا دنبال‌کند. همچنین نسبت به نامعینی‌ها و غیرخطی‌گری‌های سیستم مقاوم باشد. از این‌رو برای طراحی کنترل‌کننده سرعت، کنترل‌کننده بهینه لغزشی ارایه شده در [۱۸] پیشنهاد می‌شود که متناسب به مساله کنترل موتور تبیین می‌گردد. بهینگی سیگنال کنترلی، نبود چترینگ در سیگنال‌کنترلی و مقاوم‌بودن از مزایای این کنترل‌کننده به‌حساب می‌آید. استفاده از این کنترل‌کننده در ساختار کنترل سرعت موتور سویچ‌رلوکتانس می‌تواند روش‌حاضر را به روشی ارزشمند برای کاربردهای صنعتی تبدیل‌کند.

۳-۱- طراحی کنترل‌کننده سرعت

کنترل‌کننده سرعت براساس معادله مکانیکی موقعیت – سرعت موتور طراحی شده و ولتاژ موتور توسط کنترل‌کننده داخلی تولید می‌گردد. بنابراین جریان موتور به‌عنوان ورودی و گشتاور بار به صورت اغتشاش درنظر گرفته شده است. نمایش فضای حالت مدل موتور به صورت زیر می‌باشد:

$$\begin{bmatrix}\dot{\theta}\\ \dot{\omega}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & -\frac{B}{j}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta\\ \omega\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \frac{1}{2j}\frac{dL(\theta,i)}{d\theta}i^2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ -\frac{1}{j}T_l\end{bmatrix} \qquad (۴)$$

$$y=\begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta\\ \omega\end{bmatrix}$$



شکل ۲: دیاگرام کنترلی پیشنهادی

سیستم مورد نظر دارای یک تابع غیرخطی (گشتاور موتور) در عبارت ورودی می‌باشد. با بسط دادن جریان حول یک جریان اولیه و ثابت i_0، و با درنظرنگرفتن جملاتی با درجه بالا، عبارت گشتاور خطی سازی می‌گردد. در این حالت رابطه گشتاور به‌صورت زیر ساده می‌شود

$$T_e=\frac{i_0}{j}\frac{dL(\theta,i)}{d\theta}i+\frac{1}{j}\frac{dL(\theta,i)}{d\theta}\frac{B}{2}=\gamma i(t)+d(t) \qquad (۵)$$

که درآن i_0 ، $\frac{dL(\theta,i)}{d\theta}$ و j همگی ثابت و محدود هستند، از این رو حدود ضریب جریان، در این رابطه خطی قابل محاسبه می‌باشد، این درحالی است که $d(t)$ را به‌عنوان اغتشاش درنظر می‌گیریم. برای این منظور، بدون درنظر گرفتن اثر جریان و اشباع هسته آهنی بر اندوکتانس موتور می‌توان تغییرات اندوکتانس را ثابت و برابر با میانگین اندوکتانس هم‌راستا و ناهمراستا دانست درنظر گرفت. بنابراین کران بالای γ براساس پارامترهای موتور و حداکثر جریان مجاز اعمالی به موتور قابل محاسبه

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]

است. مدل خطی نامتغیر با زمان حاصل شده برای سیستم به صورت زیر است

$$\begin{bmatrix}\dot{\theta}\\ \dot{\omega}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & -\frac{B}{j}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta\\ \omega\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \gamma\end{bmatrix}i+\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}D \qquad (۶)$$
$$y=[1\quad 0]\begin{bmatrix}\theta\\ \omega\end{bmatrix}$$

که درآن i ورودی سیستم و $D=d(t)-\frac{1}{j}T_l$ اغتشاش وارده برسیستم و عدم قطعیت‌های آن است. با توجه به پارامترهای تشکیل دهند D می توان نشان‌داد که این مقدار محدود است

$$|d(t)-\frac{1}{j}T_l|\le|d(t)|+|\frac{T_l}{j}| \qquad (۷)$$

که در آن $|\frac{T_l}{j}|$ با توجه به ماهیت فیزیکی آن، محدود است و حدود $d(t)$ را به صورت زیر می‌توان نشان‌داد

$$|d(t)|=|\frac{1}{j}\frac{dL(\theta,i)}{d\theta}\frac{B}{2}|\le|\frac{1}{j}||\frac{dL(\theta,i)}{d\theta}||\frac{(i^2-2i_0\,i)}{2}| \qquad (۸)$$

که در آن با توجه به محدود بودن جریان در فضای کاری مورد بحث، عبارت B نیز محدود خواهد بود. جهت طراحی کنترل‌کننده لغزشی، سطح لغزش را مبتنی بر درجه نسبی سیستم، به صورت زیر درنظر گرفته می‌شود:

$$S(\mathbf{x},y)=\dot{e}(t)+\lambda_1 e(t)+\lambda_2\int_0^t e(\tau)\,d\tau \qquad (۹)$$

که در آن $e(t)=\theta-\theta_d$ و $\dot{e}(t)=\omega-\omega_d$ به‌ترتیب خطای موقعیت و سرعت موتور است. همچنین λ_1 و λ_2 ظرایب مثبت و غیر صفر هستند.. مشتق زمانی سطح لغزش به صورت زیر می‌باشد.

$$\dot{S}(\mathbf{x},t)=\dddot{e}(t)+\lambda_1\ddot{e}(t)+\lambda_2\dot{e}(t) \qquad (۱۰)$$

با توجه به درجه نسبی سیستم که $\mathbf{CB}=0$ را ایجاد می‌کند، مشتق سطح لغزش به صورت زیر بازنویسی می‌گردد

$$\dot{S}(\mathbf{x},t)=\mathbf{CA}^2\mathbf{x}(t)+\mathbf{CAB}u(t)-\dddot{y}_d+\lambda_1\ddot{e}(t)+\lambda_2\dot{e}(t) \qquad (۱۱)$$

که در آن ماتریس‌های $\mathbf{C}$، $\mathbf{A}$ و $\mathbf{B}$ ماتریس‌های سیستم هستند، $u(t)$ جریان موتور و $\mathbf{x}(t)$ حالات موتور، متشکل از موقعیت و سرعت موتور می‌باشد. برای به‌دست آوردن سیگنال‌کنترلی مبتنی بر کنترل‌کننده مد لغزشی به‌گونه‌ای که پدیده چترینگ در آن ظاهر نشود و سیگنال کنترلی تولید شده مقید و بهینه باشد، براساس [۱۸] تابع هزینه زیر جهت تبدیل مساله طراحی کنترل‌کننده به مساله بهینه‌سازی تعریف می‌گردد

$$J=\frac{1}{2}q(t)\left[\dot{S}(\mathbf{x},t)+\alpha(t)S(\mathbf{x},t)\right]^2+\frac{1}{2}p(t)\,u^2(t) \qquad (۱۲)$$

که در آن $p(t)$ ، $q(t)$ و $\alpha(t)$ مقادیر مثبت غیر صفر هستند که نقش بسیار مهمی را در پایداری حلقه بسته سیستم ایفا می‌کنند. تابع هزینه متشکل از دو بخش حداقل ساز سیگنال کنترلی، و صفر کننده دینامیک سطح لغزش است. با جایگذاری (۱۱) در (۱۲) و انجام کمی محاسبات ریاضی و مرتب سازی آن، معادله (۱۲) منجر به مساله بهینه‌سازی QP[1] مبتنی بر متغیر بهینه‌ساز سیگنال کنترلی، به صورت زیر می‌شود:

$$J_{QP}=\frac{1}{2}\mathbf{W}(t)u^2(t)+h(\mathbf{x},t)u(t) \qquad (۱۳-آ)$$

که در آن

$$W(t)=q(t)\left(\mathbf{CAB}\right)^2+p(t)$$
$$h(\mathbf{x},t)=q(t)(\mathbf{CAB})[\mathbf{CA}^2\mathbf{x}(t)-\dddot{y}_d+ \qquad (۱۳-ب)$$
$$\lambda_1\ddot{e}(t)+\lambda_2\dot{e}(t)+\alpha(t)S(\mathbf{x},t)]$$

متغیر بهینه‌ساز، جریان موتور است و با پارامتر $u(t)$ نشان داده‌می‌شود که باید در کران‌های $u_{\min}\le u\le u_{\max}$ صدق کند که در آن $u_{\min}$ و $u_{\max}$ به‌ترتیب کمینه و بیشینه جریان مجاز اعمالی به موتور است. یکی‌از چالش‌های بزرگ حل مساله بهینه‌سازی، زمان انجام محاسبات و رسیدن به پاسخ بهینه است. شبکه‌عصبی تصویر می‌تواند این مهم را فراهم کند. ازجمله مزایای استفاده از شبکه‌عصبی بازگشتی مبتنی بر نظریه تصویر برای مسال بهینه‌سازی، می‌توان به صورت زیر اشاره کرد:

- عدم نیاز به وارون ماتریس ورودی و یا وارون مجازی آن
- تعداد سلول‌های شبکه برابر است با تعداد متغیرهای بهینه ساز مساله
- ساختار ساده و پیاده‌سازی آسان با استفاده از ابزارهای الکترونیکی ابتدایی

دراین مقاله، برای حل بی‌درنگ مساله بهینه‌سازی، از شبکه عصبی بازگشتی مبتنی برنظریه تصویر (PRNN[2]) استفاده می‌شود. معادله دینامیکی و همچنین معادله خروجی این شبکه عبارت‌است از [۲۴]

$$\xi\frac{dX(t)}{dt}=-u(t)+\mathrm{Pr}_{\Omega}\left(u(t)-\mathbf{X}(t)\right) \qquad (۱۴)$$
$$u(t)=\mathbf{W}^{-1}(t)\left(\mathbf{X}(t)-h(\mathbf{x},t)\right)$$

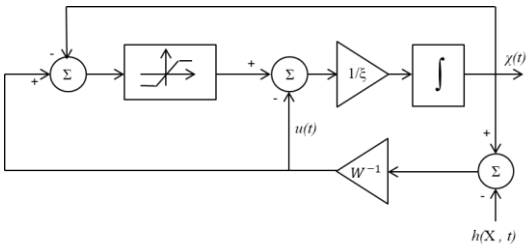
که در آن ξ ضریب آموزش شبکه PRNN می‌باشد. متغیرهای حالات شبکه عصبی با بردار $\mathbf{X}(t)$ نشان داده‌می‌شوند که درصورت همگرایی شبکه، به نقطه‌ی بهینه همگرا خواهد شد. خروجی شبکه عصبی $u(t)$ نامگذری شده که وابسته به متغیرهای حالات شبکه و متغیرهای حالات اصلی سیستم می‌باشد. $\mathrm{Pr}_{\Omega}\left(u(t)-X(t)\right)$ بیانگر اپراتور تصویر می‌باشد، که به‌صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$g(X)=\begin{cases}X_{\max} & if\ \ X_{\max}\le X\\ X & if\ \ X_{\min}\le X\le X_{MAX}\\ X_{\min} & if\ \ X\le X_{\min}\end{cases} \qquad (۱۵)$$

[1] Quadratic Programming

[2] Projection Recurrent Neural Network

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]



شکل ۳: نمودار بلوکی شبکه عصبی بازگشتی مبتنی بر نظریه تصویر برای حل مساله برنامه سازی درجه دو

باتوجه تک ورودی-تک خروجی (SISO)[1] بودن مدل موتور مورد استفاده، متغیر بهینه‌سازی مساله QP از نوع اسکالر بوده و در ساختار PRNN تنها یک حالت یا به‌عبارت دیگر فقط یک سلول وجود خواهد داشت. این امر باعث تسریع بسیار زیاد در همگرایی شبکه خواهدشد. شکل ۳ ساختار این شبکه را نشان می‌دهد. شبکه عصبی PRNN همواره پایدار لیاپانوف است[۲۴]. پایدار بودن این شبکه متناظر با کمینه‌سازی تابع هزینه موردنظر است.

۳-۲- پایداری حلقه بسته

تشکیل سیگنال کنترلی توسط PRNN و مبتنی بر مدل خطی شده موتور بدون وجود اغتشاش استفاده صورت می‌گیرد، این امر باعث حذف چترینگ موجود در سیگنال کنترلی می‌شود. از طرفی، به‌دلیل مدل استفاده شده در طراحی کنترل‌کننده، اغتشاش و عدم‌قطعیت‌های مدل بر همگرایی شبکه عصبی تاثیری نمی‌گذارد. این درحالی است که برای تضمین پایداری حلقه بسته سیستم، و برقرار شدن شرط لغزش، پارامترهای سطح‌لغزش، براساس آنالیز حلقه بسته پایداری سیستم در حضور عدم قطعیت و اغتشاش سیستم محاسبه می‌گردند.

قضیه [۱۸] . سیستم حلقه بسته متشکل از سیستم (۴) و شبکه عصبی PRNN (۱۴) پایدار است و نسبت به عدم‌قطعیت D با $|D|<\eta$ و $\eta>0$، مقاوم است.

اثبات: تابع لیاپانوف زیر را درنظر بگیرید

$$v(t)=\frac{1}{2}S^2(\mathbf{x},t) \qquad (۱۶)$$

سیستم حلقه بسته پایدار است، اگر شرط زیر را فراهم کند:

$$S(\mathbf{x},t)\dot{S}(\mathbf{x},t)\le-\gamma|S(\mathbf{x},t)| \qquad (۱۷)$$

که در آن γ بهره سطح لغزش معرفی می‌گردد. مشتق سطح لغزش، با درنظر گرفتن اغتشاش D به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{S}(\mathbf{x},t)=\mathbf{CA}^2\mathbf{x}(t)+\mathbf{CAB}u(t)+\mathbf{CA}D(t)+\mathbf{C}\dot{D}(t)-\ddot{y}_d+\lambda_1\dot{e}(t)+\lambda_2e(t) \qquad (۱۸)$$

با درنظر گرفتن عدم قطعیت سیستم به‌صورت زیر و محاسبه کران بالای آن طبق (۷) و (۸)، می‌توان شرط لغزش را به‌صورت زیر باز نویسی کرد، که پایداری حلقه بسته سیستم به ازای برقرای آن خواهد بود

$$\delta(t)=\mathbf{C}\left(\mathbf{A}D(t)+\dot{D}(t)\right),\quad |\delta(t)|\le\Gamma \qquad (۱۹)$$

$$S(\mathbf{x},t)(\mathbf{CA}^2\mathbf{x}(t)+\mathbf{CAB}u(t)+\mathbf{CA}D(t)+\mathbf{C}\dot{D}(t)-\ddot{y}_d+\lambda_1\dot{e}(t)+\lambda_2e(t))\le-\gamma|S(x,t)| \qquad (۲۰)$$

با جایگذاری رابطه‌ی خروجی شبکه عصبی تصویر، (۱۶) در (۲۰) ضرایب $\alpha(t)$، $\gamma(t)$، $p(t)$ و $q(t)$ به‌گونه‌ای حاصل می‌گرددند که شرط لغزش را برآورده سازند وبرابر هستند با

$$\alpha(t)\ge\frac{\gamma(t)+\Gamma}{|S(\mathbf{x},t)|} \qquad (۲۱-آ)$$

$$\gamma\ge\dot{S}(\mathbf{x},t)+\Gamma-\ddot{y}_d-\mathbf{CAB}u(t) \qquad (۲۱-ب)$$

$$q(t)\ge\frac{\mathbf{CAB}\,\mathbf{X}(t)+p(t)\left[\dot{S}(\mathbf{x},t)-\mathbf{CAB}u(t)+\Gamma-\ddot{y}_d+\gamma\right]}{(\mathbf{CAB})^2\left[\alpha(t)|S(\mathbf{x},t)|-\Gamma-\gamma(t)\right]} \qquad (۲۱-پ)$$

$$p(t)\ge\frac{\mathbf{CAB}\,\mathbf{X}(t)+q(t)(\mathbf{CAB})^2\left[\alpha(t)|S(\mathbf{x},t)|-\Gamma+\gamma(t)\right]}{\left[-\dot{S}(\mathbf{x},t)+\mathbf{CAB}u(t)+\ddot{y}_d+\gamma\right]} \qquad (۲۱-ت)$$

با درنظر گرفتن پارامترهای کنترل‌کننده به‌صورت (۲۱)، کنترل‌کننده پیشنهادی نسبت به عدم‌قطعیت‌ها مقاوم خواهد بود و چون سیگنال کنترلی توسط شبکه عصبی PRNN تولید می‌شود، سیگنال کنترلی فاقد چترینگ خواهد بود. برای عملکرد مناسب کنترل‌کننده لازم است مقادیر اولیه پارامترها به‌گونه‌ای انتخاب شود که پایداری سیستم را تضمین نماید.

۳-۳- طراحی کنترل‌کننده سرعت مدلغزشی کلاسیک و کلیدزنی – حالت توسعه یافته[2]

برای بررسی عملکرد، کنترل‌کننده پیشنهادی با سه کنترل‌کننده PI و مد لغزشی (SMC) و کنترل‌کننده کلیدزنی-حالت توسعه‌یافته (IS-SC)[۱۹] مقایسه می‌شود و برای عادلانه بودن این مقایسه، مشکل پدیده جمع‌زدگی کنترل‌کننده PI به روش BCAT [3] جبران می‌گردد و برای کاهش اثر چترینگ در کنترل‌کننده مدلغزشی، بجای استفاده از تابع علامت از تابع تانژانت‌هایپربولیک استفاده می‌شود، این کنترل‌کننده مبتنی بر مدل غیر خطی سیستم طراحی می‌گردد و دارای سطح لغزشی مشابه با روش پیشنهادی است. سیگنال کنترلی معادل در این کنترل‌کننده از برابر با صفر قرار دادن مشتق سطح لغزش حاصل می‌شود و به شرح زیر می‌باشد:

[1] Single-Input-Single-Output
[2] Improved State-Switching Controller (IS-SC)
[3] Back Calculation and Tracking

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]

$$i_{eq}^2 = \frac{2}{\dfrac{dL(\theta,i)}{d\theta}}[T_l + \beta\,\omega_m + j\,\dot{\omega}_d - j\lambda_1(\omega_m - \omega_d) - j\lambda_2(\theta_m - \theta_d)] \quad (۲۲)$$

در انتها، سیگنال کنترلی مد لغزشی به‌صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$i^2 = i_{eq}^2 - K\tanh\big(S(\mathbf{x},t)\big) \quad (۲۳)$$

با بررسی شرط لغزش (۲۲) و جای گذاری i^2 در آن، مقدار K بدست می‌آید و برابر با $\dfrac{2j\gamma}{\dfrac{dL(\theta,i)}{d\theta}}$ است که در آن γ بهره سطح لغزش می‌باشد. درنهایت سیگنال کنترلی تولید شده توسط کنترل‌کننده لغزشی به‌صورت زیر خواهدبود:

$$i^* = \left\{\sqrt{|\,i_{eq}{}^2 - K\tanh\big(S(\mathbf{x},t)\big)\,|}\right\}\left\{\mathrm{sgn}\left[i_{eq}{}^2 - K\tanh\big(S(\mathbf{x},t)\big)\right]\right\} \quad (۲۴)$$

تابع‌علامت موجود در (۲۴) برای حفظ علامت سیگنال، پس از گرفته شدن جذر است. دیگر کنترل‌کننده موجود برای بررسی عملکرد روش‌حاضر، کنترل‌کننده ارایه شده در [۲۱] است. این کنترل‌کننده که مبتنی بر الگوریتم مد لغزشی طراحی شده و براساس حداقل و حداکثر جریان موتور، سیگنال‌کنترلی ازجنس جریان ایجاد می‌کند. نمودار بلوکی این کنترل‌کننده در شکل ۵ نشان داده شده است که درآن حلقه داخلی مشابه با سایرروش‌ها از نوع تناسبی - انتگرالی بوده است. سطح لغزش ارایه شده در این روش به صورت زیر است:

$$s = \omega^* - (\omega_m + \lambda\omega_m) \quad (۲۵)$$

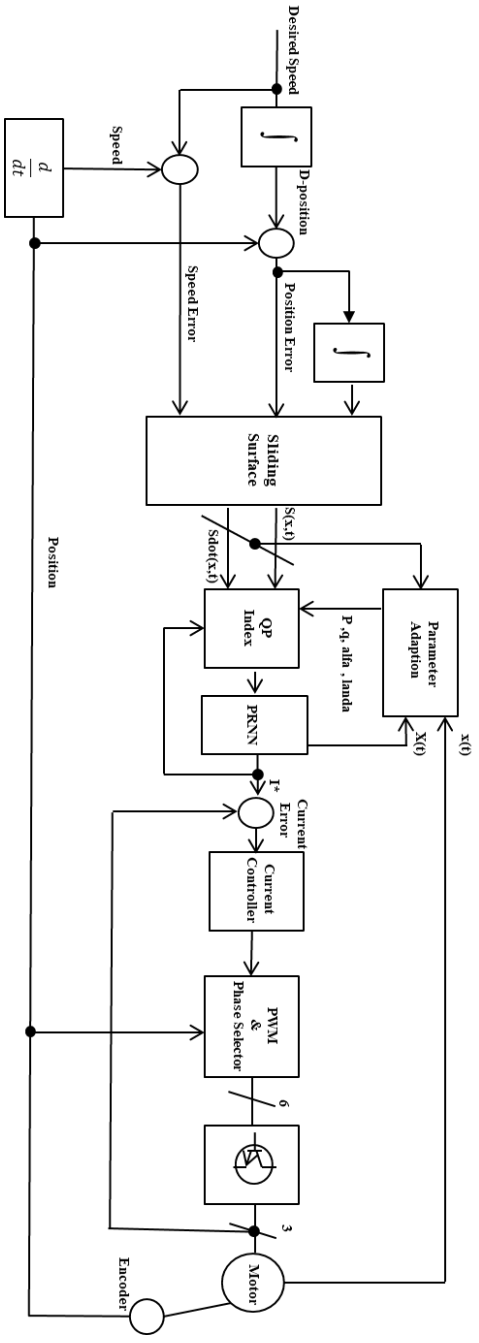
که درآن ω^* و ω_m به ترتیب سرعت مطلوب و سرعت موتور و λ بهره شتاب بوده است. سیگنال کنترلی در این روش‌به صورت زیر معرفی می‌شود:

$$i_k^* = i_{k-1} + k_I\,\mathrm{sgn}(s) \quad (۲۶)$$

که‌درآن k بیانگر زمان، i_{k-1} جریان لحظه قبل موتور است و k_I به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$k_I\begin{cases} A & \text{if } s < -\varepsilon \\ B & \text{if } -\varepsilon < s < 0 \\ -B & \text{if } 0 < s < \varepsilon \\ -A & \text{if } s < \varepsilon \end{cases} \quad (۲۷)$$

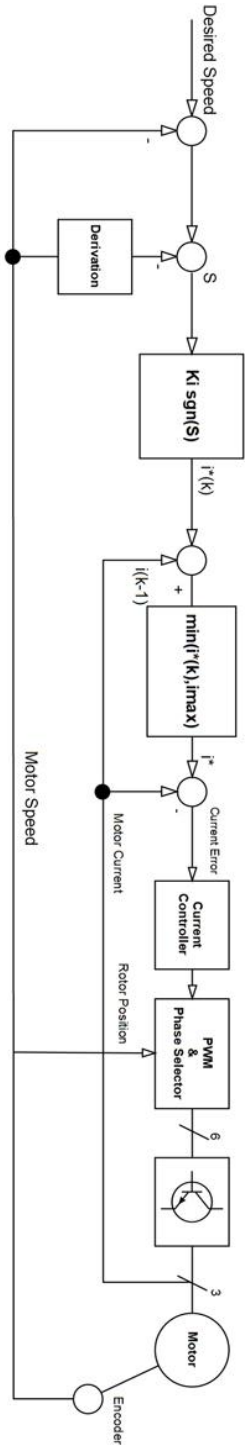
ε به عنوان معیاری برای مصالحه بین حذف اغتشاش و چترینگ است، هرچه مقدار آن کوچک باشد، حذف اغتشاش بیشتری وجود دارد و به تبع آن، ریسک رخ دادن چترینگ بالاتر می‌رود.



شکل ۴: کنترل‌کننده پیشنهادی چندحلقه با جزئیات کنترل‌کننده سرعت

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]



شکل ۵: نمودار بلوکی کنترل‌سرعت با وجود کنترل‌کننده IS-SC [۱۹]

٤- نتایج شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

به‌منظور نشان دادن عملکرد روش‌های پیشنهاد شده دراین مقاله، شبیه‌سازی‌های کامپیوتری بر روی موتور سویچ‌رلوکتانس ۶/۴ با استفاده از کتابخانه Simscape متلب و با پارامترهای موتور واقعی[۲۵] انجام شده است، این پارامترها در جدول ۱ نشان داده‌شده است. همچنین برای نزدیک کردن شرایط شبیه‌سازی به محیط واقعی، اثر کلیدهای قدرت، دیودها، و راه‌اندازهای کلیدها نیز در نظر گرفته شده‌است.

جدول ۱: مشخصات موتور مورد استفاده در شبیه‌سازی

مشخصه	مقدار	واحد
مقاومت سیم‌پیچ‌ها	۲.۳	اهم
اینرسی روتور	۰.۰۰۰۱	Kg.m.m
اصطکاک	۰.۰۰۰۰۱	N.m.s
اندوکتانس ناهمراستا	۴.۸	mH
اندوکتانس هم‌راستا	۲۷	mH
حداکثر جریان موتور	۳	Amper
ولتاژ نامی	۲۴	Volt
کمان قطب استاتور	۳۰	درجه
کمان قطب روتور	۳۲	درجه
تعداد حلقه در هر سیم‌پیچ	۲۰۰	عدد

دو آزمایش مختلف برای بررسی پاسخ گذرا و ماندگار و مقاومت سیستم نسبت به اغتشاش خارجی وجود دارد. در آزمایش اول، دو سرعت مختلف به‌عنوان سرعت مطلوب به کنترل‌کننده‌ها اعمال‌شده و اثر مجموع گشتاور فازها و سیگنال کنترلی مورد بررسی قرار می‌گیرد، لازم به ذکر است که تمامی کنترل‌کننده‌ها براساس سرعت مطلوب اول تنظیم شده‌اند. در آزمایش دیگر پس از به حالت ماندگار رسیدن سرعت موتور، گشتاور باری به صورت اغتشاش به موتور اعمال می‌شود.

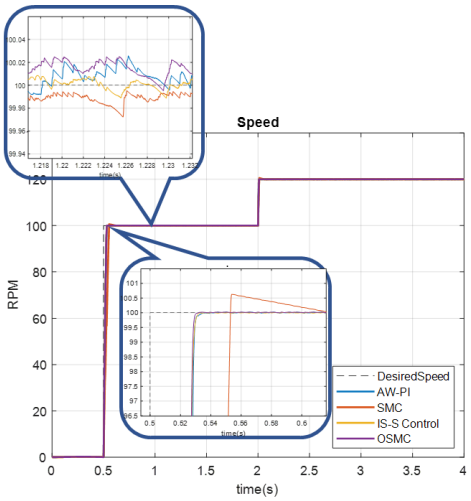
شکل۶ پاسخ سیستم در رسیدن به سرعت‌های مطلوب ۱۰۰ و ۱۲۰ دور بردقیقه را نشان می‌دهد. همانگونه‌که مشخص است، کنترل‌کننده SMC فراجهشی درحدود ۱ درصد دارد، درحالی که کنترل‌کننده‌های PI، IS-SC و مد لغزشی بهینه (OSMC)[1] بدون فراجهش خود را به مقدار مطلوب رسانده‌اند. پرش سرعت در حالت ماندگار، به ازای عبور قطب‌های روتور و استاتور از زیر یک‌دیگر و گشتاور تولید شده به‌ازای آن می‌باشد به‌گونه‌ای که در حدود هر ۰.۱۵ ثانیه یک قطب عبور می‌کند. پرش سرعت در این فاصله زمانی در کنترل‌کننده SMC قابل مشاهده است درحالی است که سایر روش‌ها این مقدار پرش سرعت کاهش پیدا کرده است.

شکل۷ گشتاور تولیدی موتور را در آزمایش اول نشان می‌دهد. همانگونه‌که مشخص است، در حالت ماندگار، OSMC و IS-SC ریپل گشتاور را به‌مقدار بسیار زیادی نسبت به سایر روش‌ها کاهش داده است.

[1] Optimal Sliding-Mode Controller

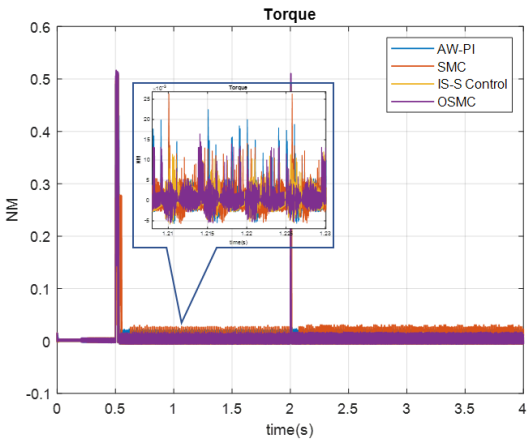
جدول ۲ حداکثر مقادیر ریپل گشتاور و سایر نتایج دیگر را نشان می‌دهد. در سیگنال کنترلی (شکل ۸) طبق انتظار پدیده چترینگ و بهره‌ی بالا در کنترل‌کننده SMC و IS-SC وجود دارد درحالی هیچ‌کدام از این مشکلات مطرح شده در کنترل‌کننده پیشنهادی وجود ندارد. مقدار چترینگ و در کنترل‌کننده IS-SC به مراتب بیشتر از سایر کنترل‌کننده‌ها بوده، این امر به دلیل مقدار ε درنظر گرفته شده است که حذف اغتشاش و کاهش ریپل مناسبی را بدست دهد. در این کنترل‌کننده، $\varepsilon = 1$ و کنترل‌کننده به ازای تغییر سطح لغزش به اندازه یک دور در دقیقه واکنش نشان می‌دهد. این امر موجب کاهش ریپل گشتاور و مقاومت بالا شده اما سیگنال کنترلی حاصل شده به‌شدت دارای چترینگ است و مقدار بهره‌ی بالایی دارد. لازم به ذکر است که هرسه کنترل‌کننده لغزشی طراحی شده، شرط لغزش را درحالت ماندگار برآورده می‌کنند.

آزمایش دیگر افزودن گشتاور بار به صورت اغتشاش می‌باشد درحالی که موتور در سرعت ثابت ۱۰۰ RPM قراردارد، گشتاور ۰.۰۵ نیوتون‌متری در ثانیه دوم شبیه‌سازی به موتور اعمال می‌شود(شکل ۹). گشتاور تولیدی موتور در شکل ۱۰ نمایش داده شده است. پرش گشتاور پس از افزودن بار در تمامی روش‌ها قابل مشاهده است.



شکل ۵: سیگنال سرعت موتور به ازای تغییر سرعت مطلوب

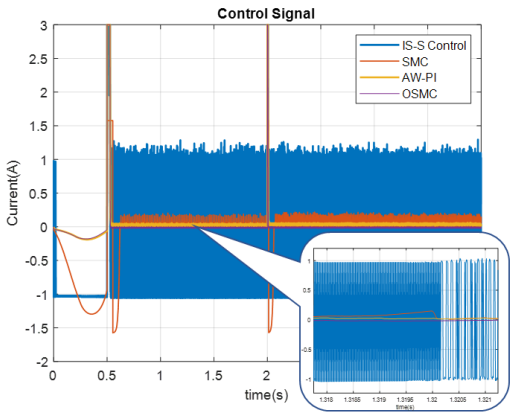
همانطور که در شکل ۱۰ مشخص است، ریپل گشتاور درلحظات کموتاسیون، به‌ازای روش IS-SC کمترین مقدار خود را دارد، درحالی که شکل موج تولید شده دو روش IS-SC و SMC مشابه هم است. سیگنال کنترلی تولید شده در شکل ۱۱ نمایش داده‌شده است. در این سیگنال به دلیل وجود پرش در سیگنال بازخوردی سرعت، سیگنال کنترلی در دوکنترل‌کننده PI و OSMC نیز تا حدودی دچار پرش شده است. این درحالی است که حالات شبکه عصبی PRNN بدون نوسان به مقدار بهینه خود رسیده‌اند (شکل ۱۲).



شکل ۶: نمودار سیگنال گشتاور تولید شده

جدول ۲: نتایج شبیه‌سازی آزمایش اول

روش کنترلی	حداکثر ریپل گشتاور تولیدی (NM)	فراجهش سرعت (٪)	زمان استقرارسیگنال کنترلی (میلی‌ثانیه)	میانگین مطلق (جریان)	چترینگ در سیگنال کنترلی
AW-PI	۰/۰۲۲	۰	۴۱	۰/۰۵	–
SMC	۰/۰۴	۱	۱۷۰	۲/۰۶	دارد
OSMC	۰/۰۱۲	۰	۳۱	۰/۰۱۳	ندارد
IS-SC	۰/۰۱۵	۰	۳۵	۱/۰۱۶۱	به شدت دارد



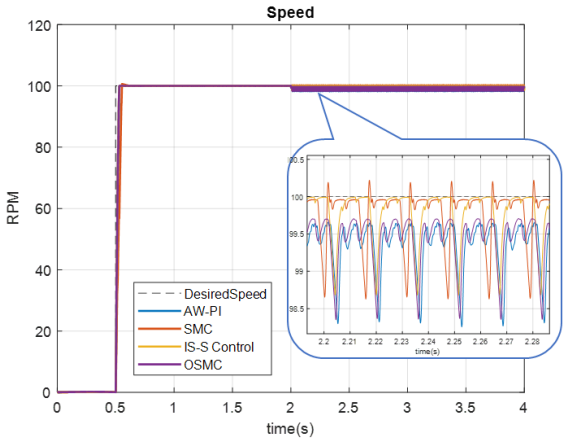
شکل ۷: سیگنال‌های کنترلی

همانطور که مشخص است، کنترل‌کننده IS-SC به‌ازای رسیدن به پاسخی نزدیک به پاسخ کنترل‌کننده OSMC، سیگنال‌کنترلی تولیدکرده که دارای چترینگ بسیار بوده و نسبت به‌سایر روش‌ها از دامنه بیشتری برخوردار است. جدول ۳ خلاصه نتایج آزمایش دوم را در قالب گزارش‌های عددی به‌عنوان معیارهای بهینگی سیگنال کنترلی و وجود چترینگ درآن ارایه می‌کند.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]

جدول ۳: خلاصه نتایج آزمایش دوم شبیه‌سازی

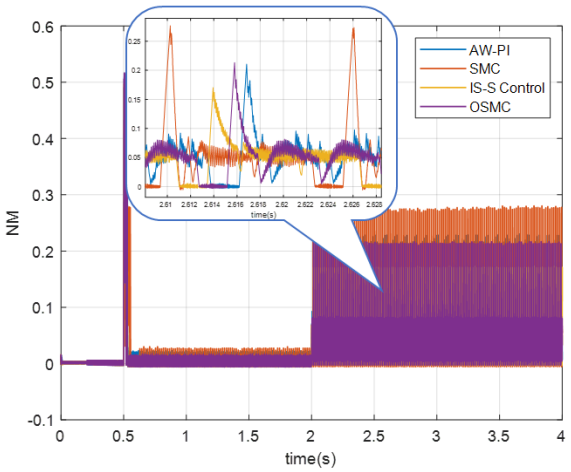
روش کنترلی	میانگین سرعت (RPM)	واریانس سرعت	میانگین سیگنال کنترلی	واریانس سیگنال کنترلی	واریانس گشتاور
AW-PI	۹۹/۴	۰/۱۲	۰/۶۸	۰/۱۲	۰/۰۰۱۴
SMC	۹۹/۸	۰/۱۹	۰/۶۸	۴	۰/۰۰۳
OSMC	۹۹/۴	۰/۱۱	۰/۵	۰/۱	۰/۰۰۱۱
IS-SC	۹۹/۷۷۰۸	۰/۱۲۶۹	۰/۸	۱/۰۶۷۴	۰/۰۰۰۹۵



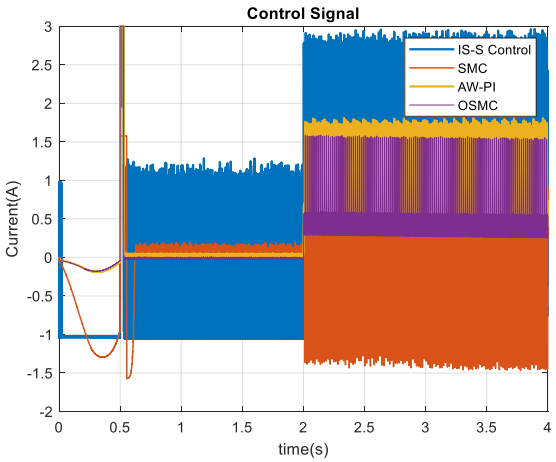
شکل ۸: سرعت موتور به ازای اضافه گردن گشتاور بار ۰/۰۵ Nm در دومین ثانیه‌ی شبیه‌سازی

۵- نتیجه گیری

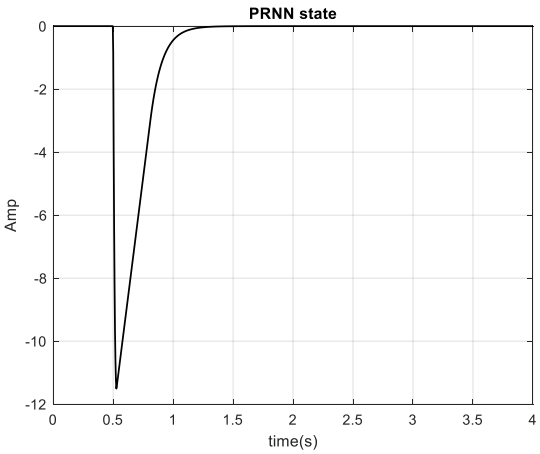
در این مقاله با استفاده از کنترل‌کننده بهینه لغزشی کنترل سرعت موتور سویچ‌رلوکتانس و کاهش ریپل گشتاور آن فرآهم شده است. درکنترل‌کننده بهینه لغرشی، مساله تولید سیگنال کنترلی مدلغزشی به مساله بهینه‌سازی در فضای متغییر جستجوی سیگنال کنترلی تبدیل می‌شود و با حل بلادرنگ این مساله با استفاده از شبکه عصبی، سیگنال کنترلی بدون چترینگ و مقیدی حاصل می‌گردد. استفاده از این کنترل‌کننده به‌عنوان کنترل‌کننده سرعت درساختار آبشاری، کنترل‌کننده‌ای حاصل می‌شود که نه‌تنها مقاوم و بهینه است بلکه در کنار کنترل سرعت موتور، ریپل گشتاور آن را کاهش می‌دهد. اثربخشی روش پیشنهادی در شبیه‌سازی‌های نزدیک به واقعیت نسبت به سایر روش‌ها بررسی شد.



شکل ۹: (آ) سیگنال گشتاور (ب) بزرگنمایی شده سیگنال گشتاور پس از افزوده شدن بار



شکل ۱۰: سیگنال‌های کنترلی



شکل ۱۱: حالات شبکهPRNN در کنترل‌کننده OSMC

کنترل‌کننده IS-SC دارای عملکردی مناسب و نزدیک به OSMC در عبارات سرعت پاسخ و کاهش ریپل گشتاور بود اما سیگنال کنترلی تولید شده، فاقد بهینگی بوده و دارای چترینگ بسیار زیادی می‌باشد که پیاده‌سازی عملی آن‌را برای گرفتن نتایج مشابه، عملا غیرممکن می‌کند. کنترل کننده مد لغزشی درعبارات سرعت پاسخ، و کاهش ریپل گشتاور

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]

نسبت به سایر روش‌ها ضعیف عمل‌کرده درحالی که با بالابردن بهره کنترلی آن، چترینگ هم بیشتر شده و عبارت ریپل گشتاور نسبت به حالت قبل بدتر شده است. طبق نتایج حاصل شده، کنترل‌کننده PI نیز از نظر بهینگی، و کاهش ریپل گشتاور، نسبت به کنترل‌کننده OSMC ضعیف عملکرده است.

مراجع

[1] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*, CRC press, Boca Raton, 2001.

[2] P. Trung Hieu, D.-H. Lee, and J.-W. Ahn, "Design and control of a high speed 2-phase 4/2 switched reluctance motor for blender application," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 14, no. 3, pp. 1193-1199, 2019.

[3] B. M. Dehkordi, A. Parsapoor, M. Moallem, and C. Lucas, "Sensorless speed control of switched reluctance motor using brain emotional learning based intelligent controller," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 1, pp. 85-96, 2011.

[4] M. Qutubuddin and N. Yadaiah, "Modeling and implementation of brain emotional controller for Permanent Magnet Synchronous motor drive," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 60, pp. 193-203, 2017.

[5] N. Saha, A. Panda, and S. Panda, "Speed control with torque ripple reduction of switched reluctance motor by many optimizing liaison technique," *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, vol. 5, no. 3, pp. 829-842, 2018.

[6] N. Saha and S. Panda, "Speed control with torque ripple reduction of switched reluctance motor by Hybrid Many Optimizing Liaison Gravitational Search technique," *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 20, no. 3, pp. 909-921, 2017.

[7] S. Paramasivam and R. Arumugam, "Hybrid fuzzy controller for speed control of switched reluctance motor drives," *Energy Conversion and Management*, vol. 46, no. 9, pp. 1365-1378, 2005.

[8] A. V. Sant and K. Rajagopal, "PM synchronous motor speed control using hybrid fuzzy-PI with novel switching functions," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 5, pp. 4672-4675, 2009.

[9] K. Premkumar and B. Manikandan, "Fuzzy PID supervised online ANFIS based speed controller for brushless dc motor," *Neurocomputing*, vol. 157, pp. 76-90, 2015.

[10] Z. Omac, "Fuzzy-logic-based robust speed control of switched reluctance motor for low and high speeds," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 27, no. 1, pp. 316-329, 2019.

[11] T. Husain, A. Elrayyah, Y. Sozer, and I. Husain, "Unified control for switched reluctance motors for wide speed operation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3401-3411, 2019.

[12] A. Krasovsky, E. Vostorgina, and S. Kuznetsov, "Simulation of the linearized closed-loop torque control for switched reluctance motor," *26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED)*, Moscow, Russia, 2019.

[13] N. Yan, X. Cao, and Z. Deng, "Direct Torque control for switched reluctance motor to obtain high torque–ampere ratio," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 7, pp. 5144-5152, 2019.

[14] R. Moeini, M. Rafiee, and E. Afjei, "Low cost torque ripple reduction in SRM utilizing resonance phenomenon in order to optimize the current and torque profile," *EPE Journal*, vol. 25, no. 3, pp. 37-47, 2015.

[15] J-J. E. Slotine, and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, New Jercy, 1991.

[16] M. P. Aghababa, and M. E. Akbari, "A chattering-free robust adaptive sliding mode controller for synchronization of two different chaotic systems with unknown uncertainties and external disturbances," *Applied Mathematics and Computation*, Vol. 218, No. 9, pp. 5757-5768, 2012.

[17] M. Roopaei, and M. Z. Jahromi, "Chattering-free fuzzy sliding mode control in MIMO uncertain systems," *Nonlinear Analysis*, vol. 71, no. 10, pp. 4430-4437, 2009.

[18] H. Toshani and M. Farrokhi, "Optimal sliding-mode control of linear systems with uncertainties and input constraints using projection neural network," *Optimal Control Applications and Methods*, vol. 39, no. 2, pp. 963-980, 2018.

[19] S. M. Lukic and A. Emadi, "State-switching control technique for switched reluctance motor drives: Theory and implementation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9 , pp. 2932-2938, 2010.

[20] M. Divandari, B. Rezaie and A. R. Noei, "Speed control of switched reluctance motor via fuzzy fast terminal sliding-mode control," *Computers & Electrical Engineering*, no. 80, pp. 106472, 2019.

[21] J. Gao, H. Sun, Y. Dong and L. He, " Gao, J., Sun, H., Dong, Y., & He, L. (2011, July). RBF Neural Network SMC design and torque ripple optimization research for switched reluctance motor," *30th Chinese Control Conference*, Yantai, China, 2011.

[22] R. Abdel-Fadil and L. Szame, "nstantaneous Torque Control of the Switched Reluctance Motor for Electric Vehicles Applications Using Fuzzy

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]

Logic Control", *Acta Technica Jaurinensis*, vol. 12, no. 2, pp. 101-116, 2019.

[23] A. Azadru, S. Masoudi, R. Ghanizadeh and P. Alemi, "New adaptive fuzzy sliding mode scheme for speed control of linear switched reluctance motor", *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 8, pp. 1141-1149, 2019.

[24] S. Liu, and J. Wang, "A simplified dual neural network for quadratic programming with its KWTA application," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 17, no, 6, pp. 1500-1510, 2006.

[25] S. Alireza, R. Mehran, M. Rana, and A. Ebrahim, "Maximum current tracking in switched reluctance motor converters," *International Research Journal of Applied and Basic Sciences*, vol. 5, no. 11, 2013.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-08]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.4.12.6]
[DOI: 10.52547/joc.14.4.143]