

کنترل سرعت و کاهش ریبیل گشتاور موتور سوئیچرلوکتانس مبتنی بر کنترل کننده 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، دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل و قطب علمی مدلسازی و کنترل سیستم‌های پیچیده، دانشگاه علم و صنعت ایران، farrokhi@iust.ac.ir
^۳ دانشیار، دانشکده مهندسی برق، گروه قدرت، دانشگاه علم و صنعت ایران، khaburi@iust.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۹/۰۱/۳۰

ویرایش: ۱۳۹۸/۱۰/۰۴

دریافت: ۱۳۹۸/۰۳/۲۴

چکیده: گسترش روزافزون اتوماسیون، سبب ورود موتورهای الکتریکی به صنایع شده است به گونه‌ای که نیروی محرکه بسیاری از ابزارها از موتورهای الکتریکی دریافت می‌شود. موتور سوئیچرلوکتانس، به عنوان 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 به دلیل ذات غیرخطی و متغیر با زمانش، و همچنین وجود عدم قطعیت‌های آن، امری بسیار دشوار است. در این مقاله با استفاده از کنترل کننده مد لغزشی بهینه، کنترل سرعت این موتور انجام گرفته است. با استفاده از ساختار آبشاری، بزرگترین عیب این موتور یعنی ریبیل گشتاور کاهش پیدا کرده است. کنترل کننده پیشنهادی، با تبدیل مساله کنترل مد لغزشی مرتبه اول به مساله بهینه سازی و با حل بی درنگ آن با شبکه عصبی بازگشتی تصویر، سیگنال کنترلی بهینه ای تولید کرده که چترینگ نداشته و در عین حال شرط لغزش را برآورده می‌کند. عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در مقایسه با سایر کنترل کننده‌ها در قالب شبیه سازی صورت گرفته و اثربخشی آن نشان داده شده است.

کلمات کلیدی: موتور سوئیچرلوکتانس، 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 Control

۱- مقدمه

موتور سوپرجرولوکنانس نوعی موتور سنکرون است که با استفاده از تمایل قرار گرفتن روتور آهنی آن در ناحیه‌ای که حداقل رلوکنانس ممکن به آن اعمال شود، حرکت دوارنی به وجود می‌آورد [۱]. این موتور، به دلیل ساختار منحصر به فردی چون برجسته بودن قطب‌های روتور و استاتور، عدم وجود مواد مغناطیسی در ساخت آن و عدم وجود سیم‌پیچ بر روی روتور، دارای مزایای ویژه‌ای از قبیل گشتاور راه‌اندازی بالا، اتلاف حرارتی کمتر، هزینه ساخت و نگهداری پایین، قابلیت کار کردن در حالت وقوع خطا و خنک‌سازی ساده می‌باشد [۲]. از این رو، این موتور توانایی کار کردن در محیط‌های به شدت نویزی با دمای بالا و وجود ضربات شدید را دارد و این امر آن را محبوب بخش‌های مختلف صنعتی کرده است. به دلیل دو عیب بزرگ، ریل گشتاور و نویز صوتی این موتور همچنان جایگاه واقعی خود را در صنعت پیدا نکرده است. ذات غیرخطی و وجود عدم قطعیت‌های پارامتری در این موتور، کنترل سرعت آن را دشوار کرده و تحقیقات روز دنیا در برطرف کردن این دو مشکل برای کنترل سرعت موتور با استفاده از روش‌های مختلف هستند. کنترل کننده مد لغزشی، روشی مقاوم دربرخورد با سیستم‌های غیرخطی با عدم قطعیت‌های پارامتری و ناپارامتری می‌باشد. این کنترل کننده به دلیل معایبی چون وجود پدیده چترینگ در سیگنال کنترلی و بالا بودن بهره کنترلی آن، در بسیاری از کاربردها کنار گذاشته شده است.

در [۳]، با استفاده از یک مدل محاسباتی کوچک کنترل کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی (BELBIC)، برای کنترل سرعت موتور سوپرجرولوکنانس ارائه شده است. در [۴] نیز از این کنترل کننده در مساله کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم، در دو حالت با و بدون سنسور به کار رفته است. یکی از متداول‌ترین روش‌های کنترل سرعت و کاهش ریل گشتاور در موتورهای، استفاده از دوحلقه کنترلی سرعت و جریان است که به صورت آبخاری به یکدیگر متصل می‌شوند. در [۵] و [۶]، ساختار ذکر شده جهت کنترل سرعت موتور سوپرجرولوکنانس به کار برده شده است. کنترل کننده موجود در هر حلقه از نوع PI بوده که در آن ضرایب کنترل کننده‌ها و زوایای روشن و خاموش شدن توسط الگوریتم‌های فرابتکاری چون ژنتیک با مرتب‌سازی نامغلوب (NSGA-II) ^۲، جستجوی گرانشی (GSA) ^۳ و بهینه‌سازی ازدحام ارتباط (MOL) ^۴ تنظیم می‌شود. در [۷]، با استفاده از ترکیب کنترل کننده فازی و PI عملکرد پاسخ سرعت موتور سنکرون را در حالت گذار و ماندگار بهبود بخشیده‌اند. کنترل کننده فازی پاسخ گذاری مناسبی تولید کرده درحالی که کنترل کننده PI پاسخ ماندگار مناسبی ایجاد می‌کند. براین اساس، ترکیب این دو کنترل کننده به این صورت که در حالت گذار کنترل کننده فازی فعال باشد و درحالت ماندگار کنترل کننده PI ترکیب شدن این دو

کنترل کننده می‌تواند با یک سیستم فازی دیگر صورت گیرد که معایبی چون حجم محاسبات بالا دارد. پژوهشگران در [۸] با ارائه روشی ساده قانون کلیدزنی بین این دو کنترل کننده را ایجاد می‌کنند که بار محاسباتی بسیار کمی دارد.

در [۹]، کنترل کننده فازی PID طراحی شده است که توسط شبکه استنتاج فازی به صورت برخط آموزش می‌بیند. آموزش برخط مشکلات آموزش قطع خط نظیر نیازمند بودن به حجم عظیم داده‌ها و مدت زمان طولانی آموزش را برطرف می‌کند.

در [۲]، طراحی و کنترل سرعت موتور سوپرجرولوکنانس ۴/۲ به صورت تک فاز و دوفاز صورت گرفته است. هدف محققین، استفاده از این موتور و روش کنترلی پیشنهادی به جای موتورهای رایج یونیورسال در مخلوط کن‌ها بوده است. در [۱۰]، کنترل کننده فازی برای کنترل سرعت موتور سوپرجرولوکنانس طراحی شده که توانایی کار در تمامی بازه‌های سرعت را دارد. در [۱۱]، کنترل کننده یک پارچه‌ای جهت کنترل سرعت موتور سوپرجرولوکنانس در تمامی سرعت‌ها ارائه شده است. در سرعت‌های پایین و میانی با استفاده از تابع اشتراک گشتاور ^۵ (TSF)، کاهش ریل گشتاور را به وجود آوردند و در سرعت‌های بالا حداکثر توان ممکن را با استفاده از عملکرد تک پالس ایجاد کرده‌اند. در [۱۲]، کنترل گشتاور موتور سوپرجرولوکنانس با استفاده از فیدبک خطی ساز و جبران کننده نیروی الکتریکی بازگشتی ^۶ (BEMF) صورت گرفته است. در این پژوهش با استفاده از خطی‌سازی جریان و موقعیت زاویه‌ای بازگشتی و همچنین با استفاده از جبران ساز مطرح شده، امکان کنترل سرعت موتور را با استفاده از کنترل کننده‌های خطی را به وجود می‌آورند. مرجع [۱۳] جهت کاهش ریل گشتاور ذاتی در موتور سوپرجرولوکنانس، روش کنترل گشتاور مستقیم ^۷ (DTC) جدیدی را پیشنهاد می‌دهد که برخلاف روش‌های سنتی DTC، به حلقه کنترل شار نیاز ندارد. معرفی یک مبدل قدرت پل نامتقارن جدید، کاهش ریل گشتاور را با استفاده از پدیده رزونانس در [۱۴] ارائه شده است. معادلات غیرخطی و نامتغیر با زمان، وجود نامعینی‌ها و ناشناختی‌های مدل موتور سوپرجرولوکنانس، کنترل سرعت این موتور را به امری دشوار تبدیل کرده است. کنترل کننده مد لغزشی، روشی مقاوم در مقابله با موارد ذکر شده می‌باشد که به دلیل معایبی چون چترینگ در سیگنال کنترلی و بهره بالای این کنترل کننده کمتر مورد توجه قرار گرفته است. استفاده از تابع اشباع و تانژانت هیپربولیک به جای تابع علامت [۱۵] و [۱۶]، تقریب تابع کلیدزنی با استفاده از منطق فازی [۱۷] از جمله تحقیقاتی است که درخصوص حذف پدیده چترینگ در این کنترل کننده صورت گرفته است. کنترل کننده 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

^۵ Torque Sharing Function^۶ Back Electromotive Force^۷ DTC^۱ Brain Emotional Learning Based Intelligent Controller^۲ Nondominated Sorting Genetic Algorithm-II^۳ Gravitational Search Algorithm^۴ Many Optimizing Liaison

گشتاور را کاهش می دهند، درحالی که در روش پیشنهادی این مقاله، تنها با کنارهم قرار دادن دو حلقه کنترلی اثر بخش و ارائه یک ساختار کنترلی ساده و کم هزینه، کنترل سرعت و کاهش ریل گشتاور، و همچنین بهینگی سیگنال کنترلی فراهم آمده است.

در ادامه این مقاله، ابتدا در بخش دوم مدل موتور تشریح می شود و سپس در بخش سوم ساختار پیشنهادی معرفی می شود، طراحی کنترل کننده ها سرعت و بررسی پایداری حلقه بسته می پردازد نیز در این بخش صورت می گیرد و در نهایت نتایج شبیه سازی و تحلیل آن ها در بخش چهارم ارائه می شود. همچنین نتیجه گیری به عنوان آخرین بخش در بخش این مقاله رایه خواهد شد.

۲- معرفی مدل موتور سوچرلوکتانس

موتور سوچرلوکتانس شامل دو دسته معادله است، معادله مکانیکی که چرخش روتور را در بردارد و معادله الکتریکی که تغییرات جریان سیم پیچ ها را به وجود می آورد و باعث ایجاد چرخش در موتور می شود. معادله مکانیکی عبارت است از

$$j\dot{\omega} = -B\omega + T_e(\theta, i) - T_l \quad (1)$$

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 تولید شده موتور است. معادله الکتریکی موتور برابر است با

$$L(\theta, i) \frac{di}{dt} = v - R_s i - \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega i \quad (2)$$

که در آن θ زاویه قطب روتور نسبت به استاتور، R_s مقاومت سیم پیچ موتور، $L(\theta, i)$ اندوکتانس، i جریان موتور و v ولتاژ اعمالی به فاز موتور می باشد. همچنین گشتاور تولیدی موتور (T_e) از رابطه زیر محاسبه می گردد:

$$T_e = \frac{1}{2j} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} i^2 \quad (3)$$

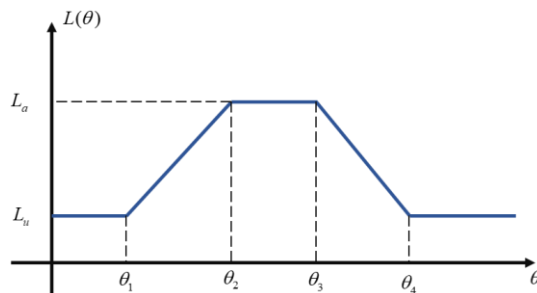
اندوکتانس موتور $L(\theta, i)$ وابسته به موقعیت قطب های روتور نسبت به قطب های استاتور است که در بین دو مقدار حداکثری و حداقلی خود تغییر می کند. شکل ۱ نشان دهنده تغییرات اندوکتانس نسبت به زاویه روتور بدون در نظر گرفتن اثر جریان می باشد.

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 به آنها اعمال شود.

حذف چترینگ کنترل کننده لغزشی و مقید کردن آن است. مرجع [۱۹] دو روش برای کنترل سرعت موتور سوچرلوکتانس براساس روش کلیدزنی حالت ارایه داده است. موضوع روش کلیدزنی حالت، کنترل حالت های موتور در زمان پاسخ ماندگار با استفاده از پالس های انرژی و قطع آن است. در ادامه این مقاله، با ترکیب روش کلیدزنی حالت با کنترل کننده مد لغزشی، روش کنترلی برای کنترل سرعت موتور ارایه می شود.

در [۲۰]، کنترل کننده سرعت جدیدی برای کنترل سرعت موتور سوچرلوکتانس مبتنی بر کنترل مد لغزشی ارایه شده است که در مقابل عدم قطعیت پارامترها و اغتشاش خارجی بار مقاوم بوده. در این روش، بهره سطح لغزش، توسط منطق فازی مشخص می گردد. برای به دست آوردن عملکرد بهینه موتور سوچرلوکتانس در گستره وسیعی از سرعت ها، مساله بهینه سازی چند هدفه برای موتور سوچرلوکتانس تعریف می گردد [۲۱]. هدف این بهینه سازی، به دست آوردن حداکثر گشتاور توانم با حداقل اتلاف و ریل گشتاور است. در این مرجع، با پیدا کردن مقدار بهینه زوایای آتش و خاموش فازها، عملکرد مورد نظر را به دست می آورند. در [۲۲]، کنترل کننده فازی-تناسبی-مشتقی برای کنترل دقیق گشتاور موتور سوچرلوکتانس تشریح شده است. با استفاده از منطق فازی و تابع توزیع گشتاور، ریل گشتاور در روش پیشنهادی این پژوهش کاهش یافته است. در [۲۳]، کنترل کننده تطبیقی لغزشی برای موتور سوچرلوکتانس ارائه شده است. در این مرجع، با استفاده از یک سیستم فازی نوع ۲، مدل موتور تقریب زده می شود و با استفاده از سطح لغزشی انتگرالی، کنترل کننده تطبیقی حاصل می گردد. به دلیل استقلال سطح لغزش از قوانین فازی، سرعت پردازش در این روش به شدت کاهش می یابد.

در این مقاله با ارایه یک ساختار کنترلی ساده، کنترل سرعت موتور سوچرلوکتانس و کاهش ریل گشتاور آن فراهم می شود درحالی که ساختار فیزیکی موتور، کلیدهای قدرت آن و زوایای روشن و خاموش فازها، بدون تغییر و مشابه با روش های معمول می باشد و نیازی به استفاده از روش های پیچیده ای چون تابع توزیع گشتاور وجود ندارد. در این ساختار از دو حلقه کنترلی سرعت و جریان که به صورت آبشاری به یکدیگر متصل شده اند، استفاده است. حلقه جریان از نوع PI بوده و وظیفه کاهش ریل را با ثابت نگه داشتن سطح جریان، برعهده دارد، درحالی که کنترل کننده سرعت براساس خطای سرعت، جریان مطلوب را ایجاد می کند. کنترل کننده سرعت، از نوع کنترل مد لغزشی بهینه می باشد که روش کنترلی مقاومی است و با استفاده از شبکه عصبی بازگشتی تصویر و تبدیل مساله طراحی کنترل کننده به مساله بهینه سازی، معایب موجود در کنترل کننده مد لغزشی را برطرف می کند. نتایج شبیه سازی نشان دهنده اثر بخش بودن روش پیشنهادی با مقایسه با روش های کلاسیکی چون PI و SMC و روش نوین کلیدزنی - حالت توسعه یافته شده ارایه شده در [۱۹] است. برخلاف بسیاری از تحقیقات گذشته که با شکل دهی نحوه اعمال جریان به فازهای موتور که امری بسیار پیچیده و پرهزینه است، ریل



شکل ۱: رابطه اندوکتانس با زاویه روتور [۱]

۳- معرفی ساختار پیشنهادی چندحلقه

ساختار پیشنهادی شامل دو حلقه 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 کنترل کننده سرعت استفاده می شود و حلقه داخلی وظیفه کنترل دینامیک الکتریکی موتور یا همان معادله ولتاژ-جریان را برعهده دارد. حلقه کنترل سرعت، با تنظیم جریان موتور، سرعت موتور را در سطح مقدار مطلوب نگه می دارد و مانع از ایجاد ریبیل سرعت می شود. کنترل کننده داخلی براساس سیگنال مرجع جریان و نوسانات جریان بازخوردی ناشی از تغییر فازها، ولتاژ موتور را به گونه ای تنظیم می کند که مجموع جریان فازهای موتور ثابت و بدون تغییر باقی بماند، این امر منجر به کاهش ریبیل گشتاور می شود.

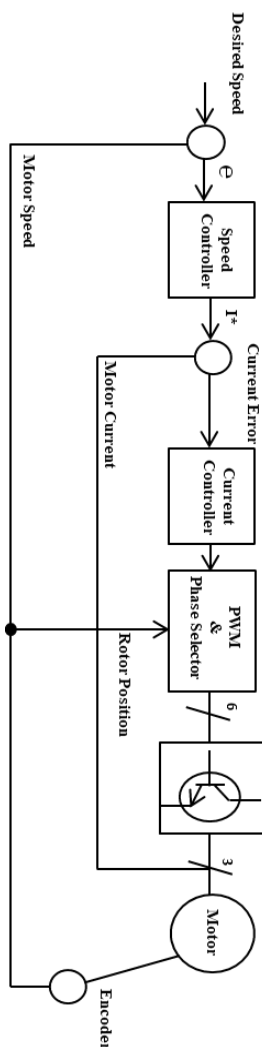
نقش کنترل کننده سرعت در ساختار پیشنهادی، بسیار مهم است. سیگنال جریان مرجع تولید شده باید به گونه ای باشد که حلقه داخلی بتواند آنرا دنبال کند. همچنین نسبت به نامعینی ها و غیرخطی گری های سیستم مقاوم باشد. از این رو برای طراحی کنترلی، نبود چترینگ در سیگنال کنترلی و ارایه شده در [۱۸] پیشنهاد می شود که متناسب به مساله کنترل موتور تبیین می گردد. بهینگی سیگنال کنترلی، نبود چترینگ در سیگنال کنترلی و مقاوم بودن از مزایای این کنترل کننده به حساب می آید. استفاده از این کنترل کننده در ساختار کنترل سرعت موتور سوییچ رلوکتانس می تواند روش حاضر را به روشی ارزشمند برای کاربردهای صنعتی تبدیل کند.

۳-۱ طراحی کنترل کننده سرعت

کنترل کننده سرعت براساس معادله مکانیکی موقعیت - سرعت موتور طراحی شده و ولتاژ موتور توسط کنترل کننده داخلی تولید می گردد. بنابراین جریان موتور به عنوان ورودی و گشتاور بار به صورت اغتشاش در نظر گرفته شده است. نمایش فضای حالت مدل موتور به صورت زیر می باشد:

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{2J} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} i^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} T_l \end{bmatrix} \quad (4)$$

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



شکل ۲: دیاگرام کنترلی پیشنهادی

سیستم مورد نظر دارای یک تابع غیرخطی (گشتاور موتور) در عبارت ورودی می باشد. با بسط دادن جریان حول یک جریان اولیه و ثابت i_0 ، و با در نظر گرفتن جملاتی با درجه بالا، عبارت گشتاور خطی سازی می گردد. در این حالت رابطه گشتاور به صورت زیر ساده می شود

$$T_e = \frac{i_0}{j} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} i + \frac{1}{j} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{B}{2} = \gamma i(t) + d(t) \quad (5)$$

که در آن 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 می باشد، این درحالی است که $d(t)$ را به عنوان اغتشاش در نظر می گیریم. برای این منظور، بدون در نظر گرفتن اثر جریان و اشباع هسته آهنی بر اندوکتانس موتور می توان تغییرات اندوکتانس را ثابت و برابر با میانگین اندوکتانس هم راستا و ناهم راستا دانست در نظر گرفت. بنابراین کران بالای γ براساس پارامترهای موتور و حداکثر جریان مجاز اعمالی به موتور قابل محاسبه

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

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \gamma \end{bmatrix} i + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} D \quad (6)$$

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

که در آن i ورودی سیستم و $D = d(t) - \frac{1}{j} T_l$ اغتشاش وارده بر سیستم و عدم قطعیت های آن است. با توجه به پارامترهای تشکیل دهنده می توان نشان داد که این مقدار محدود است

$$\left| d(t) - \frac{1}{j} T_l \right| \leq \left| d(t) \right| + \left| \frac{T_l}{j} \right| \quad (7)$$

که در آن $\left| \frac{T_l}{j} \right|$ با توجه به ماهیت فیزیکی آن، محدود است و حدود $d(t)$ را به صورت زیر می توان نشان داد

$$\left| d(t) \right| = \left| \frac{1}{j} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{B}{2} \right| \leq \left| \frac{1}{j} \right| \left| \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \right| \left| \frac{(i^2 - 2i_0 i)}{2} \right| \quad (8)$$

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

$$S(\mathbf{x}, y) = \dot{e}(t) + \lambda_1 e(t) + \lambda_2 \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (9)$$

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

$$\dot{S}(\mathbf{x}, t) = \ddot{e}(t) + \lambda_1 \dot{e}(t) + \lambda_2 e(t) \quad (10)$$

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

$$\dot{S}(\mathbf{x}, t) = \mathbf{CA}^2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{CAB} u(t) - \ddot{\theta}_d + \lambda_1 \dot{e}(t) + \lambda_2 e(t) \quad (11)$$

که در آن ماتریس های $\mathbf{A}$ ، $\mathbf{B}$ و ماتریس های سیستم هستند، $u(t)$ جریان موتور و $\mathbf{x}(t)$ حالات موتور، متشکل از موقعیت و سرعت موتور می باشد. برای به دست آوردن سیگنال کنترلی مبتنی بر کنترل کننده مد لغزشی به گونه ای 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 کنترل کننده به مساله بهینه سازی تعریف می گردد

$$J = \frac{1}{2} q(t) \left[\dot{S}(\mathbf{x}, t) + \alpha(t) S(\mathbf{x}, t) \right]^2 + \frac{1}{2} p(t) u^2(t) \quad (12)$$

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 می کنند. 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 بهینه سازی QP^1 مبتنی بر متغیر بهینه ساز سیگنال کنترلی، به صورت زیر می شود:

$$J_{QP} = \frac{1}{2} \mathbf{W}(t) u^2(t) + h(\mathbf{x}, t) u(t) \quad (13)$$

که در آن

$$\begin{aligned} W(t) &= q(t) (\mathbf{CAB})^2 + p(t) \\ h(\mathbf{x}, t) &= q(t) (\mathbf{CAB}) [\mathbf{CA}^2 \mathbf{x}(t) - \ddot{\theta}_d + \lambda_1 \dot{e}(t) + \lambda_2 e(t) + \alpha(t) S(\mathbf{x}, t)] \end{aligned} \quad (13)$$

متغیر بهینه ساز، جریان موتور است و با پارامتر $u(t)$ نشان داده می شود که باید در کران های $u_{\min} \leq u \leq u_{\max}$ صدق کند که در آن $u_{\min}$ و $u_{\max}$ به ترتیب کمینه و بیشینه جریان مجاز اعمالی به موتور است. یکی از چالش های بزرگ حل مساله بهینه سازی، زمان انجام محاسبات و رسیدن به پاسخ بهینه است. شبکه عصبی تصویر می تواند این مهم را فراهم کند. از جمله مزایای استفاده از شبکه عصبی بازگشتی مبتنی بر نظریه تصویر برای مساله بهینه سازی، می توان به صورت زیر اشاره کرد:

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

در این مقاله، برای حل بی درنگ مساله بهینه سازی، از شبکه عصبی بازگشتی مبتنی بر نظریه تصویر ($PRNN^2$) استفاده می شود. معادله دینامیکی و همچنین معادله خروجی این شبکه عبارت است از [۲۴]

$$\begin{aligned} \xi \frac{dX(t)}{dt} &= -u(t) + Pr_{\Omega} (u(t) - X(t)) \\ u(t) &= \mathbf{W}^{-1}(t) (\mathbf{X}(t) - h(\mathbf{x}, t)) \end{aligned} \quad (14)$$

که در آن ξ ضریب آموزش شبکه $PRNN$ می باشد. متغیرهای حالات شبکه عصبی با بردار $\mathbf{X}(t)$ نشان داده می شوند که در صورت همگرایی شبکه، به نقطه ای بهینه همگرا خواهد شد. خروجی شبکه عصبی $u(t)$ نامگذاری شده که وابسته به متغیرهای حالات شبکه و متغیرهای حالات اصلی سیستم می باشد. $Pr_{\Omega} (u(t) - X(t))$ بیانگر اپراتور تصویر می باشد، که به صورت زیر تعریف می گردد:

$$g(X) = \begin{cases} X_{\max} & \text{if } X_{\max} \leq X \\ X & \text{if } X_{\min} \leq X \leq X_{\max} \\ X_{\min} & \text{if } X \leq X_{\min} \end{cases} \quad (15)$$

² Projection Recurrent Neural Network

¹ Quadratic Programming

با در نظر گرفتن عدم قطعیت سیستم به صورت زیر و محاسبه کران بالای آن طبق (۷) و (۸)، می توان شرط لغزش را به صورت زیر باز نویسی کرد،

$$\delta(t) = \mathbf{C}(\mathbf{A}D(t) + \dot{D}(t)), \quad |\delta(t)| \leq \Gamma \quad (19)$$

$$S(\mathbf{x}, t)(\mathbf{CA}^2\mathbf{x}(t) + \mathbf{CAB}u(t) + \mathbf{CAD}(t) + \quad (2)$$

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

$$\alpha(t) \geq \frac{\gamma(t) + \Gamma}{|S(\mathbf{x}, t)|} \quad (21)$$

$$\gamma \geq \dot{S}(\mathbf{x}, t) + \Gamma - \ddot{y}_d - \mathbf{CAB}u(t) \quad (21)$$

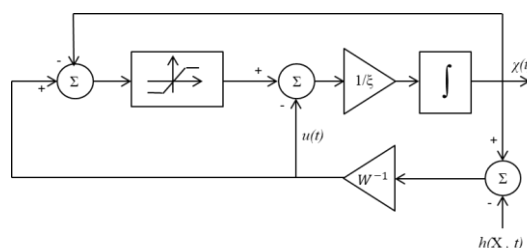
$$q(t) \geq \frac{\mathbf{CAB} \mathbf{X}(t) + p(t) [\dot{S}(\mathbf{x}, t) - \mathbf{CAB} u(t) + \Gamma - \ddot{y}_d + \gamma]}{(\mathbf{CAB})^2 [\alpha(t) |S(\mathbf{x}, t)| - \Gamma - \gamma(t)]} \quad (21)$$

$$p(t) \geq \frac{\mathbf{CAB} \mathbf{X}(t) + q(t)(\mathbf{CAB})^2 [\alpha(t) |S(\mathbf{x}, t)| - \Gamma + \gamma(t)]}{-\dot{S}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{CAB} u(t) + \ddot{y}_d + \gamma} \quad (21)$$

با در نظر گرفتن پارامترهای کنترل کننده به صورت (۲۱)، کنترل کننده پیشنهادی نسبت به عدم قطعیت‌ها مقاوم خواهد بود و چون سیگنال کنترلی توسط شبکه عصبی PRNN تولید می‌شود، سیگنال کنترلی فاقد چترینگ خواهد بود. برای عملکرد مناسب کنترل کننده لازم است مقادیر اولیه پارامترها به گونه‌ای انتخاب شود که پایداری سیستم را تضمین نماید.

۳-۳- طراحی کنترل کننده سرعت مد لغزشی کلاسیک و کلیدزنی - حالت توسعه یافته^۲

برای بررسی عملکرد، کنترل کننده پیشنهادی با سه کنترل کننده PI و مد لغزشی (SMC) و کنترل کننده کلیدزنی-حالت توسعه یافته (IS-SC) [۱۹] مقایسه می‌شود و برای عادلانه بودن این مقایسه، مشکل پدیده جمع‌زدگی کنترل کننده PI به روش BCAT^۳ جبران می‌گردد و برای کاهش اثر چترینگ در کنترل کننده مد لغزشی، بجای استفاده از تابع علامت از تابع تنازات هاپربولیک استفاده می‌شود، این کنترل کننده مبتنی بر مدل غیر خطی سیستم طراحی می‌گردد و دارای سطح لغزشی مشابه با روش پیشنهادی است. سیگنال کنترلی معادل در این کنترل کننده از برابر با صفر قرار دادن مشتق سطح لغزش حاصل می‌شود و به شرح زیر می‌باشد:



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

باتوجه تک ورودی-تک خروجی (SISO)^۱ بودن مدل موتور مورد استفاده، متغیر بهینه‌سازی مساله QP از نوع اسکالر بوده و در ساختار PRNN تنها یک حالت یا به عبارت دیگر فقط یک سلول خواهد داشت. این امر باعث تسریع بسیار زیاد در همگرایی شبکه خواهد شد. 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- یابرداری 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، به دلیل مدل استفاده شده در طراحی کنترل‌کننده، اغتشاش و عدم قطعیت‌های مدل بر همگرایی شبکه عصبی تأثیری نمی‌گذارد. این درحالی است که برای تضمین پایداری حلقه بسته سیستم، و برقرار شدن شرط لغزش، پارامترهای سطح لغزش، براساس آنالیز حلقه بسته پایداری سیستم در حضور عدم قطعیت و اغتشاش سیستم محاسبه می‌گردند.

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

اثبات: تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید

$$v(t) = \frac{1}{2} S^2(\mathbf{x}, t) \quad (19)$$

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

$$S(\mathbf{x}, t) \dot{S}(\mathbf{x}, t) \leq -\gamma |S(\mathbf{x}, t)| \quad (17)$$

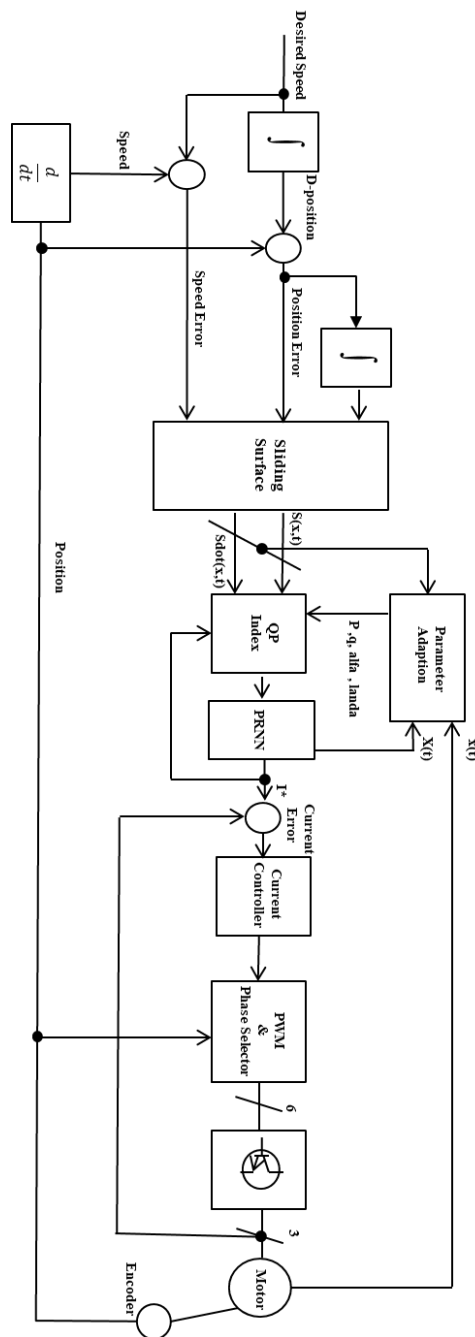
که در آن γ بهره سطح لغزش معرفی می گردد. مشتق سطح لغزش، با در نظر گرفتن اغتشاش D به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{S}}(\mathbf{x}, t) = & \mathbf{CA}^2\mathbf{x}(t) + \mathbf{CAB}u(t) + \mathbf{CAD}(t) + \\ & \mathbf{CD}(t) - \ddot{\mathbf{y}}_d + \lambda_1\dot{e}(t) + \lambda_2e(t) \end{aligned} \quad (18)$$

³ Back Calculation and Tracking

¹ Single-Input-Single-Output² Improved State-Switching Controller (IS-SC)

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: کنترل کننده پیشنهادی چندحلقه با جزئیات کنترل کننده سرعت

$$i_{eq}^2 = \frac{2}{\frac{dL(\theta, i)}{d\theta}} [T_l + \beta \omega_m + j \dot{\omega}_d - j \lambda_1 (\omega_m - \omega_d) - j \lambda_2 (\theta_m - \theta_d)] \quad (22)$$

در انتها، سیگنال کنترلی مد لغزشی به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$i^2 = i_{eq}^2 - K \tanh(S(\mathbf{x}, t)) \quad (23)$$

با بررسی شرط لغزش (۲۲) و جای گذاری i^2 در آن، مقدار K بدست

$$\text{می‌آید و برابر با } \frac{2j\gamma}{\frac{dL(\theta, i)}{d\theta}} \text{ است که در آن } \gamma \text{ بهره سطح لغزش}$$

می‌باشد. در نهایت سیگنال کنترلی تولید شده توسط کنترل کننده لغزشی به صورت زیر خواهد بود:

$$i^* = \left\{ \sqrt{|i_{eq}^2 - K \tanh(S(\mathbf{x}, t))|} \right\} \left\{ \text{sgn}[i_{eq}^2 - K \tanh(S(\mathbf{x}, t))] \right\} \quad (24)$$

تابع علامت موجود در (۲۴) برای حفظ علامت سیگنال، پس از گرفته شدن جذر است. دیگر کنترل کننده موجود برای بررسی عملکرد روش حاضر، کنترل کننده ارایه شده در [۲۱] است. این کنترل کننده که مبتنی بر الگوریتم مد لغزشی طراحی شده و براساس حداقل و حداکثر جریان موتور، سیگنال کنترلی از جنس جریان ایجاد می‌کند. نمودار بلوکی این کنترل کننده در شکل ۵ نشان داده شده است که در آن حلقه داخلی مشابه با سایر روش‌ها از نوع تناسبی - انتگرالی بوده است. سطح لغزش ارایه شده در این روش به صورت زیر است:

$$s = \omega^* - (\omega_m + \lambda \omega_m) \quad (25)$$

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

$$i_k^* = i_{k-1} + k_I \text{sgn}(s) \quad (26)$$

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

$$k_I = \begin{cases} A & \text{if } s < -\varepsilon \\ B & \text{if } -\varepsilon < s < 0 \\ -B & \text{if } 0 < s < \varepsilon \\ -A & \text{if } s < \varepsilon \end{cases} \quad (27)$$

کردن شرایط شبیه سازی به محیط واقعی، اثر کلیدهای قدرت، دیودها، و راه اندازهای کلیدها نیز در نظر گرفته شده است.

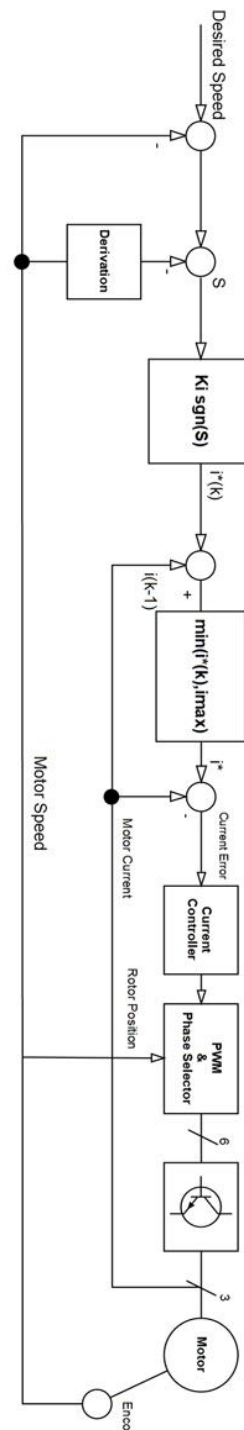
جدول ۱: مشخصات موتور مورد استفاده در شبیه سازی

مشخصه	مقدار	واحد
مقاومت سیم پیچ ها	۲.۳	اهم
اینرسی روتور	۰.۰۰۰۱	Kg.m.m
اصطکاک	۰.۰۰۰۰۱	N.m.s
اندوکتانس ناهم راستا	۴.۸	mH
اندوکتانس هم راستا	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 سیم پیچ	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 به عنوان سرعت مطلوب به کنترل کننده اعمال شده و اثر مجموع گشتاور فازها و سیگنال کنترلی مورد بررسی قرار می گیرد، لازم به ذکر است که تمامی کنترل کننده ها براساس سرعت مطلوب اول تنظیم شده اند. در آزمایش دیگر پس از به حالت ماندگار رسیدن سرعت موتور، گشتاور باری به صورت اغتشاش به موتور اعمال می شود.

شکل ۶ پاسخ سیستم در رسیدن به سرعت های مطلوب ۱۰۰ و ۱۲۰ دور بر دقیقه را نشان می دهد. همانگونه که مشخص است، کنترل کننده SMC فراجشی در حدود ۱ درصد دارد، درحالی که کنترل کننده های PI، IS-SC و مد لغزشی بهینه (OSMC)^۱ بدون فراجش خود را به مقدار مطلوب رسانده اند. پرش سرعت در حالت ماندگار، به ازای عبور قطب های روتور و استاتور از زیر یک دیگر و گشتاور تولید شده به ازای آن می باشد به گونه ای که در حدود هر ۰.۱۵ ثانیه یک قطب عبور می کند. پرش سرعت در این فاصله زمانی در کنترل کننده SMC قابل مشاهده است درحالی است که سایر روش ها این مقدار پرش سرعت کاهش پیدا کرده است.

شکل ۷ گشتاور تولیدی موتور را در آزمایش اول نشان می دهد. همانگونه که مشخص است، در حالت ماندگار، OSMC و IS-SC ریبیل گشتاور را به مقدار بسیار زیادی نسبت به سایر روش ها کاهش داده است.

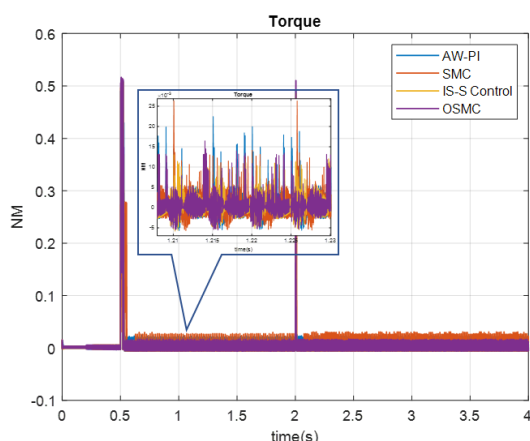


شکل ۵: نمودار بلوکی کنترل سرعت با وجود کنترل کننده IS-SC [۱۹]

۴- نتایج شبیه سازی و تحلیل نتایج

به منظور نشان دادن عملکرد روش های پیشنهاد شده در این مقاله، شبیه سازی های کامپیوتری بر روی موتور سوییچ رلوکتانس ۶/۴ با استفاده از کتابخانه Simscape متلب و با پارامترهای موتور واقعی [۲۵] انجام شده است، این پارامترها در جدول ۱ نشان داده شده است. همچنین برای نزدیک

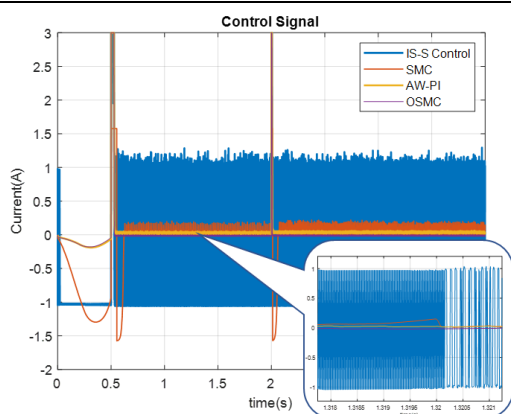
¹ Optimal Sliding-Mode Controller



شکل ۶: نمودار سیگنال گشتاور تولید شده

جدول ۲: نتایج شبیه سازی آزمایش اول

روش کنترلی	حد اکثر ریل گشتاور تولیدی (NM)	میانگین مطلق چترینگ		
		فراجهش زمان استقرار سیگنال در سیگنال کنترلی	سرعت (%/ میلی ثانیه) کنترلی (جریان)	چترینگ 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

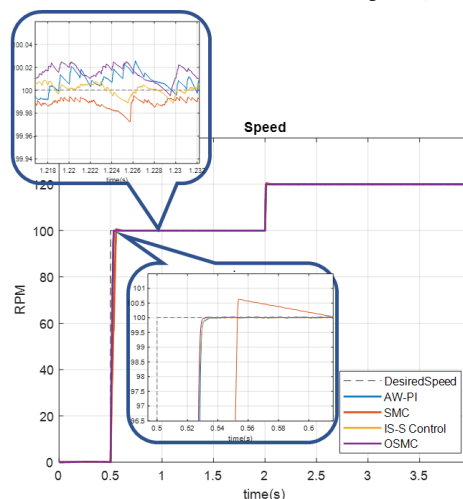


شکل ۷: سیگنال های کنترلی

همانطور که مشخص است، کنترل کننده IS-SC به ازای رسیدن به پاسخی نزدیک به پاسخ کنترل کننده OSMC، سیگنال کنترلی تولید کرده که دارای چترینگ بسیار بوده و نسبت به سایر روش ها از دامنه بیشتری برخوردار است. جدول ۳ خلاصه نتایج آزمایش دوم را در قالب گزارش های عددی به عنوان معیارهای بهینگی سیگنال کنترلی و وجود چترینگ در آن ارایه می کند.

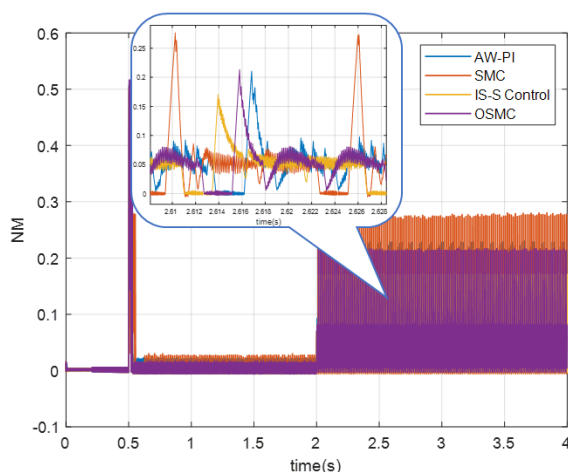
جدول ۲ حداکثر مقادیر ریل گشتاور و سایر نتایج دیگر را نشان می دهد. در سیگنال کنترلی (شکل ۸) طبق انتظار پدیده چترینگ و بهره ی بالا در کنترل کننده SMC و IS-SC وجود دارد در حالی هیچ کدام از این مشکلات مطرح شده در کنترل کننده پیشنهادی وجود ندارد. مقدار چترینگ و در کنترل کننده IS-SC به مراتب بیشتر از سایر کنترل کننده ها بوده، این امر به دلیل مقدار ε در نظر گرفته شده است که حذف اغتشاش و کاهش ریل مناسبی را بدست دهد. در این کنترل کننده، $\varepsilon = 1$ و کنترل کننده به ازای تغییر سطح لغزش به اندازه یک دور در دقیقه واکنش نشان می دهد. این امر موجب کاهش ریل گشتاور و مقاومت بالا شده اما سیگنال کنترلی حاصل شده به شدت دارای چترینگ است و مقدار بهره ی بالایی دارد. لازم به ذکر است که هر سه کنترل کننده لغزشی طراحی شده، شرط لغزش را در حالت ماندگار برآورده می کنند.

آزمایش دیگر افزودن گشتاور بار به صورت اغتشاش می باشد در حالی که موتور در سرعت ثابت ۱۰۰ RPM قرار دارد، گشتاور ۰.۰۵ نیوتون متری در ثانیه دوم شبیه سازی به موتور اعمال می شود (شکل ۹). گشتاور تولیدی موتور در شکل ۱۰ نمایش داده شده است. پرش گشتاور پس از افزودن بار در تمامی روش ها قابل مشاهده است.

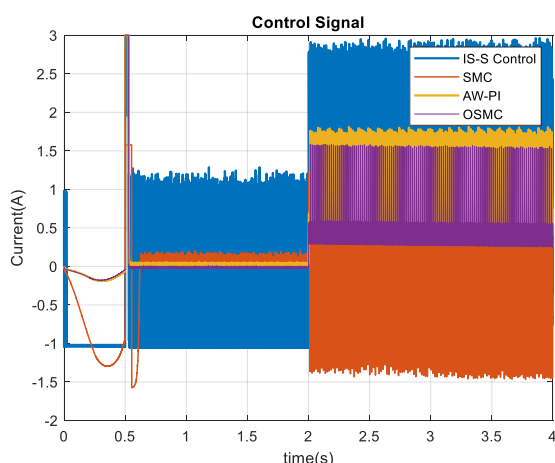


شکل ۵: سیگنال سرعت موتور به ازای تغییر سرعت مطلوب

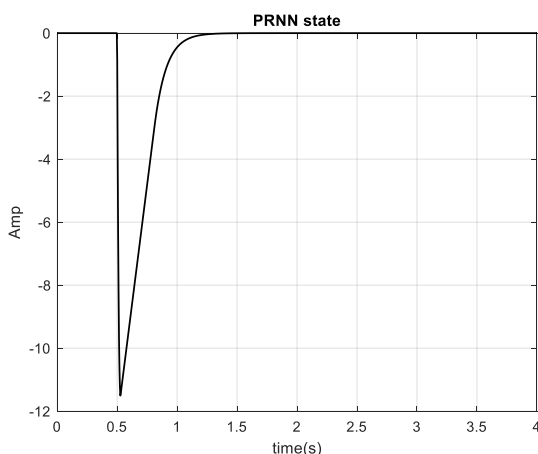
همانطور که در شکل ۱۰ مشخص است، ریل گشتاور در لحظات کموتاسیون، به ازای روش IS-SC کمترین مقدار خود را دارد، در حالی که شکل موج تولید شده دو روش IS-SC و SMC مشابه هم است. سیگنال کنترلی تولید شده در شکل ۱۱ نمایش داده شده است. در این سیگنال به دلیل وجود پرش در سیگنال بازخوردی سرعت، سیگنال کنترلی در دو کنترل کننده PI و OSMC نیز تا حدودی دچار پرش شده است. این در حالی است که حالات شبکه عصبی PRNN بدون نوسان به مقدار بهینه خود رسیده اند (شکل ۱۲).



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



شکل ۱۰: سیگنال‌های کنترلی

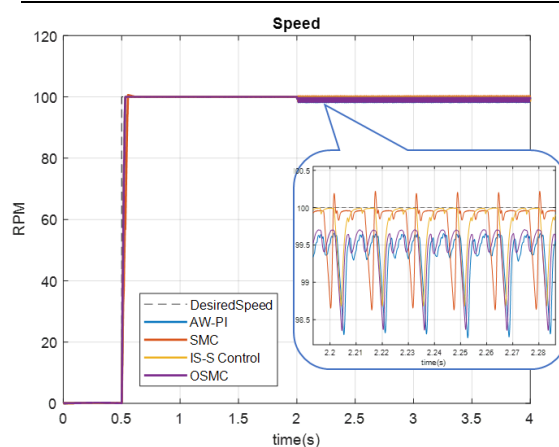


شکل ۱۱: حالات شبکه PRNN در کنترل کننده OSMC

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

جدول ۳: خلاصه نتایج آزمایش دوم شبیه‌سازی

روش کنترلی	میانگین سرعت (RPM)	واریان س	میانگین سیگنال کنترلی	واریانس سیگنال کنترلی	واریان گشتاور
AW-PI	۹۹/۴	۰/۱۲	۰/۶۸	۰/۱۲	۰/۰۰۱۴
SMC	۹۹/۸	۰/۱۹	۰/۶۸	۴	۰/۰۰۰۳
OSMC	۹۹/۴	۰/۱۱	۰/۵	۰/۱	۰/۰۰۱۱
IS-SC	۹۹/۷۷۰۸	۰/۱۲۶۹	۰/۸	۱/۰۶۷۴	۰/۰۰۰۵



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

۵- نتیجه گیری

در این مقاله با استفاده از کنترل کننده بهینه لغزشی کنترل سرعت موتور سوییچ رلوکتانس و کاهش ریل گشتاور آن فراهم شده است. در کنترل کننده بهینه لغزشی، مساله تولید سیگنال کنترلی مد لغزشی به مساله بهینه‌سازی در فضای متغیر 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 کنترل کننده به عنوان کنترل کننده سرعت در ساختار آبخاری، کنترل کننده‌ای حاصل می‌شود که نه تنها مقاوم و بهینه است بلکه در کنار کنترل سرعت موتور، ریل گشتاور آن را کاهش می‌دهد. اثربخشی روش پیشنهادی در شبیه‌سازی‌های نزدیک به واقعیت نسبت به سایر روش‌ها بررسی شد.

- [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 Jercey, 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, "Instantaneous Torque Control of the Switched Reluctance Motor for Electric Vehicles Applications Using Fuzzy

نسبت به سایر روش‌ها ضعیف عمل کرده درحالی که با بالا بردن بهره کنترلی آن، چترینگ هم بیشتر شده و عبارت ریل گشتاور نسبت به حالت قبل بدتر شده است. طبق نتایج حاصل شده، کنترل کننده PI نیز از نظر بهینگی، و کاهش ریل گشتاور، نسبت به کنترل کننده OSMC ضعیف عمل کرده 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.

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.