

Fuzzy Fast Terminal Sliding Mode Control of a Permanent Magnet Synchronous Motors Drive Based on Field-Oriented Control

Mohammad Divandari^{1,2,*}

¹ Department of Electrical Engineering, AK.C., Islamic Azad University, Aliabad Katoul, Iran

² Energy Research Center, AK.C., Islamic Azad University, Aliabad Katoul, Iran

* Corresponding author email: m.divandari@iau.ac.ir



Sahand University
of Technology

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.3.1](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.3.1)

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol. 11, No. 2

Autumn and Winter 2024

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

Abstract

This paper presents a novel speed control strategy for a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) based on Field-Oriented Control (FOC) combined with a Fuzzy Fast Terminal Sliding Mode Controller (FFTSMC). The proposed approach aims to achieve high-precision speed tracking, finite-time convergence, and effective chattering suppression in the presence of external load disturbances and parametric uncertainties. In the proposed structure, the conventional FOC framework is employed to decouple torque and flux components, while a fast terminal sliding mode control law ensures rapid convergence of the speed error. To mitigate the inherent chattering phenomenon of sliding mode control, a fuzzy logic compensator is integrated into the terminal control law, adaptively regulating the discontinuous control gain. This integration improves robustness and smoothness without increasing computational complexity.

The effectiveness of the proposed FFTSMC strategy is evaluated through comprehensive MATLAB/Simulink simulations in both time and frequency domains under different operating speeds and load torque conditions. The results are compared with classical PI control, conventional sliding mode control, and fast terminal sliding mode control. Simulation results demonstrate that the proposed method significantly reduces speed ripple, overshoot, and total harmonic distortion (THD), while providing faster settling time and superior disturbance rejection performance.

Keywords

Permanent Magnet Synchronous Motor; Field-Oriented Control; Fast Terminal Sliding Mode Control; Fuzzy Logic Control; Speed Control

1. Short Introduction

Permanent Magnet Synchronous Motors are widely used in industrial and electric vehicle applications due to their high efficiency, fast dynamic response, and compact structure. Conventional PI-based FOC schemes suffer from degraded performance under model uncertainties and load disturbances. Sliding mode-based controllers offer robustness but introduce chattering. This paper addresses these limitations by proposing a fuzzy-assisted fast terminal sliding mode speed controller within an FOC framework.

2. Proposed Work

This study develops a speed control scheme for PMSM drives using FOC combined with a Fuzzy Fast Terminal Sliding Mode Controller. Classical PI, conventional SMC, and FTSMC are first designed for comparison purposes. Then, a fuzzy logic compensator is incorporated into the FTSMC law to estimate disturbances and reduce chattering. The proposed controller guarantees finite-time convergence and robust speed tracking. Extensive simulations are conducted under different reference speeds and load torque conditions, and performance is evaluated in both time and frequency domains using speed response and THD analysis.

3. Conclusion

The proposed FFTSMC-based FOC strategy significantly improves PMSM speed control performance by achieving fast convergence, high robustness, and reduced chattering. Compared with PI, SMC, and FTSMC methods, the proposed approach provides smoother speed response and lower harmonic distortion under load disturbances. The results confirm the effectiveness of integrating fuzzy logic with fast terminal sliding mode control for high-performance PMSM drives.

کنترل میدان-گرا موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از کنترل مد لغزشی ترمینال سریع فازی

محمد دیواندری^{۱،۲*}

^۱ گروه مهندسی برق، واحد علی آباد کتول، دانشگاه آزاد اسلامی، علی آباد کتول، ایران

^۲ مرکز تحقیقات انرژی، واحد علی آباد کتول، دانشگاه آزاد اسلامی، علی آباد کتول، ایران

* آدرس پست الکترونیکی نویسنده مسئول: m.divandari@iau.ac.ir



دانشگاه صنعتی سهند

DOR:

[20.1001.1.23223146.1403.11.2.3.1](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1403.11.2.3.1)

نشریه سالانه‌ی غیرنظمی در مهندسی برق

دوره ۱۱ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۳

صفحات ۳۳ الی ۵۳

ISSN: 2322-3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۱۰/۶

تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۹/۲۲ و ۱۴۰۴/۱۰/۴

تاریخ ارسال: ۱۴۰۴/۴/۲۷

چکیده

در این مطالعه، یک تکنیک نوین برای کنترل سرعت موتورهای سنکرون آهنربای دائم با استفاده از روش کنترل مد لغزشی ترمینال سریع فازی ارائه شده است. در این روش، کنترل میدان-گرا برای ساختار کنترل سرعت این موتور به کار گرفته می‌شود. روش پیشنهادی، عملکرد خوبی را در حضور اغتشاشاتی مانند بار از خود نشان می‌دهد. علاوه بر پایداری در برابر بار، همگرایی در زمان محدود برای ردیابی سرعت تحت این شرایط تضمین شده است. برای بررسی اثربخشی روش پیشنهادی، این روش با کنترل کننده‌های تناسبی-انتگرالی (PI) کلاسیک، کنترل مد لغزشی متداول و کنترل مد لغزشی ترمینال سریع مقایسه شده است. نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم افزار متلب در دو حوزه زمان و فرکانس و در شرایط مختلف سرعت و گشتاور بار ارائه شده است. روش کنترل پیشنهادی با کاهش اثرات نامطلوب لرزش تحت گشتاور بار، باعث کاهش تنش مکانیکی و اعوجاج هارمونیک کل در گشتاور و سرعت در سرعت‌های مختلف می‌شود.

واژه‌های کلیدی

موتور سنکرون آهنربای دائم
کنترل مد لغزشی ترمینال سریع فازی
کنترل میدان-گرا

۱- مقدمه

موتورهای سنکرون آهنربای دائم (PMSM)^۱ در صنایع مختلفی مانند کشش الکتریکی، هواپیما، کشتی، وسایل نقلیه الکتریکی و رباتیک به‌طور قابل توجهی به کار می‌روند [۱-۳]. یکی از ویژگی‌های اصلی این موتور در مقایسه با موتورهای القایی (IM)^۲ در طراحی روتور آن‌ها نهفته است. بر اساس طراحی روتور، موتورهای سنکرون به روتورهای قطب برجسته و غیر برجسته تقسیم می‌شوند. این موتورها راندمان بالاتر و پاسخ سریع‌تری دارند. علاوه بر مزایای فراوان، این موتورها دارای اندازه جمع‌وجور، وزن سبک، محدوده سرعت عملیاتی گسترده، ممان اینرسی کم، شتاب بالا و عملکرد دینامیکی عالی هستند. آن‌ها می‌توانند در یک حلقه بسته برای کاربردهای حساس مانند سیستم‌های نوار نقاله و موتورهای ریسندگی نساجی کار کنند، در حالی که کاربردهای ساده‌تر مانند پمپ‌ها و فن‌ها اغلب از پیکربندی حلقه باز استفاده می‌کنند [۴].

در روش حلقه بسته، دو رویکرد وجود دارد: کنترل اسکالر و کنترل مبتنی بر جهت شار روتور. برای بهبود کنترل این موتور، دو روش مؤثر کنترل میدان-گرا (FOC)^۳ و کنترل گشتاور مستقیم (DTC)^۴ بر اساس کنترل برداری به کار گرفته می‌شوند [۵-۶]. در [۷]، عرفان قریشی و ویکاس شارما کنترل PWM بردار فضایی (SVPWM)^۵ و کنترل بردارهای فضایی اصلاح‌شده بدون حسگر (MSVPWM)^۶ برای این موتور را پیشنهاد و با کنترل ولتاژ/فرکانس (V/F) مقایسه کرده‌اند. نتایج نشان داده است که روش پیشنهادی آن‌ها عملکرد قابل قبولی را در حالت پایدار و شرایط بار دینامیکی ارائه می‌دهد. در [۸]، محمود ف. المرشدی و همکاران کنترل میدان-گرا را برای این موتور در خودروهایی برقی بر پایه یک اینورتر چندسطحی آشناری هفت‌سطحی پیشنهاد کرده‌اند. برای فراهم کردن شروع نرم و شیب‌دار در این موتور، امیل راجف و ولادیسلاو پتروف در [۹] یک درایو کنترل میدان-گرا را با استفاده از مشاهده گر مد لغزشی (SMO)^۷ برای ردیابی موقعیت روتور معرفی کرده‌اند. استفاده از حسگر سرعت در درایو موتور هم قابلیت اطمینان را کاهش می‌دهد و هم خطا را در سرعت‌های پایین افزایش می‌دهد. بنابراین، در برخی کاربردها مانند درایوهای کمپرسور، برای کنترل سرعت، طراحی یک تکنیک کنترل میدان-گرا بدون حسگر می‌تواند برای درایو این موتور مفید باشد [۱۰]. علاوه بر روش میدان-گرا، برخی تحقیقات آن را با سایر رویکردهای کنترل مدرن مانند کنترل مدل پیش‌بین (MPC)^۸ در دامنه‌های زمان پیوسته و گسسته برای درایو PMSM مقایسه کرده‌اند [۱۱].

کنترل میدان-گرا متداول با کنترل کننده تناسبی-انتهگرای (PI) نمی‌تواند بهترین راه‌حل در مواجهه با اغتشاشات خارجی ناشناخته و عدم قطعیت پارامترهای مدل غیرخطی این موتور باشد. چندین کنترل کننده برای مقابله با غیرخطی بودن مدل، عدم قطعیت و اغتشاش مانند کنترل تطبیقی، کنترل پیش‌بین، شبکه‌های عصبی، کنترل فازی و کنترل مد لغزشی استفاده شده‌اند. کنترل کننده های مد لغزشی (SMC)^۹ یکی از بهترین گزینه‌ها برای درایوهای موتور الکتریکی به‌ویژه درایوهای اینگونه موتورها هستند [۱۲-۱۴]. علاوه بر مزایای فراوان SMC، آن‌ها ذاتاً لرزش تولید می‌کنند که باعث ایجاد ریبیل گشتاور و تغییرات سرعت می‌شود. برای سرکوب لرزش و بهبود عملکرد درایو، لی فنگ و همکاران یک کنترل سرعت برای درایوهای این موتور بر اساس یک کنترل کننده مد لغزشی جدید پیشنهاد کرده‌اند که در آن تابع پیوسته سیگموئید جایگزین تابع علامت می‌شود [۱۵]. برای اعمال روش کنترل

¹ Permanent Magnet Synchronous Motors

² Induction Motors

³ Field-oriented Control

⁴ Direct Torque Control

⁵ Space Vector PWM

⁶ Sensor-less Modified SVPWM

⁷ Sliding Mode Observer

⁸ Mode Predictive Control

⁹ Sliding Mode Control

کننده مد لغزشی در کنترل سرعت‌های بالای ۴۰۰۰۰ دور در دقیقه، یک تکنیک کنترل کننده مد لغزشی سوپر-پیچشی بهبودیافته از مرتبه دوم در موتورهای برای کمپرسور گریز از مرکز سلول سوختی هیدروژنی بر اساس الگوریتم بهینه‌سازی گرگ خاکستری پیشنهاد شده است [۱۶]. همچنین، یونگ‌چائو لیو و همکاران در مرجع [۱۷]، کنترل کننده مد لغزشی مکمل مبتنی بر مشاهده‌گر اغتشاش را با یک تکنیک سوپر-پیچشی جدید معرفی کرده‌اند. برخی محققان روش منطق فازی را بر روی تکنیک سوپر-پیچشی جایگزین الگوریتم‌های هوشمند تحت اغتشاشات ناشناخته برای درایو این موتور کرده‌اند [۱۸]. همچنین، سایر محققان روش‌های هوشمند مانند منطق فازی، شبکه‌های عصبی مصنوعی و روش‌های یادگیری ماشین را با کنترل کننده‌های مد لغزشی تطبیقی برای درایو این موتور ترکیب کرده‌اند. نتیجه عملکرد خوبی را در دینامیک موتور نشان داد، اما پیچیدگی ساختار، زمان محاسبات را افزایش داده است و به پردازنده‌های سریع نیاز دارد [۱۹-۲۲].

علاوه بر سرکوب لرزش در کنترل کننده‌های مد لغزشی، زمان همگرایی سیگنال خروجی به سیگنال مرجع بسیار مهم است. یکی از رویکردهای اصلی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع واکنش در برابر اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت پارامترها مقاوم است. علاوه بر این، آن‌ها همگرایی سریع را تضمین می‌کنند، لرزش شدید را کاهش می‌دهند و پاسخ دینامیکی سریعی دارند که می‌تواند عملکرد ردیابی بالا را برآورده کند [۲۳-۲۵]. در سیستم‌های عملی، عدم قطعیت پارامترهای مدل دارای مرز ناشناخته است و برای تضمین پایداری حلقه بسته، محققان در طول شروع SMC ها، ضریب تابع علامت را افزایش می‌دهند که منجر به افزایش لرزش می‌شود [۲۶]. یکی از چالش‌های اصلی در کنترل کننده‌های مد لغزشی ترمینال سریع مشکل تکنیکی نزدیک نقطه تعادل است. برای مقابله با این مشکل، برخی محققان کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع غیر تکین (NFTSMC^۳) را پیشنهاد کرده‌اند و عملکرد کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع را در نزدیکی نقطه تعادل تضمین کرده‌اند [۲۷-۲۸]. مشابه SMC های متداول، برای بهبود عملکرد درایوهای این موتور، کنترل کننده‌های مد لغزشی ترمینال سریع با تکنیک‌های سوپر-پیچشی به کار گرفته شده‌اند. در مرجع [۲۹]، مینگیوان هو و همکاران روش کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع لگاریتمی سوپر-پیچشی را پیشنهاد و با نتایج کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع نمایی مقایسه کرده است که زمان همگرایی کمتری نسبت به روش کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع نمایی داشت.

علاوه بر ترکیب سوپر-پیچشی با کنترل کننده‌های مد لغزشی ترمینال سریع، برخی از محققان در مرجع [۳۰]، SMO ها را برای بهبود تخمین اغتشاشات ترکیب کرده و یک قانون رسیدن ترکیبی جدید را برای کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع به کار برده‌اند که منجر به همگرایی سریع شده است. در برخی شرایط، کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع به اشباع می‌روند که یکی از راه‌حل‌ها جایگزینی تابع علامت با تابع سیگموئید است. برای تضمین یک کران کوچک در نزدیکی سطح لغزش، بسیاری از محققان کنترل مد لغزشی ترمینال مرتبه کامل (FOTSMC^۴) را برای کنترل سرعت درایوهای الکتریکی مانند موتور سوئیچ رلوکتانسی و این موتور به کار برده‌اند [۳۱-۳۲]. در مرجع [۳۳]، رون‌هوی یائو و همکاران یک رویکرد مد لغزشی مرتبه کامل تطبیقی بهبودیافته را برای درایو بدون حسگر این موتورهای در سرعت بالا پیشنهاد کرده‌اند. رویکردهای مد لغزشی مرتبه بالا و مرتبه کسری می‌توانند در مقایسه با رویکردهای مد لغزشی مرتبه پایین، بهره مشاهده‌گر را به طور قابل توجهی کاهش دهند. همچنین، استفاده از FOASMC با بهره کم می‌تواند جهش را جبران و اغتشاشات را دفع کند [۳۴]. در مرجع [۳۵]، لیگو ژانگ و همکاران یک کنترل مد لغزشی دو-سلسله‌مراتبی با مرتبه کسری را برای کنترل درایو این موتور در خودروهایی الکتریکی پیشنهاد کرده‌اند. آن‌ها قانون همگرایی نمایی فازی را برای کنترل کننده مد لغزشی مرتبه کسری به کار برده‌اند که زمان ردیابی و همگرایی به سرعت مرجع را بهبود می‌بخشد.

¹ Second-Order Super-Twisting SMC

² Singularity

³ Non-Singular FTSMC

⁴ Full-Order TSMC

یک FSMC غیر تکین مرتبه کسری جدید برای این موتور مبتنی بر شبکه عصبی توسط جین لیانگ ژانگ و همکاران در مرجع [۳۶] نیز پیشنهاد شده است.

به طور خلاصه، ساختار اصلی روش های کنترل برای این موتور به ویژه بر روی کنترل میدان-گرا کنترل کننده مد لغزشی متمرکز است. این روش ها گاهی با تکنیک های کنترل مقاوم همراه با الگوریتم های هوشمند و روش های کنترل مرتبه بالا ترکیب می شوند. این رویکردها با هدف افزایش عملکرد دینامیکی، قابلیت اطمینان و دقت درایوهای این موتور در کاربردهای مختلف دنبال می شوند. تحقیقات اخیر نشان می دهد که مسیرهای تحقیقاتی آینده ممکن است شامل ترکیب بیشتر روش های یادگیری ماشین و روش های محاسباتی کارآمدتر باشد که منجر به افزایش پیچیدگی این استراتژی های کنترل پیشرفته می شود. در مقایسه با کنترل کننده های مد لغزشی، کنترل کننده مد لغزشی ترمینال با بهره کمتر، سریع تر هستند، در حالی که همگرایی در زمان محدود آنها تضمین شده است. روش های مرتبه بالاتر و مرتبه کسری می توانند گزینه های خوبی در مشاهده گره های مد لغزشی باشند، در حالی که ترکیب آنها با برخی روش ها مانند پیش بین و شبکه های عصبی می تواند هزینه درایو را افزایش دهد. علاوه بر عملکرد خوب کنترل کننده مد لغزشی های ترمینال در سرکوب اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت پارامترها، آنها نیز از لرزش ذاتی رنج می برند. در این مطالعه، روش تحقیق بر کنترل سرعت این موتور متمرکز است. ابتدا، کنترل کننده های مرسوم، شامل PI کلاسیک و کنترل کننده مد لغزشی استاندارد، برای کنترل سرعت موتور طراحی می شوند. سپس، کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع توسعه داده شده و کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع فازی (FFTSMC) پیشنهادی برای موتور معرفی می شود.

نوآوری اصلی این پژوهش ارائه یک ساختار کنترل سرعت مبتنی بر کنترل میدان-گرا همراه با کنترل کننده مد لغزشی ترمینال سریع فازی است که به طور همزمان سرعت همگرایی کنترل و میزان وزوز را نسبت به روش های موجود بهبود می دهد. در این روش، یک جبران ساز فازی در قانون کنترل ترمینال ادغام شده است تا اثرات عدم قطعیت و اغتشاش کاهش یابد و پایداری سیستم در محدوده های مختلف سرعت حفظ شود. علاوه بر این، کارایی کنترل کننده پیشنهادی در دو حوزه زمان و فرکانس با کنترل کننده های SMC، PI و FFTSMC مقایسه شده و برتری آن از نظر ردیابی سرعت، ریبیل کمتر و کاهش اعوجاج عارمونیک کل (THD) نشان داده شده است.

ساختار این مقاله به شرح زیر سازماندهی شده است: بخش دوم به مدل ریاضی PMSM و بخش سوم روش FOC را معرفی می کند. در بخش چهارم روش شناسی تحقیق پیشنهادی بر اساس روش های کنترل کننده سرعت بیان می شود که شامل چهار زیربخش کنترل کننده PI، روش SMC، روش FFTSMC و روش FFTSMC است. در نهایت، نتایج شبیه سازی، بحث و نتیجه گیری به ترتیب در بخش پنجم، بخش ششم و بخش هفتم ارائه داده شده اند.

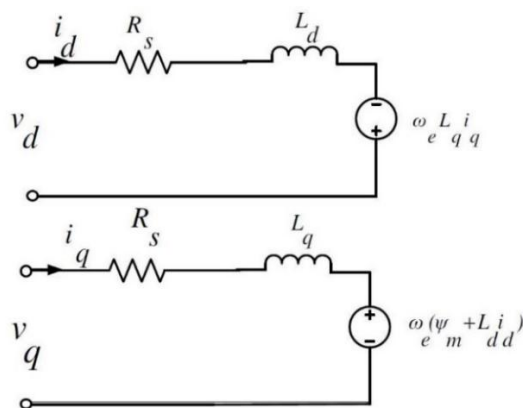
۲- مدل ریاضی PMSM

مدار الکتریکی معادل یک PMSM سه فاز در دستگاه مرجع چرخان روتور (dq) در شکل (۱) نشان داده شده است. در این دستگاه مرجع، محورهای d و q با سرعت الکتریکی ω_e می چرخند و محور d با شار آهنربای دائمی همسو می شود. این مدل برای موتورهای قطب برجسته سه فاز (IPMSM³) با توزیع سیم پیچ سینوسی و تلفات آهن ناچیز، با فرض مدارهای مغناطیسی خطی بدون اشباع، اعمال می شود.

¹ Fuzzy Fast Terminal Sliding Mode Control

² Total Harmonic Distortion

³ Interior PMSM



شکل (۱): مدار معادل IPMSM سه فاز در قاب مرجع چرخان روتور (dq)

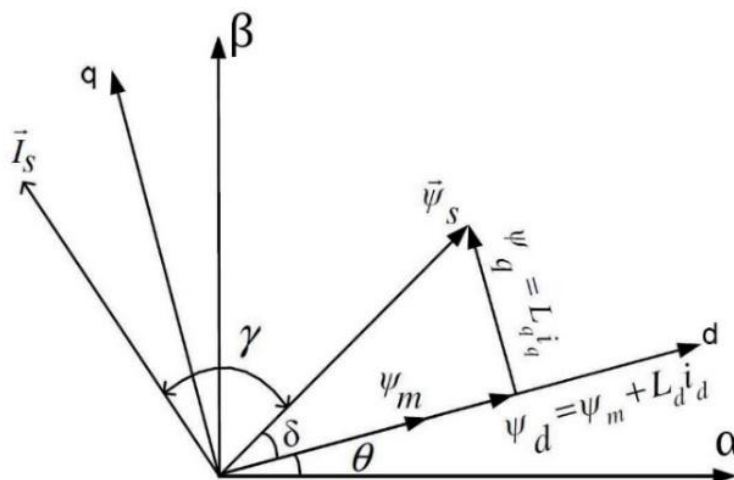
مدل ریاضی این موتور شامل معادلات ولتاژ، معادلات شار و گشتاور الکترومغناطیسی در دستگاه مرجع dq، از مرجع [۳۹] آورده شده است که به طور گسترده در تحلیل و طراحی الگوریتم‌های کنترل برای ماشین‌های سنکرون مورد استفاده قرار می‌گیرد.

معادلات موتور در دستگاه چرخشی دو محوره به شرح زیر است [۳۹]:

$$v_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (1)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_e (L_q i_d + \psi_m) + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (2)$$

که در آن، R_s مقاومت سیم‌پیچ استاتور، L_d و L_q به ترتیب اندوکتانس‌های محوره‌های d و q و ψ_m شار آهنربای دائم است. نمودار برداری محوره‌های موتور در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل (۲): نمودار برداری محوره‌های PMSM

که در آن، ψ_m و θ به ترتیب بردار شار پیوندی استاتور، زاویه محور ثابت α و شار آهنربای دائمی هستند. همچنین، δ زاویه توان یا زاویه شار آهنربای دائمی و شار استاتور است. بنابراین،

$$\psi_d = \psi_m + L_d i_d \quad (3)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (4)$$

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_q}{\psi_d} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{\psi_q}{\psi_s} \right) \quad (5)$$

گشتاور الکترومغناطیسی موتور را می‌توان به صورت زیر بدست آورد:

$$T_e = \frac{3}{2} P (\vec{\psi}_s \times \vec{I}_s) \quad (6)$$

پس از جداسازی بردار شار و جریان استاتور و ساده‌سازی ریاضی، گشتاور الکترومغناطیسی موتور در دستگاه دوار و دستگاه ثابت را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$T_e = \frac{3}{2} P (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (7)$$

با جایگزینی مقادیر ψ_d و ψ_q در (۳) و (۴) در (۷)، گشتاور الکترومغناطیسی موتور به صورت زیر بدست می‌آید:

$$T_e = \frac{3}{2} P i_q [\psi_m + (L_d - L_q) i_d] \quad (8)$$

در [۳۹]، معادلات موتور به دستگاه دوار تبدیل می‌شوند و گشتاور الکترومغناطیسی با جزئیات به شرح زیر بدست می‌آید:

$$T_e = \frac{3P\psi_s}{4L_d L_q} [2\psi_m L_q \sin\delta + (L_d - L_q)\psi_s \sin 2\delta] \quad (9)$$

در نهایت، معادله دینامیکی را می‌توان به صورت زیر توصیف کرد:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_e}{dt} + B\omega_m \quad (10)$$

که در آن، T_L ، J و B به ترتیب گشتاور بار، ممان اینرسی و ویسکوزیته هوا هستند. با توجه به معادلات دینامیکی موتور، مسئله کنترل در این پژوهش طراحی یک قانون کنترل سرعت است که بتواند سرعت مکانیکی موتور ω_m را در حضور اغتشاش بار و عدم قطعیت‌های مدل، به مقدار مرجع ω_{ref} برساند و خطای ردیابی را به صورت تضمینی، در یک زمان محدود به صفر همگرا کند. علاوه بر این، ساختار کنترل باید قادر باشد پایداری حلقه بسته را حفظ کرده و نوسانات ناشی از وزوز در گشتاور و سرعت را به حداقل برساند.

۳- روش کنترل میدان-گرا (FOC)

هدف اصلی کنترل میدان-گرا جداسازی مؤلفه‌های تولیدکننده شار و گشتاور است تا کنترل مستقل هر مؤلفه امکان‌پذیر شود. در این چارچوب، هدف کنترلی عبارت است از تنظیم جریان q برای ایجاد گشتاور مورد نیاز، تثبیت جریان d در مقدار مرجع صفر، و ایجاد ولتاژهای مرجع مناسب برای حصول سرعت مطلوب موتور. بنابراین، ساختار میدان-گرا بستری فراهم می‌کند که در آن کنترل‌کننده‌های SMC، PI، FTSMC و FFTSMC بتوانند مستقیماً خطای سرعت را جبران کرده و ردیابی دقیق سرعت در شرایط بار متغیر را تضمین کنند.

در ماشین‌های AC، میدان‌های استاتور و روتور متعامد نیستند. تنها جریان استاتور قابل کنترل است. برای دستیابی به کنترل جداگانه گشتاور و شار در ماشین‌های AC، از تکنیک کنترل میدان-گرا استفاده می‌شود. این روش جریان‌های استاتور را از یک دستگاه مرجع ثابت به مؤلفه‌های تولیدکننده گشتاور و شار در یک دستگاه مرجع چرخان تبدیل می‌کند. مزایای اصلی این روش عبارتند از [۸-۱۰]: تبدیل یک مدل AC پیچیده و کوپل شده به یک سیستم خطی ساده، کنترل مستقل گشتاور و شار، پاسخ دینامیکی سریع، گشتاور بالا در سرعت پایین و راندمان بالا.

این روش شامل سه دستگاه مرجع است و نیاز به تبدیل بین آنها دارد.

در تبدیل کلارک، جریان‌های موتور (a, b, c) از سه فاز به یک دستگاه مرجع ثابت متعامد دو محوره تبدیل می‌شوند. این

تبدیل به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} I_\alpha &= I_a \\ I_\beta &= \frac{(I_a + 2I_b)}{\sqrt{3}} \\ I_a + I_b + I_c &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

در تبدیل پارک، دستگاه مرجع ثابت متعامد دو محوره به دستگاه مرجع دوار تبدیل می‌شود. تبدیل پارک به صورت زیر توصیف

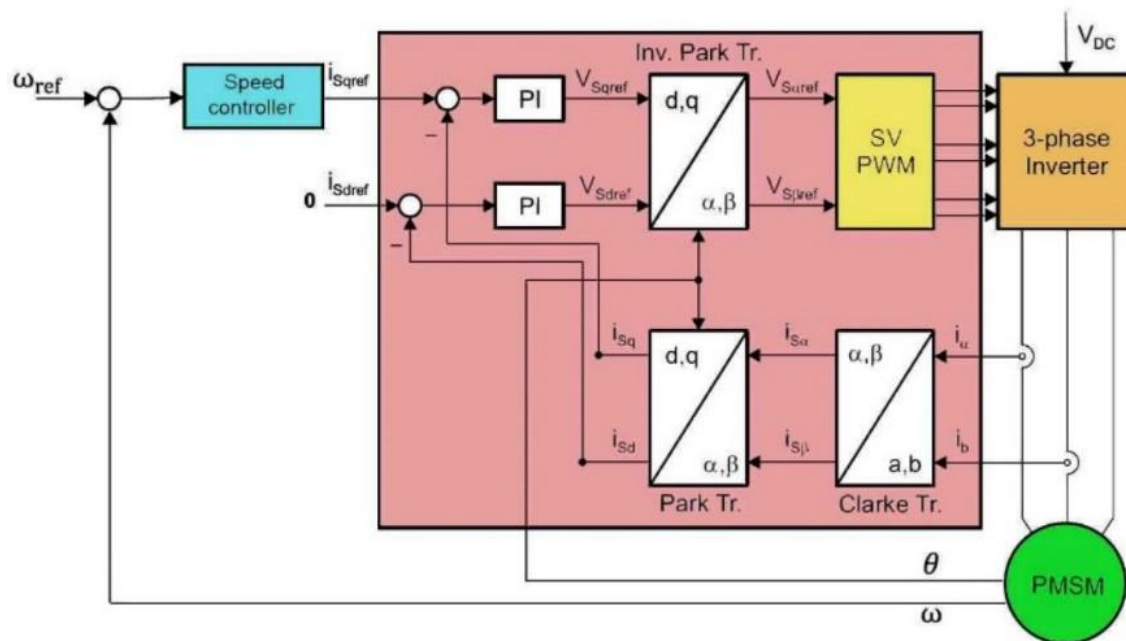
می‌شود:

$$\begin{aligned} I_d &= I_\alpha \cos(\theta) + I_\beta \sin(\theta) \\ I_q &= I_\beta \cos(\theta) - I_\alpha \sin(\theta) \end{aligned} \quad (12)$$

در تکنیک کنترل میدان-گرا، کنترل کننده‌های PI مؤلفه‌های ولتاژ را در مرجع دوار ارائه می‌دهند و برای بدست آوردن ولتاژ مرجع در دستگاه مرجع ثابت، باید معکوس شود. این کار با تبدیل دستگاه مرجع دوار به مرجع ثابت متعامد دو محوره توسط تبدیل پارک معکوس انجام می‌شود. تبدیل پارک معکوس با معادلات زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} V_{\alpha} &= V_d \cos(\theta) - V_q \sin(\theta) \\ V_{\beta} &= V_q \cos(\theta) + V_d \sin(\theta) \end{aligned} \quad (13)$$

شکل (۳) نمودار بلوکی کنترل سرعت یک موتور PMSM با استفاده از کنترل میدان-گرا را نشان می‌دهد. در این سیستم کنترل، جریان‌های دو فاز موتور اندازه‌گیری شده و به ماژول تبدیل کلارک وارد می‌شوند. خروجی‌های این تبدیل، مؤلفه‌های α و β هستند. این خروجی‌های جریان α و β ، ورودی‌های تبدیل پارک هستند که آنها را به I_{sq} و I_{sd} در دستگاه مرجع چرخشی d - q تبدیل می‌کند. I_{sq} با d_{ref} (مرجع شار) و I_{sd} با q_{ref} (مرجع گشتاور) مقایسه می‌شوند. در این موتور، شار روتور توسط آهنرباها ثابت می‌شود، بنابراین نیازی به تولید آن نیست. بنابراین، هنگام کنترل این موتور، d_{ref} روی صفر تنظیم می‌شود. فرمان گشتاور q_{ref} را می‌توان به خروجی کنترل کننده سرعت متصل کرد. خروجی‌های کنترل کننده‌های جریان $V_{sq_{ref}}$ و $V_{sd_{ref}}$ هستند که به تبدیل پارک معکوس اعمال می‌شوند. با استفاده از موقعیت شار روتور به عنوان مرجع، این تبدیل $V_{s\beta_{ref}}$ و $V_{s\alpha_{ref}}$ را تولید می‌کند. سپس این اجزا به عنوان ورودی برای SVPWM استفاده می‌شوند که سیگنال‌هایی را برای کنترل اینورتر تولید می‌کند. در تبدیل‌های پارک و پارک معکوس، موقعیت شار روتور مورد نیاز است که بر اساس نوع موتور سنکرون یا آسنکرون تعیین می‌شود. در FOC برای درایو این موتور، کنترل گشتاور و شار موتور، مشابه عملکرد یک موتور DC، می‌تواند به طور مستقل پیاده‌سازی شود. به عبارت دیگر، مؤلفه‌های گشتاور و شار جریان از یکدیگر جدا هستند اما اطلاعات موقعیت روتور برای تبدیل بین دستگاه‌های مرجع ثابت و چرخان ضروری است.



شکل (۳): کنترل سرعت موتور PMSM با استفاده از کنترل فازی (FOC)

۴- روش تحقیق پیشنهادی

تحقیق بر کنترل سرعت این موتور متمرکز است. ابتدا، کنترل کننده‌های مرسوم، شامل PI کلاسیک و SMC استاندارد، برای کنترل سرعت موتور طراحی می‌شوند. سپس، کنترل کننده FTSMC توسعه داده شده و کنترل کننده FFTSMC پیشنهادی برای موتور معرفی می‌شود.

۴-۱- کنترل کننده PI

در کنترل کننده سرعت PI، خطای سرعت و مرجع جریان به ترتیب به عنوان ورودی و خروجی در نظر گرفته می شوند. خطای سرعت به عنوان تفاوت بین سرعت مرجع و سرعت واقعی موتور تعریف می شود. تابع تبدیل کنترل کننده PI به صورت زیر نمایش داده می شود:

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \quad (14)$$

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (15)$$

که در آن K_p ، K_i و $\tau_i = K_p/K_i$ به ترتیب بهره تناسبی، بهره انتگرالی و ثابت زمانی انتگرالی هستند [۴۱].

۴-۲- روش SMC

با جایگزینی $x_1 = \theta$ و $x_2 = \omega$ ، مدل ریاضی را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + \Delta f(x) + d(t) + U^* \\ y = x_2 \end{cases} \quad (16)$$

که در آن $x \in R^n$ ($n = 2$) و $y \in R$ متغیرهای حالت سیستم، U^* به عنوان ورودی و y به عنوان خروجی هستند. با استفاده از

معادله (۱۰)، $f(x)$ یک تابع خطی است که به صورت زیر بیان می شود:

$$f(x) = -\frac{B}{J}x_2 \quad (17)$$

علاوه بر این، $\Delta f(x)$ و $d(t)$ به ترتیب نشان دهنده عدم قطعیت محدود و اغتشاشات محدود خارجی هستند که $|\Delta f(x)| < \delta_2$ و $|d(t)| < \delta_1$ را بر آورده می کنند که در آن $\delta_1, \delta_2 \in R^+$ کرانه های مثبت شناخته شده هستند. در معادله (۱۸)، $U^* = bu$ است، که در آن $b = 1/J$ و $u \in R$ ورودی کنترل می باشد. علاوه بر این، اغتشاش خارجی $d(t)$ را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$d(t) = -\frac{T_l(t)}{J} \quad (18)$$

کنترل کننده های مد لغزشی مرسوم بر روی سیگنال سرعت و خطای سرعت اعمال می شوند. در معادله (۱۶)، معادله سرعت اولیه

به صورت زیر بیان می شود:

$$\dot{x}_2 = f(x) + \Delta f(x) + d(t) + U^* \quad (19)$$

با استفاده از حالت مطلوب $x_{d2}(t)$ و خطای ردیابی $e_{d2}(t) = x_2(t) - x_{d2}(t)$ سطح لغزش را می توان به صورت زیر تعریف کرد:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e \quad (20)$$

که در آن، $\lambda \in R^+$ و n به ترتیب بهره لغزش و ابعاد سطح لغزش هستند. با استفاده از (۲۰) و با فرض $n = 1$ ، سطح لغزش را

می توان به صورت $s = e$ ساده کرد. تابع لیاپانوف پیشنهادی به صورت زیر است:

$$v = \frac{1}{2} s^2 \quad (21)$$

پایداری سیستم تضمین می شود اگر:

$$\dot{v} = s\dot{s} = e\dot{e} < 0 \quad (22)$$

برای تضمین پایداری، شرط لغزش زیر باید برقرار باشد:

$$s\dot{s} < -\eta|s| \quad (23)$$

که در آن، $\eta \in R^+$ با ساده سازی این نامعادله، شرط لغزش به صورت زیر در می آید:

$$(\dot{x}_2 - \dot{x}_{d2})\text{sign}(s) < -\eta \quad (24)$$

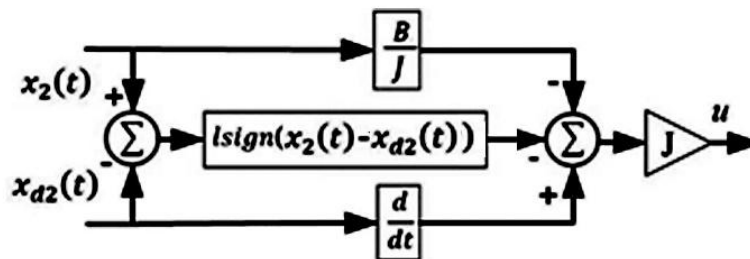
با جایگزینی $\Delta f(x)$ در این شرط، قانون کنترل به صورت زیر بدست می آید:

$$(f(x) + \Delta f(x) + d(t) + U^* - \dot{x}_{d2}) \text{sign}(s) < -\eta \quad (25)$$

با جایگزینی $U^* = u/b$ سیگنال کنترل u بصورت زیر حاصل می شود:

$$u = -\frac{1}{b}(l \text{sign}(s) + f(x) - \dot{x}_{d2}) \quad (26)$$

که در آن، $l \in R^+$ به گونه ای انتخاب می شود که $l > \eta + \delta_1 + \delta_2$ باشد. شکل (۴) نمودار بلوکی کنترل کننده مد لغزشی مرسوم را نشان می دهد. در این نمودار، سرعت های واقعی و مرجع ورودی ها هستند و سیگنال کنترل $u = T_{ref}$ خروجی را نشان می دهد.



شکل (۴): نمودار بلوکی SMC مرسوم برای درایو PMSM

۴-۳- روش FTSMC

علاوه بر مزایای کنترل کننده مد لغزشی مانند مقاومت در برابر عدم قطعیت مدل و اغتشاشات، سیگنال های کنترل ناپیوسته می توانند وزوز را که ممکن است برای سیستم های مکانیکی مانند این موتور نامطلوب باشد، سرکوب کنند. علاوه بر این، در حالی که کنترل کننده مد لغزشی ممکن است همگرایی را در یک زمان محدود تضمین نکند، FTSMC پاسخ سریعی ارائه می دهد و زمان همگرایی را در حضور اغتشاشات و عدم قطعیت ها کاهش می دهد [۲۸] و [۴۱]. در کنترل سرعت این موتور، برای اعمال FTSMC از بردار حالت $x = [x_1(t), x_2(t)]^T \in R^2$ برای نمایش حالت سیستم استفاده می شود. هدف کنترل این است که اطمینان حاصل شود که بردار حالت x بردار حالت مورد نظر $x_d = [x_{d1}(t), x_{d2}(t)]^T$ را در حضور اغتشاشات و عدم قطعیت های خارجی دنبال می کند. بنابراین، بردار خطای ردیابی $e(t)$ به صورت زیر تعریف می شود:

$$e(t) = x(t) - x_d(t) = [e_1(t), e_2(t)]^T = [x_1(t) - x_{d1}(t), x_2(t) - x_{d2}(t)]^T \quad (27)$$

هدف کنترل را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|e(t)\| = \lim_{t \rightarrow \infty} \|x(t) - x_d(t)\| \rightarrow 0 \quad (28)$$

دینامیک خطای ردیابی را می توان با این رابطه توصیف کرد:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= e_2 \\ \dot{e}_2 &= f(x) + \Delta f(x) + d(t) + U^* \end{aligned} \quad (29)$$

بنابراین، هدف کنترل، پایدارسازی دینامیک خطا در معادله (۲۹) است. طبق تکنیک FTSMC، سطوح لغزشی به صورت زیر

تعریف می شوند:

$$\begin{cases} s_1 = \dot{s}_0 + \alpha_0 s_0 + \beta_0 s_0^{\frac{m_0}{n_0}} \\ s_2 = \dot{s}_1 + \alpha_1 s_1 + \beta_1 s_1^{\frac{m_1}{n_1}} \end{cases} \quad (30)$$

که در آن S_1 و S_2 سطوح لغزشی هستند. در (۳۰)، $\alpha_0 \geq 0$ ، $s_0 = e_1$ ، $m_i, n_i (i = 0,1)$ و $m_i > n_i$ ، $\beta_0 \geq 0$ ، مقادیر فرد مثبت هستند. بر این اساس، متغیرهای حالت سیستم شرح داده شده در معادله (۱۶) می‌توانند در یک زمان محدود با استفاده از قانون کنترل زیر ردیابی شوند:

$$\begin{aligned} U^* &= -f(x) - \alpha_0 \frac{d}{dt}(s_0) - \beta_0 \frac{d}{dt}\left(s_0^{\frac{m_0}{n_0}}\right) + \dot{x}_{d2} - l \operatorname{sign}(s_1) \\ &= -f(x) - \alpha_0 \dot{s}_0 - \beta_0 \frac{m_0}{n_0} \dot{s}_0 s_0^{\left(\frac{m_0}{n_0}-1\right)} + \dot{x}_{d2} - l \operatorname{sign}(s_1) \\ &= u_{eq} - l \operatorname{sign}(s_1) \end{aligned} \quad (31)$$

که در آن $l \in R^+$ به گونه‌ای انتخاب می‌شود که $l > \delta_1 + \delta_2$. بنابراین، سیستم توصیف شده توسط معادله (۱۶) در زمان محدود t_n به سطح لغزشی $s_1 = 0$ همگرا می‌شود و روی آن باقی می‌ماند. زمان محدود t_n به صورت زیر تعریف می‌شود:

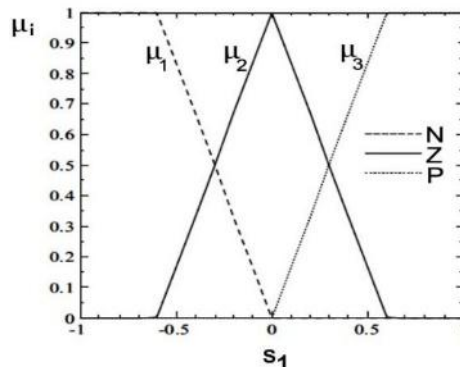
$$t_n \leq \frac{|s_1(0)|}{(l-\delta_1-\delta_2)} \quad (32)$$

پاسخ سریع FTSMC آن را به یک تکنیک جذاب برای کنترل سیستم‌های غیرخطی با عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات تبدیل می‌کند. با این حال، چالش‌های عملی مانند وابستگی به مدل دینامیکی و اثرات نامطلوب وزوز می‌تواند بر عملکرد کنترل تأثیر بگذارد. برای مقابله با این چالش‌ها، می‌توان از تکنیک‌های هوشمند مانند شبکه‌های عصبی و سیستم‌های منطق فازی برای افزایش کارایی کنترل استفاده کرد.

۴-۴- روش پیشنهادی FFTSMC

در این بخش، یک FTSMC با منطق فازی پیشنهاد می‌شود تا اثرات نامطلوب وزوز ناشی از اغتشاشات و عدم قطعیت‌های مدل را سرکوب کند. همچنین، سطح لغزشی غیرخطی S_1 از معادله (۳۰) به عنوان ورودی جبران‌کننده منطق فازی (FLC) در قانون کنترل اعمال می‌شود. قانون کنترل u_{eq} در معادله (۳۱) شامل عباراتی برای عدم قطعیت و اغتشاش است که می‌توان آنها را با استفاده از جبران‌کننده منطق فازی تقریب زد. این ادغام به طور موثر بهره کنترل بخش ناپیوسته l در قانون کنترل را کاهش می‌دهد. علاوه بر این، عبارت $l \operatorname{sign}(s_1)$ که عدم قطعیت و اغتشاش را در معادله (۳۱) جبران می‌کند، با جبران‌کننده منطق فازی جایگزین می‌شود و در نتیجه اثرات وزوز را به طور قابل توجهی سرکوب می‌کند. سطح لغزشی S_1 به عنوان ورودی جبران‌کننده منطق فازی عمل می‌کند. سه مجموعه فازی برای این ورودی تعریف می‌شود: منفی (N)، صفر (Z) و مثبت (P)، با توابع عضویت مربوطه که در شکل (۵) نشان داده شده‌اند. قوانین فازی به شرح زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} \text{Rule1: If } s_1 \text{ is N, then } y_1 &= u_{eq} \\ \text{Rule2: If } s_1 \text{ is Z, then } y_2 &= k_z \cdot s_1 \\ \text{Rule3: If } s_1 \text{ is P, then } y_3 &= u_{eq} \end{aligned} \quad (33)$$



شکل (۵): توابع عضویت FLC

که در آن k_z یک بهره مثبت است. در FLC پیشنهادی، خروجی بخش قانون کنترل فازی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$U_{fuzzy}(s_1) = \frac{\sum_{i=1}^3 (\mu_i \cdot y_i)}{\sum_{i=1}^3 (\mu_i)} \quad (34)$$

که، $0 \leq \mu_i \leq 1$ و

$$0 < \sum_{i=1}^3 (\mu_i) \leq 1, s_1(-\infty, +\infty) \quad (35)$$

قانون کنترل بهبود یافته با FLC به صورت زیر بیان می شود:

$$U^* = U_{fuzzy}(s_1) - l \operatorname{sign}(s_1) \quad (36)$$

برای انجام تحلیل پایداری، سیستم فازی باید به گونه ای طراحی شود که به اهداف زیر دست یابد:

$$|u_{eq} + \Delta f(x) + d(t) - U_{fuzzy}(s_1)| < \varepsilon \quad (37)$$

که در آن $\varepsilon \in R^+$ است. برای اطمینان از همگرایی، تابع لیاپانوف به صورت زیر تعریف می شود:

$$V = \frac{1}{2} s_1^2 \quad (38)$$

پایداری قانون کنترل بهبود یافته می تواند توسط FLC تضمین شود اگر شرط زیر برقرار باشد:

$$\dot{V} = \dot{s}_1 s_1 < 0 \quad (39)$$

با استفاده از معادله (۳۱)، مشتق s_1 به صورت زیر داده می شود:

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= \ddot{s}_0 + \alpha_0 \dot{s}_0 + \beta_0 \frac{m_0}{n_0} \dot{s}_0 s_0 \left(\frac{m_0}{n_0} - 1\right) \\ &= \dot{x}_2 - \dot{x}_{d2} + \alpha_0 \dot{s}_0 + \beta_0 \frac{m_0}{n_0} \dot{s}_0 s_0 \left(\frac{m_0}{n_0} - 1\right) \end{aligned} \quad (40)$$

$$= U_{fuzzy}(s_1) - l \operatorname{sign}(s_1) + f(x) - \Delta f(x) - d(t) - \dot{x}_{d2} + \alpha_0 \dot{s}_0 + \beta_0 \frac{m_0}{n_0} \dot{s}_0 s_0 \left(\frac{m_0}{n_0} - 1\right)$$

مشابه (۳۱)، مشتق s_1 را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\dot{s}_1 = -u_{eq} + U_{fuzzy}(s_1) - \Delta f(x) - d(t) - l \operatorname{sign}(s_1) \quad (41)$$

با جایگذاری در عبارت مشتق تابع لیاپانوف، خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (-u_{eq} + U_{fuzzy}(s_1) - \Delta f(x) - d(t) - l \operatorname{sign}(s_1)) s_1 \\ &= (-u_{eq} + U_{fuzzy}(s_1) - \Delta f(x) - d(t)) s_1 - l \end{aligned} \quad (42)$$

بنابراین،

$$\dot{V} < (|-u_{eq} + U_{fuzzy}(s_1) - \Delta f(x) - d(t)| - l) |s_1| \quad (43)$$

طبق (۲۸)، مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر ساده می شود:

$$\dot{V} < (\varepsilon - l) |s_1| < 0 \quad (44)$$

بنابراین، قانون کنترل بهبود یافته FFTSMC به صورت زیر داده می شود:

$$u = \frac{1}{b} (U_{fuzzy}(s_1) - l \operatorname{sign}(s_1)) \quad (45)$$

شکل (۶) نمودار بلوکی FFTSMC پیشنهادی را نشان می دهد. در این شکل، ورودی ها سرعت، موقعیت روتور، سرعت مرجع، موقعیت مرجع و خروجی سیگنال کنترل $u = T_{ref}$ هستند. الگوریتم کلی طراحی و پیاده سازی کنترل کننده FFTSMC به صورت زیر سازمان دهی شده است:

مرحله ۱: خطای سرعت و مشتق آن بر اساس تعریف ارائه شده در معادلات دینامیکی موتور (معادله (۱۶)) محاسبه شده و ردیابی سرعت مورد ارزیابی قرار می گیرد.

مرحله ۲: سطح لغزش ترمینال با استفاده از ساختار پیشنهادی در رابطه (۳۰) تعیین می شود. پارامترهای ترمینال به گونه ای انتخاب می گردند که همگرایی در زمان محدود تضمین شود.

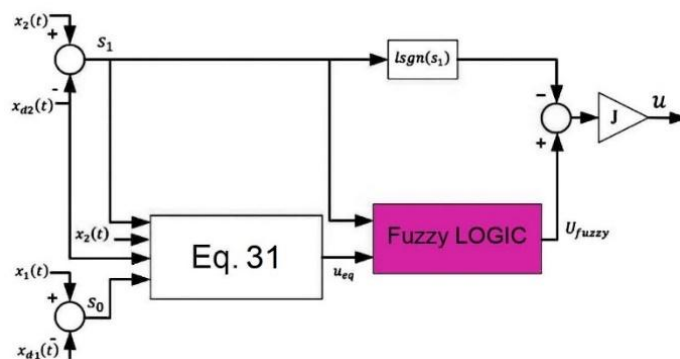
مرحله ۳: قانون کنترل پایه FTSMC بر مبنای سطح لغزش تعریف شده و مطابق رابطه (۳۱) استخراج می‌شود تا چارچوب اولیه کنترل مشخص شود.

مرحله ۴: سطح لغزش به‌عنوان ورودی سیستم منطق فازی در نظر گرفته شده و مجموعه‌های فازی و قواعد مربوط مطابق شکل ۶ و رابطه (۳۳) تنظیم می‌گردد.

مرحله ۵: خروجی جبران‌ساز فازی طبق روابط (۳۴) و (۳۵) محاسبه شده و به‌عنوان تخمین‌زن عبارت اغتشاش و عدم قطعیت مورد استفاده قرار می‌گیرد.

مرحله ۶: قانون کنترل نهایی FFTSMC با ترکیب قانون کنترل پایه و خروجی فازی طبق رابطه (۴۵) تشکیل می‌شود تا بهره بخش ناپیوسته کاهش یافته و وزوز محدود شود.

مرحله ۷: پایداری سیستم حلقه بسته با استفاده از تابع لیاپانوف معرفی شده و شرایط ارائه‌شده در روابط (۳۷) تا (۴۴) بررسی می‌شود و سپس کنترل‌کننده در حلقه سرعت FOC پیاده‌سازی می‌گردد.

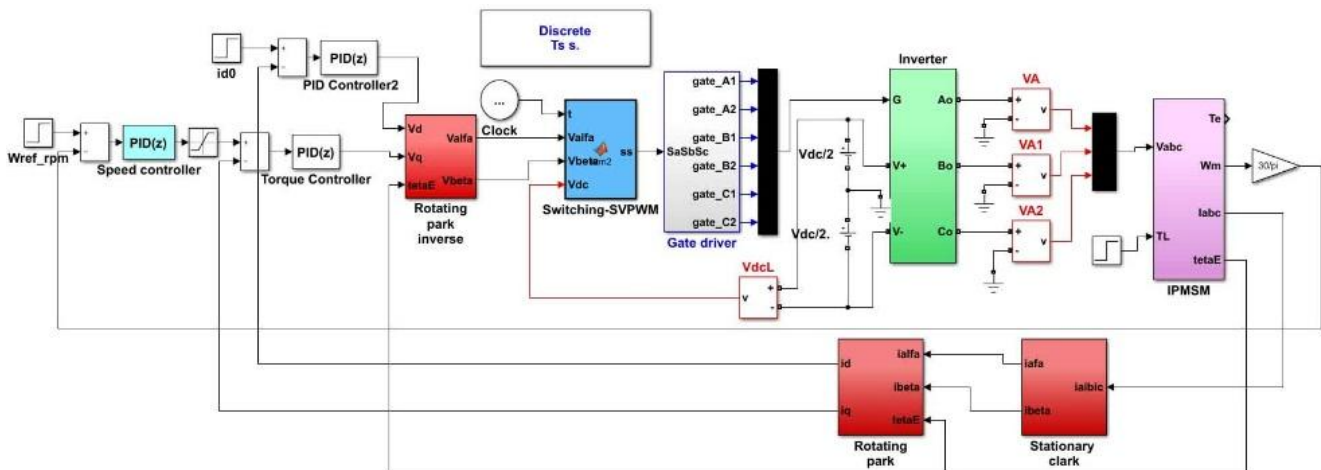


شکل (۶): نمودار بلوکی FFTSMC پیشنهادی

۵. نتایج شبیه‌سازی

در این پروژه، کنترل سرعت یک موتور با استفاده از روش کنترل میدان-گرا توسط نرم افزار متلب، تحت سرعت‌ها و شرایط بار-گشتاور مختلف شبیه‌سازی شد.

شبیه‌سازی در حوزه گسسته انجام و زمان نمونه‌برداری T_s روی ۲۵ میکروثانیه تنظیم شد. شکل (۷) شبیه‌سازی کنترل این موتور با استفاده از کنترل میدان-گرا را نشان می‌دهد. به طور کلی، شبیه‌سازی با یک مرجع سرعت (ω_{ref}) شروع می‌شود. کنترل‌کننده سرعت با تنظیم گشتاور، سیگنالی برای حفظ سرعت مطلوب تولید می‌کند.



شکل (۷): شبیه‌سازی کنترل PMSM با استفاده از FOC

در ادامه، کنترل کننده گشتاور با کنترل جریان‌های محور dq ، گشتاور موتور را تنظیم می‌کند. تبدیل معکوس پارک چرخشی، سیگنال‌های dq را به $\alpha\beta$ تبدیل می‌کند که سپس توسط بلوک SVPWM برای تولید سیگنال‌های PWM استفاده می‌شوند. این سیگنال‌های PWM برای راه‌اندازی اینورتر استفاده می‌شوند که DC را به AC تبدیل کرده و موتور را راه‌اندازی می‌کند. سرعت و جریان‌های واقعی موتور برای حفظ کنترل دقیق به حلقه‌های کنترل بازگردانده می‌شوند. در هر شبیه‌سازی، یک کنترل کننده سرعت π ، SMC، PI، FTSMC و FFTSMC مورد آزمایش قرار گرفت. این کنترل کننده سرعت مرجع (ω_{ref}) را با سرعت واقعی (ω_m) موتور مقایسه می‌کند و یک سیگنال کنترلی برای کاهش خطای سرعت تولید می‌کند. نتایج شبیه‌سازی در دو حوزه زمان و فرکانس به دست آمده است. برای دستیابی به کنترل سرعت در موتور در گشتاور بار نامی، سرعت مرجع روی دو سرعت تنظیم شد: ۷۵۰ دور در دقیقه و ۱۵۰۰ دور در دقیقه. شکل‌های (۸) و (۹) نتایج شبیه‌سازی را در دو حوزه نشان می‌دهند. پارامترهای اصلی این موتور در جدول (۱) فهرست شده‌اند.

جدول (۱): پارامترهای IPMSM

مقادیر	پارامتر
350V	ولتاژ DC
42.44mH	اندوکتانس L_d
79.57mH	اندوکتانس L_q
1.93 Ω	مقاومت سیم پیچ R_s
330 Ω	مقاومت هسته R_e
0.316H	شار مغناطیسی λ_m
2	تعداد قطبها N_p
4N.m	گشتاور نامی T_{ref}
0.01 * T_{Ref}	باند هیستریزس گشتاور
0.4681Wb	شار مرجع ϕ_{ref}
0.01 * ϕ_{ref}	باند هیستریزس شار
1800rpm	سرعت نامی ω_m
0.003kgm ²	ممان اینرسی J
0.0008ML ⁻¹ T ⁻¹	ویسکوزیته B

۵-۱- تحلیل حوزه زمان

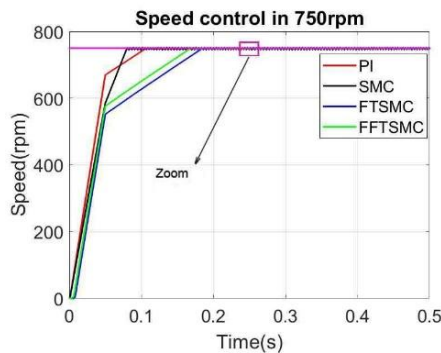
• کنترل سرعت در ۱۵۰۰ دور در دقیقه

شکل‌های (۸) (الف) و (ب) عملکرد کنترل سرعت را در سرعت مرجع ۱۵۰۰ دور در دقیقه نشان می‌دهند. FFTSMC نشان می‌دهد. عملکرد کنترل کننده در سرعت‌های عملیاتی مختلف ثابت می‌ماند و این نشان‌دهنده ثبات و قابلیت اطمینان آن در حفظ کنترل دقیق سرعت حتی در سرعت‌های بالاتر است. پاسخ با وضوح بالا در شکل (۸) (ب) نشان می‌دهد که سیستم به طور موثر هرگونه نوسان احتمالی را تضعیف می‌کند و عملکرد پایدار را تضمین می‌کند.

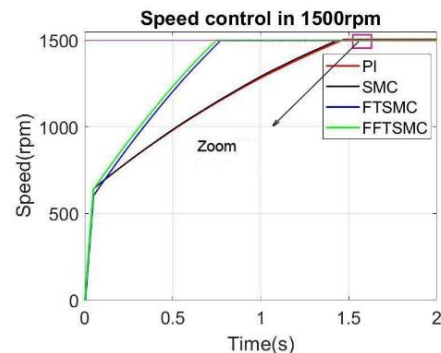
• کنترل سرعت در ۷۵۰ دور در دقیقه

نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های (۹) (الف) و (ب) پاسخ سرعت موتور را هنگامی که سرعت مرجع روی ۷۵۰ دور در دقیقه تنظیم شده است، نشان می‌دهد. FFTSMC به طور مؤثر سرعت مرجع را با حداقل فراجهدش و زمان استقرار سریع ردیابی می‌کند. منحنی سرعت، انتقال نرم به سرعت مرجع را نشان می‌دهد که نشان می‌دهد کنترل کننده قادر به مدیریت موثر اختلالات بار است. علاوه بر این، پاسخ سرعت با وضوح بالا در شکل (۹) (ب) نوسانات کم یا وزوز را نشان می‌دهد که یک مسئله مهم در FSMC و

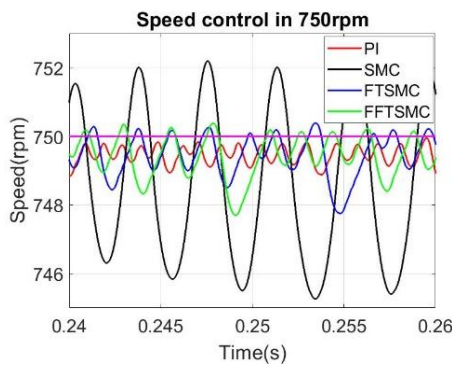
FFTSMC معمولی است. این پاسخ روان نشان می‌دهد که ترکیب منطق فازی می‌تواند قانون SMC را تنظیم دقیق کند، و زوز را کاهش دهد و پایداری کلی سیستم را افزایش دهد.



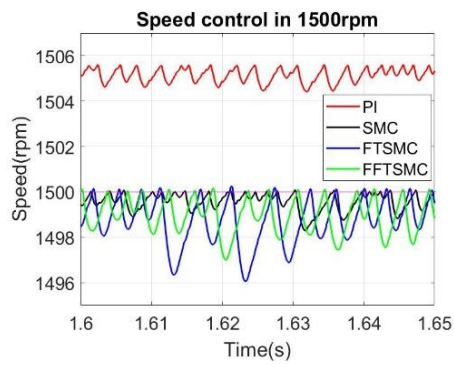
(الف)



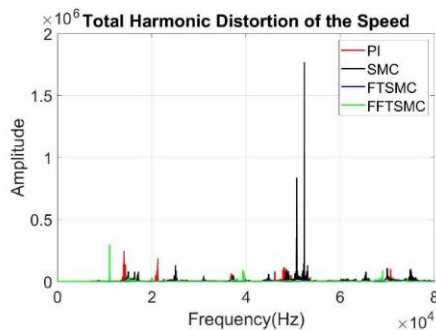
(الف)



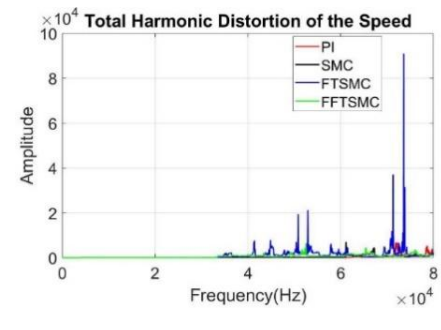
(ب)



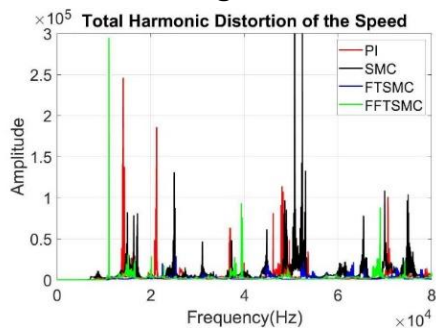
(ب)



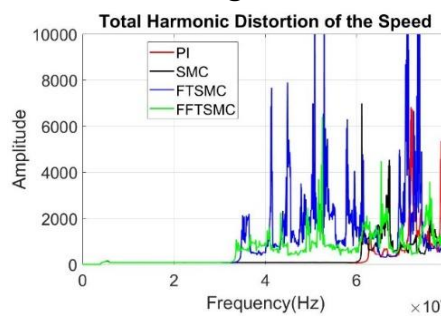
(ج)



(ج)



(د)



(د)

شکل (۹): نتایج شبیه‌سازی کنترل سرعت در ۷۵۰ دور در دقیقه (حوزه زمان و فرکانس). (الف) پاسخ سرعت (ب) پاسخ سرعت با وضوح بالا (ج) THD سرعت (د) THD سرعت با وضوح بالا.

شکل (۸): نتایج شبیه‌سازی کنترل سرعت در ۱۵۰۰ دور در دقیقه (حوزه زمان و فرکانس). (الف) پاسخ سرعت (ب) پاسخ سرعت با وضوح بالا (ج) THD سرعت (د) THD سرعت با وضوح بالا.

۵-۲- تحلیل حوزه فرکانس

• اعوجاج هارمونیک در ۱۵۰۰ دور در دقیقه

در سرعت ۱۵۰۰ دور در دقیقه، همانطور که در شکل (۸) (ج) و (د) نشان داده شده است. FFTSMC همچنان THD پایین را حفظ می کند و کارایی خود را در کاهش اعوجاج هارمونیک در محدوده های مختلف سرعت نشان می دهد. تجزیه و تحلیل حوزه فرکانس در این سرعت بالاتر، این نتیجه را تقویت می کند که استراتژی کنترل پیشنهادی نه تنها در ردیابی سرعت، بلکه در حفظ کیفیت عملکرد موتور نیز با به حداقل رساندن لرزش و تنش های مکانیکی قوی است. ثبات در کاهش THD در هر دو سرعت، تطبیق پذیری و قابلیت اطمینان رویکرد FFTSMC را نشان می دهد. مقایسه بین سرعت های مختلف عملکرد FFTSMC در هر دو سرعت ۷۵۰ دور در دقیقه و ۱۵۰۰ دور در دقیقه نشان می دهد که این کنترل کننده در طیف وسیعی از سرعت های عملیاتی بسیار مؤثر است. ردیابی سرعت ثابت و اعوجاج هارمونیک پایین در هر دو تنظیم سرعت، توانایی کنترل کننده را در مدیریت شرایط بار مختلف بدون به خطر انداختن عملکرد نشان می دهد. این تطبیق پذیری، FFTSMC را به انتخابی مناسب برای کاربردهایی تبدیل می کند که نیاز به کنترل دقیق سرعت در طیف وسیعی از سرعت ها دارند.

• اعوجاج هارمونیک در ۷۵۰ دور در دقیقه

در حوزه فرکانس، THD سرعت موتور در ۷۵۰ دور در دقیقه در شکل های (۹) (ج) و (د) نشان داده شده است. روش FFTSMC به طور قابل توجهی محتوای هارمونیک را کاهش می دهد و منجر به مقدار THD پایین می شود. این THD پایین بسیار مهم است زیرا نشان می دهد که موتور با حداقل نویز و ارتعاشات مکانیکی که برای افزایش طول عمر موتور و افزایش راندمان سیستم درایو ضروری هستند به طور روان کار می کند. منحنی THD با وضوح بالا در شکل ۹ (د) نیز تأیید می کند که روش FFTSMC به طور مؤثر هارمونیک های مرتبه بالاتر را به حداقل می رساند و به عملکرد تمیزتر و کارآمدتر کمک می کند.

۶. بحث

در این بخش، عملکرد استراتژی FFTSMC اعمال شده بر کنترل سرعت موتور را تحت دو سرعت مرجع مختلف ۷۵۰ دور در دقیقه و ۱۵۰۰ دور در دقیقه مورد بحث قرار می دهیم. این تحلیل در هر دو حوزه زمان و فرکانس انجام می شود تا اثربخشی FFTSMC در حفظ معیارهای عملکرد مطلوب مانند ردیابی سرعت، پایداری و اعوجاج هارمونیک ارزیابی شود. نتایج شبیه سازی حوزه های زمان و فرکانس در جداول (۲) و (۳) فهرست شده اند.

الف. نتایج حوزه زمان: تحلیل جدول (۲) نشان می دهد که در سرعت ۷۵۰ دور بر دقیقه، کنترل کننده های FTSMC و FFTSMC کمترین فراجش و ریبیل را داشته اند و به خطای حالت پایدار صفر رسیده اند، در حالی که PI دارای خطای حالت پایدار و SMC دارای ریبیل و فراجش بالاتر بوده است. در سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه نیز کنترل کننده PI بزرگ ترین فراجش و خطای حالت پایدار را نشان داده است، در حالی که FFTSMC با زمان خیز کوتاه تر، ریبیل کم و خطای حالت پایدار صفر بهترین عملکرد را ارائه داده است. به طور کلی، در سرعت پایین ۷۵۰ دور بر دقیقه، FTSMC و FFTSMC تعادل خوبی میان فراجش، ریبیل و زمان خیز داشته اند؛ اما در سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه، عملکرد FFTSMC از نظر پایداری، سرعت پاسخ و دقت ردیابی برتر بوده است.

ب. نتایج حوزه فرکانس: بر اساس جدول (۳)، در سرعت ۷۵۰ دور بر دقیقه کنترل کننده FTSMC کمترین دامنه نوسانات و میانگین دامنه را داشته است، در حالی که SMC بیشترین نوسانات فرکانسی را ایجاد کرده است. در سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه، دامنه نوسانات کنترل کننده های PI، SMC و FFTSMC کاهش یافته و رفتار پایداری نسبت به سرعت ۷۵۰ دور بر دقیقه مشاهده می شود، اما FTSMC افزایش دامنه را نشان داده است که بیانگر کاهش پایداری فرکانسی آن در سرعت های بالاتر است.

در مجموع، در سرعت پایین، FTSMC و FFTSMC رفتار مناسبی از نظر دامنه نوسانات ارائه می‌دهند؛ ولی در سرعت بالا، روش FFTSMC با ترکیب پاسخ سریع، دامنه نوسانات کمتر و پایداری بهتر برجسته تر ظاهر شده است.

جدول (۲): نتایج شبیه‌سازی در حوزه زمان

750rpm				
Control method	Overshoot (rpm)	Rise time(s)	Ripple (rpm)	Error in steady state (rpm)
PI	0	0.11	1	1
SMC	3	0.08	9	0
FTSMC	0.5	0.165	2	0
FFTSMC	0.5	0.175	2	0
1500rpm				
Control method	Overshoot (rpm)	Rise time(s)	Ripple (rpm)	Error in steady state (rpm)
PI	5	1.42	1	5
SMC	0.1	1.41	1.5	0
FTSMC	0.25	0.75	3	0
FFTSMC	0.2	0.7	2	0

جدول (۳): نتایج شبیه‌سازی در حوزه فرکانس

750rpm			
Control method	Maximum amplitude (rpm)	Average amplitude (rpm)	Frequency peak (Hz)
PI	2.45e+05	3.81e+03	1.41e+4
SMC	1.77e+06	7.15e+03	5.24e+4
FTSMC	2.86e+04	2.16e+03	2.54e+4
FFTSMC	2.94e+05	2.47e+03	1.10e+4
1500rpm			
Control method	Maximum amplitude (rpm)	Average amplitude (rpm)	Frequency peak (Hz)
PI	6.83e+03	327.7962	7.21e+4
SMC	6.99e+03	306.5269	6.11e+4
FTSMC	9.09e+04	1.01e+03	7.36e+4
FFTSMC	6.41e+03	313.53	5.25e+4

با توجه به نتایج به دست آمده، مشاهده می‌شود که روش FFTSMC پیشنهادی نسبت به طیف گسترده‌ای از کنترل‌کننده‌های لغزشی موجود عملکرد برتری ارائه می‌دهد. در روش‌های SMC استاندارد گزارش شده در [۱۲-۱۴]، وزوز به عنوان یک چالش اصلی باقی مانده و موجب نوسانات نامطلوب در گشتاور و سرعت می‌شود. در حالی که در روش حاضر، بهره بخش ناپیوسته به طور تطبیقی توسط جبران‌ساز فازی تعدیل شده و میزان وزوز کاهش یافته است. همچنین، روش‌های FTSMC رایج در [۲۳-۲۵] اگرچه همگرایی سریع‌تری فراهم می‌کنند، اما همچنان به عدم قطعیت‌های پارامتری حساس هستند و کاهش پایداری در نزدیکی سطح لغزش گزارش شده است، در حالی که ساختار پیشنهادی با استفاده از تقریب فازی، پایداری بهتری در حضور اغتشاش بار فراهم کرده است. علاوه بر این، در تکنیک‌های سوپرپیچشی و مرتبه‌بالا نظیر [۱۶]، [۱۷] و [۲۹]، پیچیدگی محاسباتی و نیاز به تنظیم پارامترهای متعدد مطرح شده است؛ در حالی که FFTSMC بدون افزایش پیچیدگی، توانسته است نوسانات و THD را کاهش دهد. روش‌های غیرتکین نظیر NFTSMC در [۲۷] و [۲۸] نیز اگرچه برای رفع تکینگی بهبود یافته‌اند، اما مسئله وزوز را به طور کامل برطرف نکرده‌اند. نتایج این مطالعه نشان می‌دهد که ترکیب ساختار ترمینال سریع با جبران‌سازی فازی توانسته است کاستی‌های روش‌های لغزشی موجود را کاهش داده و پاسخ روان‌تر، پایداری بالاتر و اعوجاج کمتر نسبت به روش‌های گزارش شده در [۱۲-۱۷] و [۲۳-۳۰] ارائه دهد. جدول (۴) مقایسه تکنیک‌های مد لغزشی بر روی این موتور را با روش پیشنهادی نشان می‌دهد.

جدول (۴): مقایسه تکنیکهای مد لغزشی

روش کنترلی لغزشی	مزایا	محدودیتها	بهبودها	مراجع
SMC کلاسیک	ساده، مقاوم، مناسب برای عدم قطعیت‌های مدل	وزوز شدید، نوسان سرعت و گشتاور، حساسیت به اغتشاش	کاهش محسوس وزوز به واسطه جبران‌ساز فازی؛ بهبود پایداری گذرا	[۱۲-۱۴]
FTSMC	همگرایی سریع، زمان پاسخ کوتاه	حساسیت به اغتشاش، افزایش وزوز، تکینگی نزدیک سطح لغزش	رفع ضعف FTSMC با جبران‌ساز فازی و تنظیم تطبیقی بهره؛ همگرایی پایدارتر	[۲۳-۲۵]
NFTSMC	حذف تکینگی، عملکرد بهتر نزدیک سطح لغزش	باقی ماندن وزوز، نیاز به تنظیم ضرایب دقیق	کاهش وزوز و بهبود کیفیت سیگنال کنترلی بدون افزایش پیچیدگی	[۲۷-۲۸]
Super-Twisting SMC / HOSMC	کاهش مشتق‌گیری، عملکرد مقاوم مناسب	پیچیدگی محاسباتی، نیاز به پارامترهای متعدد	دستیابی به عملکرد مشابه یا بهتر با پیچیدگی کمتر و THD پایین‌تر	[۲۹]، [۱۷]، [۱۶]
Fuzzy-SMC و روش‌های هوشمند	بهبود نرمی سطح لغزش، تنظیم تطبیقی	پیچیدگی بالا، بار محاسباتی زیاد، نیاز به داده آموزشی	استفاده از فازی فقط در نقش جبران‌ساز ساده و سبک برای کاهش وزوز	[۱۸-۲۲]
FFTSMC پیشنهادی (این مقاله)	همگرایی سریع، کاهش محسوس وزوز، بهبود THD و ریبیل سرعت، پایداری بالا تحت اغتشاش بار و پیچیدگی محاسباتی کم	نیاز به تنظیم پارامترهای فازی و ضرایب لغزش؛ وابستگی عملکرد به انتخاب مناسب توابع عضویت؛ حساسیت متوسط به نویز اندازه‌گیری سرعت	کاهش وزوز، کاهش THD، پایداری در حضور اغتشاش بار، همگرایی سریع، پیچیدگی کم	مقاله پیشنهادی

۷. نتیجه گیری

در این مقاله، یک روش کنترل سرعت مبتنی بر کنترل میدان‌گرا برای موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از کنترل‌کننده مد لغزشی ترمینال سریع فازی ارائه شد. هدف اصلی، بهبود دقت ردیابی سرعت، کاهش پدیده وزوز و افزایش پایداری سیستم در حضور اغتشاشات بار و عدم قطعیت‌های پارامتری بود. به منظور ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، رفتار آن با سه کنترل‌کننده متداول شامل کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی کلاسیک، کنترل مد لغزشی معمولی و کنترل مد لغزشی ترمینال سریع مقایسه گردید. نتایج شبیه‌سازی در حوزه‌های زمان و فرکانس نشان داد که کنترل‌کننده پیشنهادی قادر است سرعت مرجع را با دقت بالا، فراجهد کم و زمان نشست کوتاه در سرعت‌های مختلف دنبال کند. همچنین، این روش در مقایسه با سایر کنترل‌کننده‌ها، ریبیل سرعت و اعوجاج هارمونیک کل را به‌طور محسوس کاهش داده و پاسخ دینامیکی روان‌تر و پایدارتری را در حضور تغییرات گشتاور بار فراهم کرده است. استفاده از جبران‌ساز منطبق فازی در ساختار کنترل، موجب تنظیم تطبیقی بهره بخش ناپیوسته و کاهش اثرات نامطلوب وزوز شده است، بدون آن‌که پیچیدگی محاسباتی سیستم به‌طور قابل توجهی افزایش یابد. به‌عنوان کارهای آینده، می‌توان پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده پیشنهادی را بر روی سخت‌افزارهای کنترلی مورد بررسی قرار داد و عملکرد آن را در شرایط واقعی و در حضور نویز اندازه‌گیری ارزیابی کرد. همچنین، توسعه روش پیشنهادی برای ساختارهای

کنترل بدون حسگر، بررسی عملکرد آن در شرایط خطای موتور و گسترش آن به کاربردهای چندموتوره یا سیستم‌های محرکه پیشرفته می‌تواند مسیرهای پژوهشی آتی در امتداد این کار باشد.

مراجع

- [1] Khalaf S. Gaeid, Takialddin Al Smadi, Ukashatu Abubakar, "Double control strategy of PMSM rotor speed-based traction drive using resolver" *Results in Control and Optimization*, 2023, vol. 13, pp. 1-12.
- [2] Tanja Zwerger, Paolo Mercorelli, "Optimal control strategies for PMSM with a decoupling super twisting SMC and inductance estimation in the presence of saturation" *Journal of the Franklin Institute*, 2024, vol. 361, pp. 1-30.
- [3] Amel Kasri, Kamel Ouari, Youcef Belkhier, Adel Oubelaid, Mohit Bajaj, Milkias Berhanu Tuka, "Real-time and hardware in the loop validation of electric vehicle performance: Robust nonlinear predictive speed and currents control based on space vector modulation for PMSM" *Results in Engineering*, 2024, vol. 22, pp. 1-17.
- [4] Attila Simoa, Simona Dzitacb, Flaviu Mihai Frigura-Iliasaa, Mihaela Frigura-Iliasaa, Dragoş Meianub, Virgil Marian Ionescua, "Fuzzy-Logic Controller for Smart Drives" *9th International Conference on Information Technology and Quantitative Management*, 2022, vol. 214, pp. 1396-1403.
- [5] Pham Quoc Khanh, Ho Pham Huy Anh, "Advanced PMSM speed control using fuzzy PI method for hybrid power control technique" *Ain Shams Engineering Journal*, 2023, vol. 14, pp. 2-9.
- [6] Andrei Oprea, Dan Florica, "Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Graphical User Interface" *12th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering March 25-27, 2021*, vol. 11, pp. 305-311.
- [7] Irfan Qureshi, Vikas Sharma, "Analysis of different control schemes of PMSM motor and also a comparison of FOPI and PI controller for sensorless MSVPWMM scheme" *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, 2023, vol. 6, pp. 2-10.
- [8] Mahmoud F. Elmorshedy, Kotb M. Kotb, "Field-Oriented Control for PMSM in Electric Vehicles Based on 7-level CHB Multilevel Inverter" *23rd International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, 2022, pp. 1-7.
- [9] Emil Rachev, Vladislav Petrov, "Reducing the transient in switching from scalar to field-oriented control for smooth ramp start of a permanent magnet synchronous motor" *11th Electrical Engineering Faculty Conference (BULEF)*, 2019, pp. 1-4.
- [10] Tolga Odabaşı, Alper Tap, Lale T. Ergene, "Simulation and Design of a Sensorless FOC Driver for a PMSM used in Compressor" *3rd Global Power, Energy and Communication Conference (IEEE GPECOM)*, 2021, pp. 97-102.
- [11] Yuanqi Li, Peng Zhang, Jun Hang, Shichuan Ding, Lu Liu, Qunjing Wang, "Comparison of Dynamic Characteristics of Field Oriented Control and Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor" *13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2018, pp. 2431-2434.
- [12] Bartosz Jereczek, Igor Maciejewskia, Tomasz Krzyzyskia, Tomasz Krolikowskia, "Implementation of the SMC control strategy to an active horizontal seat suspension system" *27th International Conference on Knowledge-Based and Intelligent Information & Engineering System (KES2023)*, 3023, vol. 225. pp. 3527-3535.
- [13] Qiming Wang, Changhong Jiang, Niaona Zhang, Yanbo Wang, "Disturbance observer-based sliding mode control strategy of PMSM against mismatched disturbance" *Franklin Open*, 2024, vol. 7, pp. 1-12.
- [14] Kanthi Mathew K, Dolly Mary Abraham, Ani Harish, "Speed regulation of PMSM drive in electric vehicle applications with sliding mode controller based on harris Hawks optimization" *e-Prime-Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, 2024, vol. 9. pp. 1-10.
- [15] Li Feng, Meng Deng, Shuiqing Xu, and Darong Huang, "Speed Regulation for PMSM Drives Based on a Novel Sliding Mode Controller" *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 63577-63584.
- [16] Li Dong, Pei Jiang, "Improved super-twisting sliding mode control strategy in permanent magnet synchronous motors for hydrogen fuel cell centrifugal compressor" *Heliyon*, 2024, vol. 10, pp. 1-12.
- [17] Yong-Chao Liu, Salah Laghrouche, Daniel Depernet Abdesslem Djerdir, and Maurizio Cirrincione, "Disturbance-Observer-Based Complementary Sliding-Mode Speed Control for PMSM Drives: A Super-Twisting Sliding-Mode Observer-Based Approach" *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, VOL. 9, NO. 5, 2021, vol. 9, pp. 5416-5428.

- [18] Jaehyoung Gu, Sesun You, Wonhee Kim, and Jun Moon, "Fuzzy Event-Triggered Super Twisting Sliding Mode Control for Position Tracking of Permanent Magnet Synchronous Motors Under Unknown Disturbances" *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, VOL. 19, NO. 9, 2023, vol. 19, pp. 6432–6444.
- [19] Yongfeng Qiao, Kai Wang, "Fuzzy sliding mode speed control strategy of permanent magnet motor under variable load condition" *International Journal of Dynamics and Control*, 2024, vol. 12, pp. 1616–1625.
- [20] Omar Makke and Feng Lin, "Supervised Learning in Model Reference Adaptive Sliding Mode Control" *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 2024, vol. 21, pp. 889–901.
- [21] Zhang Zhang, Xiaodong Yang, Weiyu Wang, Kaiwen Chen, Norbert Chow Cheung, and Jianfei Pan, Enhanced Sliding Mode Control for PMSM Speed Drive Systems Using a Novel Adaptive Runhui Yao, Jin Zhou, Jinwei Shi, Yangyi Ling, Qiqi Jiang, "An Improved Adaptive Full-Order Sliding-Mode Observer for Sensorless Control of High-Speed Permanent-Magnet Synchronous Motor" *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2024, vol. 7, pp. 1007–1018.
- [22] Sliding Mode Reaching Law Based on Exponential Function" *IEEE transactions on industrial electronics*, 2024, vol. 71, pp. 7254–7266.
- [23] Nguyen Tien Dat, Cao Van Kien, Ho Pham Huy Anh, "Advanced adaptive neural sliding mode control applied in PMSM driving system" *Electrical Engineering*, 2023, vol. 73, pp. 1-13.
- [24] Wei Xu, Abdul Khaliq Junejo, Yi Liu, Mohamed G. Hussien, and Jianguo Zhu, "An Efficient Antidisturbance Sliding-Mode Speed Control Method for PMSM Drive Systems" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, 2021, vol. 36, pp. 7435-7448.
- [25] Hao Huang, Chunfeng Yu, Zhonghua Sun, Yuanfeng Zhang & Zhibin Zhao, "Sliding mode control strategy based on disturbance observer for permanent magnet in-wheel motor" *Scientific Reports*, 2024, vol. 14, pp. 1-14.
- [26] Wei Xu, Abdul Khaliq Junejo, Yirong Tang, Muhammad Shahab, Habib Ur Rahman Habib, Yiliu, and Shoudao Huang, "Composite Speed Control of PMSM Drive System Based on Finite Time Sliding Mode Observer" *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 154321–154333.
- [27] Wenqing Zhang, Juan Kong, "A novel fast and chattering-free speed control method for PMSM motor drive based on sliding mode control" *International Journal of Dynamics and Control*, 2024, vol. 13, pp. 1-13.
- [28] Bo Xu, Lei Zhang, and Wei Ji, "Improved Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Control with Disturbance Observer for PMSM Drives" *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, vol. 7, pp. 325-337.
- [29] Junjie Jiang, Housheng Zhang, Duo Jin, Ao Wang, Longhao Liu, "Disturbance observer based non-singular fast terminal sliding mode control of permanent magnet synchronous motors" *Journal of Power Electronics*, 2024, vol. 5, pp. 100-112.
- [30] Mingyuan Hu, Hyeongki Ahn, and Kwanho You, "Speed Tracking of SPMSM via Super-Twisting Logarithmic Fast Terminal Sliding-Mode Control" *IEEE Access*, 2023, vol. 11, pp. 100257-100270.
- [31] Xin Guo, Shoudao Huang, Kaiyuan Lu, Yu Peng, Haixin Wang, and Junyou Yang, "A Fast-Sliding Mode Speed Controller for PMSM Based on New Compound Reaching Law with Improved Sliding Mode Observer" *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, vol. 9, pp. 463-475.
- [32] Mohammad Divandari, Behrooz Rezaie, Abolfazl Ranjbar Noei, "Speed control of switched reluctance motor via fuzzy fast terminal sliding-mode control" *Computers and Electrical Engineering*, 2019, vol. 79, pp. 1-12.
- [33] Youcef Belkhier, Rabindra Nath Shaw, Miroslav Bures, Md Rabiul Islam, Mohit Bajaj, Fahad Albalawi, Amru Alqurashi, Sherif S.M. Ghoneim, "Robust interconnection and damping assignment energy-based control for a permanent magnet synchronous motor using high order sliding mode approach and nonlinear observer" *Energy Reports*, 2022, vol. 8, pp. 451-462.
- [34] Meng Luo, Zhichun Yu, Yang Xiao, Liyong Xiong, Qiang Xu, Li Ma & Zhihong Wu, "Full-order adaptive sliding mode control with extended state observer for high-speed PMSM speed regulation" *Scientific Reports*, 2023, vol. 13, pp. 1-14.
- [35] Liguang Zhang, Hang Li, Liqun Shan, Lingxi Zhang, Lingxu Zhang, "Double-hierarchical fuzzy exponential convergence law fractional-order sliding mode control for PMSM drive control in EV" *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 2023, vol. 11, pp. 1-15.
- [36] Jinliang Zhang, Dunbin Zhu, Wei Jian, Wentao Hu, Guosheng Peng, Yufeng Chen, Zhihu Wang, "Fractional Order Complementary Non-singular Terminal Sliding Mode Control of PMSM Based on Neural Network" *International Journal of Automotive Technology*, 2024, vol. 25, pp. 1-13.

-
- [37] Meng Shao, Yongting Deng, Hongwen Li, Jing Liu, and Qiang Fei, "Robust Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motors Using a Generalized Predictive Controller with a High-Order Terminal Sliding-Mode Observer" IEEE Access, 2019, vol. 7, pp. 122029–122041.
- [38] Maoyun Zhu, Yong Cao, Zhiqin He, Qinmu Wu, Jiaqing Ma, Bing Qiu, Chunshan Luo, "Research on Fractional-Order Sliding Mode PMSM Speed Regulation Based on Load Observer" Journal of Electrical Engineering & Technology, 2024, vol. 5, pp. 1-14.
- [39] Yunfeng Kang, Lina Yao, "Sliding mode observer-based fault diagnosis and continuous control set fault tolerant control for PMSM with demagnetization fault", Measurement, 2024, vol. 236, pp. 1-12.
- [40] Qasim Al azze, "Field-Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Based on DSP Controller", Thesis: Master of Science in the field of Electrical Engineering, Southern Illinois University Edwardsville, 2014.
- [41] M. Divandari, B. Rezaie, E. Amiri, "Robust Speed Control of Switched Reluctance Motor Drive Based on Full Order Terminal Sliding Mode Control" IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2020, pp. 1876-1883.