

Position Control of a Three-phase BLDC Permanent Magnet Synchronous Motor by Model Predictive Control Using Laguerre Functions and Particle Swarm Optimization Algorithm

Mojtaba Salmanfar¹, Mohammad Reza Alizadeh Pahlavani², Arash Dehestani Kolagar³, Yousef Koohmaskan⁴

¹ PhD Student, Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Iran
m_salmanfar@mut.ac.ir

² Professor, Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Iran
mr_alizadehp@mut.ac.ir

³ Assistant Professor, Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Iran
a_dehestani@mut.ac.ir

⁴ Assistant Professor, Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Iran
koohmaskan@chmail.ir

Abstract:

Optimizing the controller design is crucial for enhancing the efficiency of permanent magnet synchronous motors. Model predictive control (MPC) is an effective method for achieving optimal dynamics. However, its implementation faces challenges due to high computational burden and complex parameter tuning, especially in systems with short sampling times or complex dynamics. This increases computational demands exponentially, complicating parameter adjustments, slowing real-time execution, and necessitating shorter prediction horizons. This study addresses these issues by approximating the control sequence using discrete orthogonal basis functions, specifically Laguerre polynomials, to reduce computational load and enable longer prediction horizons. Additionally, the particle swarm optimization (PSO) algorithm is employed to optimally tune controller parameters. The key advantage is optimizing coefficients with fewer orthogonal functions instead of the control path itself, allowing for extended prediction horizons while maintaining performance.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor, Predictive Control, Laguerre Functions, Particle Swarm Optimization

Article Type: Research

Received: 12. 10. 2023

Revised: 29. 04. 2024

Accepted: 11. 08. 2024

Corresponding author: Arash Dehestani Kolagar

Corresponding author's address: No.424 , Faculty of Electrical & Computer Engineering ,Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran



provided the

Copyright © 2025 The Authors. Published by Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers.

This work is licensed under a Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International license

(<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>). Non-commercial uses of the work are permitted, original work is properly cited.

1. Motivation of the Work

The implementation of model predictive control (MPC) for BLDC motor position control is limited by high computational demands and complex parameter tuning. In systems with short sampling times or intricate dynamics, computational load grows exponentially, slowing real-time execution and requiring shorter prediction horizons. This study addresses these challenges by parameterizing the control signal sequence with discrete orthogonal basis functions, specifically Laguerre polynomials, to reduce constraints and controller parameters, enabling longer prediction horizons. Additionally, the particle swarm optimization (PSO) algorithm is used to optimally tune MPC parameters, ensuring effective control performance. The main objectives are: implementing MPC in the D–Q reference frame for BLDC motor position control, reducing computational burden using Laguerre polynomials, and applying PSO for parameter tuning.

2. Contributions

overall computational burden. approximate the control sequence, thereby reducing the overall computational burden. Since any continuous function can be represented by an expansion of orthogonal functions, each control input signal can be expressed as the impulse response of a stable system. Furthermore, the impulse response of a stable system can be approximated using Laguerre functions. In systems with short sampling times or complex dynamics, the computational demand increases significantly. To address this issue, it is proposed to use discrete orthogonal polynomial expansions to approximate the control sequence, thereby reducing the the overall computational burden.

3. Procedures

In this study, the significant computational burden of predictive control is alleviated by approximating the computations using one of the discrete orthogonal basis functions, namely Laguerre polynomials. Additionally, the Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm is employed for optimal tuning of the system parameters. Accordingly, simulations are conducted for three cases:

1. Continuous predictive control (CPC),
2. Continuous predictive control with Laguerre functions (Laguerre-based CPC), and
3. Predictive control with PSO-based parameter optimization.

All experimental conditions are identical across the three cases, with a sampling frequency of 10 kHz. Table 1 presents the specifications and components of the BLDC motor used in the study. For all three cases, prediction horizons of 4 and 40, and control horizons of 1 and 20, are considered, along with a disturbance torque of 0.5 Nm. The only difference among the methods is the control algorithm: in the Laguerre-based CPC, four Laguerre functions are used for each input.

For simulation in MATLAB/Simulink, the steps of implementing the proposed control system are first described, followed by the presentation and analysis of the simulation results.

4. Findings

In the continuous predictive control (CPC) method for BLDC motor position control, an initial overshoot is observed in the response. Consequently, the i_q and i_d currents, as well as the electromagnetic torque T_e , experience some settling initially, which gradually corrects over time. However, due to the long prediction horizon of 40 and the corresponding computational load, the execution time of the algorithm is relatively long. In the predictive control method with Particle Swarm Optimization (PSO), it is observed that the algorithm, by optimally tuning the predictive controller gains, effectively reduces the initial overshoot and shortens the settling time of the currents. Nevertheless, the execution time remains long due to the high prediction horizon and the associated computational demand. In the Laguerre-based predictive control method, a significant reduction in execution time is observed compared to standard predictive control. The program execution time is approximately 12 milliseconds, indicating a substantial decrease in computational burden. This improvement is confirmed by comparing the total simulation completion times.

5. Conclusion

This paper presented and compared BLDC motor position control using predictive control with and without Laguerre functions, as well as predictive control with PSO-based parameter optimization. Simulation results demonstrated that, overall, Laguerre-based predictive control outperforms standard predictive control. Under identical conditions, the proposed Laguerre-based method exhibits a significant reduction in computational time. This reduction can be particularly valuable in applications where computation time is a critical constraint. Furthermore, the use of the PSO metaheuristic algorithm allows for effective tuning of controller parameters, eliminating initial overshoot and reducing the settling time of the currents.

کنترل موقعیت موتور سنکرون مغناطیس دائم BLDC سه فاز به روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل با استفاده از توابع لاگر و الگوریتم بهینه‌سازی اجتماع ذرات

مجتبی سلمانفر^۱، محمدرضا علیزاده پهلوانی^۲، آرشد هستانی کلاگر^۳، یوسف کوه‌مسکن^۴

۱- دانشجوی دکتری- دانشگاه صنعتی مالک اشتر، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر-تهران-ایران

m_salmanfar@mut.ac.ir

۲- استاد- دانشگاه صنعتی مالک اشتر، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر-تهران-ایران

mr_alizadehp@mut.ac.ir

۳- استادیار- دانشگاه صنعتی مالک اشتر، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر-تهران-ایران

a_dehestani@mut.ac.ir

۴- استادیار- دانشگاه صنعتی مالک اشتر، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر-تهران-ایران

koohmaskan@chmail.ir

چکیده: یکی از عواملی که در کارایی موتورهای سنکرون مغناطیس دائم نقش مهمی دارد، طراحی بهینه کنترل‌کننده می‌باشد. از کنترل‌کننده‌هایی که می‌تواند در دستیابی به دینامیک مطلوب و بهینه این موتورها مورد استفاده قرار گیرد، کنترل‌کننده پیش‌بین است. از مهم‌ترین چالش‌هایی که بر سر راه پیاده‌سازی عملی کنترل‌کننده پیش‌بین وجود دارد و اعمال آن را محدود می‌کند، حجم محاسباتی این روش کنترلی و تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده می‌باشد. در واقع، در سیستم‌هایی که زمان نمونه برداری کوچک یا دینامیک سیستم پیچیده می‌باشد، متناسب با آن، حجم محاسباتی بصورت نمایی افزایش یافته و تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده پیچیده‌تر می‌شود. این امر موجب کاهش سرعت اجرای بلادرنگ این روش از یک سو و از سوی دیگر، اتخاذ افق پیش‌بین کوتاه‌تر خواهد شد. ایده اصلی در این مقاله این است که جهت دستیابی به افق پیش‌بین طولانی‌تر، حجم بالای محاسبات به واسطه تعدادی از توابع پایه متعامد گسسته، از قبیل چند جمله‌ای لاگر تقریب زده شده و همچنین تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده با استفاده از الگوریتم اجتماع ذرات، بهینه‌سازی شود. مزیت اصلی این رویکرد، بهینه‌سازی ضرایب با تعداد کمتری از توابع متعامد به جای بهینه‌سازی خود مسیر کنترل می‌باشد که انتخاب افق پیش‌بین طولانی‌تری را ممکن می‌سازد.

کلمات کلیدی: موتور سنکرون مغناطیس دائم، کنترل پیش‌بین، توابع لاگر، الگوریتم بهینه‌سازی اجتماع ذرات

نوع مقاله: پژوهشی

دریافت: ۱۴۰۲/۷/۲۰

بازنگری: ۱۴۰۳/۰۲/۱۰

پذیرش: ۱۴۰۳/۵/۲۱

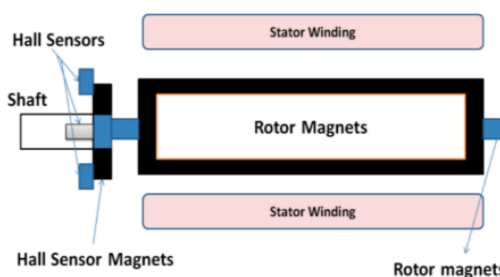
نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر آرشد هستانی کلاگر

نشانی نویسنده‌ی مسئول: تهران - دانشگاه صنعتی مالک اشتر - مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر

۱- مقدمه

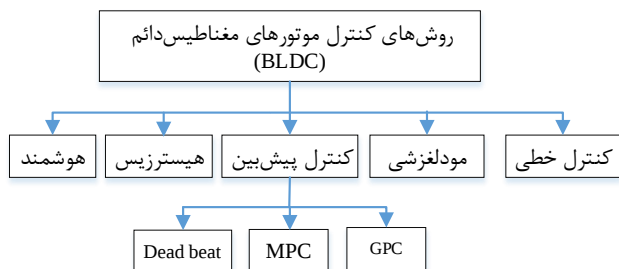
موتور^۱ BLDC نوعی موتور سنکرون مغناطیس دائم است که در آن میدان مغناطیسی تولید شده توسط استاتور و میدان مغناطیسی ناشی از مغناطیس‌های روتور با سرعت یکسان در حال چرخش است. در حقیقت موتور BLDC تغییر یافته موتور سنکرون مغناطیس دائم است، با این تفاوت که ولتاژ ضدمحرکه این موتور دوزنقه‌ای است در حالی که موتور سنکرون مغناطیس دائم دارای ولتاژ ضدمحرکه سینوسی است. موتور BLDC لغزش معمول در موتورهای القایی را ندارد. در این موتورها مغناطیس دائم روی روتور و آرمیچر روی استاتور قرار می‌گیرد که ساختاری برعکس موتورهای مغناطیس دائم جریان مستقیم با جاروبک^۲ دارد. کموتاتور موتورهای dc در این موتور حذف شده و کموتاسیون جریان به شکل الکترونیکی انجام می‌گیرد. برای کنترل این موتور از یک مبدل و تعدادی سنسور جریان و موقعیت استفاده می‌شود [۱]. از دلایل رویکرد مثبت به این نوع موتورها می‌توان به ویژگی‌های ممتازشان نظیر بهره بسیار زیاد، چگالی توان و گشتاور بالا، هزینه نگهداری پایین و ساختار ساده اشاره کرد. این موتورها به دلایل فوق، در کاربردهای دقیق و با بهره بالا، از قبیل حمل و نقل الکتریکی، هوافضا و صنایع نظامی مورد توجه قرار گرفته‌اند [۲]. این موتورها گشتاور بیشینه را در لحظه سکون فراهم می‌آورند، که به صورت خطی با افزایش سرعت کاهش می‌یابد. البته به دلیل شکل موج مربعی جریان و وجود عمل کموتاسیون، بین فازها دارای

مقداری ضربان گشتاور است. سه سنسور اثرهال برای تشخیص موقعیت روتور در هر لحظه، در موتورهای BLDC مورد استفاده قرار می‌گیرد. شکل (۱) برش طولی از موتور BLDC را نمایش می‌دهد.



شکل (۱): برش طولی موتور BLDC سه فاز

سیم‌پیچ تحریک بر روی قسمت ساکن موتور یعنی استاتور قرار دارد و در قسمت متحرک یا روتور بجای استفاده از سیم‌پیچ از مغناطیس دائم استفاده شده است و بر روی محور روتور قرار دارد [۳]. سه حسگر موقعیت اثرهال نیز به فاصله ۱۲۰ درجه الکتریکی از یکدیگر و بین سیم‌پیچ‌های قطب‌های اصلی محور استاتور و در مجاورت روتور قرار دارند و با هر بار تغییر قطب روتور از مقابل آن، سیگنال خروجی تغییر حالت می‌دهد [۴]. یکی از مواردی که در کارایی موتورهای سنکرون نقش مهمی دارد، طراحی بهینه کنترل‌کننده می‌باشد. انواع روش‌های کنترل موتورهای مغناطیس دائم در شکل (۲) نشان داده شده است:



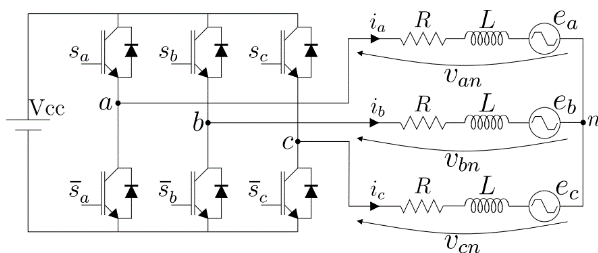
شکل (۲): روش‌های کنترل موتورهای مغناطیس دائم

جهت کنترل موقعیت و ردیابی موفق، از کنترل‌کننده‌های متغیر با زمان یا غیرخطی استفاده می‌شود. در روش کنترل خطی، اعمال کنترل خطی به سیستم غیرخطی، در تمام محدوده دینامیکی کارایی مناسبی ندارد و به دلیل وابستگی به پارامترهای مدل، نیازمند تغییر و تنظیم مجدد پارامترهای کنترلی می‌باشد، همچنین کنترل خطی در شرایط حضور اختلال و تغییر بار عملکرد مطلوبی نداشته و در سرعت‌های بالا نیز پاسخ فرکانسی کندی دارد، لذا روش کنترل خطی جهت استفاده در سیستم‌های غیرخطی مطلوب نیست. در روش مودلغزشی، دو عامل محدودیت فرکانس کلیدزنی بالا و وجود نامعینی‌ها باعث می‌شود تا حالت‌های سیستم بر روی سطح لغزش باقی نماند و در اطراف آن نوسان کند که این عامل باعث ناپایداری سیستم می‌شود [۵]. در روش‌های هوشمند، به علت انباشته شدن خطاهای هر مرحله پردازش در خروجی سیستم، خطای ماندگار بوجود می‌آید که برای مقابله با این مشکل باید از یک جبران‌کننده خطا استفاده نمود که این خود باعث افزایش حجم محاسبات می‌شود [۶]. در روش کنترلی هیستریزیس به دلیل عدم استفاده از مدوله ساز، فرکانس کلیدزنی متغیر می‌باشد که این می‌تواند باعث افزایش تلفات سیستم شود [۷]. در روش Deadbeat که یکی از روش‌های کنترل پیش‌بین می‌باشد، به واسطه استفاده از مدوله‌ساز فرکانس کلیدزنی ثابت است و می‌تواند در سیستم‌های نامعید مورد استفاده قرار گیرد. در روش MPC مسئله بهینه‌سازی بصورت خارج از خط انجام می‌شود و در سیستم‌های خطی و نامعید کاربرد دارد. در روش کنترلی، MPC بدلیل مزیت‌هایی از قبیل استفاده در سیستم‌های ناپایدار و غیرخطی و چند متغیره و مقید و همچنین استفاده از مکانیزم فیدبک جهت جبران خطای پیش‌بینی و قابلیت جبران زمان‌های مرده، نسبت به روش‌های قبلی برتری دارد [۸]. روش MPC در پایان دهه ۱۹۷۰، به عنوان یک نظریه مطرح گردید و در سال ۱۹۸۳، در الکترونیک قدرت مورد استفاده قرار گرفت. از سال ۲۰۰۰، با افزایش قابل توجه توانایی محاسباتی در ریزپردازنده‌ها، کاربردهای گسترده MPC در رایورهای الکتریکی و سیستم‌های مبدل قدرت به تدریج تسریع شده است [۹]. در روش MPC با دریافت سیگنال‌های ورودی و خروجی سیستم در

- استفاده از چندجمله‌ای متعامد لاگر جهت کاهش حجم محاسبات
 - استفاده از الگوریتم فراابتکاری اجتماع ذرات، جهت تنظیم پارامترهای کنترل کننده
 - مقایسه موارد فوق در حالت‌های با افق پیش‌بین مختلف
- مراحل ارائه در این مقاله بصورت ذیل می‌باشد:
- در بخش ۱ به مزایای موتور BLDC و روش‌های کنترلی این موتور و کاربردهای آنها پرداخته و ایده و راهکار جهت کاهش حجم محاسبات معرفی شده است. در بخش ۲ و ۳ مدل ریاضی و قاب مرجع D-Q موتور BLDC بیان می‌شود. در بخش ۴ روش کنترل پیش‌بین برای موتور BLDC بیان می‌شود. در بخش ۵ با ارائه پیشنهاد استفاده از توابع لاگر به تشریح موضوع و روابط مورد استفاده پرداخته می‌شود. در بخش ۶ به تنظیم پارامترهای کنترل کننده و استفاده از الگوریتم اجتماع ذرات پرداخته و در نهایت در بخش ۷ نتایج شبیه‌سازی و تشریح و مقایسه آنها ارائه می‌شود.

۲- مدل ریاضی موتور BLDC

برای تحلیل عملکرد موتور BLDC در شرایط کاری مختلف، مدل دینامیکی از موتور و درایو آن مورد نیاز است که در شکل (۳) نشان داده شده است. در این مدل فرض می‌شود که هر سه فاز متعادل می‌باشد [۳]. شکل ولتاژ ضد محرکه الکتریکی^۳ دوزنقه‌ای می‌باشد، این بدان معنی است که اندوکتانس متقابل بین استاتور و روتور غیر سینوسی است و همچنین شکل جریان فازها بصورت مربعی می‌باشد.



شکل (۳): مدل دینامیکی و درایو موتور BLDC

شکل (۴) ولتاژ ضد محرکه الکتریکی و جریان فازهای یک موتور BLDC را نمایش می‌دهد [۱۳]. این ولتاژ ضد محرکه الکتریکی به صورت ذیل بیان می‌شود:

$$\begin{cases} e_a = f_a(\theta_r) \lambda_p \omega_m \\ e_b = f_b(\theta_r) \lambda_p \omega_m \\ e_c = f_c(\theta_r) \lambda_p \omega_m \end{cases} \quad (1)$$

که $f_a(\theta_r)$ و $f_b(\theta_r)$ و $f_c(\theta_r)$ توابع با شکل موج یکسان دوزنقه‌ای، ولتاژ ضد محرکه الکتریکی را تولید می‌کنند.

زمان گذشته و با دریافت سیگنال‌های مرجع در زمان آینده و بر اساس یک فرآیند بهینه‌سازی، سیگنال‌های ورودی سیستم را طوری بدست می‌آورد که اختلاف بین خروجی و پیش‌بینی‌های سیستم و سیگنال‌های مرجع آینده حداقل شود [۱۰]. از مهم‌ترین چالش‌هایی که بر سر راه پیاده‌سازی عملی کنترل پیش‌بین وجود دارد و اعمال آن را محدود می‌کند، حجم محاسباتی این سیستم کنترل و تنظیم پارامترهای کنترل کننده می‌باشد. زیرا در سیستم‌هایی که زمان نمونه‌برداری کوچک یا دینامیک سیستم پیچیده می‌باشد، متناسب با آن، حجم محاسباتی بصورت نمایی افزایش یافته و تنظیم پارامترهای کنترل کننده پیچیده می‌شود، که این امر موجب کاهش سرعت اجرای بلادرنگ این سیستم از سویی و از طرفی اتخاذ افق پیش‌بین کوتاه‌تر خواهد شد. ایده اصلی در اینجا این است که این حجم محاسباتی توسط تعدادی از توابع پایه متعامد گسسته، تقریب زده شود، به عبارت دیگر، با پارامتری کردن دنباله سیگنال کنترل، می‌توان به طور موثری تعداد قیود موجود در افق پیش‌بینی و در نتیجه تعداد پارامترهایی که در هر گام کنترل کننده با آن سر و کار دارد را کاهش داد. این امر منجر به کاهش فاحشی در حجم محاسباتی کنترل پیش‌بین می‌شود و در نتیجه آن را برای کاربردهای بلادرنگ با سرعت نمونه‌برداری بالا مناسب می‌سازد. از سوی دیگر، علاوه بر این یک عامل کاهش‌ی نمایی در توابع لاگر وجود دارد که تضمین کننده همگرایی تفاضل سیگنال کنترل به سمت صفر، بعد از یک مدت زمان گذرا می‌باشد. توابع یا چند جمله‌ای‌های لاگر یک مجموعه از توابع گسسته با پایه متعامد هستند. نظر به اینکه هر تابع پیوسته‌ای را می‌توان برحسب بسط توابع متعامد بیان کرد، لذا هر سیگنال کنترل ورودی را می‌توان به صورت پاسخ ضربه یک سیستم پایدار نوشت و هر پاسخ ضربه سیستم پایداری را می‌توان با استفاده از توابع لاگر تقریب زد [۱۱]. با توجه به ارتباط پیچیده و غیر خطی پارامترهای تنظیم کنترل کننده‌های پیش‌بین با پایداری، عملکرد و مقاومت سیستم حلقه بسته، مسأله تنظیم پارامترها و حل کامل آن دشوار بوده و در سال‌های اخیر روش‌های متعددی برای تنظیم پارامترهای کنترل پیش‌بین ارائه شده است. از طرفی تنظیم پارامترهای کنترل کننده برای هر روش کنترلی بسیار پر اهمیت است و شرط دستیابی به عملکرد مطلوب، تنظیم صحیح پارامترهای کنترل کننده است؛ که پیشنهاد شده است از الگوریتم بهینه سازی گروه ذرات برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده استفاده گردد [۱۲]. اهداف این مقاله عبارتند از:

- استفاده از روش کنترلی پیش‌بین در قاب مرجع D-Q برای کنترل موقعیت موتور BLDC

که V_a, V_b, V_c ولتاژهای فازها و i_a, i_b, i_c جریان فازها و e_a, e_b, e_c نیروی ضد محرکه فازی موتور و R مقاومت فاز و L اندوکتانس خودی و M اندوکتانس متقابل بین دو فاز می‌باشد. معادله حرکت به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{(T_e - T_l - B\omega_r)}{J} \quad (۸)$$

که در آن B ثابت میرایی، J گشتاور داخلی درایو و T_l گشتاور بار است. با استفاده از معادلات بالا، معادلات حالت سیستم بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_x x(t) + B_x u(t) \quad (۹)$$

بنابراین ماتریس سیستم بصورت زیر بدست می‌آید:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{\lambda_p}{L_1} f_a(\theta_r) & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_1} & 0 & -\frac{\lambda_p}{L_1} f_b(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_1} & -\frac{\lambda_p}{L_1} f_c(\theta_r) & 0 \\ -\frac{\lambda_p}{J} f_c(\theta_r) & -\frac{\lambda_p}{J} f_c(\theta_r) & -\frac{\lambda_p}{J} f_c(\theta_r) & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (۱۰)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۱۱)$$

$$x(t) = [I_a \quad I_b \quad I_c \quad \omega \quad \theta]^T \quad (۱۲)$$

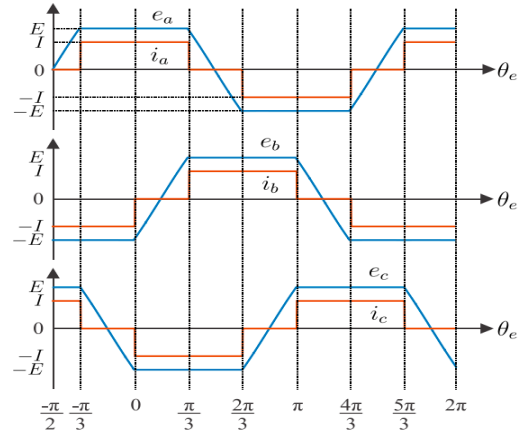
$$u(t) = [V_a \quad V_b \quad V_c \quad T_l]^T \quad (۱۳)$$

۳- مدل سازی موتور BLDC در قاب مرجع D-Q

در روش‌های کنترلی به دلیل اینکه در قاب مرجع abc، ولتاژ و جریان موتور حتی در سرعت و بار ثابت ارتعاشی هستند، مناسب نیست. این باعث می‌شود استفاده از آن در فرمولاسیون قوانین کنترل مناسب نباشد. در قاب مرجع D-Q، ولتاژ و جریان‌ها برای سرعت و گشتاور ثابت می‌باشند. بنابراین، با استفاده از تبدیل کلارک و پارک، قاب مرجع abc به قاب مرجع D-Q تبدیل خواهد شد [۱۴]. در قاب مرجع D-Q، معادلات به شرح ذیل خواهند بود:

$$V_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} + \omega L i_q + E_d \quad (۱۴)$$

$$V_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + E_q \quad (۱۵)$$



شکل (۴): شکل موج ولتاژ ضد محرکه الکتریکی و جریان فازهای

موتور BLDC

گشتاور الکترومغناطیسی بر اثر برهم‌کنش میدان مغناطیسی سیم-پیچ‌های استاتور و میدان ناشی از مغناطیس‌های دائم روتور تولید می‌گردد و یک تابع خطی از جریان فازهای موتور است که توسط رابطه زیر بیان می‌گردد:

$$T_e = \lambda_p (f_a(\theta_r)) i_a + \lambda_p (f_b(\theta_r)) i_b + \lambda_p (f_c(\theta_r)) i_c \quad (۲)$$

در ادامه به بیان معادلات ولتاژ حاکم بر موتور می‌پردازیم. مجموع جریان‌های سه فاز موتور BLDC با اتصال ستاره بدون نقطه خنثی در هر لحظه باید برابر صفر باشد.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (۳)$$

معادلات ولتاژ موتور BLDC سه فاز به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (۴)$$

به دلیل اینکه مغناطیس‌های دائم تولید کننده میدان روتور، به شکل کمان قوس داده می‌شوند، اندوکتانس موتور مستقل از موقعیت روتور خواهد بود، بنابراین:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_p \quad (۵)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ca} = L_{ac} = L_{bc} = L_{cb} = M$$

بنابراین معادله فوق به شکل زیر بیان می‌شود:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_p - M & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_p - M & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_p - M \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (۶)$$

با آرایش دوباره معادلات و جایگذاری $L_p - M = L$ معادلات ولتاژ فازها برحسب اندوکتانس و مقاومت به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (۷)$$

گسسته معادل خود تبدیل می‌شود. این روش برای حفظ بار محاسباتی کم انتخاب شده است، با این حال زمان نمونه‌برداری کوچک استفاده شده تا دقت مدل حفظ شود [۲۱].

مدل فضای حالت گسسته سیستم بصورت ذیل بدست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} \Delta x_m(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_m & o_m^T \\ C_m A_m & I_{q \times q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_m \\ C_m B_m \end{bmatrix} \Delta u(k)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} o_m & I_{q \times q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \quad (16)$$

که در آن:

$$\Delta x_m(k) = x_m(k) - x_m(k-1)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$$

$$A_m = I + A_1 T_s$$

$$B_m = B_1 T_s$$

همچنین در روابط فوق، T_s زمان نمونه برداری، q تعداد خروجی‌ها و o_m ماتریس صفر با ابعاد مناسب می‌باشد. برای ساده‌سازی، رابطه (۱۶) بصورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$x(k+1) = Ax(k) + B\Delta u(k)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (17)$$

بر اساس مدل فضای حالت (C, B, A) ، پیش‌بینی متغیرهای حالت از لحظه نمونه‌برداری k_i در یک بازه پیش‌بینی محدود N_p ، می‌تواند از رابطه بالا حل شود. پیش‌بینی متغیرهای حالت در $k_i + N_p$ به شرح زیر قابل دریافت است:

$$x(k_i + N_p | k_i) = A^{N_p} x(k_i) + \sum_{i=0}^{N_p-1} A^{N_p-i-1} B \Delta u(k_i + 1) \quad (18)$$

$$y(k_i + N_p | k_i) = C A^{N_p} x(k_i) + \sum_{i=0}^{N_p-1} C A^{N_p-i-1} B \Delta u(k_i + 1) \quad (19)$$

که می‌توان بردارهای Y و ΔU را بصورت زیر بدست می‌آوریم:

$$\Delta U = [\Delta u(k_i)^T \Delta u(k_i + 1) \dots \Delta u(k_i + N_c - 1)^T]^T \quad (20)$$

$$Y = [y(k_i + 1 | k_i)^T y(k_i + 2 | k_i)^T \dots y(k_i + N_p | k_i)^T]^T \quad (21)$$

لازم به ذکر می‌باشد در مدل‌سازی برای جبران اثرات غیرخطی در مدل ارائه شده عوامل غیرخطی به عنوان اغتشاش قابل اندازه‌گیری فرض شده است و به مدل اضافه شده‌اند.

۴- کنترل پیش‌بین موتورهای BLDC

کنترل پیش‌بین مدل^۴ خانواده‌ای از کنترل‌کننده‌ها می‌باشد که صریحاً از مدل سیستم برای کنترل استفاده می‌کند. به طور کلی، کنترل پیش‌بین مدل با به حداقل رساندن یک تابع هزینه که رفتار مطلوب سیستم توصیف می‌کند، تعیین می‌گردد [۱۵]. در کاربردهای الکترونیک قدرت، کنترل پیش‌بین مدل را می‌توان به دو دسته کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه ورودی پیوسته^۵ [۱۶] و کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه ورودی متناهی^۶ [۱۷] تقسیم کرد. تفاوت عمده این دو کنترل‌کننده را می‌توان در نوع مدل‌سازی، پیاده‌سازی و البته پیچیدگی آن‌ها دانست. کنترل پیش‌بین گسسته معمولاً در کاربردهای الکترونیک قدرت برای افق‌های پیش‌بین کوتاه و محدود کاربرد دارد و ماهیت گسسته مبدل قدرت را برای فرمول‌بندی الگوریتم کنترل پیش‌بین در نظر گرفته و نیازی به مبدل خارجی ندارد [۱۳]. همچنین کنترل پیش‌بین گسسته براساس بردار ولتاژ بهینه، که کمینه کردن یک تابع هزینه پیش‌بینی شده را انجام می‌دهد، استوار است و عملکرد حالت گذرای خوبی دارد و پهنای کنترل بزرگی فراهم می‌کند. در این روش فرکانس کلیدزنی محدود بوده و یک عدد صحیح می‌باشد. با این حال، این روش موجب ایجاد ضربان گشتاور و جریان، به خصوص در زمان‌های نمونه‌برداری بلند مدت می‌شود. از طرفی کنترل پیش‌بین پیوسته را می‌توان به صورت یک مساله بهینه‌سازی با افق بلند در نظر گرفت که در بستر مدل میانگین در فضای حالت برای مدوله‌ساز الکترونیک قدرت تعریف می‌شود. بر این اساس، ورودی در مدل، یک پارامتر پیوسته خواهد بود که در یک بازه محدود است [۱۸]. همچنین فرکانس کلیدزنی ثابت بوده و استراتژی کنترلی از طریق یک مدوله‌ساز مانند مدولاسیون بردار فضایی^۷ به سیستم اعمال خواهد شد. در شکل (۵) فلوچارت کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه ورودی پیوسته نشان داده شده است [۱۹]. از مزایای این روش در بهبود اختلاف هارمونیک کل جریان‌های سه فاز و فرکانس کلیدزنی ثابت می‌باشد. در این روش بی‌نهایت بردار ولتاژ وجود دارد و از نوع حقیقی و نامحدود می‌باشد. در روش کنترل پیش‌بین پیوسته، الگوریتم کنترل بر اساس پیش‌بینی متغیرهای حالت با توجه به مدل گسسته سیستم است. متغیرهای حالت پیش‌بینی شده از یک تابع هزینه استفاده شده در یک زمان پیش‌بینی استخراج می‌شود تا بردار بهینه آینده به دست آید [۲۰]. مدل فضای حالت پیوسته موتور بر اساس تبدیل فرآیندی اولیه^۸، به مدل

را ممکن می‌سازد. نظر به اینکه هر تابع پیوسته‌ای را می‌توان برحسب بسط توابع متعامد بیان کرد، لذا هر سیگنال کنترل ورودی را می‌توان به صورت پاسخ ضربه یک سیستم پایدار نوشت و هر پاسخ ضربه سیستم پایداری را می‌توان با استفاده از توابع لاگر تقریب زد [۱۹]. تغییرات سیگنال کنترل، برحسب توابع ضربه به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\Delta u(k_i + i) = [\delta(i)\delta(i-1)\dots\delta(i-N_c+1)]\Delta U \quad (25)$$

حال توابع لاگر بصورت بازگشتی بصورت ذیل می‌باشد:

$$\Gamma_k(z) = \Gamma_{k-1}(z) \frac{z^{-1} - a}{1 - az^{-1}} \quad (26)$$

$$\Gamma_1 = \frac{\sqrt{1-a^2}}{1-az^{-1}} \quad (27)$$

برای کاهش خطای حالت ماندگار، دینامیک گسسته سیستم با خروجی به صورت زیر می‌باشد [۱۸]. فرم زمانی توابع لاگر به صورت زیر است که در روابط بالا مورد استفاده قرار گرفته است:

$$\Delta u(k_i + k) = \sum_{j=1}^N c_j(k_i) l_j(k) = L(k)^T \eta \quad (28)$$

که در آن:

$$L(k) = [l_1(k) l_2(k) \dots l_N(k)]^T$$

$$\eta = [c_1 \quad c_2 \quad \dots \quad c_N]^T$$

$$c_j = 1, 2, \dots, N$$

توابع لاگر بصورت بازگشتی به شکل زیر بدست می‌آید:

$$L(k+1) = A_L L(k) \quad (29)$$

که در آن:

$$A_L = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta & a & 0 & 0 & 0 \\ -a\beta & \beta & a & 0 & 0 \\ a^2\beta & -a\beta & \beta & a & 0 \\ -a^3\beta & a^2\beta & -a\beta & \beta & a \end{bmatrix}$$

$$L(0) = \sqrt{\beta} [1 \quad -a \quad a^2 \quad -a^3 \quad \dots \quad (-1)^{N-1} a^{N-1}]$$

در این توابع $\beta = 1 - a^2$ و $a \geq 0$ و $1 > a$ قطب شبکه لاگر گسسته است و پیش‌بینی متغیرهای حالت برای سیستم‌های چند ورودی، چند خروجی^۹ به صورت زیر می‌باشد:

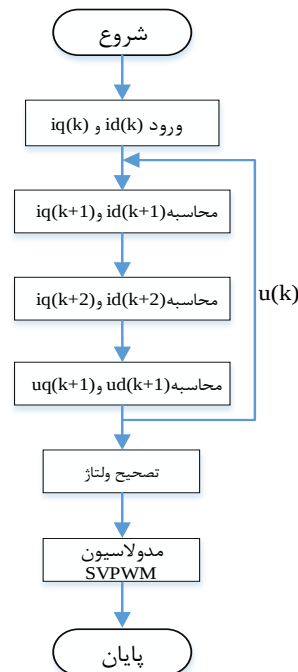
$$x(k_i + N_p | k_i) = A^{N_p} x(k_i) + \sum_{i=0}^{N_p} A^{N_p-i-1} [B_1 L_1(i) + B_2 L_2(i) + \dots + B_m L_m(i)] \eta_p \quad (30)$$

که در آن:

$$\eta_p^T = [\eta_1^T \quad \eta_2^T \quad \dots \quad \eta_m^T]$$

و B_1 الی B_m عبارت است از: (تعداد ستون ماتریس B)

به این ترتیب متغیری که بهینه می‌شود، ضرایب توابع لاگر می‌باشد.



شکل (۵): فلوچارت کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه ورودی پیوسته

خروجی Y را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$Y = Fx(k_i) + \phi \Delta U \quad (32)$$

که در آن:

$$F = [CA \quad CA^2 \quad CA^3 \quad \dots \quad CA^{N_p}]^T \quad (33)$$

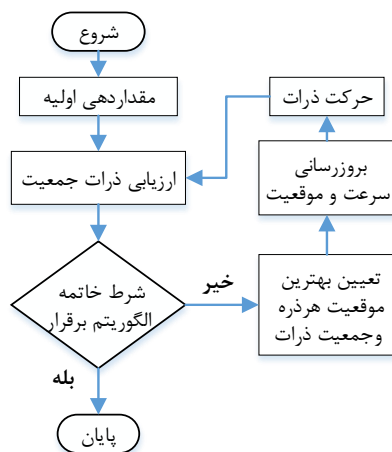
$$\phi = \begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 \\ CA^2B & CAB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & \dots & CA^{N_p-N_c}B \end{bmatrix} \quad (34)$$

در سیستم‌هایی که زمان نمونه برداری کوچک است یا دینامیک سیستم پیچیده می‌باشد، متناسب با آن حجم محاسبات بالا می‌باشد که پیشنهاد شده است تا از بسط چند جمله‌ای‌های متعامد گسسته جهت تقریب و کاهش حجم محاسبات استفاده شود.

۵- چند جمله‌ای‌های متعامد

کنترل کننده پیش‌بین در هر گام زمانی با تعداد زیادی متغیر تصمیم‌گیری مواجه خواهد بود که باعث می‌شود حل مسئله ΔU حجم محاسباتی سنگینی را به همراه داشته باشد که این خود باعث کاهش سرعت اجرای بلادرنگ این سیستم از سویی و در نتیجه اتخاذ افق پیش‌بین کوتاه‌تر خواهد شد. حال می‌توان این توالی توسط تعدادی از توابع پایه متعامد گسسته، تقریب زده شود. مزیت اصلی این رویکرد، بهینه‌سازی ضرایب با تعداد کمتر توسط توابع متعامد (معمولاً کمتر از ۱۰) به جای بهینه‌سازی خود مسیر کنترل می‌باشد که افق پیش‌بین طولانی‌تری

پارامتر تنظیم مطرح نیست، چون در اغلب کاربردهای عملی زمان نمونه- برداری توسط محدودیت‌های موجود در سیستم و سخت‌افزار به کاربر تحمیل می‌شود [۲۲]. اگر اندازه پایین افق پیش‌بینی مقدار بزرگی انتخاب شود، به این معنی است که خطا در زمان‌های اولیه مهم نیست و این باعث کند شدن پاسخ در حالت گذرا می‌شود. همچنین این حد اگر کوچکتر از میزان تأخیر سیستم انتخاب شود تأثیری در بهینه‌سازی نخواهد داشت. در سیستم‌های پایدار، زمان نشست سیستم حلقه باز برای حد بالای افق پیش‌بینی در نظر گرفته می‌شود. افق کنترل میزان درجه آزادی کنترل‌کننده است و حداکثر می‌تواند برابر با افق پیش‌بینی باشد. حد پایین افق کنترل برای سیستم‌های پایدار، برابر یک است. از آنجایی که در این کنترل کنترل‌کننده‌ها توابع ضمنی و ثابت وجود ندارد، جهت تنظیم هوشمند پارامترهای کنترل‌کننده پیشنهاد شده است از الگوریتم بهینه‌سازی اجتماع ذرات که یک الگوریتم فراابتکاری^{۱۰} می- باشد بهره گرفت. الگوریتم‌های بهینه‌سازی روش‌های محاسباتی هستند که می‌تواند برای یافتن تنظیمات بهینه پارامترهای کنترل‌کننده مورد استفاده قرار گیرد. حال با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی اجتماع ذرات^{۱۱} برای کنترل‌کننده پیش‌بین چندمتغیره مقید، می‌توان عملکرد مقاوم بدست آورد [۱۲]. در شکل (۶) فلوجارت الگوریتم بهینه‌سازی اجتماع ذرات نشان داده شده است. الگوریتم بهینه‌سازی اجتماع ذرات یک الگوریتم فراابتکاری است که از رفتار جمعی دسته پرندگان الهام می‌گیرد و برای بهینه‌سازی توابع پیوسته غیرخطی مناسب محسوب می‌شود. اگر یک فضای جستجوی d بعدی داشته باشیم، i امین ذره در این فضای d بعدی با بردار موقعیت X_i به شکل زیر توصیف می‌گردد:



شکل (۶): فلوجارت الگوریتم بهینه‌سازی اجتماع ذرات

$$X_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{id}) \quad (34)$$

برداری سرعت i امین ذره نیز با بردار V_i به شکل زیر تعریف می‌گردد:

$$V_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{id}) \quad (35)$$

بهترین موقعیتی که ذره i ام پیدا کرده است را با $P_{i.best}$ تعریف می‌شود:

سپس با تعریف i_d^* و i_q^* به عنوان جریان مرجع $d-q$ ، متغیرهای حالت بصورت زیر بازنویسی می‌شوند:

$$\hat{x}(k) = [i_d(k) - i_d(K-1), i_q(k) - i_q(K-1), i_d(k) - i_d^*, i_q(k) - i_q^*]^T \quad (31)$$

بنابراین تابع هزینه به صورت زیر بدست می‌آید:

$$J = \sum_{j=1}^{N_p} \hat{x}(k_i + j | k_i)^T Q_\alpha \hat{x}(k_i + j | k_i) + \eta_p^T R_\alpha \eta_p \quad (32)$$

که در آن:

$R_\alpha = \gamma^2 R$ و $Q_\alpha = \gamma^2 Q + (1 - \gamma^2) P_\infty$ از حل معادله جبری ریکاتی بدست می‌آید. با بهینه‌سازی رابطه (۳۲)، تابع هزینه بهینه بصورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$J = \eta_p^T \Omega \eta_p + 2\eta_p^T \psi \hat{x}(k_i) + \Gamma \quad (33)$$

که در آن:

$$\Omega = \sum_{m=1}^{N_p} \phi(m) Q_\alpha \phi(m)^T + R_\alpha$$

$$\psi = \sum_{m=1}^{N_p} \phi(m) Q_\alpha \hat{A}^m$$

$$\Gamma = \sum_{m=1}^{N_p} \hat{x}(k_i)^T (\hat{A}^T)^m Q_\alpha \hat{A}^m \hat{x}(k_i)$$

$$\phi(m) = \sum_{i=1}^{N_p-1} \hat{A}^{N_p-i-1} [\hat{B}_1 L_1(i) + \hat{B}_2 L_2(i)]$$

$$\eta_p^T = [\eta_1^T \quad \eta_2^T]$$

همچنین $\hat{A} = \frac{A}{\alpha}$ و $\hat{B} = \frac{B}{\alpha}$ و $Q_\alpha \geq 0$ و $R_\alpha > 0$ می‌باشد.

که با کمینه کردن η تحت تابع هزینه بالا می‌توان مسئله را حل نمود.

۶- الگوریتم فراابتکاری بهینه‌سازی اجتماع ذرات

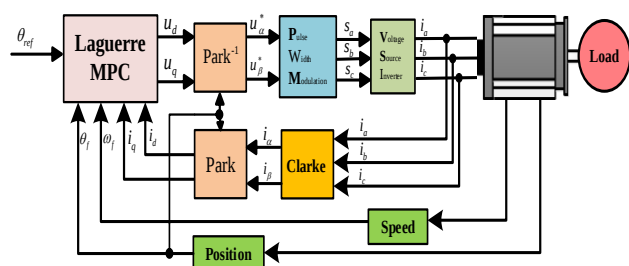
مسأله تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده برای هر روش کنترلی بسیار پر اهمیت است و شرط دستیابی به عملکرد مطلوب، تنظیم صحیح پارامترهای کنترل‌کننده است. پارامترهای قابل تنظیم کنترل‌کننده‌های پیش‌بین عبارتند از:

زمان نمونه برداری (T_s)، افق پیش‌بینی (N_p)، حد بالا و پایین افق پیش بین (N_1, N_2)، افق کنترل (N_c)، افق مدل (N)، ضریب یا ماتریس‌های وزنی در تابع هزینه (λ) برای حالت تک‌ورودی- تک‌خروجی و (R, Q) برای حالت چندورودی- چندخروجی و قطب فیلتر نرم‌کننده ورودی مرجع (α). انتخاب مناسب زمان نمونه‌برداری در گسسته‌سازی سیستم تأثیر بسزایی دارد و بیشتر از مقدار مطلوب، می‌تواند باعث از دست رفتن بخشی از رفتار دینامیکی سیستم گردد. همچنین بیش از اندازه کوچک بودن آن حجم محاسباتی بالایی را دربرداشته و خطاهای محاسباتی را به همراه خواهد داشت. با این وجود، زمان نمونه‌برداری همیشه به عنوان

مرحله ۵: بهینه‌سازی ورودی‌های لحظه آینده نسبت به تابع هزینه
 مرحله ۶: اعمال اولین ورودی به سیستم و بدست آوردن حالات لحظه بعد برای از سرگیری روند
 ایده اصلی در این مقاله، کاهش قابل توجه حجم بالای محاسبات در کنترل پیش‌بین، با تقریب زدن محاسبات توسط یکی از توابع پایه متعامد گسسته، به نام چند جمله‌ای لاگر می‌باشد. مزیت اصلی این رویکرد، بهینه‌سازی ضرایب با تعداد کمتری از توابع متعامد به جای بهینه‌سازی خود مسیر کنترل می‌باشد که افق پیش‌بین طولانی‌تری را ممکن می‌سازد. همچنین از الگوریتم بهینه‌سازی اجتماع ذرات برای تنظیم بهینه پارامترهای سیستم استفاده شده است. از این‌رو در این مقاله شبیه‌سازی در سه حالت کنترل پیش‌بین پیوسته و کنترل پیش-بین پیوسته با استفاده از توابع لاگر و کنترل پیش‌بین با استفاده الگوریتم بهینه‌سازی اجتماع ذرات صورت گرفته است و نتایج با هم مقایسه شده است. لازم بذکر می‌باشد تمامی شرایط آزمایش در سه حالت برابر می-باشند و فرکانس نمونه‌برداری برابر ۱۰ kHz می‌باشد. همچنین در جدول (۱) مشخصات و مولفه‌های موتور BLDC مورد استفاده نشان داده شده است. در هر سه حالت با دو افق پیش‌بین ۴ و ۴۰ و افق کنترل ۱ و ۲۰ به همراه یک بار اغتشاشی برابر ۵/۰ Nm در نظر گرفته شده است. تنها تفاوت، الگوریتم برنامه کنترلی می‌باشد که در حالت با استفاده از توابع لاگر، ۴ تابع لاگر، برای هر ورودی مورد استفاده قرار گرفته شده است.

جدول (۱): مشخصات و مولفه‌های موتور BLDC

مولفه‌های موتور BLDC	
اندوکتانس فاز (هانری)	۰/۰۰۵
مقاومت فاز (اهم)	۳/۲۵
تعداد جفت قطب	۴
ممان اینرسی (کیلوگرم متر مربع)	۰/۰۰۷
ثابت ضد محرکه الکتریکی (ولت بر رادیان بر ثانیه)	۰/۰۰۸۵
گشتاور بار (نیوتن متر)	۰/۵



شکل (۷): بلوک دیاگرام سیستم کنترل پیشنهادی

$$P_{i.best} = (p_{i_1}, p_{i_2}, \dots, p_{i_d}) \quad (36)$$

بهترین موقعیتی که بهترین ذره در بین کل ذرات پیدا کرده است را با $P_{g.best}$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$P_{g.best} = (p_{g_1}, p_{g_2}, \dots, p_{g_d}) \quad (37)$$

برای به روزرسانی محل هر کدام از ذرات از رابطه زیر استفاده می‌شود:

$$V_i(t) = w \times V_i(t-1) + c_1 \times rand_1 \times (p_{i.best} - X_i(t-1)) + c_2 \times rand_2 \times (p_{g.best} - X_i(t-1)) \quad (38)$$

$$X_i = X_i(t-1) + V_i(t) \quad (39)$$

w : ضریب وزنی اینرسی (حرکت در مسیر خودی) که نشان‌دهنده میزان تأثیر بردار سرعت تکرار قبل $V_i(t)$ بر روی بردار سرعت در تکرار فعلی $V_i(t-1)$ است.

c_1 : ضریب ثابت (حرکت در مسیر بهترین مقدار ذره مورد بررسی)

c_2 : ضریب ثابت (حرکت در مسیر بهترین ذره یافت شده در بین کل جمعیت)

$rand_1, rand_2$: دو عدد تصادفی با توزیع یکنواخت در بازه ۰ تا ۱

$V_i(t-1)$: بردار سرعت در تکرار $(t-1)$

$X_i(t-1)$: بردار موقعیت در تکرار $(t-1)$

برای جلوگیری از افزایش بیش از حد سرعت حرکت یک ذره در حرکت از یک محل به محل دیگر (واگرا شدن بردار سرعت)، تغییرات سرعت را به بازه V_{min} تا V_{max} محدود می‌شود؛ یعنی $V_{min} \leq V \leq V_{max}$. حد بالا و پایین سرعت با توجه به نوع مسئله تعیین می‌گردد [۲۳].

مکانیزمی که برای لحاظ کردن این قید استفاده می‌شود، بصورت زیر است:

$$x = \max(0, x) \quad (40)$$

در تابع فوق مقادیر مجاز x ؛ یعنی $x \geq 0$ بدون هیچ گونه تغییری نگاشت می‌شوند اما مقادیر غیر مجاز x ؛ یعنی $x < 0$ به مقدار مجاز $x=0$ نگاشت می‌شوند.

۷- شبیه‌سازی و نتایج بدست آمده

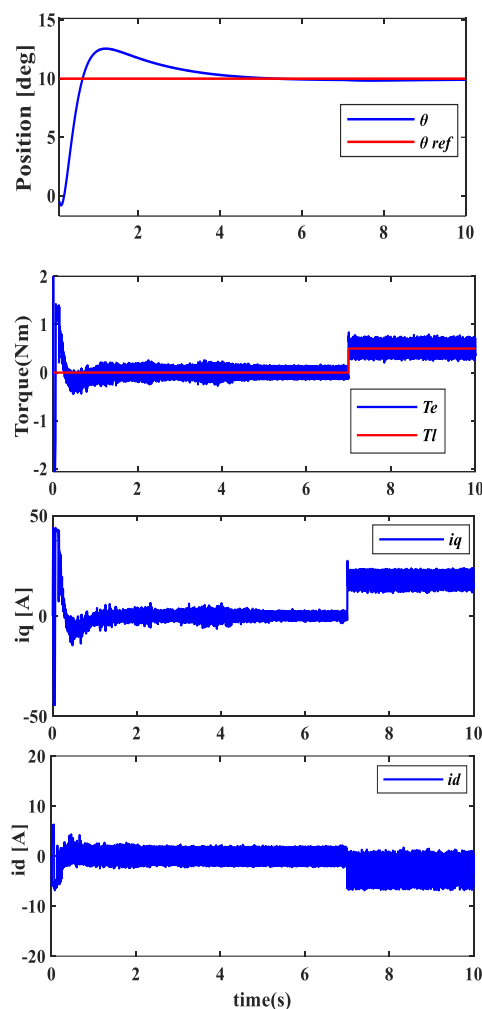
در این بخش به منظور شبیه‌سازی با نرم افزار سیمولینک متلب، ابتدا به تشریح مراحل انجام شبیه‌سازی سیستم کنترل پیشنهادی پرداخته، سپس به نتایج شبیه‌سازی پرداخته می‌شود.

مرحله ۱: تنظیم پارامترهای اولیه سیستم و دریافت حالات به همراه ورودی‌های سیستم لحظه قبل

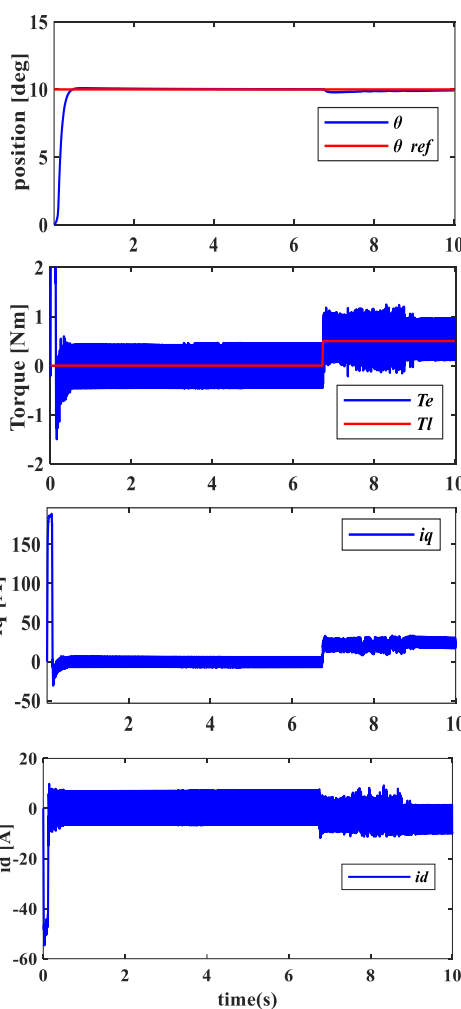
مرحله ۲: استفاده از مدل گسسته سیستم برای بدست آوردن مدل سیستم ادغام شده با انتگرال گیر

مرحله ۳: بدست آوردن خروجی لحظه آینده سیستم

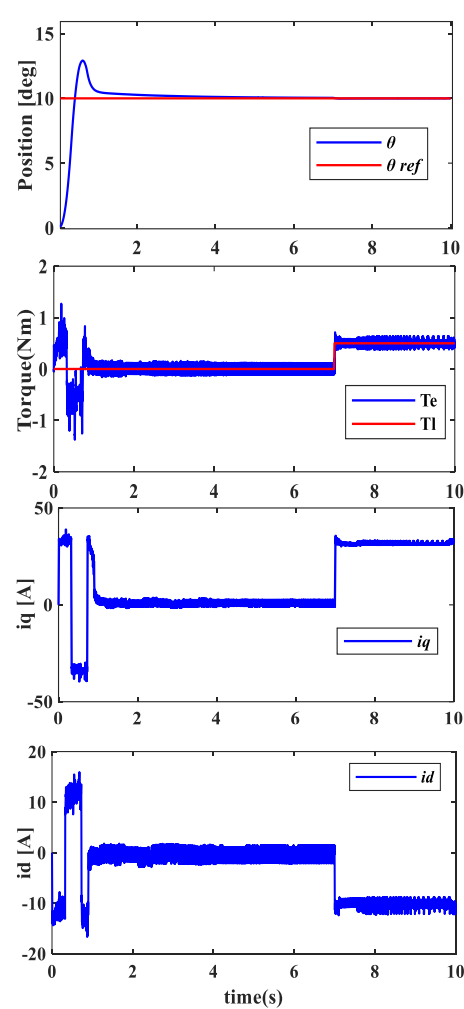
مرحله ۴: تشکیل تابع هزینه برای کنترل‌کننده پیش‌بین مدل و ادغام با تابع لاگر و بدست آوردن روابط جدید



شکل (۱۰): نمودارهای کنترل پیش‌بین پیوسته با استفاده از توابع لاگر
nc=20 و np=40



شکل (۹): نمودارهای کنترل پیش‌بین پیوسته با استفاده از الگوریتم اجتماع ذرات
nc=20 و np=40



شکل (۸): نمودارهای کنترل پیش‌بین پیوسته با
nc=20 و np=40

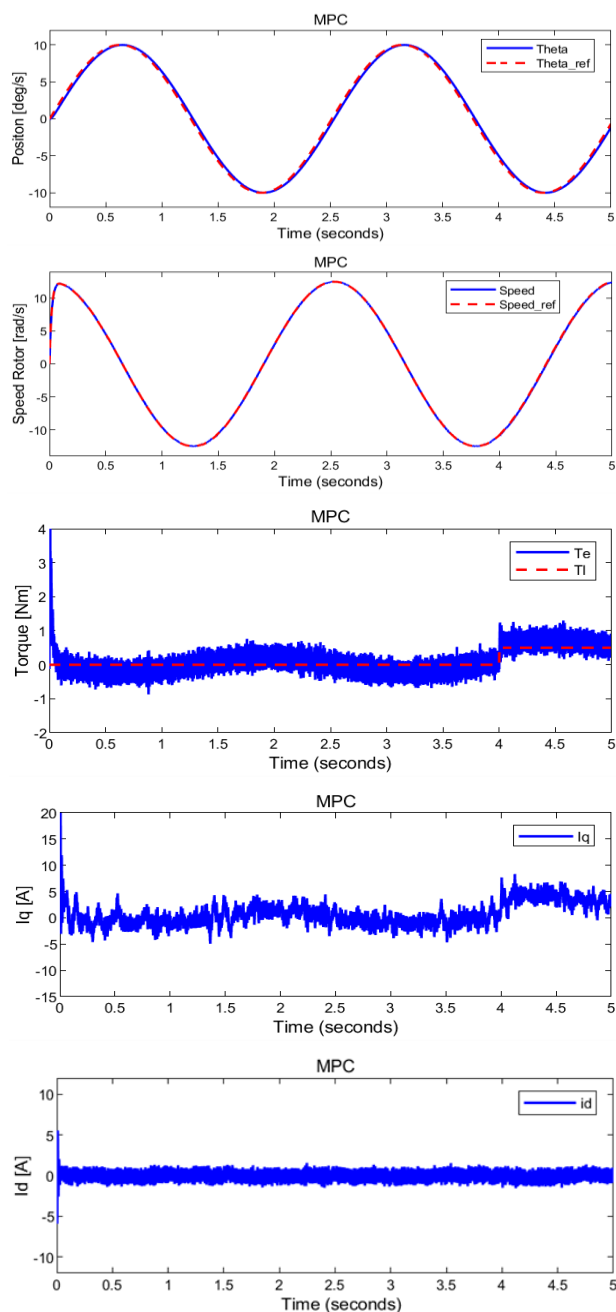
بلوک دیاگرام سیستم کنترل پیشنهادی بصورت شکل (۷) می‌باشد. روش کنترل پیش‌بین پیوسته با شرایط آزمایش np=40 و nc=20 با استفاده از توابع لاگر نشان داده شده است. مشاهده می‌شود در حالت کنترل پیش‌بین با استفاده از توابع لاگر، زمان اجرای برنامه در مقایسه با کنترل پیش‌بین بدون استفاده از توابع لاگر کاهش چشم‌گیری داشته و حدود ۱۲ میلی ثانیه می‌باشد که این نشان‌دهنده کاهش حجم محاسبات بوده و از مقایسه زمان اتمام اجرای شبیه‌سازی قابل اثبات می‌باشد. نتایج فوق در جدول (۲) نشان داده شده است.

افق پیش‌بین بالای ۴۰ و به واسطه آن افزایش حجم محاسبات طولانی و حدود ۲۳۰ میلی ثانیه می‌باشد. در شکل (۱۰) نمودارهای بدست آمده همچنین آزمایش فوق برای یک سیگنال مرجع سینوسی مورد شبیه سازی قرار گرفت که همانطور که در شکل‌های (۱۱) و (۱۲) نشان داده شده است، سیگنال کنترلی به خوبی سیگنال مرجع را دنبال کرده است. نکته قابل توجه زمان اجرای دو روش کنترلی می‌باشد که زمان اجرای

در شکل (۸) نمودارهای بدست آمده روش کنترل پیش‌بین پیوسته با شرایط آزمایش np=40 و nc=20 نشان داده شده است. در ابتدای این نمودار اضافه جهشی مشاهده می‌شود که به واسطه آن جریان i_d و i_q و همچنین گشتاور T_e مقداری نشست داشته، که به مرور زمان اصلاح می‌شود، ولی زمان اجرای برنامه بدلیل افق پیش بین بالای ۴۰ و به واسطه آن افزایش حجم محاسبات، طولانی‌تر و حدود ۲۴۰ میلی ثانیه می‌باشد.

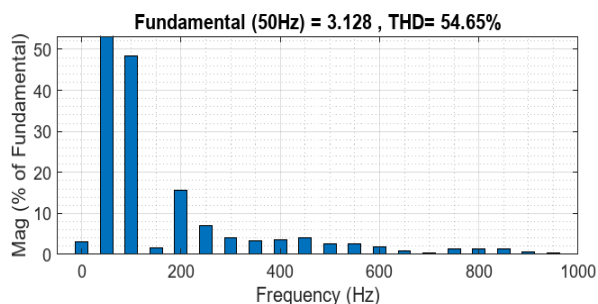
در شکل (۹) نمودار بدست آمده روش کنترل پیش‌بین پیوسته با شرایط آزمایش np=40 و nc=20 با استفاده از الگوریتم فراابتکاری بهینه‌سازی اجتماع ذرات نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که الگوریتم فوق با تنظیم دقیق ضرائب کنترل پیش‌بین، توانسته است اضافه جهش ابتدای کنترل پیش‌بین را به خوبی کاهش داده و به واسطه آن زمان نشست جریان‌ها نیز کاهش داشته است، ولی همواره زمان اجرای برنامه بدلیل

برنامه با روش کنترل پیش‌بین با استفاده از توابع لاگر قابل توجهی داشته است.



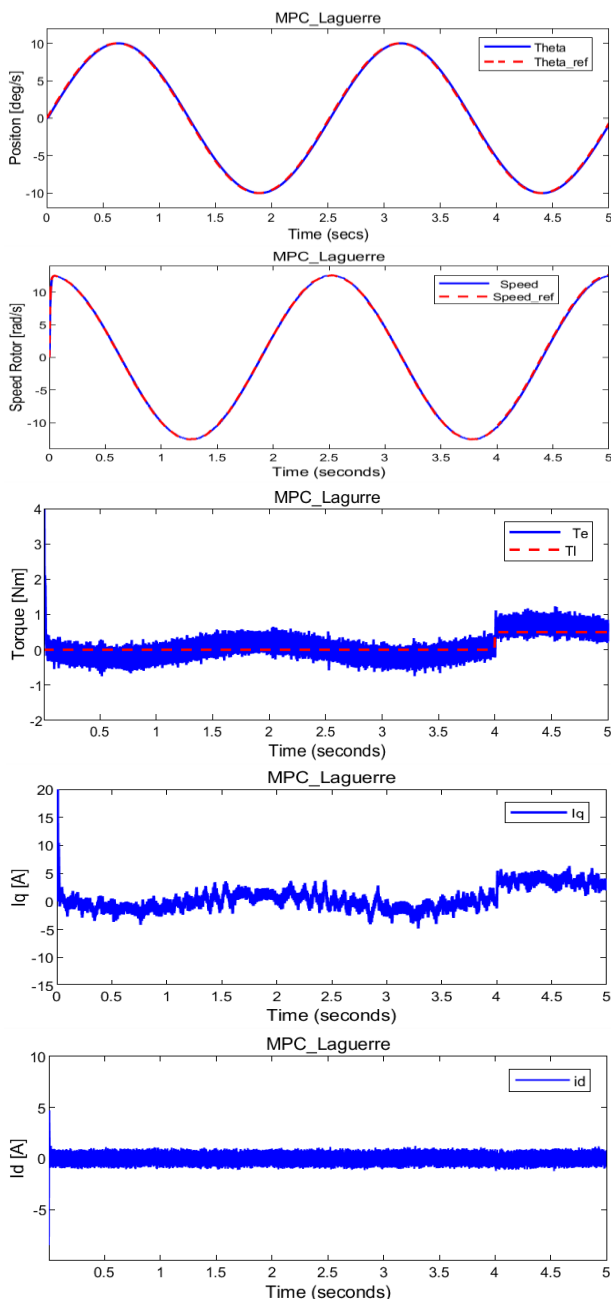
شکل (۱۲): نمودارهای کنترل پیش‌بین پیوسته و با سیگنال

مرجع سینوسی $nc=20$ و $np=40$



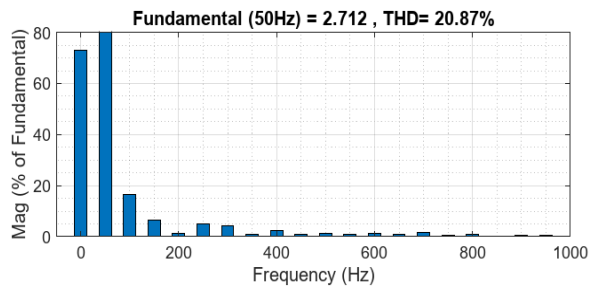
شکل (۱۳): نمودار FFT و اعوجاج هارمونیک کل کنترل پیش‌بین

موتور BLDC با $np=40$ و $nc=20$

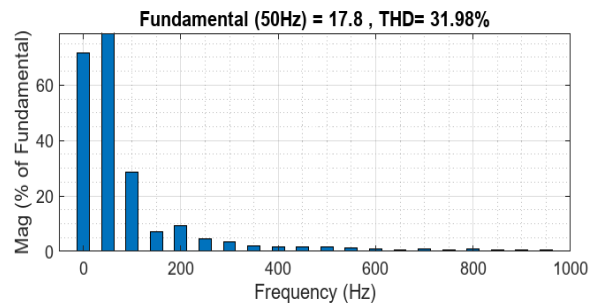


شکل (۱۱): نمودارهای کنترل پیش‌بین پیوسته با استفاده از توابع لاگر

و با سیگنال مرجع سینوسی $nc=20$ و $np=40$



شکل (۱۵): نمودار FFT و اعوجاج هارمونیک کل کنترل پیش‌بین موتور BLDC با استفاده از توابع لاگر و $np=40$ و $nc=20$



شکل (۱۴): نمودار FFT و اعوجاج هارمونیک کل کنترل پیش‌بین موتور BLDC با استفاده از الگوریتم اجتماع ذرات و $np=40$ و $nc=20$

در شکل‌های (۱۳) و (۱۴) و (۱۵) نمودارهای FFT و اعوجاج هارمونیک کل کنترل پیش‌بین موتور BLDC و کنترل پیش‌بین با استفاده از الگوریتم اجتماع ذرات و کنترل پیش‌بین با استفاده از توابع لاگر و با شرایط $np=40$ و $nc=20$ نشان داده شده است. نمودارهای فوق در جدول ردیابی از سیگنال موقعیت مرجع سینوسی می‌باشد. نتایج فوق در جدول (۲) جمع آوری شده است.

جدول (۲): نتایج شبیه‌سازی‌ها

مولفه‌های آزمایش	زمان طی شده آزمایش (میلی ثانیه)		اعوجاج هارمونیک کل (درصد)		ضربان گشتاور (نیوتن متر)	
شرایط آزمایش	$N_p = 4$ $N_c = 1$	$N_p = 40$ $N_c = 20$	$N_p = 4$ $N_c = 1$	$N_p = 40$ $N_c = 20$	$N_p = 4$ $N_c = 1$	$N_p = 40$ $N_c = 20$
کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل	۲۵	۲۴۰	۴۱/۲۳	۵۴/۶۵	۰/۲۵	۰/۳۵
کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل با استفاده از الگوریتم اجتماع ذرات	۲۰	۲۳۰	۲۹/۵۱	۳۱/۹۸	۰/۷۸	۰/۹
کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل با استفاده از تابع لاگر	۷	۱۲	۱۰/۳۷	۲۰/۸۷	۰/۳۳	۰/۴۰
سیستم کامپیوتر مورد استفاده	Intel(R) Core(TM) i7-4600 CPU @2.10GHZ					

مراجع

- [1] Santanu. Mondal, Mitra. Arunabha, and Madhurima Chattopadhyay. "Mathematical modeling and simulation of Brushless DC motor with ideal Back EMF for a precision speed control", 2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT). IEEE, 2015.
- [2] Lad, Chetan K, and Rajagopalan Chudamani. "Simple overlap angle control strategy for commutation torque ripple minimisation in BLDC motor drive", IET Electric Power Applications 12.6 :797-807, 2018.
- [3] Zhou, Xinxu, et al. "Rapid self-compensation method of commutation phase error for low-inductance BLDC motor", IEEE Transactions on Industrial Informatics 13.4 1833-1842, 2017.
- [4] Kar, Manoj Kumar, et al. "Speed Control of a Brushless DC Motor Using Hall Sensor", International Conference on Electric Power and Renewable Energy. Singapore: Springer Nature Singapore, 2023.
- [5] Wang, Yuxin, and Hong Wang. "Research on Control Technology of Brushless DC Motor for Robot", Proceedings of the 2024 8th International Conference on Control Engineering and Artificial Intelligence. 2024.

۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله کنترل موقعیت موتور سنکرون مغناطیس‌دائم BLDC به روش کنترل پیش‌بین با استفاده از توابع لاگر و بدون استفاده از توابع لاگر و همچنین با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی اجتماع ذرات، ارائه و مقایسه شد. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که به‌طور کلی روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر توابع لاگر نسبت به روش کنترل پیش‌بین عملکرد بهتری دارد، و در شرایط همسان کاهش زمان محاسبات در روش کنترل پیش‌بین پیشنهادی بسیار مشهود است. این کاهش زمان محاسبات می‌تواند در کاربردهایی که زمان انجام محاسبات، محدودیتی جدی به شمار می‌آید، مورد استفاده قرار گیرد. همچنین استفاده از الگوریتم فراابتکاری بهینه‌سازی اجتماع ذرات باعث می‌شود تا تنظیمات پارامترها بخوبی صورت گیرد و اضافه جهش اولیه نمودارها و نشست‌های جریان‌ها از بین رود.

- Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE). IEEE, 2021.
- [19] Gao, Lihua, et al. "A novel method of model predictive control on permanent magnet synchronous machine with Laguerre functions", *Alexandria Engineering Journal* 60.6 : 5485-5494, 2021
- [20] Ubare, Pramod, and D. N. Sonawane.. "Performance Assessment of the BLDC Motor in EV Drives using Nonlinear Model Predictive Control", *Engineering, Technology & Applied Science Research* 12.4: 8901-8909, 2022
- [21] M. Dorfling, H. Mouton, T. Geyer, and P. Karamanakos,. "Long-horizon finite-control-set model predictive control with non-recursive sphere decoding on an FPGA", *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 35, no. 7, pp. 7520–7531, Jul. 2020.
- [22] P. Bagheri and A. Khaki-Sedigh, "A review of methods for tuning predictive controllers and novel tuning approaches," *Journal of Control*, vol. 8, no. 3, p. 6, Autumn 2014, ISSN 2008-8345.
- [23] K. Chen, H. Chen, C. Zhou et al., "Comparative analysis of surface water quality prediction performance and identification of key water parameters using different machine learning models based on big data", *Water Research*, vol. 171, Article ID 115454, 2020.
- [6] Mondal, Santanu, Arunabha Mitra, and Madhurima Chattopadhyay. "Mathematical modeling and simulation of Brushless DC motor with ideal Back EMF for a precision speed control", 2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT). IEEE, 2015.
- [7] Majhee, Akash Kumar, et al. "Performance Analysis and Simulation of Brushless DC Motor using PI with Hysteresis Current Controller", 2022 IEEE 2nd International Symposium on Sustainable Energy, Signal Processing and Cyber Security (iSSSC). IEEE, 2022.
- [8] Ketaki, Phatak, and M. R. Sindhu. "Model Predictive Control (MPC) Based BLDC Drive for Indian Drive Cycle", 2023 IEEE 8th International Conference for Convergence in Technology (I2CT). IEEE, 2023.
- [9] Bokam Divakar, Dr RSR, et al. "A review on brushless Dc motor control techniques", *Journal of Pharmaceutical Negative Results* (2023): 6821-6828
- [10] Kiyli, Selçuk, and Hasan şakir Bilge, "Modeling Brushless Direct Current Motor Of A Guided System", 2021 29th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU). IEEE, 2021.
- [11] Abdissa, Chala Merga. "Improved model predictive speed control of a PMSM via Laguerre functions", *Mathematical Problems in Engineering* 2024 (2024).
- [12] G. A. NeryJúnior, M. A. F. Martins, R. Kalid, "A PSO-based optimal tuning strategy for constrained multivariable predictive controllers with model uncertainty", *ISA Transactions*, vol. 53, no. 2, pp. 560-567, 2014.
- [13] J. E. Muralidhar, and P. V. Aranasi, "Torque ripple minimization & closed loop speed control of BLDC motor with hysteresis current controller", 2014 2nd International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS). IEEE, 2014.
- [14] tavakoli A, khorasani F. Improvement of speed control performance sensorless Brushless DC motor with finite control set model predictive control. *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers* 2023; 20 (2) :195-203
- [15] F. Tahami, M. Abedi. Analysis and Design of Predictive Control for Sheppard-Taylor Based PFC Rectifier . *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers* 2012; 8 (1) :21-29
- [16] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2012.
- [17] Y. Zhou, H. Li, R. Liu, and J. Mao, "Continuous voltage vector model free predictive current control of surface mounted permanent magnet synchronous motor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 2, pp. 899–908, 2018.
- [18] Sáenz, F. González, and O. Sandre Hernández, "Model predictive current control of a permanent magnet synchronous machine with exponential cost function", 2021 18th International Conference on Electrical

زیر نویس ها

¹ Brushless Direct Current (BLDC)

² Permanent Magnet DC (PMDC)

³ back-EMF

⁴ Model Predictive Control (MPC)

⁵ Continuous Control Set MPC (CCS-MPC)

⁶ Finite Control Set MPC (FCS-MPC)

⁷ Space Vector Modulation (SVM)

⁸ Euler

⁹ Multi inputs- Multi outputs (MIMO)

¹⁰ Meta heuristic

¹¹ Particle Swarm Optimization (PSO)