کنترل موقعیت موتورسنکرون مغناطیس­دائم BLDC سه فاز به روش کنترل پیش­بین مبتنی بر مدل با استفاده از توابع لاگر و الگوریتم بهینه­سازی اجتماع ذرات

مجتبی­سلمانفر1، دانشجوی دکتری، محمدرضا علیزاده پهلوانی2، استاد، آرش­دهستانی کلاگر3، استادیار، یوسف­کوه­مسکن4، استادیار

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

[1m\_salmanfar@mut.ac.ir](mailto:1mm_salmanfar@mut.ac.ir)

2mr\_alizadehp@mut.ac.ir

3[a\_dehestani@mut.ac.ir](mailto:a_dehestani@mut.ac.ir)

4koohmaskan@chmail.ir

**چکیده:** **یکی از عواملی که در کارایی موتـورهـای 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.**

**واژه هاي كليدي:** موتور سنکرون مغناطیس ­دائم، کنترل پیش­بین، توابع لاگر،الگوریتم بهینه­سازی اجتماع ذرات

**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, PhD Student, Mohammad Reza Alizadeh Pahlavani2, professor, Arash Dehestani Kolagar3, Assistant professor, Yousef Koohmaskan4, Assistant professor

Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran

1m\_salmanfar@mut.ac.ir

2mr\_alizadehp@mut.ac.ir

3[a\_dehestani@mut.ac.ir](mailto:a_dehestani@mut.ac.ir)

4koohmaskan@chmail.ir

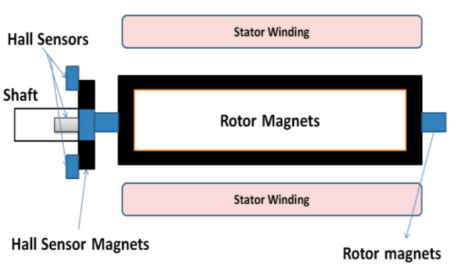
**Abstract:**

One of the factors that has an important effect on improving the efficiency of permanent magnet synchronous motors is the optimal design of the controller. One of the controllers that can be used to achieve optimal dynamics is the predictive controller. One of the most important challenges in the implementation of the predictive controller that limits its application is the high computational burden of this control method and the adjustment of the controller parameters. That is, in plants where the sampling time is small and the system dynamics are complex, correspondingly, the computational burden increases exponentially and the setting of the controller parameters becomes more complicated. This will reduce the speed of real-time implementation of this method on the one hand, and on the other hand, the adoption of a shorter prediction horizon. In this article, the main contribution is that in order to achieve a longer prediction horizon, the high computational volume is approximated by a number of discrete orthogonal basis functions, such as the Laguerre polynomials, and the control parameters are optimally adjusted by the particle swarm algorithm. The main advantage of this approach is to optimize the coefficients with a smaller number of orthogonal functions instead of optimizing the control path itself, which makes it possible to choose a longer prediction horizon.

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

1. **مقدمه**

موتور1BLDC 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 ذوزنقه­ای است در حالی­که موتور سنکرون مغناطیس دائم دارای ولتاژ ضدمحرکه سینوسی است. موتورBLDC 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 جاروبک2 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]1.[ 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]2[. این موتورها گشتاور بیشینه را در لحظه سکون فراهم می­آورند، که به ­صورت خطی با افزایش سرعت کاهش می­یابد. البته به­دلیل 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 (1) برش طولی از موتور BLDC را نمایش می­دهد.



شکل(1): 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 قراردارد]3[. سه حسگر موقعیت اثرهال نیز به فاصله 120 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]4[. یکی از مواردی که در کارایی موتـورهـای سنکرون نقش مهمی دارد، طراحی بهینه کنترل­کننده می­باشد. انواع روش­های کنترل موتورهای مغناطیس ­دائم در شکل(2) نشان داده شده است:



شکل(2): روش­های کنترل موتورهای مغناطیس ­دائم

جهت کنترل موقعیت و ردیابی موفق، از کنترل ­کننده­های 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 مود لغزشی، دوعامل 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]5[. 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 جبران کننده خطا استفاده نمود که این خود باعث افزایش حجم محاسبات می­شود]6[. در روش کنترلی هیسترزیس به دلیل عدم استفاده از مدوله ساز، فرکانس کلیدزنی متغیر می­باشد که این می­تواند باعث افزایش تلفات سیستم شود]7[. در روش Deadbeat که یکی روش­های کنترل پیش­بین می­باشد، به واسطه استفاده از مدوله­ساز فرکانس کلیدزنی ثابت است و می­تواند در سیستم­های نامقید مورد استفاده قرار گیرد. در روش GPC مسئله بهینه­سازی بصورت خارج از خط انجام می­شود و در سیستم­های خطی و نامقید کاربرد دارد. در روش کنترلی، MPC بدلیل مزیت­هایی از قبیل اﺳﺘﻔﺎده درﺳﻴﺴﺘﻢ­ﻫﺎى ﻧﺎﭘﺎﻳﺪار و غیرخطی و ﭼﻨﺪ ﻣﺘﻐﻴﺮه و مقید و همچنین استفاده از مکانیزم فیدبک جهت جبران خطای پیش­بینی و ﻗﺎﺑﻠﻴﺖ ﺟﺒﺮان زﻣﺎن­ﻫﺎى ﻣﺮده، نسبت به روش­های قبلی برتری دارد]8[. روشMPC در پایان دهه 1970، به عنوان یک نظریه مطرح گردید و در سال 1983، در الکترونیک قدرت مورد استفاده قرار گرفت. از سال 2000، با افزایش قابل توجه توانایی محاسباتی در ریزپردازنده­ها، کاربردهای گسترده MPC در درایورهای الکتریکی و سیستم­های مبدل قدرت به تدریج تسریع شده است [9]. در روش MPC با دریافت سیگنال­های ورودی و خروجی سیستم در 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]10[. 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 کنترل­کننده 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 کنترل­کننده 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 پارامتري کردن دنباله سیگنال کنترل، مي­توان به طور موثري تعداد قیود موجود در افق پیش­بیني و در نتیجه تعداد پارامترهايي که در هر گام کنترل­کننده 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 اين يک عامل کاهشي نمايي در توابع لاگر وجود دارد که تضمین­ کنند­ه­ همگرايي تفاضل سیگنال کنترل به سمت صفر، بعد از يک مدت زمان گذرا می­­باشد. توابع یا چند جمله­ای­های لاگر يک مجموعه از توابع گسسته با پايه­ 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]11[. با توجه به ارتباط پیچیده و غیرخطی پارامترهای تنظیم کنترل­کننده­های پیش­بین با پایداری، عملكرد 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 کنترل­کننده برای هر روش کنترلی بسیار پر اهمیت است و شرط دستیابی به عملكرد مطلوب، تنظیم صحیح پارامترهای کنترل­کننده است؛ که پیشنهاد شده است از الگوریتم بهینه سازی گروه ذرات برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده استفاده گردد ]12[. اهداف این مقاله عبارتند از:

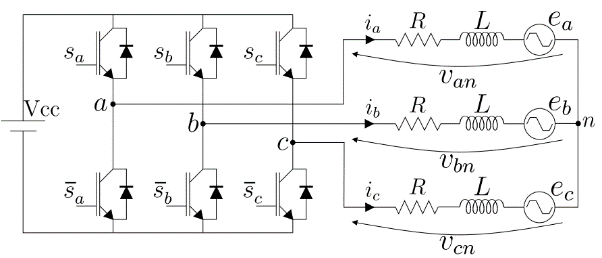
* استفاده از روش کنترلی پیش­بین در قاب مرجع D-Q برای کنترل موقعیت موتور BLDC
* استفاده از چندجمله­ای متعامد لاگر جهت کاهش حجم محاسبات
* استفاده از الگوریتم فراابتکاری اجتماع­ ذرات، جهت تنظیم پارامترهای کنترل­کننده
* مقایسه موارد فوق در حالت­های با افق پیش­بین مختلف

مراحل ارائه در این مقاله بصورت ذیل می­باشد:

در بخش1 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 2 و 3 مدل ریاضی و قاب مرجع D-Qموتور BLDC بیان می­شود. در بخش 4 روش کنترل پیش­بین برای موتور BLDC بیان می­شود. در بخش 5 با ارائه پیشنهاد استفاده از توابع لاگر به تشریح موضوع و روابط مورد استفاده پرداخته می­شود. در بخش 6 به تنظیم پارامترهای کنترل­کننده و استفاده از الگوریتم اجتماع ذرات پرداخته و درنهایت در بخش 7 نتایج شبیه­سازی و تشریح و مقایسه آنها ارائه می­شود.

1. **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(3) نشان داده شده است. در این مدل فرض می­شود که هر سه فاز متعادل می­باشد]3[. شکل ولتاژ ضد محرکه­ الکتریکی­3 ذوزنقه­ای می­باشد، این بدان معنی است که اندوکتانس متقابل بین استاتور و روتور غیرسینوسی است و همچنین شکل جریان فازها بصورت مربعی می­باشد.



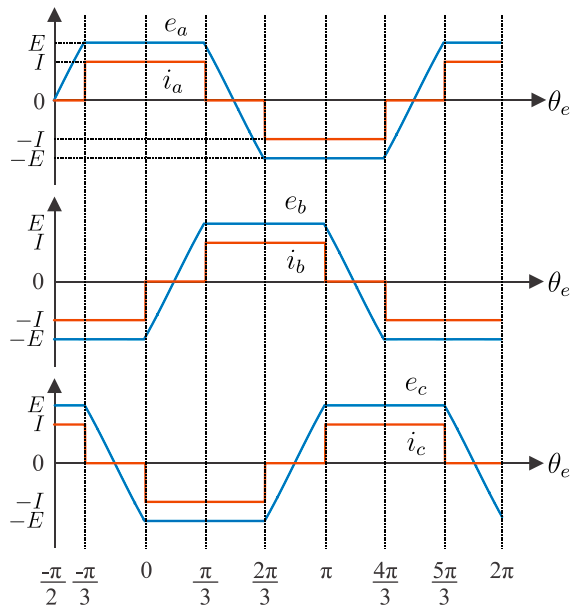
شکل(3): مدل دینامیکی و درایور موتور BLDC

شکل(4) شکل ولتاژ ضد محرکه­ الکتریکی و جریان فازهای یک موتور BLDC را نمایش می­دهد]13[. این ولتاژ ضد محرکه­ الکتریکی به صورت ذیل بیان می­شود:

|  |  |
| --- | --- |
| (1) |  |

که  و  و  توابع با شکل موج یکسان ذوزنقه­ای، ولتاژ ضد محرکه ­­­الکتریکی را تولید می­کنند. گشتاور الکترومغناطیسی براثر بر­هم­کنش میدان­ مغناطیسی سیم­پیچ‌های 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:

|  |  |
| --- | --- |
| (2) |  |



شکل(4): شکل موج ولتاژ ضد محرکه­ الکتریکی و جریان فازهای

موتور BLDC

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.

|  |  |
| --- | --- |
| (3) |  |

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

|  |  |
| --- | --- |
| (4) |  |

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

|  |  |
| --- | --- |
| (5) |  |

بنابراین معادله­ فوق به شکل زیر بیان می­شود:

|  |
| --- |
| (6) |

با آرایش دوباره­ معادلات و جایگذاری معادلات ولتاژ فازها برحسب اندوکتانس و مقاومت به صورت زیر بیان می­شود:

|  |  |
| --- | --- |
|  |  |
| (7) | |

که  ولتاژهای فازها و جریان فازها و 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:

|  |  |
| --- | --- |
| (8) |  |

که در آن *B* ثابت میرایی، *J* گشتاور داخلی درایو و گشتاور بار است.

با استفاده از معادلات بالا، معادلات حالت سیستم بصورت زیر بدست می­آید:

|  |  |
| --- | --- |
| (9) |  |

بنابراین ماتریس سیستم بصورت زیر بدست می­آید:

|  |  |
| --- | --- |
| (10) |  |

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| (11) |  | | |
| (12) |  | | |
| (13) | |  |

1. **مدل‌سازی موتورBLDC 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 abcبه قاب مرجع D-Q تبدیل خواهد شد]1[. در قاب مرجع D-Q، معادلات به شرح ذیل خواهند بود:

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | (14) |
|  |  | (15) |

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.

1. **کنترل ­پیش‌بین موتورهای BLDC**

کنترل پیش‌بین مدل4 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. در کاربردهای الکترونیک قدرت، کنترل پیش­بین مدل را می‌توان به دو دسته کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه ورودی پیوسته5]14[ و کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه ورودی متناهی6]15[ 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]13[. 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]16[. همچنین فرکانس کلیدزنی ثابت بوده و استراتژی کنترلی از طریق یک مدوله­ساز مانند مدولاسیون بردار فضایی7به سیستم اعمال خواهد شد. درشکل(5) فلوچارت کنترل پیش­بین مدل با مجموعه ورودی پیوسته نشان داده شده است]17[. 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]18[.مدل فضای حالت پیوسته موتور بر اساس تبدیل فرآیندی اویلر8، به مدل 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]19[.



شکل(5): فلوچارت کنترل پیش­بین مدل با مجموعه ورودی پیوسته

مدل فضای حالت گسسته سیستم بصورت ذیل بدست می­آید:

|  |
| --- |
|  |

|  |  |
| --- | --- |
|  | (16) |

که در آن:

|  |  |
| --- | --- |
|  |  |
|  |  |
|  |  |
|  |  |

همچنین در روابط فوق، *Ts* زمان نمونه برداری، *q* تعداد خروجی­ها و *om* ماتریس صفر با ابعاد مناسب می­باشد. برای ساده­سازی، رابطه (16) بصورت زیر بازنویسی می­شود:

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | (17) |

*بر اساس مدل فضای حالت، پیش‌بینی متغیرهای حالت از لحظه نمونه‌برداری* ، *در یک بازه پیش‌بینی محدود*، *می‌تواند از رابطه بالا حل شود. پیش‌بینی متغیرهای حالت در  به شرح زیر قابل دریافت است:*

|  |
| --- |
| (18) |
| (19) |

که می­توان بردارهای Yو را بصورت زیر بدست می­آوریم:

|  |
| --- |
| (20) |
| (21) |

خروجی Y را می­توان به صورت زیر نوشت:

|  |  |
| --- | --- |
| (22) |  |

که در آن:

 (23)

|  |  |
| --- | --- |
| (24) |  |

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 وکاهش حجم محاسبات استفاده شود.

1. **چند جمله­ای­های متعامد**

کنترل­ کننده پیش­بین در هر گام زمانی با تعداد زیادی متغیر تصمیم­گیری مواجه خواهد بود که باعث می­شود حل مسئله حجم محاسباتی سنگینی را به همراه داشته باشد که این خود باعث کاهش سرعت اجرای بلادرنگ این سیستم از سویی و درنتیجه 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 (معمولا کمتر از10) به جای بهینه­سازی خود مسیر کنترل می­باشد که افق پیش­بین طولانی­تری 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]17[. تغييرات سيگنال كنترل، برحسب توابع ضربه به صورت زیر بدست می­آید:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (25) |

حال توابع لاگر بصورت بازگشتی بصورت ذیل می­باشد:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (26) |
|  | (27) |

برای کاهش خطای حالت ماندگار، دینامیک گسسته سیستم با خروجی به صورت زیر می­باشد]16[. فرم زماني توابع لاگر به صورت زير است که در روابط بالا مورد استفاده قرار گرفته است:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (28) |

که در آن:



توابع لاگر بصورت بازگشتی به شکل زیر بدست می­آید:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (29) |

که در آن:

|  |  |
| --- | --- |
|  |  |
|  |  |

|  |
| --- |
|  |

در این توابع *β* = 1 - و 0 ≤ **>** 1قطب شبکه لاگر گسسته است و پیش­بینی متغیرهای حالت برای سیستم­های چند ورودی، چند خروجی9 به صورت زیر می­باشد:

|  |  |
| --- | --- |
| (30) |  |

که درآن:



و *B1* الی *Bm* عبارت است از:i) - تعداد ستون ماتریسB (

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

سپس با تعریف وبه عنوان جریان مرجع *d – q*، متغیرهای حالت بصورت زیر بازنویسی می­شوند:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (31) |

بنابراین تابع هزینه به صورت زیر بدست می­آید:

|  |  |
| --- | --- |
| (32) |  |

که درآن:

 و  و ازحل معادله جبری ریکاتی بدست می­آید. با بهینه­سازی رابطه (32)، تابع هزینه بهینه بصورت زیر بازنویسی می­شود:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (33) |

که در آن:

|  |
| --- |
|  |
|  |
|  |
|  |
|  |

همچنینو و و می­باشد.

که با کمینه­کردن تحت تابع هزینه بالا می­توان مسئله را حل نمود.

1. **الگوریتم­ فراابتکاری بهینه­سازی اجتماع ذرات**

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

زمان نمونه برداری) (*Ts*، افق­پیش­بینی (*NP*)، حد بالا و پایین افق­پیش­بین(*N1*,*N2* )، افق­کنترل(*NC*)، افق­مدل (*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 دینامیكی 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 پارامتر تنظیم مطرح نیست، چون در اغلب کاربردهای عملی زمان نمونه­برداری توسط محدودیت­های موجود در سیستم و سخت­افزار به کاربر تحمیل می­شود]20[. اگر اندازه پایین افق­پیش­بینی 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. افق­کنترل میزان درجه آزادی کنترل­کننده است و حداکثر می­تواند برابر با افق پیش­بینی باشد. حد پایین افق­کنترل برای سیستم­های پایدار، برابر یک است. از آنجایی­که 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 فراابتکاری10 می­باشد 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 ذرات11 برای کنترل­کننده پیش­بین چندمتغیره مقید، می­توان عملكرد مقاوم بدست آورد]12[. در شکل(6) فلوچارت الگوریتم بهينه­‏سازي 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.



شکل(6): فلوچارت الگوریتم بهينه ‏سازي اجتماع ذرات

اگر یک فضای جستجوی *d* بعدی داشته باشیم، *i* اُمین ذره در این فضای *d* بعدی با بردار موقعیت *X*i به شکل زیر توصیف می­گردد:

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| (34) |  |  |

بردار سرعت *i* اُمین ذره نیز با بردار *Vi* به شکل زیر تعریف می­گردد:

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| (35) |  |  |

*بهترین موقعیتی که ذره i اُم پیدا کرده است را با Pi .best تعریف می­شود:*

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| (36) |  |  |

بهترین موقعیتی که بهترین ذره در بین کل ذرات پیدا کرده است را با *Pg .best*به صورت زیر تعریف می­شود:

|  |  |
| --- | --- |
| (37) |  |

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

|  |  |
| --- | --- |
| (38) |  |
| (39) |  |

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

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

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

*:* دو عدد تصادفی با توزیع یکنواخت در بازه 0 تا 1

: بردار سرعت در تکرار

: بردار موقعیت در تکرار

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 تا محدود می­شود؛ یعنی . حد بالا و پایین سرعت با توجه به نوع مسئله تعیین می­گردد]21[.

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

|  |  |
| --- | --- |
| (40) |  |

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

1. **شبیه سازی و نتایج بدست آمده**

در اين 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.

مرحله1: تنظیم پارامترهای اولیه­ سیستم و دریافت حالات به همراه ورودی­های سیستم لحظه­ قبل

مرحله2: استفاده از مدل گسسته­ سیستم برای بدست­آوردن مدل سیستم ادغام شده با انتگرال گیر

مرحله3: بدست آوردن خروجی لحظه­ آینده سیستم

مرحله4: تشکیل تابع هزینه برای کنترل­کننده پیش­بین مدل و ادغام با تابع لاگر و بدست آوردن روابط جدید

مرحله5: بهینه­سازی ورودی­های لحظه آینده نسبت به تابع هزینه

مرحله6: 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 درکنترل 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 پیش­بین 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 می­باشند و فرکانس نمونه­برداری برابرkhz 10 می­باشد. در هر سه حالت با دو افق پیش­بین 4 و40 و افق کنترل 1 و20 به همراه یک بار اغتشاشی برابر Nm 5/0 در نظرگرفته شده است. تنها تفاوت، الگوریتم برنامه کنترلی می­باشد که در حالت با استفاده ازتوابع لاگر، 4 تابع لاگر، برای هر ورودی مورد استفاده قرار گرفته شده است. درشکل(8) نمودارهای بدست آمده روش کنترل پیش­بین پیوسته با شرایط آزمایش40np= و20nc= نشان داده شده است. در ابتدای این نمودار اضافه جهشی مشاهده می­شود که به واسطه آن جریان iq وid وهمچنین گشتاور Te مقداری نشست داشته، که به مرور

زمان اصلاح می­شود، ولی زمان اجرای برنامه بدلیل افق پیش بین بالای40 و به واسطه آن افزایش حجم محاسبات، طولانی و حدود 240 دقیقه می­باشد. در شکل(9) نمودارهای بدست آمده روش کنترل پیش­بین پیوسته با شرایط آزمایش40np= و20nc= 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 افق پیش­بین بالای40 و به واسطه آن افزایش حجم محاسبات طولانی و حدود 230 دقیقه می­باشد. در شکل(10) نمودارهای بدست آمده روش کنترل پیش­بین پیوسته با شرایط آزمایش40np= و20nc= وبا 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 12 دقیقه می­باشد که این نشان­دهنده کاهش حجم محاسبات بوده و از مقایسه زمان اتمام اجرای شبیه­سازی قابل اثبات می­باشد. نتایج فوق در جدول (2) نشان داده شده است. همچنین بلوک دیاگرام سیستم کنترل پیشنهادی بصورت شکل(7) می­باشد:

جدول (1): مشخصات و مولفه­های موتور BLDC

|  |  |
| --- | --- |
| **مولفه­های موتور BLDC** | |
| اندوکتانس فاز (هانری) | 005/0 |
| مقاومت فاز (اهم) | 25/3 |
| تعداد جفت قطب | 4 |
| ممان اینرسی (کیلوگرم متر مربع) | 007/0 |
| ثابت ضد محرکه ­­­الکتریکی (ولت بر رادیان بر ثانیه) | 0085/0 |
| گشتاور بار(نیوتن متر) | 5/0 |

****

شکل(7): بلوک دیاگرام سیستم کنترل پیشنهادی

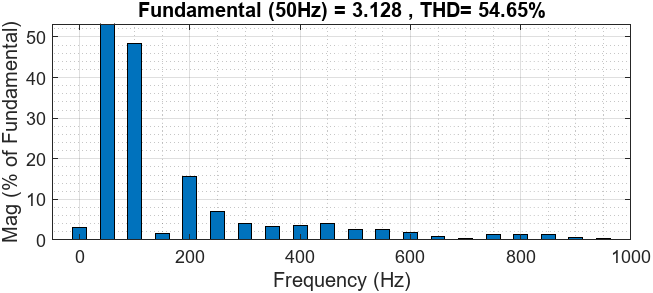
|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  |  |
|  |  |  |
|  |  |  |
|  |  |  |
| **شکل(8): نمودارهای کنترل پیش­بین پیوسته با np=40 و nc=20** | **شکل(9): نمودارهای کنترل پیش­بین پیوسته با استفاده از الگوریتم اجتماع ذرات**  **np=40 و nc=20** | **شکل(10): نمودارهای کنترل پیش­بین پیوسته با استفاده از توابع لاگر**  **np=40 و nc=20** |

جدول (2): نتایج شبیه­سازی­ها

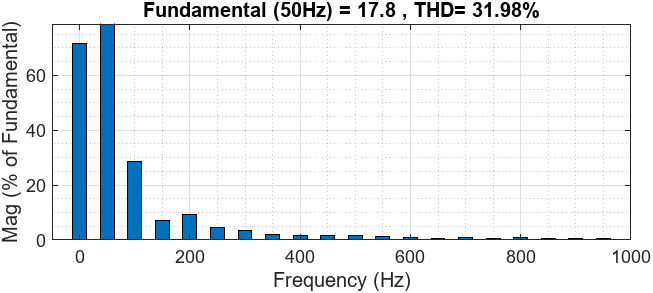
|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **مولفه­های آزمایش** | **زمان طی شده آزمایش**  **(دقیقه)** | | **اعوجاج هارمونیک کل**  **(درصد)** | | **ضربان گشتاور**  **(نیوتن متر)** | |
| **شرایط آزمایش** | **Np =4**  **Nc =1** | **Np =40**  **Nc =20** | **Np =4**  **Nc =1** | **Np =40**  **Nc =20** | **Np =4 Nc =1** | **Np =40**  **Nc =20** |
| **کنترل پیش­بین مبتنی بر مدل** | **25** | **240** | **23/41** | **65/54** | **25/0** | **35/0** |
| **کنترل پیش­بین مبتنی بر مدل با استفاده از الگوریتم اجتماع ذرات** | **20** | **230** | **51/29** | **98/31** | **78/0** | **9/0** |
| **کنترل پیش­بین مبتنی بر مدل با استفاده از تابع لاگر** | **7** | **12** | **37/10** | **87/20** | **33/0** | **40/0** |
| **سیستم کامپیوتر مورد استفاده** | Intel(R) Core(TM) i7-4600 CPU @2.10GHZ | | | | | |

|  |  |
| --- | --- |
|  |  |
|  |  |
|  |  |
|  |  |
|  |  |
| **شکل(12): نمودارهای کنترل پیش­بین پیوسته و با سیگنال**  مرجع سینوسی nc=20 و np=40 | **شکل(11): نمودارهای کنترل پیش­بین پیوسته با استفاده از توابع لاگر و با** سیگنال مرجع سینوسی nc=20 و np=40 |

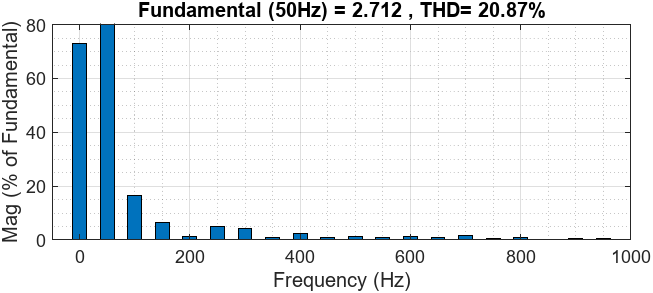
همچنین آزمایش فوق برای یک سیگنال مرجع سینوسی مورد شبیه سازی قرار گرفت که همانطور که در شکل­های (11) و (12) نشان داده شده است، سیگنال کنترلی به خوبی سیگنال مرجع را دنبال کرده است. نکته قابل توجه زمان اجرای دو روش کنترلی می­باشدکه زمان اجرای برنامه با روش کنترل پیش­بین با استفاده از توابع لاگر کاهش قابل توجهی داشته است.



**شکل(13): نمودار FFT و اعوجاج هارمونیک کلکنترل پیش­بین موتورBLDC باnp=40 و nc=20**



**شکل(14): نمودارFFT و اعوجاج هارمونیک کل کنترل پیش­بین موتور BLDC با استفاده الگوریتم اجتماع ذرات و np=40 و nc=20**



**شکل(15): نمودارFFT و اعوجاج هارمونیک کل کنترل پیش­بین موتور BLDC با استفاده از توابع لاگر و np=40 و nc=20**

درشکل­های (13)، (14) و (15) نمودارهای FFT و اعوجاج هارمونیک کل در روش 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 حاصل ردیابی از سیگنال موقعیت مرجع سینوسی می­باشد. نتایج فوق در جدول (2) ارائه شده است.

1. **جمع بندی و 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 شبيه­سازی نشان داد که به­طور کلی روش کنترل پيش­بين مبتنی بر توابع لاگر نسبت به روش کنترل پيش­بين عملكرد بهتری دارد، و در شرایط همسان کاهش زمان محاسبات در روش کنترل پيش­بين پيشنهادی بسیار مشهود است. این کاهش زمان محاسبات می­تواند در کاربردهایی که زمان انجام محاسبات، محدودیتی جدی به شمار می­آید، مورد استفاده قرار­گیرد. 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.

**مراجع**

[1] 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.

[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, Xinxiu, 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.

[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] Muralidhar, J. E., 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] 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.

[15] 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.

[16] 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 Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE). IEEE, 2021.

[17] 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

[18] 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

[19] 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.

]20[ پیمان­باقری، علی­خاکی­صدیق *"بررسی روش­های تنظیم پارامترهای کنترل­کننده­های پیش­بین و راهکارهای نوین تنظیم"* مجله­کنترلISSN 2008-8345،جلد8، شماره3، صفحه 6، پاییز1393

[21] 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.

**زیرنویس­ها**

1Brushless Direct Current (BLDC)

2Permanent Magnet DC (PMDC)

3back-EMF

4Model Predictive Control (MPC)

5Continuous Control Set MPC (CCS-MPC)

6Finite Control Set MPC (FCS-MPC)

7Space Vector Modulation (SVM)

8Euler

9 Multi inputs- Multi outputs (MIMO)

10Meta heuristic

11Particle Swarm Optimization (PSO)