

بهبود عملکرد کنترل سرعت موتور بدون سنسور جریان مستقیم بدون جاروبک با روش کنترل مدل پیش بین با مجموعه کنترلی محدود

فاطمه خراسانی^۱ علیرضا توکلی^۲

۱- گروه مهندسی برق، واحد اهواز، دانشگاه آزاد اسلامی، اهواز، ایران

fatemehkhorasani77@yahoo.com

۲- گروه مهندسی برق، واحد اهواز، دانشگاه آزاد اسلامی، اهواز، ایران (مسئول مکاتبات)

a.tavakoli@iauahvaz.ac.ir

چکیده: در این مقاله، کنترل مدل پیش بین با مجموعه کنترلی محدود در دو سرعت کم و زیاد برای کنترل موتور جریان مستقیم بدون جاروبک با گشتاور بار متغیر ارائه شده است. در روش کنترلی پیشنهادی با حذف سنسور مکانیکی و با استفاده از مشاهده گر مدلغزشی، به تخمین دقیق نیروی ضدمحرکه و همچنین سرعت و موقعیت موتور پرداخته می شود. سپس از طریق روش کنترل مدل پیش بین با مجموعه کنترلی محدود برای بهبود عملکرد کنترل سرعت و کاهش چترینگ، با کمینه سازی تابع هزینه رفتار آینده متغیرهای سیستم پیش بینی می شود. روش موردنظر به کمک نرم افزار متلب شبیه سازی می شود و سرعت خروجی و نیروی ضدمحرکه حاصل از روش کنترل مدل پیش بین با مجموعه کنترلی محدود با روش مشاهده گر مدلغزشی مقایسه می شود. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که روش کنترلی مورد استفاده سبب بهبود دقت همگرایی سرعت و کاهش خطای حالت ماندگار و نوسانات حالت مانا می شود.

واژه های کلیدی: کنترل مدل پیش بین با مجموعه کنترلی محدود، موتور جریان مستقیم بدون جاروبک، مشاهده گر مدلغزشی، نیروی ضدمحرکه، کنترل فازی

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.20.2.195

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۱۰/۲۲

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۰۹/۰۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۱۰/۲۳

نام نویسنده ی مسئول: دکتر علیرضا توکلی

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران - اهواز - فرهنگ شهر - دانشگاه آزاد اهواز - دانشکده ی برق

۱- مقدمه

موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبک به دلیل نسبت توان به جریان بالا و راندمان بالا، در طیف گسترده‌ای از کاربردها مانند وسایل نقلیه-الکتریکی، رباتیک، هوافضا، رایانه و محصولات خانگی استفاده می-شود [۱]. این موتورها در بیشتر موارد جایگزین موتورهای جریان مستقیم می‌شوند. کموتاتور موتورهای جریان مستقیم در این موتورها حذف شده و کموتاسیون جریان آن‌ها به شکل الکترونیکی انجام می‌گیرد. موتورهای BLDC مزیت‌های زیادی نسبت به موتورهای جریان مستقیم دارند که عبارتند از: پاسخ دینامیکی بالا، بازده و قابلیت اطمینان بالا، عمر طولانی (بدون فرسایش برس)، عملکرد بدون نویز و کاهش تداخل الکترومغناطیسی [۲].

برای کنترل موقعیت موتور BLDC، دانستن موقعیت روتور ضروری است. بنابراین در درایو با سرعت متغیر، زاویه موقعیت روتور با یک سنسور موقعیت روی شافت اندازه‌گیری می‌شود. اما، استفاده از سنسورهای الکترومکانیکی نه تنها هزینه و پیچیدگی سخت افزاری درایو را افزایش می‌دهد بلکه باعث کاهش استحکام و قابلیت اطمینان آن نیز می‌شود. از طرف دیگر، در طراحی موتور برای استفاده از قابلیت‌های سرعت بالای موتور، سعی بر آن است که طول محور روتور کوتاه باشد، در نتیجه تعبیه سنسور سرعت بر روی شافت موتور مشکل بوده و لذا وجود اینکودر بر روی شافت موتور باعث ایجاد محدودیت در سرعت‌های بالا می‌شود. بنابراین استفاده از سنسورهای وضعیت مکانیکی در کاربردهایی که از نظر فضا، محدود و غیرقابل دسترس بوده، و یا قیمت تمام شده مهم بوده و یا اینکه قابلیت بالای اطمینان سیستم موردنظر است، توصیه نمی‌شود [۳]. بنابراین برای جایگزینی آن‌ها به یک ساختار مکانیکی خاص نیاز است. بیشتر روش‌های کنترل بدون سنسور BLDC براساس نیروی ضد محرکه است. تخمین نیروی ضد محرکه برای تخمین موقعیت روتور و سرعت زاویه‌ای روتور استفاده می‌شود. روش‌های تخمین نیروی ضد محرکه در کنترل بدون سنسور موتور BLDC به کار برده شده‌اند. به عنوان مثال، فیلتر کالمن تعمیم-یافته، سیستم‌های تطبیقی مدل مرجع، مشاهده گر مدل‌غزشی. فیلتر کالمن تعمیم یافته مشاهده گری غیر خطی و بازگشتی بوده و به دلیل فیلتر عمیقی که برای حذف نویز فرکانس بالای نیروی ضد محرکه به کار برده می‌شود تغییر فاز شدیدی در سرعت رخ می‌دهد [۴، ۵]. روش MRAS ساده و همیشه پایدار است، اما عملکرد آن در محدوده سرعت پایین ضعیف است و نسبت به پارامترهای مدل حساس است [۶].

از روش مشاهده گر مدل‌غزشی که نسبت به تغییر پارامتر حساسیت کمی دارد می‌توان برای تخمین نیروی ضد محرکه دوزنقه‌ای فاز به فاز برای عملکرد بدون سنسور استفاده کرد. SMO یک مشاهده گر غیر-خطی بهره بالا است که در زمان محدود، توانایی رساندن مختصات خطای دینامیکی تخمینگر به صفر را دارد [۷]. SMO نسبت به نویزهای ورودی سیستم بسیار قوی است اما مشخص شده است که

ثبات مربوطه در سیستم‌هایی که نویز خروجی یا عدم قطعیت‌های ترکیبی را نشان می‌دهند، کاهش می‌یابد [۸]. بنابراین به منظور بهبود عملکرد کنترل و سرعت ردیابی خوب و کاهش نویز سرعت موتور BLDC، روش مدل کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود، پیشنهاد شده است. کنترل مدل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود، بر اساس بهینه‌سازی یک تابع هزینه با افق محدود به منظور کاهش محاسبات و کاهش زمان پردازش اطلاعات استفاده می‌شود. نحوه عملکرد این کنترل کننده بدین صورت است که در ابتدا، متغیرهای سیستم، اندازه‌گیری یا تخمین زده می‌شوند، سپس مدل سیستم با توجه به متغیر کنترل شده که می‌تواند جریان، ولتاژ، توان و غیره باشد، استخراج شده و گسسته‌سازی می‌شود. با گسسته‌سازی مدل سیستم و دانستن مقدار متغیرهای فعلی، می‌توان متغیرهای کنترل شده را در زمان‌های آینده پیش‌بینی کرد. سپس یک تابع هزینه که با توجه به رفتار مطلوب مورد نظر تعریف شده است، با مقادیر مرجع آن برای تمام وضعیت‌های ممکن مقایسه می‌شود و این فرایند در گام‌های نمونه‌برداری بعدی تکرار می‌شود [۹، ۱۰]. هدف این مقاله بهبود عملکرد کنترلی موتور بدون سنسور BLDC در سرعت کم و زیاد و در حالت گشتاور بار متغیر، با استفاده از روش FCS-MPC است. اثربخشی روش پیشنهادی از طریق شبیه‌سازی و مقایسه با روش SMO تطبیقی تایید می‌شود.

نوآوری انجام شده در این مقاله:

- استفاده از روش کنترل مدل پیش‌بین (FCS-MPC) در موتور BLDC
- بررسی عملکرد موتور در سرعت کم و زیاد
- بررسی عملکرد موتور در حالت گشتاور بار متغیر
- مقایسه نتایج عملکرد موتور با روش کنترل مدل‌غزشی

در ادامه در بخش ۲، مدل سیستم موتور BLDC و SMO تطبیقی در سرعت کم و زیاد بیان می‌شود. در بخش ۳ روابط روش FCS-MPC و تابع هزینه مطلوب بیان شده و در بخش ۴ ساختار کلی روش پیشنهادی ترسیم می‌گردد. در بخش ۵ نیز به نتایج شبیه‌سازی و مقایسه با SMO تطبیقی پرداخته شده است و نتیجه‌گیری روش پیشنهادی در بخش ۶ مقاله بیان می‌گردد.

۲- تشریح روابط و مدل‌سازی موتور BLDC بدون سنسور به روش FCS-MPC

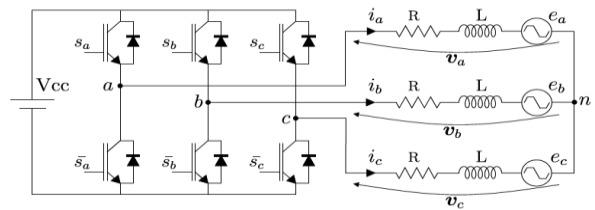
در این بخش به تشریح روابط موتور BLDC و SMO تطبیقی پرداخته می‌شود. سپس یک لایه مرزی برای بهبود عملکرد سرعت کم و زیاد، از طریق منطق فازی تنظیم می‌گردد و در انتهای بخش، روابط تخمین موقعیت و سرعت بیان شده است.

۱-۲- مدل ریاضی موتور BLDC

شکل ۱ مدار معادل موتور سه فاز BLDC را نشان می دهد. با فرض این که موتور: الف) سه فاز متقارن است؛ ب) موتور اشباع مغناطیسی نیست؛ ج) واکنش ارمیچر به اندازه کافی ضعیف است که نادیده گرفته شود. د) تغییر فاز به فاز نیروی ضدمحرکه بسیار کند است [۱۱]. مدل موتور BLDC را می توان به صورت زیر ساده کرد :

$$\begin{cases} \frac{d(I_a - I_b)}{dt} = -\frac{R}{L-M}(I_a - I_b) - \frac{1}{L-M}E_{ab} + \frac{1}{L-M}U_{ab} \\ \frac{d(I_b - I_c)}{dt} = -\frac{R}{L-M}(I_b - I_c) - \frac{1}{L-M}E_{bc} + \frac{1}{L-M}U_{bc} \\ \frac{dE_{ab}}{dt} = 0 \\ \frac{dE_{bc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (۱)$$

مقدار مقاومت های R هر سه سیم پیچ استاتور با هم برابر است و اندوکتانس خودی L و اندوکتانس متقابل M مقداری ثابت هستند. a, b, c به ترتیب فازهای روتور هستند. I_a, I_b, I_c جریان های فاز هستند، E_{ca}, E_{bc}, E_{ab} نیروی ضدمحرکه فاز به فاز و U_{ca}, U_{bc}, U_{ab} ولتاژ فاز به فاز هستند.



شکل (۱): ساختار مدار معادل موتور جریان مستقیم بدون جاروبک [۸] در شرایطی که E_{bc} و E_{ab} شناخته شده باشند، سومین نیروی ضدمحرکه را می توان به راحتی بدست آورد.

$$E_{ab} + E_{bc} + E_{ca} = 0 \quad (۲)$$

۲-۲- مدل ریاضی مشاهده گر مدلهای

از روی معادلات موتور می توان معادلات حالت را نوشت.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\alpha_1 x_1 - \alpha_2 \hat{x}_3 + \alpha_2 U_{ab} + \varepsilon_1 \sin(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{x}_2 = -\alpha_1 x_2 - \alpha_2 \hat{x}_4 + \alpha_2 U_{bc} + \varepsilon_2 \sin(x_2 - \hat{x}_2) \\ \dot{x}_3 = \varepsilon_3 \sin(x_3 - \hat{x}_3) \\ \dot{x}_4 = \varepsilon_4 \sin(x_4 - \hat{x}_4) \end{cases} \quad (۳)$$

ε_1 و ε_2 بهره های جریان هستند، و ε_3 و ε_4 بهره های نیروی ضدمحرکه و $\sin(0)$ نشان دهنده تابع مدلهای (یا تابع سوئیچینگ) است که معمولاً به صورت \sin یا تابع سیگموئید است [۱۱]. برای از بین بردن مشکل چترینگ بدون فیلتر پایین گذر، تابع \sin می تواند توسط یک تابع سیگموئید جایگزین شود، که عملکرد برآورد موقعیت روتور را با پاسخ سریع تر و دقت بالاتر بهبود می بخشد [۱۳]. تابع سیگموئید به صورت زیر توصیف می شود

$$\text{sigmoid}(s) = \frac{2}{1 + \exp(-\delta s)} - 1 \quad (۴)$$

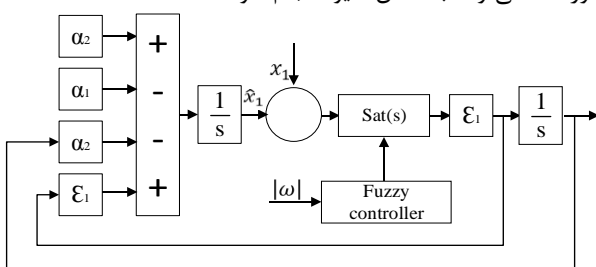
که δ یک پارامتر ثابت است که می تواند به صورت مصنوعی بر اساس وضعیت واقعی انتخاب شود. با این حال، از آنجا که عرض لایه مرزی ثابت است، عملکرد تابع سوئیچینگ سیگموئید موجب پاسخ های سریع و نوسانات حالت پایدار در سرعت بالا و خطای حالت پایدار در سرعت کم می شود. بدین ترتیب نمیتواند پاسخ سریع و دقت بالا را تضمین کند مگر اینکه پارامترها به صورت دستی به طور مرتب تنظیم شود. در SMO تطبیقی، برای از بین بردن مشکل چترینگ و عملکرد موتور در محدوده وسیع سرعت یک لایه انعطاف پذیر مرزی برای همگرایی و تطابق سریع و دقت بالا که از تابع سیگموئید برتر است، به عنوان تابع سطح مدلهای یا تابع سوئیچینگ استفاده می شود. تابع اشباع سینوسی می تواند به صورت زیر بیان شود :

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \text{sgn}(s) & |s| \geq \varphi \\ \sin(\theta s) & |s| < \varphi \end{cases} \quad (۵)$$

که $\theta = \frac{\pi}{2\varphi}$ و φ عرض لایه مرزی است که ناپایدار و قابل انطباق است [۱۴]. SMO تطبیقی با دامنه وسیع سرعت به صورت زیر طراحی می شود:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\alpha_1 x_1 - \alpha_2 \hat{x}_3 + \alpha_2 U_{ab} + \varepsilon_1 \sin(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{x}_2 = -\alpha_1 x_2 - \alpha_2 \hat{x}_4 + \alpha_2 U_{bc} + \varepsilon_2 \sin(x_2 - \hat{x}_2) \\ \dot{x}_3 = \varepsilon_3 \sin(x_3 - \hat{x}_3) \\ \dot{x}_4 = \varepsilon_4 \sin(x_4 - \hat{x}_4) \end{cases} \quad (۶)$$

که $\alpha_1 = \frac{1}{L-M}$ و $x_1 = I_a - I_b$ و $x_2 = I_b - I_c$ و بهره های جریان و ε_3 و ε_4 بهره های نیروی ضدمحرکه و \hat{x} نشان دهنده مقدار برآورد متغیر x است. بنابراین E_{ab}, E_{bc} و E_{ca} می تواند از طریق SMO تطبیقی بدون در نظر گرفتن سرعت متفاوت روتور بدست آید. شکل (۲) یک ساختار جزئی از SMO تطبیقی را نشان می دهد که هدف آن برآورد x_3 (یا E_{ab}) است. تابع اشباع سینوسی جدید به عنوان تابع سوئیچینگ معرفی شده است و کنترل کننده فازی برای تنظیم پهنای لایه مرزی مورد استفاده قرار می گیرد. واضح است که برآورد x_4 می تواند به همان شیوه انجام شود.

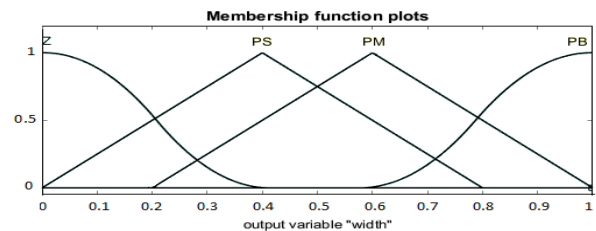
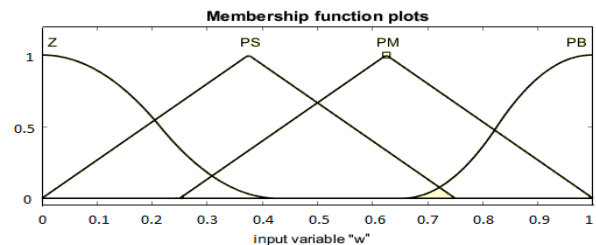


شکل (۲): ساختار مشاهده گر مدلهای تطبیقی

۲-۱-۲- ویژگی‌های مدل ریاضی کنترل کننده فازی برای

تنظیم لایه مرزی

یک لایه مرزی وسیع می‌تواند به طور موثر چترینگ را کاهش دهد، اما وقتی بیش از اندازه گسترده باشد فعالیت مشاهده‌گر را تضعیف می‌کند که ممکن است به پاسخ آهسته و دقت ضعیف منجر شود. در مقابل یک لایه مرزی کوچک باعث تقویت فعالیت مشاهده‌گر می‌شود اما اگر لایه مرزی خیلی ضعیف باشد، ممکن است شکاف جدی رخ دهد [۱۵]. بنابراین برای سرعت بالا، عرض لایه مرزی باید کوچکتر باشد تا بتواند پاسخ سریع و دقت بالایی را در همان زمان به دست دهد و در سرعت کم که پاسخ آهسته است عرض لایه مرزی باید نسبتاً بزرگ باشد تا اطمینان حاصل شود که دقت تخمینی بالا است [۱۶]. بنابراین عرض لایه مرزی متغیر φ توسط یک کنترل کننده فازی یک بعدی که می‌تواند φ را در زمان واقعی با توجه به سرعت روتور ω تنظیم کند، به صورت زیر است.



شکل (۳): توابع عضویت ω و φ

جدول (۱): قوانین فازی

$(IF) \omega $	ZE	PS	PM	PB
φ (THEN)	PB	PM	PS	ZE

۲-۳- تخمین موقعیت و سرعت

خروجی SMO تخمین فاز به فاز نیروی ضد محرکه را فراهم می‌کند و موقعیت ۶ قطب‌های روتور را می‌توان از خواص مثبت / منفی نیروی ضد محرکه فاز به فاز E_{ab} , E_{bc} , E_{ca} تخمین زد. موقعیت می‌تواند به ۶ فاصله مساوی تقسیم شود و هر یک از آنها به ترتیب در جدول (۲) نشان داده شده‌اند.

جدول (۲): تخمین موقعیت

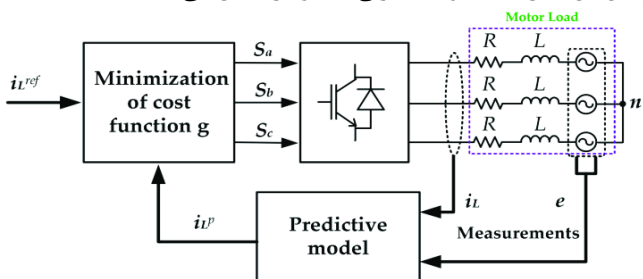
حالت‌ها	موقعیت	نیروی ضد محرکه (BACK-EMF)
I	$0 \sim \frac{\pi}{3}$	$E_{ab} \geq 0, E_{bc} \geq 0, E_{ca} > 0$
II	$\frac{\pi}{3} \sim \frac{2\pi}{3}$	$E_{ab} \leq 0, E_{bc} > 0, E_{ca} \leq 0$
III	$\frac{2\pi}{3} \sim \pi$	$E_{ab} < 0, E_{bc} \geq 0, E_{ca} \geq 0$
IV	$\pi \sim \frac{4\pi}{3}$	$E_{ab} \leq 0, E_{bc} \leq 0, E_{ca} > 0$
V	$\frac{4\pi}{3} \sim \frac{5\pi}{3}$	$E_{ab} \geq 0, E_{bc} < 0, E_{ca} \geq 0$
VI	$\frac{5\pi}{3} \sim 2\pi$	$E_{ab} \geq 0, E_{bc} < 0, E_{ca} < 0$

بر اساس تخمین نیروی ضد محرکه، سرعت روتور ω می‌تواند از طریق رابطه زیر حاصل شود که K_{EMF} ضریب ثابت نیروی ضد محرکه است [۱۷].

$$\omega = \frac{E_{\max}(\text{phase} - \text{to} - \text{phase})}{2K_{EMF}} \quad (7)$$

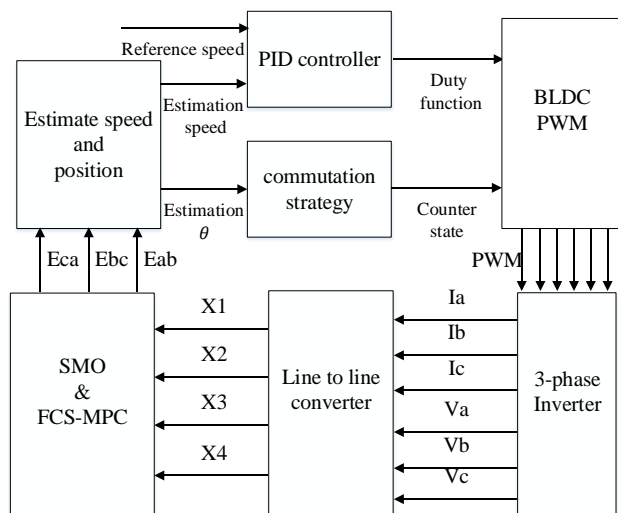
۳- مدلسازی مدل کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود (FCS-MPC)

کنترل مدل پیش‌بین یکی از روش‌های کنترل پیشرفته است که در سال‌های اخیر کاربردهای بسیار زیادی پیدا کرده‌است. در کنترل مدل پیش‌بین وظیفه مدل، پیش‌بینی رفتار آینده سیستم است و کنترل کننده براساس پیش‌بینی انجام شده و بهینه‌سازی تابع هدف سیگنال کنترلی مناسب را به هدف اعمال می‌کند. در نتیجه هدف تعریف تابع هزینه و کمینه سازی آن است. شکل زیر به طور واضح، ساختار کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه کنترلی محدود را نشان می‌دهد [۱۸].



شکل (۴): ساختار FCS-MPC [۱۹]

توان اکتیو و راکتیو موتور، متغیرهای کنترلی هستند که رفتار آنها باید برای زمان گسسته $k+1$ پیش‌بینی شود. تابع هدف روش کنترل پیش‌بین به منظور کنترل سرعت موتور، اختلاف بین توان اکتیو و راکتیو ورودی مرجع با توان اکتیو و راکتیو خروجی می‌باشد. با توجه به توان‌های پیش‌بینی شده واقعی موتور، MPC سیگنال کنترلی مناسب را با بهینه کردن تابع هدف و با در نظر گرفتن قیود مختلف تولید می‌کند. در کنترل کننده MPC توان‌های مرجع ورودی با توان واقعی موتور مقایسه شده و دستور آتش با توجه به سیگنال تولیدشده توسط این کنترل کننده به اینورتر داده می‌شود و اینورتر، ولتاژهای



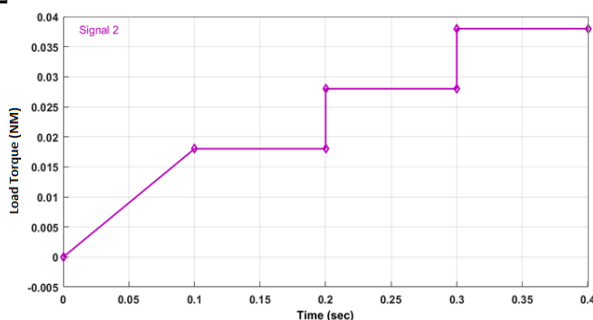
شکل (۵): شماتیک نهایی سیستم

پارامترهای لازم برای شبیه سازی در جدول زیر بیان شده است.

جدول (۳): پارامترهای موتور جریان مستقیم بدون جاروبک

پارامترها	مقادیر
توان نامی	۵۵W
ولتاژ نامی	۲۴V
تعداد قطبها	۶
مقاومت فاز به فاز	۰,۴ Ω
اندوکتانس خودی	۰,۶۳ mH
اندوکتانس متقابل	۰,۰۳ mH
اینرسی موتور	۰,۰۰۰۴۸ Kg·m ²
نیروی ضدحرکه	۰,۰۰۲۷۱ V/rpm
ثابت گشتاور	۰,۰۳۵۵ Nm/A
گشتاور نامی	۰,۱۲۵ Nm
سرعت نامی	(۴۰۰±۴۰۰) rpm

بخشی از گشتاور اعمالی به سیستم به صورت شیب دار (رَمپ) [۲۰] و بخش دیگر به صورت پله ای [۲۱] به موتور اعمال می گردد تا تاثیر تغییرات گشتاور بر خروجی مشاهده و تحلیل گردد.



شکل (۶): گشتاور بار متغیر

مناسب جهت اعمال به موتور را با کمک منبع ولتاژ DC که به آن وصل است، تولید می کند و این پروسه همچنان ادامه می یابد تا اهداف کنترلی برآورده شود. توان های ظاهری و اکتیو و راکتیو طبق روابط زیر محاسبه می شوند.

$$S = P + jQ$$

$$P = \sqrt{3}U_{ab}I_a \cos \varphi, P_m = \omega T_L, \xrightarrow[\omega=c\tau]{if} P = P_m \quad (۸)$$

$$Q = \sqrt{3}U_{ab}I_a \sin \varphi$$

در کنترل مدل پیش بین حالت مطلوب زمانی رخ می دهد که $P = P_m = S$ و $Q = 0$ باشد یا به عبارت دیگر $\cos \varphi = 1$ و $\sin \varphi = 0$ باشد. بنابراین می توان تابع هزینه را به صورت زیر نوشت.

$$J = \sum_{i=K+1}^{K+N} \left(6U_{ab}(i)^2 I_a(i)^2 \right) [1 - \cos \varphi_i] \quad (۹)$$

برای کمینه سازی تابع هدف باید مطابق رابطه (۱۰) مشتقات جزئی آن نسبت به پارامترهای قابل کنترل یعنی ولتاژ و جریان و φ را محاسبه و برابر صفر قرار داد.

$$\begin{cases} \frac{\partial J}{\partial U_{ab}(i)} = (12U_{ab}(i)I_a(i)^2)[1 - \cos \varphi_i] = 0 \\ \frac{\partial J}{\partial I_a(i)} = (12U_{ab}(i)^2 I_a(i))[1 - \cos \varphi_i] = 0 \\ \frac{\partial J}{\partial \varphi_i} = (6U_{ab}(i)^2 I_a(i)^2)[1 + \sin \varphi_i] = 0 \end{cases} \quad (۱۰)$$

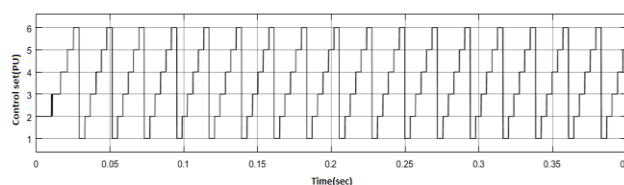
مقادیری که منجر به صفر شدن معادلات رابطه (۱۰) شوند، باید به کنترلر اعمال شوند یعنی سیستم کنترل باید ولتاژ و جریان و φ را در این مقادیر کنترل کند.

۴- ساختار کلی روش پیشنهادی

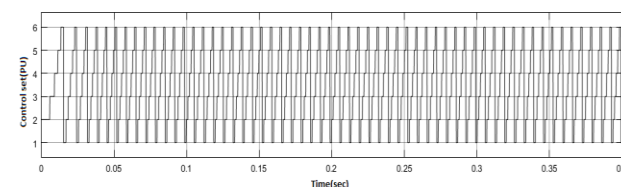
شماتیک نهایی برای سیستم مورد نظر به صورت شکل (۵) است. از طریق اینورتر سه فاز ولتاژ و جریان فاز به ولتاژ و جریان خط تبدیل و به بلوک مشاهده گر مدلغزشی اعمال می گردد. در بلوک مشاهده گر مدلغزشی برای عملکرد موتور در دو سرعت ۹۰۰ و ۳۰۰۰ دور بر دقیقه، لایه مرزی از طریق روابط فازی طراحی شده است و روابط معادله حالت بر اساس روابط موتور ترسیم می گردد و از این طریق نیروی ضدحرکه بدست می آید. روش FCS-MPC نیز بر اساس مقادیر جریان ورودی، از طریق روابط تابع هزینه و کمینه سازی آن، رفتار آینده سیستم را پیش بینی می کند. با اعمال به بلوک تخمین گر سرعت و موقعیت به تخمین سرعت و تخمین موقعیت پرداخته شد و پس از آن پالس خروجی به ورودی اینورتر فیدبک داده می شود.

۵- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش خروجی‌های حاصل از شبیه‌سازی با استفاده از روش کنترل مدل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود که شامل تخمین نیروی ضدمحرکه، موقعیت روتور و سرعت است، در دو سرعت کم و زیاد (۹۰۰ و ۳۰۰۰ دور بر دقیقه) در حالت گشتاور متغیر بررسی می‌شود و نتایج حاصل از دو روش کنترل مدل پیش‌بین و مدلزشی با هم مقایسه می‌شود. برای درک بهتر، خروجی بلوک موتور جریان مستقیم بدون جاروبک در سیمولینک متلب و خروجی‌های شبیه‌سازی روی یک شکل نمایش داده می‌شوند. بهره‌های جریان $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 600$ و بهره‌های نیروی ضدمحرکه $\varepsilon_3 = \varepsilon_4 = -15000$ هستند.



(الف)

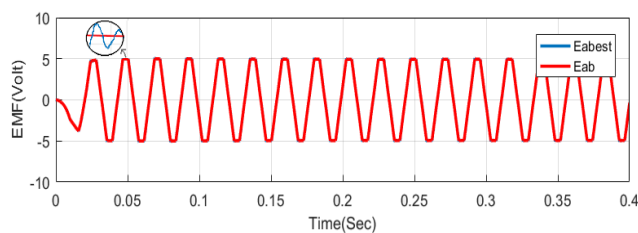


(ب)

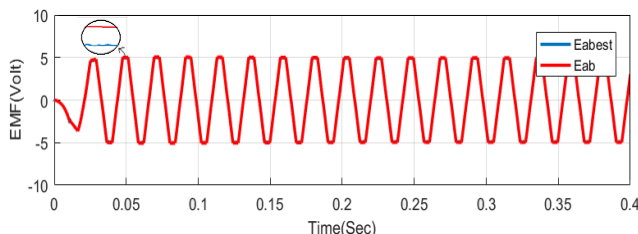
شکل (۷): موقعیت تخمینی روتور (الف) سرعت ۹۰۰rpm (ب) سرعت ۳۰۰۰rpm

شکل ۷ موقعیت تخمینی روتور را برای دو روش مشاهده‌گر مدلزشی (SMO) و کنترل مدل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود (FCS-MPC) نشان می‌دهد. موقعیت روتور را می‌توان از مثبت و منفی بودن نیروی ضدمحرکه فاز به فاز تخمین زد (جدول ۲). بنابراین چون علامت نیروی ضدمحرکه در دو روش تغییری نمی‌کند، هر دو شکل خروجی تخمین موقعیت یکسان هستند و با افزایش سرعت، تخمین ۶ قطب در بازه زمانی کوچک‌تری رخ می‌دهد.

شکل‌های (۸) و (۹) به ترتیب تخمین نیروی ضدمحرکه در سرعت ۹۰۰ و ۳۰۰۰ دور در دقیقه را برای دو روش مشاهده‌گر مدلزشی و کنترل مدل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود را نشان می‌دهند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، نیروی ضدمحرکه تخمین زده‌شده $E_{ab_{est}}$ ، نیروی ضدمحرکه مرجع را به خوبی دنبال می‌کند، اما با توجه به قسمت بزرگنمایی شده، مشاهده می‌شود که نویز و اختلالات در روش کنترل مدل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود کمتر از روش مشاهده‌گر مدلزشی است. همچنین، تغییرات نیروی ضدمحرکه مستقل از تغییرات گشتاور موتور است و همچنین مشاهده می‌شود که با افزایش دور موتور از ۹۰۰ به ۳۰۰۰ دور در دقیقه نوسانات اندکی افزایش یافته است.

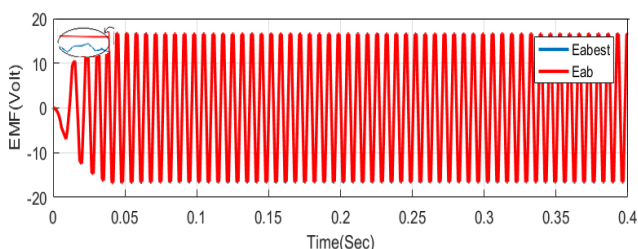


(الف)

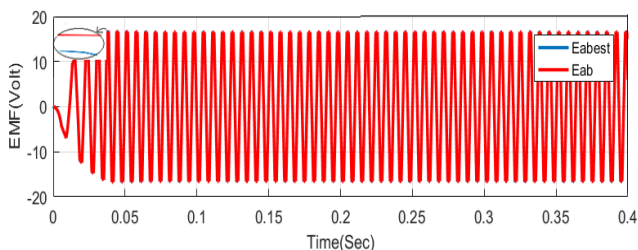


(ب)

شکل (۸): تخمین نیروی ضدمحرکه در سرعت ۹۰۰rpm (الف) روش SMO (ب) روش FCS-MPC



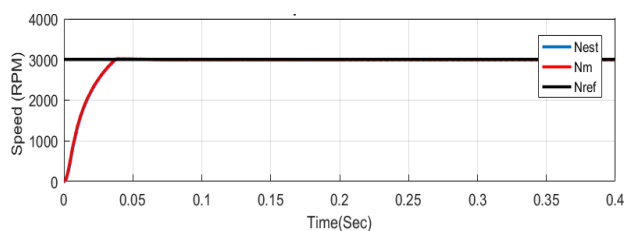
(الف)



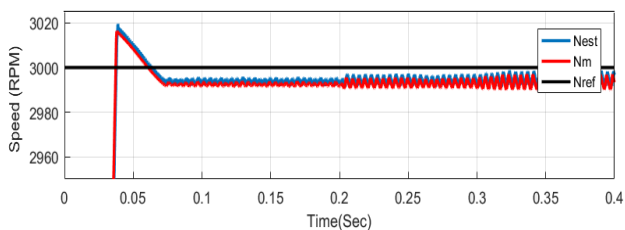
(ب)

شکل (۹): تخمین نیروی ضدمحرکه در سرعت ۳۰۰۰rpm (الف) روش SMO (ب) روش FCS-MPC

در شکل‌های (۱۰) و (۱۱) به ترتیب سرعت تخمین زده ۹۰۰ و ۳۰۰۰ دور بر دقیقه برای دو روش کنترلی نشان داده شده است. سرعت خروجی در روش کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود به خوبی سرعت خروجی موتور را دنبال می‌کند، در حالی که در روش مدلزشی نوسانات زیادی وجود دارد و در زمانی که تغییرات گشتاور به صورت پله‌ای است افت سرعت موتور و نوسانات بخصوص در روش مدلزشی بیشتر است. در ۳۰۰۰ دور در دقیقه به دلیل افزایش سرعت موتور میزان نوسانات نسبت به ۹۰۰ دور در دقیقه کمی افزایش یافته است.



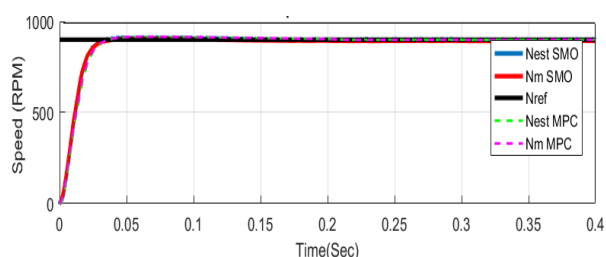
(ج)



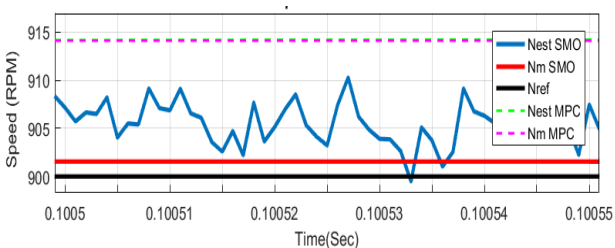
(د)

شکل (۱۱): سرعت تخمینی ۳۰۰۰rpm موتور الف) روش SMO ب) نمای نزدیک آن ج) روش FCS-MPC د) نمای نزدیک آن

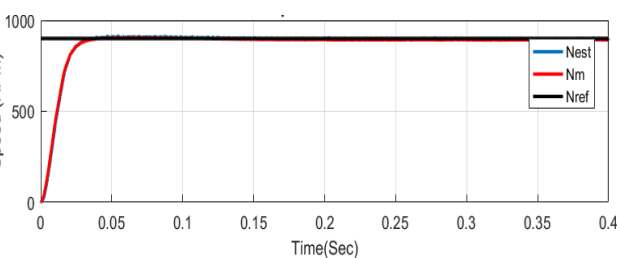
در شکل (۱۲-ب) خطای سرعت در سرعت ۹۰۰ دور در دقیقه در دو روش روی یک شکل نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود بیش‌ترین خطای سرعت در حالت مدل‌گزینی نسبت به سرعت مرجع حول مقدار ۱۰ و در روش مدل کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود ۱۵ است. اما خطای سرعت تخمینی در روش کنترل پیش‌بین نسبت به سرعت حاصل از بلوک سیمولینک موتور جریان مستقیم بدون جاروبک نزدیک به صفر است و خطای سرعت در روش مدل‌گزینی نسبت به سرعت حاصل از بلوک سیمولینک موتور جریان مستقیم بدون جاروبک ۵ است.



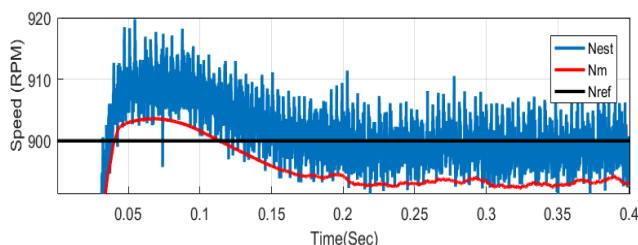
(ف)



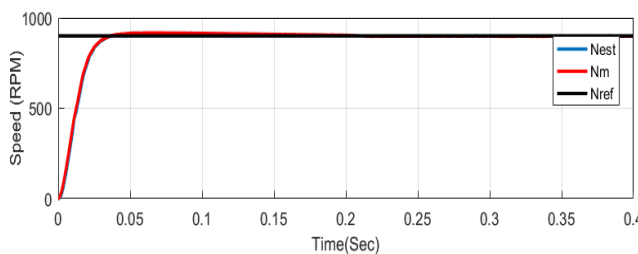
(ب)



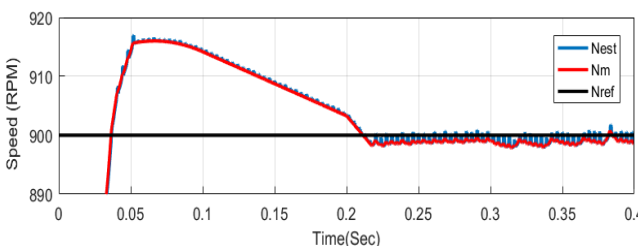
(الف)



(ب)

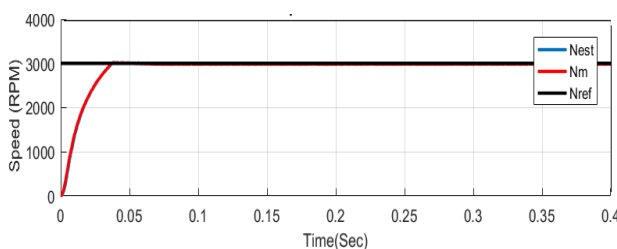


(ج)

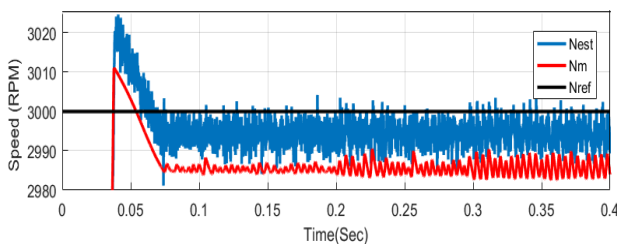


(د)

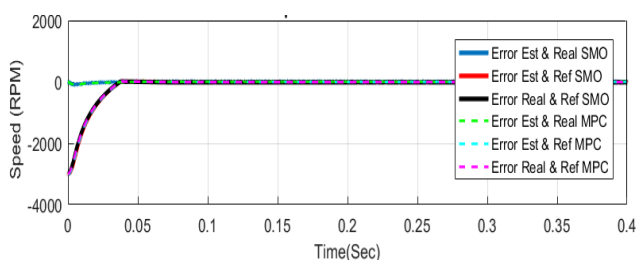
شکل (۱۰): سرعت تخمینی موتور ۹۰۰rpm الف) روش SMO ب) نمای نزدیک آن ج) روش FCS-MPC د) نمای نزدیک آن



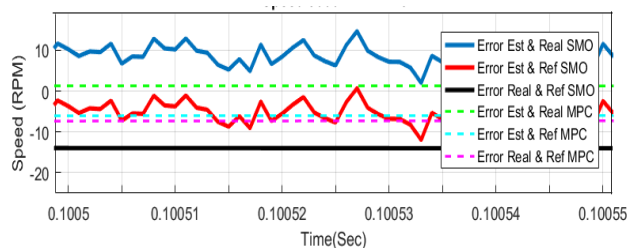
(الف)



(ب)

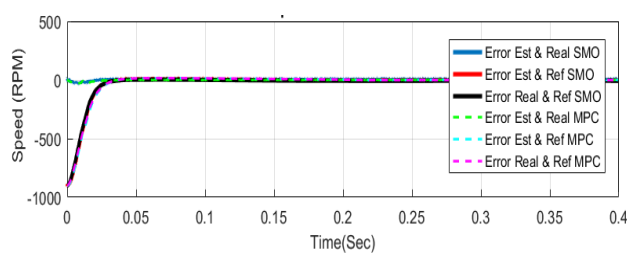


(ج)

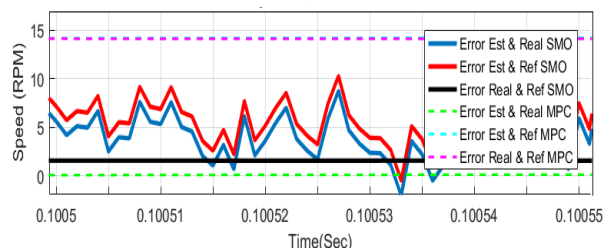


(د)

شکل (۱۳): الف) سرعت موتور در دو روش SMO و FCS-MPC در سرعت ۳۰۰۰rpm (ب) نمای نزدیک آن (ج) خطای سرعت تخمینی موتور در دو روش SMO و FCS-MPC (د) نمای نزدیک آن



(ج)



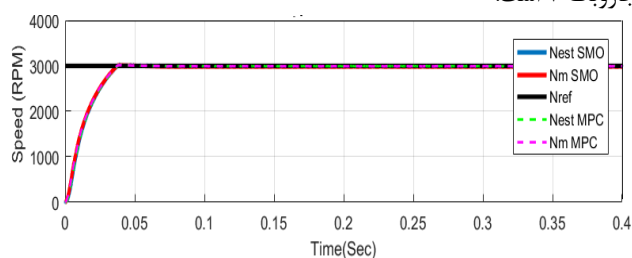
(د)

شکل (۱۲): الف) سرعت موتور در دو روش SMO و FCS-MPC در سرعت ۹۰۰rpm (ب) نمای نزدیک آن (ج) خطای سرعت تخمینی موتور در دو روش SMO و FCS-MPC (د) نمای نزدیک آن

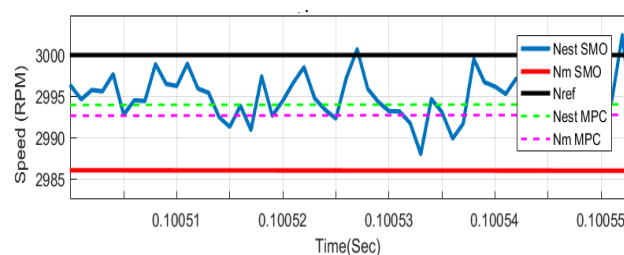
۶- نتیجه گیری

در این مقاله، با حذف سنسور مکانیکی و با استفاده از مشاهده گر مدلغزشی به تخمین نیروی ضد محرکه و موقعیت پرداخته شد و روش FCS-MPC به منظور بهبود عملکرد کنترلی و کاهش نویز خروجی سرعت، مورد استفاده قرار گرفت. گشتاور بار متغیر در این شبیه سازی برای ۰/۴ ثانیه صورت گرفت. نتایج نشان می دهند که کاهش گشتاور بار تاثیر زیادی بر سرعت موتور نداشته اما افزایش گشتاور باعث افت سرعت موتور شده است. همچنین تغییر گشتاور بار اثر محسوسی بر روی نیروی ضد محرکه نداشته و نوساناتی که در منحنی مشاهده می شود، مستقل از گشتاور بار است و افت سرعت موتور و تغییرات و نوسانات نیروی ضد محرکه به هنگام تغییرات گشتاور بار، نرم تر و کمتر شده و در هر حال تثبیت حدودی دور موتور با دقت ۰/۹۹ (حتی در دور ۳۰۰۰ RPM) صورت گرفته است. همانطور که مشاهده می شود، در روش MPC همگرایی سرعت به مقدار نهایی، کمی دیرتر اما با دقت بالاتر (نزدیک تر به رفرنس) و با نوسان کمتر رخ داده است. این مطلب در مورد تغییرات EMF نیز صادق است. کمی دیرتر شدن همگرایی به علت نیاز به تخمین و پیش بینی است اما بهبود دقت همگرایی و کاهش خطای حالت ماندگار، نشان می دهد پاسخ مناسبی از کنترل کننده دریافت شده است. همانطور که در نتایج شبیه سازی مشاهده می شود، با افزایش سرعت موتور، سرعت تخمین و همگرایی نیز بهبود یافته اما نوسانات اندکی افزایش یافته است. در مقایسه کنترل کننده های MPC و SMO نیز می توان گفت، MPC منجر به بهبود همگرایی و کاهش خطای حالت ماندگار و نوسانات مانا می شود.

در شکل (۱۳-ب) نیز خطای سرعت در سرعت ۳۰۰۰ دور در دقیقه در دو روش روی یک شکل نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می شود خطای سرعت در حالت مدلغزشی نسبت به سرعت مرجع حول مقدار ۱۲ در نوسان است و خطای سرعت در روش مدل کنترل پیش بین با مجموعه کنترلی محدود نسبت به سرعت مرجع ۵ است. با توجه به شکل خطای سرعت تخمینی در روش کنترل پیش بین نسبت به سرعت حاصل از بلوک سیمولینک موتور جریان مستقیم بدون جاروبک نزدیک به ۱۲ است و خطای سرعت در روش مدلغزشی نسبت به سرعت حاصل از بلوک سیمولینک موتور جریان مستقیم بدون جاروبک ۲ است.



(الف)



(ب)

مراجع

- sensorless control of a brushless DC motor ", Control Engineering Practice, Vol 77, pp 52-62, 2018.
- [15] Cheema, M.A., Fletcher, J.E., Xiao, D., Rahman, F., " Sensorless control of linear permanent magnet synchronous motors using a combined sliding mode adaptive observer ", Energy conversion congress and exposition (ECCE), IEEE, pp. 4491-4498, 2014.
- [16] Kim, H., Son, J., Lee, J., " A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 4069-4077, Sept. 2011.
- [17] Hicham, F., Mohamed, D., Abdellatif, R., Pierre, B., " Sliding mode observer for position and speed estimations in brushless DC motor (BLDCM)", IEEE International Conference on Industrial Technology, IEEE ICIT '04., Hammamet, Tunisia, Vol. 1, pp. 121-126, 2004.
- [18] سید سجاد رضوی، سید مجید اسماعیلزاده، "طراحی کنترل کننده پیش بین سیستم بویلر-توربین"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، دوره ۱۳، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۵.
- [19] Singh, V., Tripathi, R., Hanamoto, T., " HIL co-simulation of finite set-model predictive control using FPGA for a three-phase VSI system ", Energies, vol 11, 2018.
- [20] Fathy, A., Guerrero, J., Endemaño, E., " Control Strategies for Induction Motors in Railway Traction Applications ", Energies, vol 13, 2020.
- [21] Archela, A., Toginho, D., Melo, L., " Torque Control of a DC Motor with a State Space Estimator and Kalman Filter Applied in Electrical Vehicles", IEEE Industry Applications (INDUSCON), pp. 763-769, 2018.
- [1] Aghashabani, M., Milimonfared, J., Kashefi Kaviani, A., Aashabani, M., " A Neural Network-PSO Based Control for Brushless DC Motors for Minimizing Commutation Torque Ripple ", Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 7, No. 2, 2010.
- [2] Gamazo-Real, J., Vazquez, E., Gomez-Gil, J., " Position and speed control of brushless DC motors using sensorless techniques and application trends ", Sensors (Basel, Switzerland), Vol. 10, pp 6901-47, 2010.
- [3] Parasiliti, F., Petrella, R., Tursini, M., " Sensorless speed control of a PM synchronous motor based on sliding mode observer and extended Kalman filter ", Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting, Chicago, IL, USA, pp. 533-540 vol.1, 2001.
- [4] سیدحمید شاه عالمی، حمزه خاندوزی، "کنترل سرعت بدون حسگر محرکه SPIM با تخمین بهنگام مقاومت روتور با استفاده از الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، دوره ۱۷، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۹.
- [5] علی موحدی تبار، محمد منفرد، "طراحی کنترل کننده دو حلقه ای برای فیلتر فعال تک فاز موازی بدون سنسور با خروجی LCL با در نظر گرفتن تاخیر محاسبات و مدولاسیون"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، دوره ۱۴، شماره ۱، بهار ۱۳۹۶.
- [6] رضا همتی، حمیدرضا کوفی گر، محمد عطایی، "کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع بهبود یافته نرمالیزه شده برای UPFC"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، دوره ۱۲، شماره ۱، بهار ۱۳۹۴.
- [7] Girija, P. K., Prince, A., " Robustness evaluation of SMO in sensorless control of BLDC motor under DTC scheme ", International Conference on Power Signals Control and Computations (EPSCICON), Thrissur, pp. 1-6, 2014.
- [8] Aguilar-López, A., Maya-Yescas, R., " State estimation for nonlinear systems under model uncertainties: A class of sliding-mode observers ", Journal of Process Control, vol 15, pp 363-370, 2005.
- [9] Perez, P., Garcia, C., " Reduced switching frequency operation of power converters using virtual model based MPC ", IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), Valparaiso, pp. 27-31, 2015.
- [10] Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann, U., Rodriguez, J., " Model Predictive Control-A Simple and Powerful Method to Control Power Converters ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1826-1838, June 2009.
- [11] Fakham, H., Djemai, M., Busawon, K., " Design and practical implementation of a back-EMF sliding-mode observer for a brushless DC motor ", Electric Power Applications, IET. Vol 2, pp 353-361, 2008.
- [12] Castro, H., Andrade-pereira, C., Rodrigues, C., " Finite Control-Set Predictive Power Control of BLDC Drive for Torque Ripple Reduction", IEEE Latin America Transactions, vol. 16, no 4, pp. 1128-1135, April 2018.
- [13] Lin, S., Zhang, W., " An adaptive sliding-mode observer with a tangent functionbased PLL structure for position sensorless PMSM drives ", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol 88, pp. 63-74, 2017.
- [14] Gan, M., Zhang, M., Chun, Y., Chen, J., " An adaptive sliding mode observer over wide speed range for