



Computational Intelligence in Electrical Engineering
Vol. 15, No. 2, 2024
pp. 69-84
Research Paper

Reduced Torque Ripple and Improved Efficiency of the Six-Phase Induction Motor Drive Based on the Model Predictive Torque Control Method

Saheb Abdali¹, Esmail Zarezadeh^{*2}, Majid Zarie, Rohollah Rohanifar

Center for Studies and Research of the Army Air Defense Force, Tehran, Iran
Department of Electrical Engineering, Khatam-al-Anbia University, Tehran, Iran
Department of Electrical Engineering, Khatam-al-Anbia University, Tehran, Iran
Department of Electrical Engineering, Khatam-al-Anbia University, Tehran, Iran

Abstract:

It is essential to implement a high-performance drive control system in a six-phase induction motor (6PIM) to benefit from the advantages of reduced torque ripple, reduced harmonic current, reduced current amplitude per phase, and improved reliability. In this regard, two control schemes based on the model predictive torque control (MPTC) method are proposed in this paper. In addition, a fuzzy logic controller (FLC) is used in the speed control loop. Furthermore, in the first control scheme, during each switching period, a combination of an active switching vector and a null switching vector is applied to the inverter; so that the duty cycle of the active switching vector is optimally calculated. In the second control scheme, a virtual voltage (VV) vector composed of a large switching vector and a relatively large switching vector with certain duty cycles is applied to the 6PIM so that related switching vectors' effects in the x-y subspace which models the motor losses lead to zero. The proposed methods are evaluated by simulation using the MATLAB/Simulink software. The results prove the effectiveness of the presented methods. The advantages of the first method consist of fully exploiting the DC link voltage and reducing the torque ripple. In addition, the advantages of the second method include reducing the current ripple and improving efficiency.

Keywords: Six-Phase Induction Motor, Model Predictive Torque Control, Optimal Duty Cycle Control, Virtual Voltage Vectors.



This is an open access article under the CC BY-NC-ND/4.0/ License (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).



<https://doi.org/10.22108/ISEE.2024.138897.1644>

کاهش ریپل گشتاور و افزایش بازدهی درایو موتور القایی شش فاز مبتنی بر روش کنترل

پیش‌بین مدل گشتاور

صاحب‌الدالی^۱، اسماعیل زارع‌زاده^{۲*}، مجید زارعی^۳، روح‌الله روحانی‌فر^۴

۱- مرکز مطالعات و تحقیقات نیروی پدافند هوایی ارتش، تهران، ایران

sahebabdali75@gmail.com

۲- استادیار، دپارتمان مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء (ص)، تهران، ایران

zarezadeh1399@gmail.com

۳- استادیار، دپارتمان مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء (ص)، تهران، ایران

majidzarie@yahoo.com

۴- دپارتمان مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء (ص)، تهران، ایران

rohanifar.rohollah@gmail.com

چکیده: به‌کارگیری سیستم کنترل محرکه کارآمد در موتورهای القایی شش‌فاز با هدف بهره‌مندی از مزایایی مانند کاهش ریپل گشتاور، کاهش هارمونیک جریان، کاهش دامنه جریان در هر فاز و بهبود قابلیت اطمینان بسیار اهمیت دارد. در این راستا، دو طرح کنترلی مبتنی بر روش کنترل پیش‌بین مدل گشتاور در این مقاله پیشنهاد می‌شود. در هر دو طرح گفته‌شده، از کنترل‌کننده مبتنی بر منطق فازی در حلقه کنترل سرعت بهره گرفته می‌شود. همچنین، در طرح کنترل اول، در هر دوره کلیدزنی، ترکیبی شامل یک بردار کلیدزنی فعال و یک بردار کلیدزنی غیرفعال به اینورتر اعمال می‌شود؛ به طوری که زمان وظیفه اعمال بردار کلیدزنی فعال به طور بهینه تعیین می‌شود. در طرح کنترل دوم، در هر دوره کلیدزنی، یک بردار ولتاژ مجازی متشکل از یک بردار کلیدزنی بزرگ و یک بردار کلیدزنی نسبتاً بزرگ با زمان‌های وظیفه مشخص به صورتی به موتور اعمال می‌شود که اثر بردارهای کلیدزنی در زیرفضای مدل‌کننده تلفات برابر صفر شود. عملکرد طرح‌های پیشنهادی با شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار MATLAB/Simulink ارزیابی می‌شود. نتایج، کارایی روش‌های پیشنهادی را اثبات می‌کند. استفاده مؤثر از ولتاژ لینک DC و کاهش ریپل گشتاور از مزایای روش اول و کاهش مؤثر ریپل جریان و بهبود بازدهی موتور مزایای روش دوم هستند.

واژه‌های کلیدی: بردارهای ولتاژ مجازی، کنترل پیش‌بین مدل گشتاور، کنترل زمان وظیفه بهینه، موتور القایی شش‌فاز.

۱- مقدمه

به انواع دیگر موتورهای الکتریکی، بیشتر کاربرد دارند. با در نظر گرفتن این موضوع که استفاده از مکانیسم تغییر سرعت، متناسب با نیازهای بار، موجب بهبود کارایی موتورهای القایی می‌شود [۱-۲]، طرح‌های پیشرفته کنترلی مبتنی بر درایوهای سرعت متغیر AC به عنوان راهکاری مؤثر در افزایش بازدهی صنایع مختلف مورد توجه هستند. از طرف دیگر، تأمین توان الکتریکی در این درایوها با استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت انجام می‌شود؛ در نتیجه، تعداد فاز موتورهای الکتریکی به عنوان عامل محدودکننده به

موتورهای القایی با داشتن مزایایی مانند قابلیت اطمینان زیاد، هزینه نگهداری کم و استحکام مکانیکی زیاد، نسبت

^۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۰۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۴/۲۰

نام نویسنده مسئول: اسماعیل زارع‌زاده

نشانی نویسنده مسئول: ایران، تهران، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء (ص)، دپارتمان مهندسی برق

سپس، با بهینه‌سازی یک تابع هزینه وزن‌دار شامل خطای شار و گشتاور، بهترین بردار کلیدزنی حاصل می‌شود. با توجه به اهمیت مکانیسم تخمین در طرح کنترل پیش‌بین مدل برای موتور القایی شش‌فاز، مرجع [۵] تخمین‌گری جدید را پیشنهاد داده است که می‌تواند اثر اغتشاش و تغییر اندازه پارامترها را در نظر بگیرد و در نتیجه، طرح کنترل کارآمدی را فراهم کند. در مرجع [۶]، از ایده بردارهای مجازی برای بهبود کنترل محرکه در موتورهای القایی شش‌فاز بهره برده شده است که این امر سبب بهبود کنترل ولتاژ و کاهش هارمونیک‌های جریان می‌شود. در مرجع [۷]، یک طرح کنترل پیش‌بین مدل با در نظر گرفتن محدودیت‌های پایداری برای موتور القایی شش‌فاز ارائه شده است. با استفاده از این طرح می‌توان فرکانس و در نتیجه تلفات کلیدزنی را کاهش داد. در مرجع [۸]، یک تخمین‌گر مبتنی بر فیلتر کالمن توسعه‌یافته پیشنهاد شده است که عملکرد کنترل محرکه برای موتور القایی شش‌فاز را بهبود می‌دهد. در مرجع [۹]، به جای ترکیب دو بردار ولتاژ برای ساخت بردارهای مجازی در هر دوره کلیدزنی، از ترکیب سه بردار ولتاژ بهره برده می‌شود. به علاوه، دوره زمانی بهینه برای اعمال این بردارها به صورت آنالین محاسبه می‌شود و توالی اعمال بردارهای کلیدزنی به صورت هوشمند اعمال خواهد شد؛ به صورتی که علاوه بر کاهش تلفات کلیدزنی، هارمونیک جریان و ریپل گشتاور نیز کاهش یابند.

این پژوهش بر ارائه طرح‌های کنترل مبتنی بر روش MPTC تمرکز دارد. ریپل زیاد گشتاور در این روش در حالت ماندگار مشکلی است که بسیاری از پژوهشگران در حال مطالعه بر روی اصلاح آن هستند؛ اما بیشتر روش‌های کاهش ریپل گشتاور به موتورهای القایی سه‌فاز محدود می‌شوند و طرح‌هایی اندک در زمینه کاهش ریپل گشتاور در روش MPTC برای کنترل محرکه‌های القایی شش‌فاز وجود دارند. در این راستا، دو طرح کنترلی پیشنهاد می‌شوند:

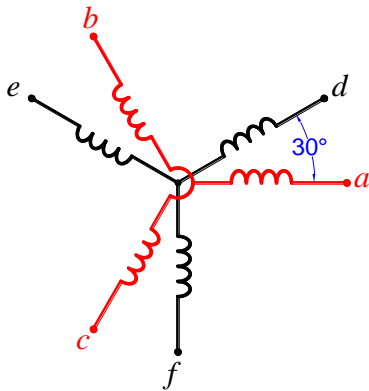
- در طرح پیشنهادی کنترل اول، برای استفاده از تمامی ظرفیت لینک DC، ترکیبی از یک بردار کلیدزنی بزرگ^۲ یا یک بردار کلیدزنی نسبتاً بزرگ^۴ به عنوان بردار

شمار نمی‌رود؛ به عبارت دیگر، چنانچه محرکه القایی با اینورتر تغذیه شود، دیگر این محدودیت وجود ندارد که تعداد فازها حتماً ثابت و برابر ۳ باشد. با توجه به این نکته، موتورهای الکتریکی چندفازه (بیشتر از سه‌فاز) که با درایوهای سرعت متغیر AC تغذیه و کنترل می‌شوند؛ به عنوان یک محرکه الکتریکی کارآمد و با قابلیت اطمینان زیاد توجه پژوهشگرانی زیاد را جلب کرده‌اند.

در میان موتورهای القایی چندفازه، موتورهای شش‌فاز با فراهم کردن مصالحه‌ای بین سطح پیچیدگی و قابلیت اطمینان زیاد، جایگاهی ویژه دارند. به علاوه، شباهت ساختار موتورهای شش‌فاز به موتورهای سه‌فاز تعمیم روش‌های کنترلی پیشرفته‌ای را که برای موتورهای سه‌فاز به‌خوبی توسعه پیدا کرده‌اند، برای آن‌ها امکان‌پذیر می‌کند. با توجه به این موضوع و همچنین، در نظر گرفتن پیچیدگی ساختار موتورهای چندفازه و تیز صنعت به درایوهای صنعتی بهتر از نظر پاسخ دینامیکی و کمترین تأثیرپذیری از عدم قطعیت پارامترها و سادگی الگوریتم، ضرورت بهبود عملکرد درایو سرعت متغیر در محرکه‌های شش‌فاز بیش از پیش احساس می‌شود.

روش کنترل پیش‌بین مدل گشتاور (MPTC)^۱ یکی از این طرح‌های ممتاز به شمار می‌رود. در مقایسه با روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC)^۲ مرسوم، روش MPTC به دلیل یکپارچه‌سازی مستقیم مدل سیستم با حالت‌های کلیدزنی اینورتر، همواره در انتخاب بهترین بردار ولتاژ دقیق‌تر و مؤثرتر عمل می‌کند [۴-۳]. به طور کلی، روش‌های مختلف کنترل گشتاور مبتنی بر فقط یک بردار ولتاژ به دلیل ایده ساده و پاسخ دینامیکی سریع، به صورت گسترده در مراجع علمی معتبر مورد توجه قرار دارند؛ اما بهبود عملکرد حالت ماندگار این روش‌ها کماکان چالشی جدی به حساب می‌آید که به عنوان یک ضرورت برای انجام اصلاحات در نظر گرفته می‌شود.

در روش MPTC، معمولاً در ابتدا شار استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی در دوره آتی نمونه‌برداری به‌ازای تمامی حالت‌های کلیدزنی مدنظر برای اینورتر با استفاده از روابط دینامیکی حاکم بر موتور القایی محاسبه می‌شوند.



شکل (۱): سیم پیچ استاتور موتور القایی شش فاز نامتقارن

بر اساس تکنیک جداسازی فضایی برداری، اگر ماتریس تبدیل رابطه (۱) به متغیرهای شش فاز موتور (شامل ولتاژها و جریان‌ها) اعمال شود، دو زیرفضای متعامد مجزا حاصل می‌شوند که بیانگر صفحات فعال و تلفات موتور هستند.

$$[T_s] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(4\gamma) & \cos(5\gamma) & \cos(8\gamma) & \cos(9\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(4\gamma) & \sin(5\gamma) & \sin(8\gamma) & \sin(9\gamma) \\ 1 & \cos(5\gamma) & \cos(8\gamma) & \cos(\gamma) & \cos(4\gamma) & \cos(9\gamma) \\ 0 & \sin(5\gamma) & \sin(8\gamma) & \sin(\gamma) & \sin(4\gamma) & \sin(9\gamma) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

که در آن، $\gamma = \pi/6$ است. ارتباط بین متغیرهای اصلی مربوط به هر فاز و متغیرهای جدید در قاب انتقال، با به‌کارگیری رابطه (۱)، به صورت روابط (۲) تا (۹) خواهد بود ($p = d/dt$):

$$v_{as} = r_s i_{as} + p\psi_{as} \quad (2)$$

$$v_{\beta s} = r_s i_{\beta s} + p\psi_{\beta s} \quad (3)$$

$$v_{xs} = r_s i_{xs} + p\psi_{xs} \quad (4)$$

$$v_{ys} = r_s i_{ys} + p\psi_{ys} \quad (5)$$

$$0 = v_{ar} = r_r i_{ar} + \omega_r \psi_{\beta r} + p\psi_{ar} \quad (6)$$

$$0 = v_{\beta r} = r_r i_{\beta r} - \omega_r \psi_{ar} - p\psi_{\beta r} \quad (7)$$

$$v_{xr} = r_r i_{xr} + p\psi_{xr} \quad (8)$$

$$v_{yr} = r_r i_{yr} + p\psi_{yr} \quad (9)$$

در این روابط، نمادهای v ، i ، ψ و r به ترتیب به متغیرهای ولتاژ، جریان، شار و مقاومت مربوط هستند. اندیس‌های "a" و "β" به ترتیب به متغیرهای مربوط در راستای محورهای α و β در زیرفضای $\alpha - \beta$ اشاره دارند. اندیس‌های "x" و "y" نیز به ترتیب به متغیرهای

فعال و یک بردار کلیدزنی غیرفعال برای اعمال به اینورتر در هر دوره کلیدزنی مدنظر قرار می‌گیرد؛ به طوری که دوره وظیفه بردار کلیدزنی فعال به طور بهینه تنظیم می‌شود. به علاوه، از کنترل‌کننده منطق فازی در حلقه کنترل سرعت آن بهره برده می‌شود. مزیت اصلی این طرح کاهش مؤثر ریبیل گشتاور و در نتیجه، کم شدن تنش‌های مکانیکی واردشده بر موتور است.

- در طرح کنترل دوم، ترکیب ایده بردارهای ولتاژ مجازی^۵ با کنترل‌کننده مبتنی بر منطق فازی در حلقه کنترل سرعت پیشنهاد می‌شود. مزایای این طرح عبارت‌اند از کاهش ریبیل جریان و حذف اثرات منفی بردارهای کلیدزنی در صفحه $x - y$ که مدل‌کننده تلفات هسته است؛ در نتیجه، بازدهی سیستم کنترل بهبود می‌یابد.

ساختار این مقاله در ادامه به این شرح است: در بخش دوم، مدل‌سازی دینامیکی موتور القایی شش فاز با استفاده از نظریه VSD بررسی می‌شود. در بخش سوم، ساختار طرح MPTC تشریح می‌شود. سپس، در بخش‌های چهارم و پنجم، به ترتیب، روش‌های کنترل محرکه پیشنهادی اول و دوم طرح‌ریزی می‌شوند. در بخش ششم، عملکرد روش‌های پیشنهادی ارزیابی می‌شود. در نهایت، در بخش هفتم، دستاوردهای این مقاله جمع‌بندی می‌شوند.

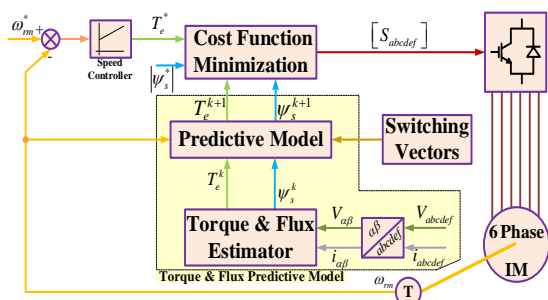
۲- مدل‌سازی موتور القایی شش فاز

موتور القایی شش فاز در بیشتر موارد از شش سیم‌پیچ توزیع‌شده در محیط استاتور تشکیل شده است که هر فاز آن از یک طرف به یک ساق از اینورتر منبع ولتاژ شش‌فاز و از طرف دیگر به نقطه نوترال ایزوله متصل می‌شود. شکل (۱) سیم‌پیچی استاتور در موتور القایی شش‌فاز با آرایش نامتقارن را نشان می‌دهد که از دو مجموعه سه‌فاز با آرایش ستاره و دو نقطه نوترال ایزوله و مجزا از هم تشکیل شده است. زاویه الکتریکی بین سیم‌پیچ‌های فضایی توزیع‌شده استاتور برابر ۳۰ درجه است. به طور متداول، مدار روتور از نوع قفسه‌سنجابی است؛ زیرا ساختاری مستحکم و ارزان‌تر دارد.

۳- طرح ریزی روش MPTC

نمای کلی روش کنترل پیش بین مدل گشتاور برای موتور القایی شش فاز در شکل (۲) نشان داده شده است. این سیستم از قسمت های زیر تشکیل می شود:

- کنترل کننده سرعت
- مدل پیش بین شار و گشتاور الکترومغناطیسی
- بهینه سازی تابع هزینه
- بردارهای کلیدزنی



شکل (۲): نمای کلی طرح متداول MPTC

در بیشتر طرح های کنترلی برای روش MPTC، از یک حلقه کنترل بیرونی و یک حلقه کنترل درونی بهره برده می شود. حلقه کنترل بیرونی به تنظیم سرعت مربوط است و به طور متداول، از کنترل کننده تناسبی - انتگرالی (PI) در ساختار آن استفاده می شود. حلقه درونی برای اجرای مکانیسم پیش بین استفاده می شود؛ به همین منظور، از یک مدل گسسته برای پیش بینی رفتار آینده ماشین استفاده می شود که به آن مدل پیش بین گفته می شود و در آن مقادیر شار و گشتاور الکترومغناطیسی برای دوره های کلیدزنی بعدی محاسبه می شوند؛ بنابراین، از تخمین گر شار و استاتور نیز بهره برده می شود.

در حلقه بیرونی کنترل سرعت در سیستم کنترل محرکه پیشنهادی در این پژوهش، سرعت موتور اندازه گیری و به عنوان سیگنال پیش خور با سرعت مرجع مقایسه می شود؛ سپس، خطای سرعت تخمینی و مرجع از کنترل کننده سرعت با ضرایب تنظیم شده عبور داده می شود تا مرجع گشتاور حاصل شود. از طرف دیگر، مقدار مرجع شار نیز به عنوان ورودی دیگر به سیستم کنترلی اعمال می شود. سپس،

مربوط در راستای محورهای x و y در زیرفضای $x-y$ اشاره دارند. همچنین، اندیس های " r " و " s " به ترتیب به متغیرهای مربوط به استاتور و روتور اشاره دارند. به علاوه، ω_r سرعت روتور است. برای محاسبه شارهای پیوندی، از روابط (۱۰) تا (۱۷) استفاده می شود:

$$\psi_{as} = (L_{ls} + L_m)i_{as} + L_m i_{ar} \quad (10)$$

$$\psi_{\beta s} = (L_{ls} + L_m)i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad (11)$$

$$\psi_{xs} = L_{ls} i_{xs} \quad (12)$$

$$\psi_{ys} = L_{ls} i_{ys} \quad (13)$$

$$\psi_{ar} = (L_{lr} + L_m)i_{ar} + L_m i_{as} \quad (14)$$

$$\psi_{\beta r} = (L_{lr} + L_m)i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \quad (15)$$

$$\psi_{xr} = L_{lr} i_{xr} \quad (16)$$

$$\psi_{yr} = L_{lr} i_{yr} \quad (17)$$

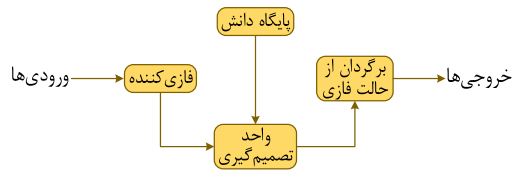
در این روابط، نماد L به اندازه اندوکتانس مربوط است. همچنین، اندیس های " r " و " s " به ترتیب به اندوکتانس های پراکنده و خودی اشاره دارند. به علاوه، $L_m = 3L_{ms}$ است. صورت های تبدیل یافته معادله گشتاور الکترومغناطیسی و رابطه مکانیکی حرکت روتور نیز روابط (۱۸) و (۱۹) هستند:

$$T_e = 3PL_{ms} [i_{as}i_{\beta r} - i_{ar}i_{\beta s}] \quad (18)$$

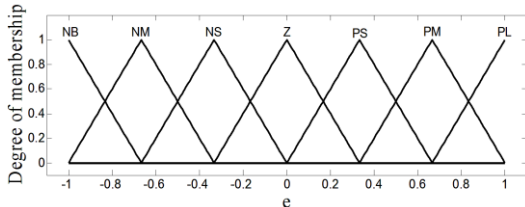
$$T_e - T_L = \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} \quad (19)$$

در این روابط، J ممان اینرسی، P تعداد جفت قطب ها، T_e گشتاور الکترومغناطیسی و T_L گشتاور بار است.

اختلاف بین مدل ماشین شش فاز با مدل سه فاز در حضور مجموعه اجزای $x-y$ اضافی است که هارمونیک های نگاهت شونده به آن تولیدکننده تلفات هستند؛ یعنی اگرچه این مجموعه شار و گشتاور تولید نمی کند، تلفاتی اضافه را در مدل ماشین نشان می دهد. واضح است، به دلیل حضور متغیرهای زیرفضای متعامد $x-y$ در ماشین شش فاز، درجات آزادی این نوع موتور نسبت به موتور سه فاز بیشتر است و در نتیجه، به منظور کنترل بهینه موتور شش فاز استفاده می شوند.



شکل (۳): کنترل‌کننده مبتنی بر منطق فازی



شکل (۴): تابع عضویت برای خطا و مشتق خطا در FLC

جدول (۱) مجموعه قواعد فازی را نشان می‌دهد. در این جدول، e و ce به ترتیب بیانگر خطا و مشتق خطا هستند. هفت تابع عضویت برای خطا و مشتق خطا به عنوان ورودی و هفت تابع عضویت برای گشتاور مرجع موتور به عنوان خروجی تعریف شده‌اند؛ بنابراین، در مجموع، ۴۹ قاعده فازی به دست می‌آیند. علائم اختصاری دیگری که در این جدول استفاده شده‌اند عبارت‌اند از:

- NB: Negative Big
- NM: Negative Medium
- NS: Negative Small
- Z: Zero
- PS: Positive Small
- PM: Positive Medium
- PB: Positive Big

جدول (۱): مجموعه قواعد فازی

| ce | e | | | | | | |
|------|-----|----|----|----|----|----|----|
| | NB | NM | NS | Z | PS | PM | PB |
| NB | NB | NB | NB | NB | NM | NS | Z |
| NM | NB | NB | NB | NM | NS | Z | PS |
| NS | NB | NB | NM | NS | Z | PS | PM |
| Z | NB | NM | NS | Z | PS | PM | PB |
| PS | NM | NS | Z | PS | PM | PB | PB |
| PM | NS | Z | PS | PM | PB | PB | PB |
| PB | Z | PS | PM | PB | PB | PB | PB |

۲-۳- مدل پیش‌بین شار و گشتاور

در روش MPTC، ابتدا باید به‌ازای تمامی حالت‌های ممکن برای اینورتر منبع ولتاژ، مقدار شار استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی در گام $k+1$ پیش‌بینی شوند که این

مقادیر شار و گشتاور الکترومغناطیسی در گام $k+1$ به‌ازای تمامی حالت‌های کلیدزنی محاسبه می‌شوند. در مرحله بعد، با بهینه‌سازی یک تابع هزینه مناسب مبتنی بر خطای شار و گشتاور، بهترین بردار ولتاژ برای اعمال به اینورتر حاصل می‌شود. در اینجا، تابع هزینه مجموع خطاهای شار و گشتاور پیش‌بینی شده نسبت به شار و گشتاور مرجع است. آن حالتی از کلیدزنی که تابع هزینه را کمینه می‌کند، به عنوان حالت بهینه کلیدزنی در گام کنترل مربوط استخراج و به اینورتر اعمال می‌شود. این فرآیند در هر گام کنترل ادامه می‌یابد. در ادامه این بخش، قسمت‌های مختلف روش MPTC تبیین می‌شوند.

۱-۳- کنترل‌کننده سرعت

در حلقه کنترل سرعت، به طور متداول از کنترل‌کننده PI استفاده می‌شود؛ اما کنترل‌کننده‌های PI با بهره ثابت ممکن است نتوانند در شرایط عملکردی متفاوت گشتاور مرجع را به درستی تولید کنند؛ به همین دلیل، در این پژوهش پیشنهاد می‌شود از کنترل‌کننده مبتنی بر منطق فازی^۶ (FLC) به عنوان جایگزینی مناسب برای کنترل‌کننده‌های PI مرسوم بهره برده شود.

منطق فازی راهکاری مؤثر برای قاعده‌مند کردن دانش بشری است. هر سیستم کنترل مبتنی بر منطق فازی از دانش افراد خبره بهره می‌برد. این طرح کنترل برای سیستم‌هایی که دینامیکی پیچیده دارند و همچنین سیستم‌های غیرخطی، عملکردی مطلوب را ارائه می‌دهد [۱۰-۱۲]. ساختار سیستم کنترل فازی به‌کارگرفته‌شده در این پژوهش در شکل (۳) نشان داده شده است. ورودی سیستم فازی مقدار خطای سرعت و همچنین مشتق این خطا و خروجی سیستم فازی مقدار گشتاور مرجع موتور القایی است. متغیرهای ورودی با طیفی از توابع عضویت مشخص می‌شوند. توابع عضویت نرمال‌شده برای خطا و مشتق خطای کنترل‌کننده فازی به طور یکسان و مشابه شکل (۴) هستند.

گشتاور طراحی می‌شود. تمام کمیت‌های مرتبه k -ام با تخمین‌گر شار و گشتاور به دست می‌آیند.

۳-۳- بهینه‌سازی تابع هزینه

برای پیدا کردن بهترین بردار ولتاژ در هر دوره نمونه‌برداری، باید یک تابع هزینه مناسب مبتنی بر خطای شار و گشتاور مرجع نسبت به شار و گشتاور پیش‌بینی شده بهینه شود. در حالت کلی، امکان در نظر گرفتن ملاحظاتی دیگر مانند کنترل ضریب توان نیز در تابع هزینه وجود دارد؛ ولی توجه به این نکته نیز ضرورت دارد که مبدل الکترونیک قدرت باید توانایی اجرای ملاحظات در نظر گرفته شده در تابع هزینه را داشته باشد. برای اینورتر دوسطی، معمولاً تابع هزینه به صورت رابطه (۳۰) تعیین می‌شود:

$$g = |T_e^{ref} - T_e^{k+1}| + K_\psi |\psi_s^{ref} - \psi_s^{k+1}| \quad (30)$$

که در آن، g تابع هزینه است. همچنین، K_ψ ضریب وزنی برای شار استاتور و اندیس "ref" به مقدار مرجع برای متغیر مربوط اشاره دارد. بردار کلیدزنی با کمترین مقدار g انتخاب و سپس، به اینورتر اعمال می‌شود.

۳-۴- بردارهای کلیدزنی

برای یک اینورتر دوسطی شش‌فاز متصل به یک موتور القایی شش‌فاز، در مجموع ۶۴ حالت کلیدزنی (۶۴=۲^۶) وجود دارند. حالت‌های کلیدزنی به صورت باینری $[s_a \ s_b \ s_c \ s_d \ s_e \ s_f]$ تعریف می‌شوند؛ به طوری که s_i (i=a,b,...,f) سیگنال‌هایی هستند که وضعیت روشن یا خاموش بودن کلیدهای بالایی اینورتر را نشان می‌دهند؛ عدد صفر بیانگر خاموش بودن کلید بالا و در نتیجه، روشن بودن کلید پایین است. عدد یک نیز روشن بودن کلید بالا و خاموش بودن کلید پایین هر ساق را نشان می‌دهد.

بردارهای ولتاژ شش‌فاز برای هر حالت کلیدزنی اینورتر به دو بردار ولتاژ (با استفاده از تبدیل ۶ به ۲) در صفحه‌های $\alpha-\beta$ و $x-y$ تبدیل می‌شوند که اولی بیانگر صفحه کلیدزنی فعال و دومی بیانگر صفحه تلفات

محاسبات در واحد پیش‌بین شار و گشتاور انجام می‌شوند و برای طراحی آن‌ها از معادلات ولتاژ استاتور و روتور در قالب مرجع ساکن استفاده می‌شود. با بسط دادن روابط (۲) تا (۹) و مرتب‌سازی آن‌ها، بردارهای شار استاتور و شار روتور به صورت روابط (۲۰) تا (۲۳) بازنویسی می‌شوند:

$$\frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} = -r_s \sigma \psi_{\alpha s} + r_s \sigma \frac{L_m}{L_r} \psi_{\alpha r} + v_{\alpha s} \quad (20)$$

$$\frac{d\psi_{\beta s}}{dt} = -r_s \sigma \psi_{\beta s} + r_s \sigma \frac{L_m}{L_r} \psi_{\beta r} + v_{\beta s} \quad (21)$$

$$\frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} = r_r \sigma \frac{L_m}{L_r} \psi_{\alpha s} - r_r \sigma \frac{L_s}{L_r} \psi_{\alpha r} + \omega_r \psi_{\beta r} \quad (22)$$

$$\frac{d\psi_{\beta r}}{dt} = r_r \sigma \frac{L_m}{L_r} \psi_{\beta s} - r_r \sigma \frac{L_s}{L_r} \psi_{\beta r} - \omega_r \psi_{\alpha r} \quad (23)$$

برای پیش‌بینی گشتاور و شار استاتور، از اعمال روش گسسته‌سازی اویلر مستقیم به روابط (۲۰) تا (۲۳) استفاده می‌شود. برای پیش‌بینی شارهای استاتور و روتور حاصل، می‌توان نوشت:

$$\psi_{\alpha s}^{k+1} = (1 - T_s r_s \sigma) \psi_{\alpha s}^k + T_s r_s \sigma \frac{L_m}{L_r} \psi_{\alpha r}^k + T_s v_{\alpha s}^k \quad (24)$$

$$\psi_{\beta s}^{k+1} = (1 - T_s r_s \sigma) \psi_{\beta s}^k + T_s r_s \sigma \frac{L_m}{L_r} \psi_{\beta r}^k + T_s v_{\beta s}^k \quad (25)$$

$$\psi_{\alpha r}^{k+1} = r_r T_s \sigma \frac{L_m}{L_r} \psi_{\alpha s}^k + \left(1 - r_r T_s \sigma \frac{L_s}{L_r}\right) \psi_{\alpha r}^k + \omega_r \psi_{\beta r}^k \quad (26)$$

$$\psi_{\beta r}^{k+1} = r_r T_s \sigma \frac{L_m}{L_r} \psi_{\beta s}^k + \left(1 - r_r T_s \sigma \frac{L_s}{L_r}\right) \psi_{\beta r}^k - \omega_r \psi_{\alpha r}^k \quad (27)$$

در این روابط، T_s زمان نمونه‌برداری و $\sigma = L_r / (L_s L_r - L_m^2)$ است. همچنین، اندیس‌های "k" و "k+1" به ترتیب به متغیرهای مربوط در لحظات k و $k+1$ اشاره دارند. اندازه شار استاتور برابر است با:

$$|\psi_s^{k+1}| = \sqrt{(\psi_{\alpha s}^{k+1})^2 + (\psi_{\beta s}^{k+1})^2} \quad (28)$$

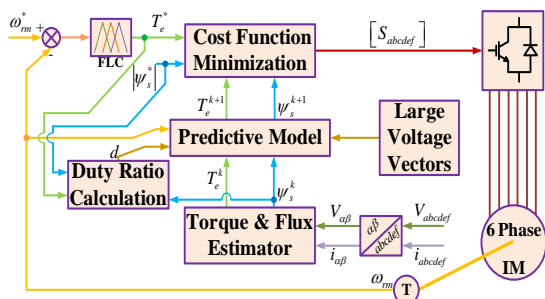
گشتاور پیش‌بینی شده نیز با استفاده از رابطه (۲۹) حاصل می‌شود:

$$T_e^{k+1} = 3P\sigma \frac{L_m}{L_r} (\psi_{\alpha r}^{k+1} \psi_{\beta s}^{k+1} - \psi_{\beta r}^{k+1} \psi_{\alpha s}^{k+1}) \quad (29)$$

با کمک روابط (۲۴) تا (۲۹)، واحد پیش‌بین شار و

۴- روش پیشنهادی اول مبتنی بر اعمال بردارهای کلیدزنی با دوره وظیفه بهینه

شکل (۷) نمودار کلی روش پیشنهادی اول را نشان می‌دهد که بیشتر واحدهای آن در بخش‌های قبلی با ارائه روابط ریاضی تشریح شده‌اند. همچنین، روندنمای این طرح پیشنهادی در شکل (۸) ارائه شده است. در روش MPTC مرسوم، در کل دوره زمانی کنترل، بردار ولتاژ منتخب از کمینه‌سازی تابع هزینه به موتور اعمال می‌شود و برای رسیدن به عملکرد مطلوب، فرکانس نمونه‌برداری باید حتماً

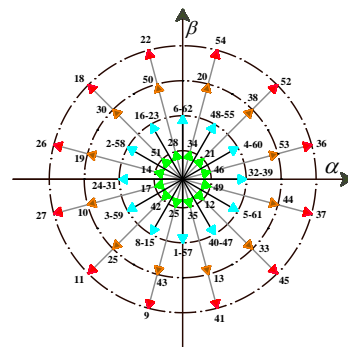


شکل (۷): روش MPTC مبتنی بر اعمال بردارهای کلیدزنی با دوره وظیفه بهینه

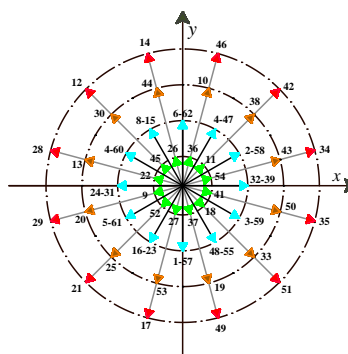
زیاد باشد؛ در غیر این صورت، عملکرد حالت ماندگار مناسبی حاصل نخواهد شد. اگر دوره کلیدزنی به دو قسمت برای یک بردار ولتاژ فعال و یک بردار ولتاژ صفر تقسیم شود، کارایی روش کنترل پیش‌بین مدل گشتاور به طریقی چشمگیر بهبود می‌یابد و ریبیل آن کم می‌شود؛ با وجود این، بردار ولتاژ فعال ابتدا از طریق روش MPTC مرسوم تعیین می‌شود و سپس، مدت زمان اعمال بردار ولتاژ فعال بر اساس هدف کنترلی مدنظر طراح از جمله کاهش ریبیل گشتاور تعیین می‌شود؛ به بیان دیگر، یک بار تابع هزینه برای تعیین بردار ولتاژ فعال تعیین می‌شود و سپس، مدت زمان اعمال آن نیز مشخص می‌شود؛ به همین منظور، از رابطه (۳۱) استفاده می‌شود:

$$d = \left| \frac{E_T}{C_T} \right| + \left| \frac{E_\psi}{C_\psi} \right| = \left| \frac{T_e^* - T_0}{C_T} \right| + \left| \frac{\psi_e^* - \psi_0}{C_\psi} \right| \quad (31)$$

است. سپس، دو بردار ولتاژ حاصل شده در فضای دو محوری ترسیم می‌شوند. دو صفحه بردار اینورتر که با روش گفته شده به دست می‌آیند، به همراه حالت‌های کلیدزنی مجاز اینورتر در شکل‌های (۵) و (۶) نشان داده شده‌اند. بردارهای کلیدزنی، برحسب دامنه در شکل‌های بالا که به ترتیب به صفحات $\alpha - \beta$ و $x - y$ مربوط هستند، به پنج دسته صفر، کوچک، متوسط، نسبتاً بزرگ و بزرگ تقسیم‌بندی می‌شوند و دوگان یکدیگر هستند؛ به صورتی که بردارهای نسبتاً بزرگ در صفحه $\alpha - \beta$ متناظر با بردارهای نسبتاً بزرگ در صفحه $x - y$ ، بردارهای متوسط در صفحه $\alpha - \beta$ متناظر با بردارهای متوسط در صفحه $x - y$ ، بردارهای کوچک در صفحه $\alpha - \beta$ متناظر با بردارهای کوچک در صفحه $x - y$ و به طور مشابه، بردارهای بزرگ در صفحه $\alpha - \beta$ متناظر با بردارهای کوچک در صفحه $x - y$ هستند.



شکل (۵): بردارهای کلیدزنی در صفحه $\alpha - \beta$



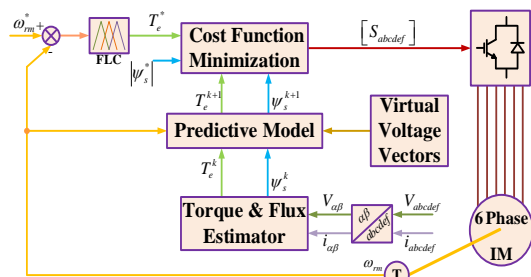
شکل (۶): بردارهای کلیدزنی در صفحه $x - y$

کاهش ریبیل گشتاور و افزایش بازدهی درایو موتور القایی شش فاز مبتنی بر روش کنترل پیش بین مدل گشتاور

ولتاژ در هر دوره زمانی به افزایش تلفات کلیدزنی و به علاوه، افزایش پیچیدگی سیستم از لحاظ الگوریتم کلیدزنی منجر می شود.

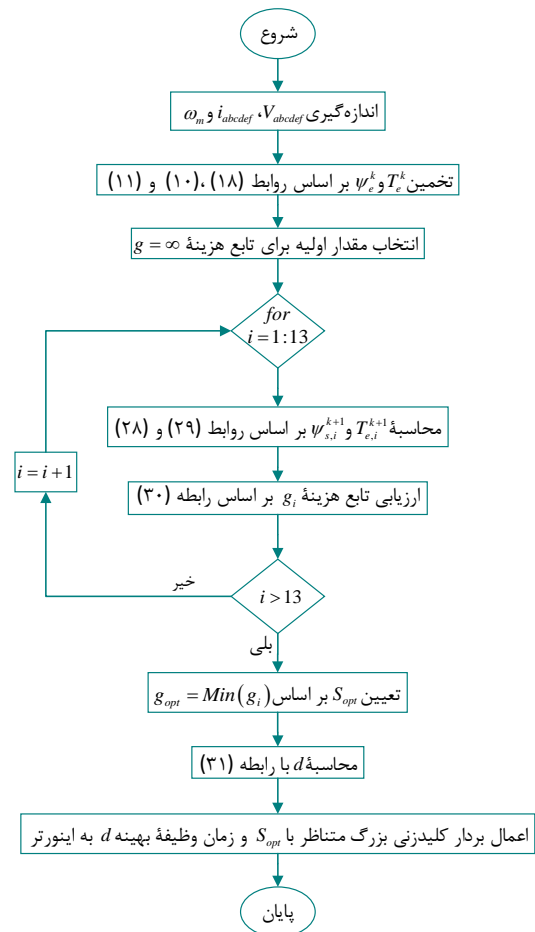
۵- روش پیشنهادی دوم مبتنی بر اعمال بردارهای ولتاژ مجازی

نمای کلی روش پیشنهادی دوم مبتنی بر اعمال بردارهای مجازی در شکل (۹) آمده است که نمایش دهنده واحدهای مختلف آن است. همچنین، روندنمای این طرح پیشنهادی در شکل (۱۰) نمایش داده شده است. بردارهای هم جهت نسبتاً بزرگ و بزرگ در صفحه $\alpha - \beta$ دارای بردارهای متناظر خلاف جهت در صفحه $x - y$ هستند. با در نظر گرفتن این موضوع، می توان از بردارهای مجازی به منظور کاهش مؤلفه های هارمونیک در زیر فضای $x - y$ استفاده کرد.



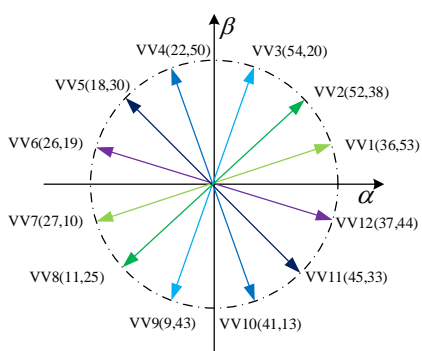
شکل (۹): روش MPTC مبتنی بر اعمال بردارهای ولتاژ مجازی

شکل (۱۱) بردارهای ولتاژ مجازی را در صفحه $\alpha - \beta$ نشان می دهد. تعداد این بردارهای مجازی ۱۳ عدد شامل ۱۲ بردار فعال و ۱ بردار غیرفعال است. هر کدام از بردارهای مجازی از ترکیب یک بردار نسبتاً بزرگ و یک بردار بزرگ با زمان های اعمال متفاوت حاصل می شوند. زمان های اعمال این دو بردار به صورتی تنظیم می شوند تا برآیند ترکیب آنها در صفحه $x - y$ برابر صفر باشد. ترکیب هر کدام از بردارهای مجازی در کنار آنها نشان داده شده است. برای مثال، بردار V_{V1} از ترکیب بردار کلیدزنی V_{53} (نسبتاً بزرگ) و بردار V_{36} (بزرگ) در صفحه $\alpha - \beta$ تشکیل شده است که زمان های اعمال آنها



شکل (۸): روندنمای طرح پیشنهادی اول

از بین ۶۴ حالت کلیدزنی در یک اینورتر شش فاز، ۱۲ حالت به تولید بردار ولتاژ بزرگ منجر می شوند. اصولاً، در کاربردهای کنترلی مانند روش های DTC و MPTC، استفاده از بردارهای ولتاژ بزرگ در فرآیند کلیدزنی توصیه می شود؛ زیرا در صورت انجام کلیدزنی فقط با بردارهای کوچک یا متوسط، بیشینه به کارگیری ولتاژ لینک DC رخ نخواهد داد؛ در نتیجه، برای رسیدن به هدف مطلوب (که کنترل مشخصه های موتور است)، باید از لینک DC با ولتاژی بسیار بزرگ تر استفاده کرد که مقرون به صرفه نیست؛ بنابراین، به کارگیری بردارهای ولتاژ بزرگ در روش عادی و ترکیبی از بردارهای ولتاژ بزرگ و متوسط یا بزرگ و صفر در روش کنترل دوره وظیفه توجیه منطقی دارد. اگرچه از دیدگاه نظری، می توان تمامی بردارها را در هر زمان نمونه برداری به کار گرفت و این امر در مباحث نظری مشکلی را ایجاد نمی کند؛ در عمل، استفاده از چندین بردار



شکل (۱۱): نمایش بردارهای مجازی در صفحه $\alpha - \beta$

از آنجا که اعمال بردارهای مجازی سبب می‌شود اندازه بردار کلیدزنی متناظر در صفحه $x-y$ صفر شود، اجرای راهبرد کنترل پیش‌بین مدل گشتاور بر مبنای آن ساده‌تر خواهد شد. برای مثال در طرح ریزی مدل پیش‌بین موتور القایی شش‌فاز بر مبنای روابط (۱) تا (۱۸)، به معادلات مربوط در زیرفضای $x-y$ نیازی نخواهد بود؛ در نتیجه، طرح کنترلی ساده‌تری حاصل می‌شود. در کنار سادگی طرح کنترلی، مزیت دیگر استفاده از بردارهای مجازی کاهش تعداد تکرارها و در نتیجه، کاهش جالب توجه حجم محاسبات خواهد بود و تابع هزینه به صورت رابطه (۳۳) حاصل می‌شود:

$$J = K_1 \times e_{\alpha s}^2 + K_2 \times e_{\beta s}^2 \quad (33)$$

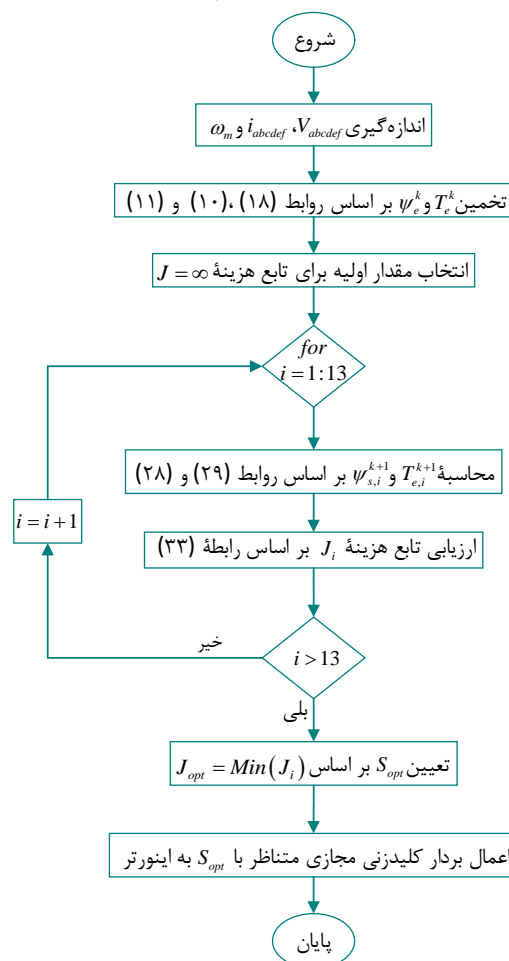
که در آن، $e_{\alpha s}$ و $e_{\beta s}$ مقادیر خطای متغیرهای تخمین‌زده‌شده در لحظه بعدی و مقادیر مرجع به ترتیب در راستای محورهای α و β هستند. K_1 و K_2 نیز ضرایب خطای متغیرها در راستای محورهای α و β هستند.

گفتنی است، اگرچه با استفاده از بردارهای مجازی، به صورت نظری، اندازه بردارهای کلیدزنی متناظر در صفحه $x-y$ صفر می‌شود، در واقعیت، اندازه مؤلفه‌های جریان در زیرفضای $x-y$ برابر صفر نیست؛ اما به دلیل اینکه در نظر گرفتن مقادیر غیرصفر ولتاژ در صفحه $x-y$ در حالت حلقه باز به منظور خنثی کردن مؤلفه‌های جریان غیرصفر در صفحه $x-y$ سبب پیچیدگی روش ارائه‌شده می‌شود، در این پژوهش فرض می‌شود سیستم با دقتی زیاد دارای تقارن است و تزریق مؤلفه‌های جریان در زیرفضای $x-y$ به طرز قابل ملاحظه کوچک در نظر گرفته

به ترتیب $t_1 = 0.73 \times t_m$ و $t_2 = 0.27 \times t_m$ هستند تا یک بردار کلیدزنی متناظر با اندازه صفر را در صفحه $x-y$ پی داشته باشند (t_m زمان کلیدزنی است)؛ بنابراین، بردارهای کلیدزنی مجازی به صورت رابطه (۳۲) حاصل می‌شوند:

$$VVi = t_1 \times V_{large} + t_2 \times V_{medium-large} \quad (32)$$

با استفاده از روش MPTC مبتنی بر بردارهای مجازی، بردارهای کلیدزنی مجازی ساخته‌شده در صفحه $\alpha - \beta$ دارای مقادیر متوسط صفر در صفحه $x-y$ هستند و در نتیجه، اثر منفی بر عملکرد موتور القایی شش‌فاز ندارند. فراهم شدن این مزیت اساسی از سوی بردارهای مجازی به این دلیل است که در هر بازه کلیدزنی، به جای اعمال فقط یک بردار کلیدزنی که در روش متداول کنترل پیش‌بین مدل گشتاور انجام می‌شود، یک بردار مجازی که در واقع ترکیبی از دو بردار کلیدزنی است، به سیستم محرکه اعمال می‌شود.



شکل (۱۰): روندنمای طرح پیشنهادی دوم

لحظه $t=1$ s، سرعت مرجع موتور به طور پله ای به 1400 دور در دقیقه کاهش می یابد تا اینکه در لحظه $t=2$ s سرعت مرجع به طور پله ای به سرعت 2800 دور در دقیقه افزایش می یابد. منحنی تغییرات سرعت موتور برای روش متداول و روش های پیشنهادی اول و دوم به ترتیب در نمودارهای «الف»، «ب» و «پ» از شکل (۱۲) آمده است. همان طور که دیده می شود، هر سه روش مدنظر، با وجود اعمال تغییرات پله در سرعت مرجع، عملکردی مناسب را در ردیابی سرعت مرجع ارائه می دهند. به علاوه، دامنه نوسانات سرعت حول مقدار مرجع بسیار کم است و سرعت مرجع با دقتی زیاد در هر سه روش به خوبی دنبال می شود.

منحنی تغییرات گشتاور الکترومغناطیسی برای سه روش مدنظر، در نمودارهای «ت»، «ث» و «ج» از شکل (۱۲) نشان داده شده است. مقادیر دامنه تغییرات گشتاور الکترومغناطیسی به صورت درصدی از مقدار گشتاور نامی در جدول (۳) گزارش شده اند. همان طور که اشاره شد، موتور در شرایط متصل به بار راه اندازی می شود و گشتاور بار در تمام مدت این آزمون ثابت در نظر گرفته می شود. هنگام راه اندازی و برای غلبه بر حالت سکون، گشتاور الکترومغناطیسی از گشتاور بار بیشتر است. پس از رسیدن سرعت موتور به سرعت نامی، گشتاور الکترومغناطیسی با گشتاور بار برابر می شود. در لحظه $t=1$ s که سرعت مرجع کاهش پیدا می کند، به منظور کاهش شتاب موتور و در نتیجه، رساندن سرعت موتور به سرعت مرجع، گشتاور الکترومغناطیسی منفی می شود و مجدداً، با رسیدن سرعت موتور به سرعت مرجع، توازن گشتاور الکترومغناطیسی و گشتاور بار حفظ می شود. سپس، در لحظه $t=2$ s که سرعت مرجع افزایش پیدا می کند، بار دیگر، گشتاور الکترومغناطیسی زیاد می شود تا موتور شتاب بگیرد و سرعت آن به سرعت مرجع 2800 دور در دقیقه برسد. با توجه به شکل های مدنظر، دیده می شود دامنه گشتاور الکترومغناطیسی هنگام راه اندازی، در روش های پیشنهادی، نسبت به روش متداول، نسبتاً کمتر است و منحنی آن زودتر میرا می شود. این نکته در لحظات $t=1$ s و $t=2$ s محسوس تر است و دامنه تغییرات گشتاور الکترومغناطیسی

می شود. همچنین، اعمال بردارهای مجازی سبب می شود $7/2$ درصد از اندازه بردارهای کلیدزنی بزرگ کاسته شود و این امر سبب می شود از تمامی ظرفیت لینک DC استفاده نشود. اگرچه راهکارهایی برای کاهش اثرات این مشکل ارائه شده اند، این موضوع در این پژوهش بررسی نمی شود.

۶- نتایج شبیه سازی

برای ارزیابی عملکرد طرح پیشنهادی، مدل دینامیکی موتور القایی شش فاز با توان نامی 750 وات، از نوع ۲ قطب، با فرکانس 50 هرتز و ولتاژ نامی برابر 400 ولت، دارای مقاومت استاتور $18/9$ اهم، مقاومت روتور $24/1$ اهم، راکتانس استاتور 32 اهم، راکتانس روتور $7/9$ اهم و راکتانس مغناطیسی کننده $678/2$ اهم در محیط نرم افزار MATLAB/Simulink شبیه سازی شده است. همچنین، نتایج حاصل از اعمال طرح کنترل MPTC متداول که در بخش سوم آمده است، با نتایج حاصل از اعمال طرح های کنترل MPTC پیشنهادی در بخش های چهارم و پنجم این مقاله مقایسه و تحلیل می شوند. جالب توجه است، ضرایب ثابت در روابط (۳۰)، (۳۱) و (۳۲) در جدول (۲) گزارش شده اند.

جدول (۲): اندازه ضرایب در روابط تابع هزینه و زمان وظیفه

| شماره رابطه | اندازه ضرایب | |
|-------------|-----------------|--------------------|
| (۳۰) | $K_{\psi} = 30$ | |
| (۳۱) | $C_T = 1$ | $C_{\psi} = 0.033$ |
| (۳۳) | $K_1 = 1$ | $K_2 = 1$ |

شکل (۱۲) نتایج مربوط به روش MPTC متداول و روش پیشنهادی اول مبتنی بر اعمال دوره وظیفه بهینه به بردارهای کلیدزنی به علاوه روش پیشنهادی دوم مبتنی بر اعمال بردارهای ولتاژ مجازی را برای سیستم درایو موتور القایی شش فاز در آزمون تغییر سرعت موتور در گستره سرعت های زیاد در شرایط بارداری نشان می دهد؛ در این آزمون، موتور از حالت سکون و در شرایط متصل به بار نامی راه اندازی می شود. سرعت مرجع هنگام راه اندازی برابر 2800 دور در دقیقه در نظر گرفته می شود. سپس، در

در این لحظات به طرز قابل ملاحظه در روش‌های پیشنهادی نسبت به روش متداول کاهش یافته است. به علاوه، ریپل گشتاور در روش‌های پیشنهادی نسبت به روش متداول نیز کمتر است؛ در نتیجه، تنش‌هایی کمتر به موتور و اتصالات آن وارد می‌شوند؛ بنابراین، کارایی بهتر روش‌های پیشنهادی نسبت به روش متداول در این آزمون از نظر عملکرد بهتر در کنترل گشتاور بار اثبات می‌شود.

منحنی اندازه‌شار استاتور برای هر سه روش مدنظر به ترتیب در نمودارهای «ج»، «ح» و «خ» از شکل (۱۲) نشان داده شده است. با توجه به این شکل‌ها، هر سه روش عملکردی مناسب را از دیدگاه کنترل شار استاتور ارائه می‌دهند؛ به طوری که با تغییرات سرعت مرجع و در نتیجه، تغییرات لحظه‌ای در گشتاور الکترومغناطیسی، اندازه‌شار مغناطیسی با دقتی مناسب مقدار مرجع را در هر سه روش دنبال می‌کند و اندازه‌شار مغناطیسی استاتور در تمام مدت شبیه‌سازی این آزمون ثابت است و ریپل نسبتاً کمی دارد.

منحنی تغییرات جریان استاتور در فضای قاب‌های مرجع $\alpha-\beta$ و $x-y$ به ترتیب در نمودارهای «د» تا «س» از شکل (۱۲) نشان داده شده است. گفتنی است، منحنی‌های جریان استاتور در حالت ماندگار ترسیم شده‌اند. فرکانس منحنی‌های جریان استاتور متناسب با فرکانس چرخش شافت موتور تغییر می‌کند؛ به همین علت، در بازه زمانی $t=1$ s تا $t=2$ s که سرعت موتور به نصف کاهش می‌یابد، فرکانس منحنی جریان استاتور نیز کاهش می‌یابد.

همچنین، دامنه‌های مؤلفه‌های جریان موتور در قاب مرجع $x-y$ مدل‌کننده جریان تلفات در موتور هستند و کاری مفید انجام نمی‌دهند، در روش پیشنهادی دوم مبتنی بر اعمال بردارهای مجازی و کنترل‌کننده سرعت مبتنی بر منطق فازی، تقریباً صفر است؛ در نتیجه، دامنه جریان فاز موتور به اندازه ۱۸ درصد نسبت به دو روش دیگر کاهش می‌یابد و در نتیجه، اندازه تلفات مسی به اندازه ۳۳ درصد کمتر می‌شود. این امر عملکرد بهینه سیستم کنترل محرکه را در روش پیشنهادی دوم نشان می‌دهد.

نتایج عملکرد موتور حین تغییر گشتاور بار در سرعت‌های کم در شکل (۱۳) ارائه شده است. راه‌اندازی

موتور از حالت سکون و در شرایط بی‌باری در نظر گرفته شده است. سرعت مرجع موتور در تمام مدت این آزمون برابر ۳۰۰ دور در دقیقه است. منحنی تغییرات سرعت موتور در این آزمون مربوط به روش متداول، روش پیشنهادی اول و همچنین، روش پیشنهادی دوم به ترتیب در نمودارهای «الف»، «ب» و «پ» از شکل (۱۳) آمده است. با توجه به راه‌اندازی موتور از حالت سکون، سرعت موتور در هر سه روش مدنظر، به تدریج از لحظه شروع آزمون افزایش می‌یابد تا اینکه در حدود لحظه $t=0/35$ s به سرعت مرجع ۳۰۰ دور در دقیقه می‌رسد. مشابه حالت قبل، گشتاور بار در لحظات $t=1$ s و $t=1/5$ s و $t=2/5$ s تغییر می‌کند. با توجه به منحنی تغییرات سرعت، مشاهده می‌شود در این لحظات، فراجش‌ها و فروجش‌هایی رخ می‌دهند که با توجه به گذرا بودن اثرات این پدیده‌ها، روش‌های مدنظر در سیستم کنترل محرکه به خوبی بر آن‌ها غلبه می‌کنند و سرعت موتور را به صورت مداوم در مقدار مرجع حفظ می‌کنند؛ بنابراین، عملکرد هر سه روش در کنترل سرعت موتور مطلوب ارزیابی می‌شود؛ اگرچه دامنه ریپل منحنی سرعت و همچنین نوسانات گذرا، ناشی از تغییر شرایط بارگذاری بر روی شافت موتور در روش پیشنهادی دوم کمتر هستند و اثرات آن‌ها زودتر از بین می‌روند.

منحنی تغییرات گشتاور الکترومغناطیسی برای سه روش متداول، پیشنهادی اول و پیشنهادی دوم در نمودارهای «ت»، «ث» و «ج» از شکل (۱۳) آمده است. همچنین، مقادیر درصد ریپل گشتاور نسبت به مقدار نامی گشتاور مرجع در شرایط ماندگار در جدول (۳) بیان شده‌اند. با توجه به راه‌اندازی موتور از حالت سکون و در شرایط بی‌باری، افزایش گشتاور الکترومغناطیسی در لحظات اولیه به منظور غلبه بر حالت سکون و راه‌اندازی موتور است؛ به طوری که با حرکت موتور و رهایی از حالت سکون، دامنه گشتاور الکترومغناطیسی به سمت صفر میل می‌کند. سپس، در لحظه $t=1$ s که گشتاور بار برابر $2/5$ نیوتون-متر به طور ناگهانی به موتور اعمال می‌شود، دامنه گشتاور الکترومغناطیسی افزایش می‌یابد تا به تغییرات گشتاور بار پاسخ داده شود. سپس، در لحظه $t=1/5$ s که دامنه گشتاور بار به $1/25$

مختلف تغییرات گشتاور بار، با دقتی زیاد مقدار مرجع را دنبال می‌کند؛ در نتیجه، عملکرد هر سه روش مدنظر در این آزمون مطلوب ارزیابی می‌شود.

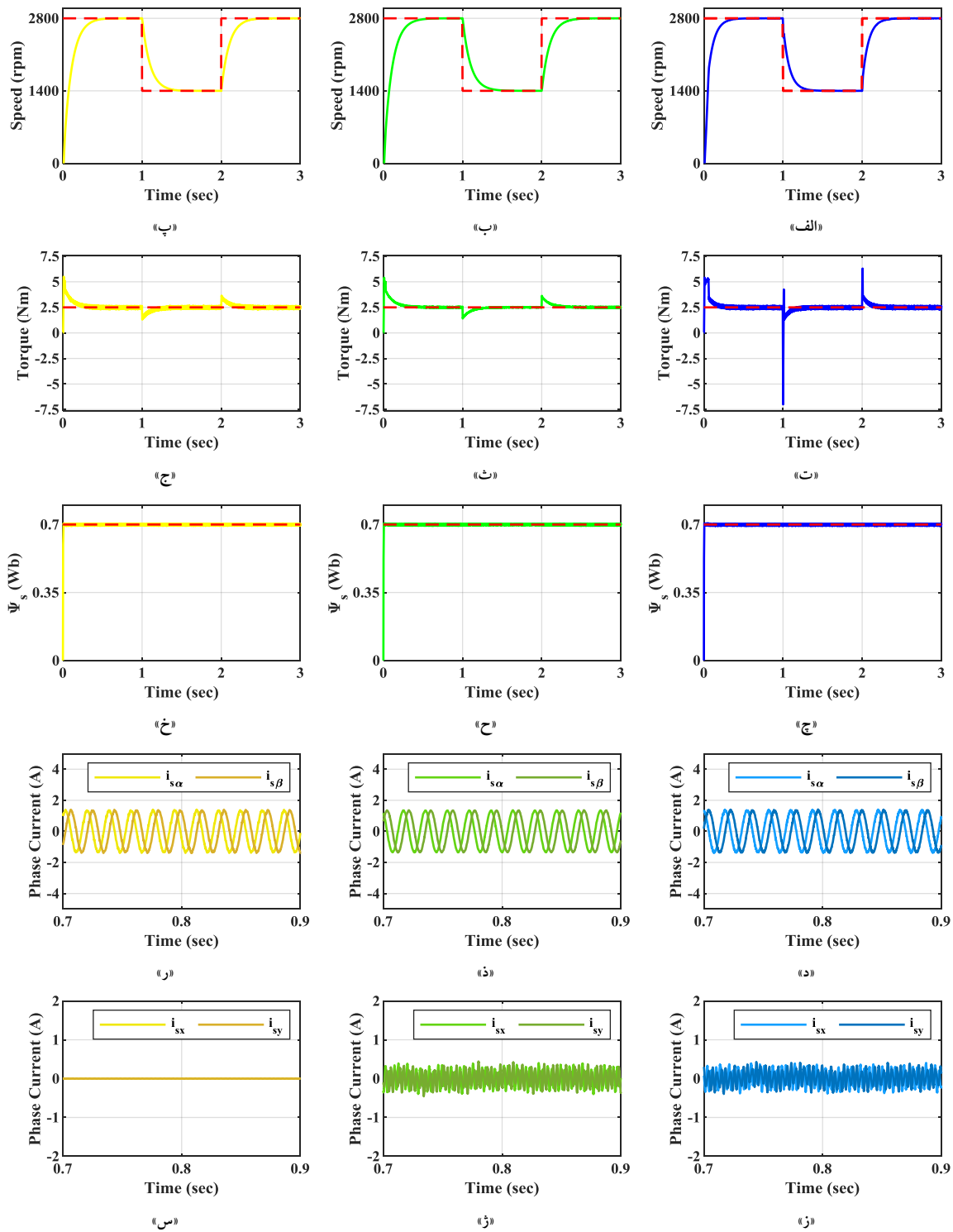
منحنی تغییرات جریان استاتور در فضای قاب‌های مرجع $\alpha-\beta$ و $x-y$ به ترتیب در نمودارهای «د» تا «س» از شکل (۱۳) نشان داده شده است. با توجه به منحنی جریان در قاب مرجع $\alpha-\beta$ ، مقدار هارمونیک‌ها در روش پیشنهادی دوم نسبت به روش پیشنهادی اول و روش متداول به طرز قابل ملاحظه کمتر است. همچنین، مقدار مؤلفه‌های جریان در قاب مرجع $x-y$ نیز در روش پیشنهادی دوم که مبتنی بر اعمال بردارهای مجازی است، نسبت به روش پیشنهادی اول و روش متداول کمتر است؛ به طوری که به کاهش ۱۲/۷ درصد در دامنه جریان فاز موتور و در نتیجه، کمتر شدن تلفات مسی موتور به اندازه ۲۳/۷ درصد نسبت به دو روش دیگر منجر می‌شود؛ به این ترتیب، بازدهی عملکرد سیستم کنترل محرکه افزایش می‌یابد.

نیوتون - متر کاهش می‌یابد، دامنه گشتاور الکترومغناطیسی نیز کاهش می‌یابد. در لحظه $t=2/5$ s نیز که گشتاور بار مجدداً به مقدار نامی ۲/۵ نیوتون - متر می‌رسد، دامنه گشتاور الکترومغناطیسی نیز افزایش می‌یابد تا همچنان تعادل گشتاور الکترومغناطیسی و گشتاور بار برقرار باشد. دامنه گشتاور الکترومغناطیسی در روش‌های پیشنهادی کمتر از روش متداول است. همچنین، ریپل گشتاور نیز در روش‌های پیشنهادی کمتر است؛ در نتیجه، عملکرد مناسب‌تر روش‌های پیشنهادی در کنترل گشتاور نسبت به روش متداول در این آزمون اثبات می‌شود که این برتری تنش‌های مکانیکی وارد شده بر موتور را کاهش می‌دهد.

منحنی تغییرات شار استاتور برای روش‌های متداول و پیشنهادی، در نمودارهای «ج»، «ح» و «خ» از شکل (۱۳) نشان داده شده است. به علاوه، دامنه نوسانات شار استاتور به صورت درصدی از مقدار شار مرجع در حالت ماندگار در جدول (۳) گزارش شده است. در هر سه روش مدنظر، دامنه شار استاتور در تمامی مدت این آزمون و در شرایط

جدول (۳): نتایج مطالعات شبیه‌سازی

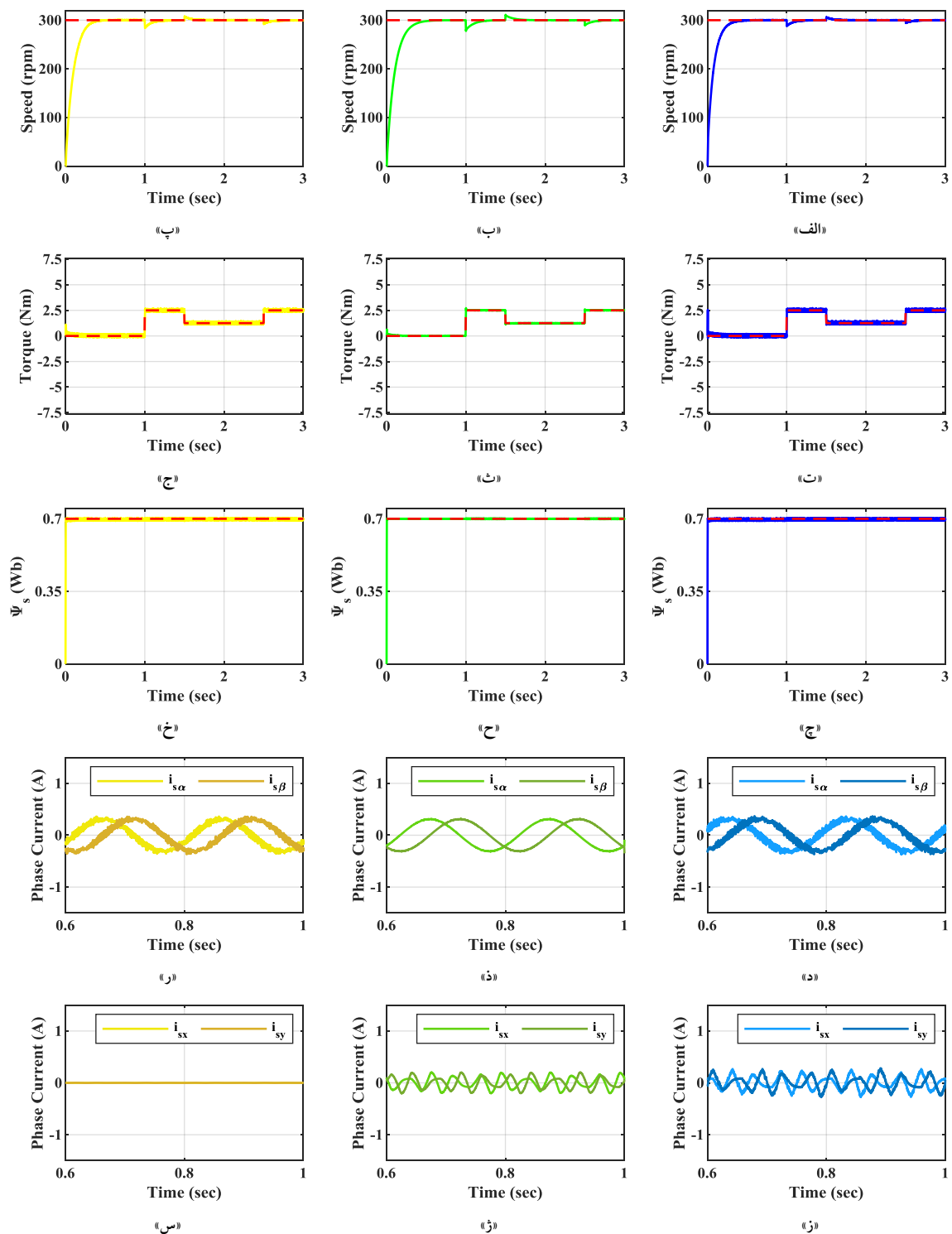
| شاخص THD | ریپل شار | ریپل گشتاور | گشتاور بار | سرعت | آزمایش | روش |
|----------|----------|-------------|------------|------|------------|--------|
| ۲۱/۷۸ | ۱/۶ | ۱۲ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | شکل ۱۲ | متداول |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۲ | ۱۲ | ۰ | ۳۰۰ | شکل ۱۳ | |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۱۹/۸۲ | ۱/۹ | ۱۲ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۱ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۰/۲ | ۰/۵ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۳ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۵۴/۱۴ | ۱ | ۳/۶ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۰/۳ | ۱ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۲ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۴۱/۱۵ | ۱/۷ | ۴/۸ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۰/۵ | ۲ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۳ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۲۶/۶۸ | ۱/۴ | ۱۱ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۱/۸ | ۸ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۲ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۲۰/۵۷ | ۱/۷ | ۱۱/۶ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۰/۳ | ۱ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۳ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۱۸/۸۳ | ۱/۴ | ۱۱ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۱/۸ | ۸ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۲ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۴۸/۶ | ۱/۷ | ۱۱/۶ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۰/۳ | ۱ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۳ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۴۰/۳۰ | ۱/۷ | ۱۱/۶ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۰/۵ | ۲ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۲ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۲۳/۸۹ | ۱/۴ | ۱۱ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۱/۴ | ۱۱/۴ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۳ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۶/۰۸ | ۱/۷ | ۱۱/۶ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۱/۸ | ۸ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۲ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۷/۵۴ | ۱/۷ | ۱۱/۶ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۱/۸ | ۸ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۳ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۱۲/۲۳ | ۱/۴ | ۱۱ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۱/۴ | ۱۱/۴ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۲ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۱۰/۷۷ | ۱/۴ | ۱۱ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۱/۴ | ۱۱/۴ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۳ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |
| ۹/۶۲ | ۱/۴ | ۱۱ | ۲/۵ | ۱۴۰۰ | پیشنهادی ۲ | |
| | | | ۲/۵ | ۲۸۰۰ | | |
| | ۱/۴ | ۱۱/۴ | ۰ | ۳۰۰ | | شکل ۱۲ |
| | | | ۱/۲۵ | ۳۰۰ | | |
| | | | ۲/۵ | ۳۰۰ | | |



شکل (۱۲): نتایج آزمون تغییر سرعت موتور در شرایط بارداري:

رنگ آبی برای نتایج روش متداول، رنگ سبز برای روش پیشنهادی اول، رنگ زرد برای روش پیشنهادی دوم:

«الف» سرعت، «ت» گشتاور، «ج» شار استاتور، «د» جریان در صفحه $\alpha - \beta$ ، «ز» جریان در صفحه $x - y$ ، همگی برای روش متداول؛ «ب» سرعت، «ث» گشتاور، «ح» شار استاتور، «ذ» جریان در صفحه $\alpha - \beta$ ، «ژ» جریان در صفحه $x - y$ ، همگی برای روش پیشنهادی اول، «پ» سرعت، «ج» گشتاور، «خ» شار استاتور، «ر» جریان در صفحه $\alpha - \beta$ ، «ز» جریان در صفحه $x - y$ ، همگی برای روش پیشنهادی دوم



شکل (۱۳): نتایج آزمون تغییر گشتاور موتور در سرعت کم:

رنگ آبی برای نتایج روش متداول، رنگ سبز برای روش پیشنهادی اول، رنگ زرد برای روش پیشنهادی دوم:

«الف» سرعت، «ت» گشتاور، «ج» شار استاتور، «د» جریان در صفحه $\alpha - \beta$ ، «ز» جریان در صفحه $x - y$ ، همگی برای روش متداول؛ «ب» سرعت، «ث» گشتاور، «ح» شار استاتور، «ذ» جریان در صفحه $\alpha - \beta$ ، «ژ» جریان در صفحه $x - y$ ، همگی برای روش پیشنهادی اول، «پ» سرعت، «ج» گشتاور، «خ» شار استاتور، «ر» جریان در صفحه $\alpha - \beta$ ، «ز» جریان در صفحه $x - y$ ، همگی برای روش پیشنهادی دوم

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، برای بهبود عملکرد سیستم محرکه موتور القایی شش فاز مبتنی بر روش MPTC، دو طرح پیشنهاد شده‌اند. در طرح اول، از ایده زمان وظیفه بهینه همراه با کنترل کننده مبتنی بر منطق فازی در حلقه کنترل سرعت استفاده شده است. این روش پیشنهادی به کاهش ریبیل گشتاور و مؤلفه‌های هارمونیک منجر می‌شود. در طرح دوم، از ایده بردارهای مجازی همراه با کنترل کننده مبتنی بر منطق فازی در حلقه کنترل سرعت بهره گرفته شده است. با استفاده از این طرح، مؤلفه‌های جریان در صفحه $x-y$ به طور مؤثر به سمت صفر میل می‌کنند و علاوه بر بهبود عملکرد سیستم کنترل، بازدهی آن نیز افزایش می‌یابد.

برای ارزیابی روش‌های پیشنهادی، موتور القایی شش فاز در محیط نرم افزار MATLAB/Simulink مدل سازی شده است. نتایج به دست آمده از اعمال روش‌های ارائه شده با روش متداول اعمال یک بردار کلیدزنی در هر دوره کلیدزنی مقایسه و تحلیل شده‌اند. همان طور که مشاهده می‌شود، روش پیشنهادی دوم اثری محسوس تر در کاهش ریبیل جریان دارد؛ در حالی که روش پیشنهادی اول تأثیری ملموس تر در کاهش ریبیل گشتاور دارد؛ به این ترتیب کارایی روش‌های ارائه شده در بهبود عملکرد سیستم محرکه مبتنی بر روش کنترل پیش بین مدل گشتاور در یک موتور القایی شش فاز اثبات می‌شود.

مراجع

- Sons Ltd, 2012.
- [3] A. Gonzalez-Prieto, C. Martin, I. González-Prieto, M. J. Duran, J. Carrillo-Rios, J. J. Aciego, "Hybrid multivector FCS-MPC for six-phase electric drives", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 37, No. 8, pp. 8988-8999, Aug. 2022.
- [4] P. Gonçalves, S. Cruz, A. Mendes, "Finite control set model predictive control of six-phase asymmetrical machines—An overview", Energies, Vol. 12, No. 24, p. 4693, Dec. 2019.
- [5] M. Bermudez, M. R. Arahal, M. J. Duran, I. Gonzalez-Prieto, "Model predictive control of six-phase electric drives including ARX disturbance estimator," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 68, No. 1, pp. 81-91, Jan. 2021.
- [6] J. J. Aciego, I. González Prieto, M. J. Duran, "Model predictive control of six-phase induction motor drives using two virtual voltage vectors", IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., Vol. 7, No. 1, pp. 321-330, Mar. 2019.
- [7] M. Ayala, J. Doval-Gandoy, O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, M. Rivera, "Experimental stability study of modulated model predictive current controllers applied to six-phase induction motor drives", IEEE Trans. Power. Electron., Vol. 36, No. 11, pp. 13275-13284, Nov. 2021.
- [8] A. Taheri, H. -P. Ren, M. H. Holakooie, "Sensorless loss model control of the six-phase induction motor in all speed range by extended Kalman filter", IEEE Access, Vol. 8, pp. 118741-118750, Jul. 2020.
- [9] A. González-Prieto, I. González-Prieto, M. J. Duran, "Smart voltage vectors for model predictive control of six-phase electric drives", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 68, No. 10, pp. 9024-9035, Oct. 2021.
- [10] N. Behmanesh Fard, P. Kohansedgh, A., Khayatian, M. H. , Asemiani, "Design of fuzzy TS controller for simultaneous stabilization of nonlinear systems", Int. J. Computational Intelligence in Electrical Engineering, Vol. 13, No. 4, pp. 29-44, Dec. 2022.
- [11] M. Mokhtari, M. Gholipour, R. Hooshmand, A. Marefat, "Voltage and reactive power control in distribution networks in capacitors and OLTC coordination using fuzzy logic", Int. J. Computational Intelligence in Electrical Engineering, Vol. 13, No. 4, pp. 45-60, Dec. 2022.
- [12] S. Khanabdal, M.B.B. Sharifian, M. Sabahi, "Stability Control of front and rear wheel independent drive type electric vehicle on roads with low friction coefficient", Int. J. Computational Intelligence in Electrical Engineering, Vol. 14, No. 2, pp. 31-40, Jul. 2023.
- [1] A. M. Shata, A. S. Abdel-Khalik, R. A. Hamdy, M. Z. Mostafa, S. Ahmed, "Improved mathematical modeling of six phase induction machines based on fractional calculus", IEEE Access, Vol. 9, pp. 53146-53155, 2021.
- [2] H. Abu-Rab, A. Iqbal, J. Guzinsky, "High Performance of AC Drives with MATLAB/SIMULINKS, Models", John Wiley &

¹ Model Predictive Torque Control (MPTC)

² Direct Torque Control (DTC)

³ Large

⁴ Medium-Large

⁵ Virtual Voltage Vectors

⁶ Fuzzy Logic Control

⁷ Null

⁸ Small

⁹ Medium