



Technovations of Electrical Engineering in Green Energy System

Research Article

(2026) 5(3):101-115

Three Phase Asynchronous Induction Motor Torque Control Based on Hybrid Systems Approach and Direct Torque Control

Mohammad Shafiee Fini¹, *Ph.D Student*, Mohammad Javad Navardi², *Assistant Professor*, Hosein Ghasvari², *Assistant Professor*

¹ Department of Electrical Engineering, Isf.C., Islamic Azad University, Isfahan, Iran

² Department of Electrical Engineering, Kas.C., Islamic Azad University, Kashan, Iran

Abstract:

Electric drives are inherently hybrid systems consisting of discrete control actions and continuous-time dynamics; therefore, hybrid control strategies provide an effective framework for their control and performance enhancement. Among such methods, model predictive control (MPC) has gained increasing attention due to its ability to explicitly handle system constraints and dynamic interactions. This paper presents a hybrid control scheme based on Direct Torque Control (DTC) to improve the performance of a three phase asynchronous induction motor drive. In the proposed approach, flux and torque vector orientation principles are incorporated into a multi-objective cost function to reduce flux and torque ripples. At each sampling instant, the optimal voltage vector is selected through minimization of the defined objective function. Compared with conventional lookup-table-based DTC, the proposed method provides improved robustness in voltage vector selection by evaluating system behavior in real time. Furthermore, the proposed controller is simple to implement and does not require significant computational complexity. The effectiveness of the proposed method is verified through simulations carried out in MATLAB/Simulink. Simulation results confirm that the proposed strategy achieves superior performance compared with classical DTC in both steady-state and transient operating conditions, in terms of reduced ripple, faster dynamic response, and improved torque tracking capability under various load and speed conditions.

Keywords: Electrical motor drives, Asynchronous induction motor, Hybrid control, Direct torque control, Predictive control method.

Received: 14 October 2025

Revised: 30 October 2025

Accepted: 08 December 2025

Corresponding Author: Mohammad Javad Navardi, navardi@iau.ac.ir





کنترل گشتاور موتور القایی سه فاز از دیدگاه سیستم‌های ترکیبی بر مبنای روش کنترل مستقیم گشتاور

محمد شفيعی فینی^۱، دانشجوی دکتری، محمدجواد نوردی^۲، استادیار، حسین قسوری^۲، استادیار

۱- گروه مهندسی برق قدرت، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

۲- گروه مهندسی برق، واحد کاشان، دانشگاه آزاد اسلامی، کاشان، ایران

چکیده: با توجه به ماهیت محرکه های الکتریکی که یک سیستم متشکل از زیر سیستم های گسسته و پیوسته است استفاده از استراتژی های کنترل ترکیبی یک راهکار موثر در کنترل این سیستم ها است. یکی از انواع روش های کنترلی برای سیستم های ترکیبی روش های کنترل پیش بین بر مبنای مدل است. در روش کنترل پیش بین بر مبنای مدل از بر هم کنش سیستم های گسسته و ارتباط آن با دینامیک های پیوسته سیستم جهت کنترل بهتر استفاده می شود. در این مقاله یک روش کنترل ترکیبی بر مبنای روش کنترل مستقیم گشتاور برای بهبود مشخصه های عملکردی درایو موتور القایی آسنکرون سه فاز ارائه شده است. در روش پیشنهادی در این مقاله، با استفاده از مفاهیم جهت دهی بردار شار و گشتاور، به کاهش اثرات رپیل شار و گشتاور در یک تابع هزینه چند هدفه پرداخته شده است. سپس بردار ولتاژ بهینه بر اساس کمینه سازی تابع هدف مورد نظر انتخاب می شود. در این روش تضمین بیشتری برای انتخاب بردار بهینه نسبت به روش کنترل مستقیم گشتاور بر مبنای جدول وجود دارد زیرا در هر سیکل کنترلی تابع هدف مورد ارزیابی قرار می گیرد و بر اساس آن بردار ولتاژ بهینه انتخاب می شود. همچنین پیاده سازی روش کنترلی ارائه شده به سادگی امکان پذیر است. شبیه سازی روش پیشنهادی با استفاده از نرم افزار MATLAB/Simulink انجام شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که در مجموع روش کنترلی پیشنهادی در این مقاله عملکرد بهتری نسبت به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک در دو حالت دائمی و گذرا دارد.

واژه های کلیدی: محرکه های موتورهای الکتریکی، موتور القایی آسنکرون، کنترل ترکیبی، کنترل مستقیم گشتاور، روش کنترل پیش بین.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۴/۰۷/۲۲

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۴/۰۸/۰۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۴/۰۹/۱۷

نویسنده ی مسئول: محمد جواد نوردی navardi@iau.ac.ir



از میان انواع موتورهای الکتریکی موتورهای القایی بیشترین کاربرد را در صنعت دارند. این تجهیزات بیشترین سهم در مصرف انرژی الکتریکی را در صنایع مختلف دارا هستند. در سال‌های اخیر انواع جدید، باکیفیت و مبتکرانه‌ای از ماشین‌های الکتریکی ارائه شده است. با این وجود موتورهای القایی به دلیل ساختار بسیار مقاوم، طول عمر زیاد، هزینه نگهداری کم و تولید ارزان تاکنون جایگاه برتر خود را در میان انواع ماشین‌های الکتریکی نوین حفظ کرده است [۱].

به دلایل مختلف کنترل انواع مشخصات خروجی ماشین‌های القایی یک فرآیند آسان و سراسر نیست. در انواع فرآیندهای صنعتی بار موتور ثابت و یکنواخت نیست، همچنین پارامترهای الکتریکی اولیه در شروع به کار موتور، مانند مقاومت‌های روتور و استاتور و اندوکتانس ماشین به طور معمول در طول زمان عملکرد تغییر می‌کند. این تغییرات اثرات نامطلوبی بر عملکرد کنترلی درایو موتور القایی خواهد داشت. در سال‌های اخیر به دلیل اهمیت نقش الگوریتم کنترلی درایو الکتریکی، مطالعات زیادی در این زمینه انجام شده است [۲، ۳، ۴]. موتور الکتریکی دارای رفتاری پیوسته است و اینورتر مربوط به درایو بایستی در یک فرآیند ناپیوسته این ماشین را جهت رسیدن به اهداف مورد نظر کنترل کند. سیستم درایو الکتریکی یک سیستم ترکیبی شامل دینامیک‌های گسسته و پیوسته است. از این رو، در مجموعه موتور الکتریکی و اینورتر که شامل ترکیبی از دینامیک‌های پیوسته و گسسته است، توسعه الگوریتم‌های کنترلی ترکیبی بسیار مورد توجه محققان قرار گرفته است [۵]. یکی از روش‌های بر مبنای سیستم‌های ترکیبی، کنترل پیش‌بین بر مبنای مدل است. در این روش با در نظر گرفتن ماهیت گسسته اینورتر و جستجوی بهینه‌ترین حالت از میان حالت‌های ممکن کلیدزنی اینورتر، یک فرآیند بهینه‌سازی برخط برای حل مساله کنترل موتور برنامه‌ریزی می‌شود. ماهیت کنترلی با تعداد محدودی از فرمان‌ها در هر سیکل کنترل، باعث می‌شود بکارگیری انواع حالت‌های غیر خطی و برخی از قیود امکان‌پذیر شود [۶].

در راستای بهبود عملکرد کنترلی سیستم‌های شامل درایوهای الکتریکی لازم به ذکر است که، یک سیستم کنترلی درایو پیشرفته بایستی دارای ویژگی‌های عملکردی مناسب، مانند پاسخ دینامیکی سریع، ردیابی دقیق فرمان کنترلی با رپل کم در گشتاور تولیدی و با حداقل وابستگی ممکن به تغییرات پارامترهای موتور الکتریکی باشد. این روش‌ها به طور معمول به دو دسته تقسیم‌بندی می‌شود. در دسته اول جهت‌دهی برداری جریان بر اساس کنترل برداری^۱ (FOC) انجام می‌شود. و در دسته دوم تولید مستقیم بردار ولتاژ بر مبنای کنترل مستقیم گشتاور^۲ (DTC) شکل می‌گیرد [۷، ۸].

در روش‌های بر مبنای FOC دینامیک پاسخ گشتاور بسیار کندتر از روش‌های براساس کنترل مستقیم گشتاور است. ولی پاسخ حالت ماندگار در روش‌های جهت‌دهی برداری جریان دارای رپل گشتاور بسیار کمتری از روش‌های بر اساس DTC است [۹]. با توجه به مزایا و معایب هر دو روش ارائه الگوریتم کنترلی که بتواند از مزایای هر دو رویکرد بهره‌مند شود و در عین حال از معایب هر دو روش دوری کند بسیار موثر و مطلوب به نظر می‌رسد. یک رویکرد موثر در این راستا روش کنترل پیش‌بین گشتاور^۳ (PTC) است. در مرجع [۱۰] جهت کنترل شار و گشتاور موتور القایی از این تکنیک استفاده شده است. سپس در مرجع [۱۱] از اصول کنترل مستقیم گشتاور در روش کنترل پیش‌بین گشتاور (PTC) استفاده شده است. این استراتژی‌های کنترلی به تبدیلات و محاسبات پیچیده برای جهت‌دهی برداری مانند تبدیل پارک نیاز ندارد. همچنین در این نوع کنترل از کنترل جریان و تنظیم کنترل‌کننده‌های PI می‌توان صرف‌نظر کرد. نیاز به فرکانس نمونه‌برداری زیاد از ملزومات این نوع روش‌های کنترلی است که به لطف پیشرفت روز افزون در زمینه پردازنده‌های قوی و پیشرفته امروزی مانند FPGA و DSP پیاده‌سازی این الگوریتم‌ها میسر شده است.

به دلیل حجم بالای محاسبات استفاده از توپولوژی‌های اینورترهای چند سطحی به طور معمول در این روش‌های کنترل پیش‌بین استفاده نمی‌شود. از طرف دیگر بهینه‌سازی‌های با چند هدف متفاوت و متناقض، افق‌های پیش‌بینی بالاتر، عملکرد بدون سنسور و روش‌های تنظیم ضرایب وزنی در تابع هزینه روش کنترلی به افزایش شدید حجم محاسبات منجر می‌شود [۱۲]. در حالت‌هایی که روش کنترلی منجر به افزایش بار محاسباتی می‌شود، بایستی از طریق تکنیک‌هایی به ساده‌سازی روش کنترلی پیاده‌سازی شده، پرداخته شود [۱۳].

در مرجع [۱۴] یک روش کلیدزنی بر مبنای بردار فضایی^۴ (SVM) جهت بهبود عملکرد روش کنترل مستقیم گشتاور توسعه داده شده است. روش کنترلی پیشنهادی در این مرجع بر اساس گسسته‌سازی مدولاسیون بردار فضایی است. در این روش با دو برابر کردن سیکل نمونه برداری نسبت به روش DTC معمول، زمان محاسبات افزایش یافته است.



برگزیدن بردارهای ولتاژ با استفاده از جدول شار و گشتاور در روش کنترل مستقیم گشتاور همواره به انتخاب بهینه منجر نمی‌شود. به صورت مشخص، زاویه بردار فضایی در مرزهای نواحی ششگانه ممکن است به انتخاب بردار اشتباه در فرآیند کنترل موتور منجر شود و این انتخاب اشتباه موجب افزایش ریبیل در خروجی گشتاور موتور الکتریکی می‌گردد. روش‌هایی بر مبنای کنترل سیکل وظیفه جهت کاهش ریبیل گشتاور و شار در کنترل موتورهای الکتریکی به کار گرفته شده است [۱۵]. این روش‌ها جهت بهبود پاسخ حالت ماندگار موتور به کار می‌روند و معمولاً پاسخ دینامیکی سریعی ندارند. همچنین این روش‌ها دارای بار محاسباتی زیادی هستند [۱۶، ۱۷].

در این مقاله، روش استاندارد DTC به عنوان پایه مفهوم کنترلی مورد نظر مورد توجه و بحث قرار گرفته است. سپس با استفاده از مفاهیم جهت‌دهی بردار شار و گشتاور، به کاهش اثرات ریبیل شار و گشتاور در یک تابع هزینه چندهدفه پرداخته شده است. سپس با استفاده از مفهوم کنترل پیش‌بین به انتخاب بردار ولتاژ بهینه بر اساس کمینه‌سازی تابع هدف مورد نظر پرداخته می‌شود. با توجه به مفهوم ترکیبی روش کنترلی مورد نظر، انتظار می‌رود ضمن بهبود پاسخ حالت ماندگار موتور الکتریکی، پاسخ دینامیکی سیستم نیز به خوبی پاسخ‌گذا در روش کنترل مستقیم گشتاور معمول باشد. در این روش تضمین بیشتری برای انتخاب بردار بهینه نسبت به روش کنترل مستقیم گشتاور بر مبنای جدول وجود دارد زیرا در هر سیکل کنترلی تابع هدف مورد ارزیابی قرار می‌گیرد و بر اساس آن بردار ولتاژ بهینه انتخاب می‌شود. همچنین پیاده‌سازی روش کنترلی ارائه شده به راحتی امکان‌پذیر است. در مجموع روش کنترلی پیشنهادی در این مقاله عملکرد بهتری نسبت به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک دارد.

بخش‌های مختلف این مقاله به شرح ذیل است. در بخش دوم به بررسی معادلات و مدل‌سازی موتور القایی قفس سنجابی پرداخته می‌شود. همچنین در این بخش به شرح اصول کلی روش کنترل مستقیم گشتاور می‌پردازیم. در بخش سوم روش کنترلی ترکیبی پیشنهادی با شرح دقیق در مورد تابع هزینه ارائه می‌شود. نتایج شبیه‌سازی و مقایسه آن با روش کنترل مستقیم گشتاور در بخش چهارم ارائه می‌شود. در نهایت در بخش پنجم به جمع‌بندی و نتیجه‌گیری پرداخته می‌شود.

۲- معادلات موتور القایی و روش کنترل مستقیم گشتاور

معادلات دینامیکی مربوط به موتور القایی قفس سنجابی در قالب مرجع استاتور به شرح ذیل است [۱۸].

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} \quad (1)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\varphi}_r}{dt} + j\omega \vec{\varphi}_r \quad (2)$$

$$\vec{\varphi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (3)$$

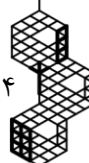
$$\vec{\varphi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \quad (4)$$

$$T = \frac{3}{2} p \operatorname{Re}\{\vec{\varphi}_s^* \vec{i}_s\} \quad (5)$$

در روابط فوق L_s ، L_r و L_m به ترتیب اندوکتانس استاتور و اندوکتانس روتور و اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی ماشین است. R_s و R_r مقاومت‌های استاتور و روتور است. $\vec{v}_s$ بردار ولتاژ استاتور و $\vec{i}_s$ و $\vec{i}_r$ بردارهای جریان استاتور و روتور هستند. $\vec{\varphi}_s$ و $\vec{\varphi}_r$ به ترتیب شارهای استاتور و روتور را نشان می‌دهد. ω سرعت زاویه‌ای روتور و T گشتاور خروجی ماشین است. همچنین p تعداد جفت قطب‌های ماشین القایی است.

با توجه به شکل (۱) و اصول حاکم بر معادلات موتور القایی سه فاز، رابطه گشتاور الکترومغناطیسی خروجی ماشین را به صورت زیر می‌توان بازنویسی کرد:

$$T = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\vec{\varphi}_s| \cdot |\vec{\varphi}_r| \cdot \sin(\delta) \quad (6)$$



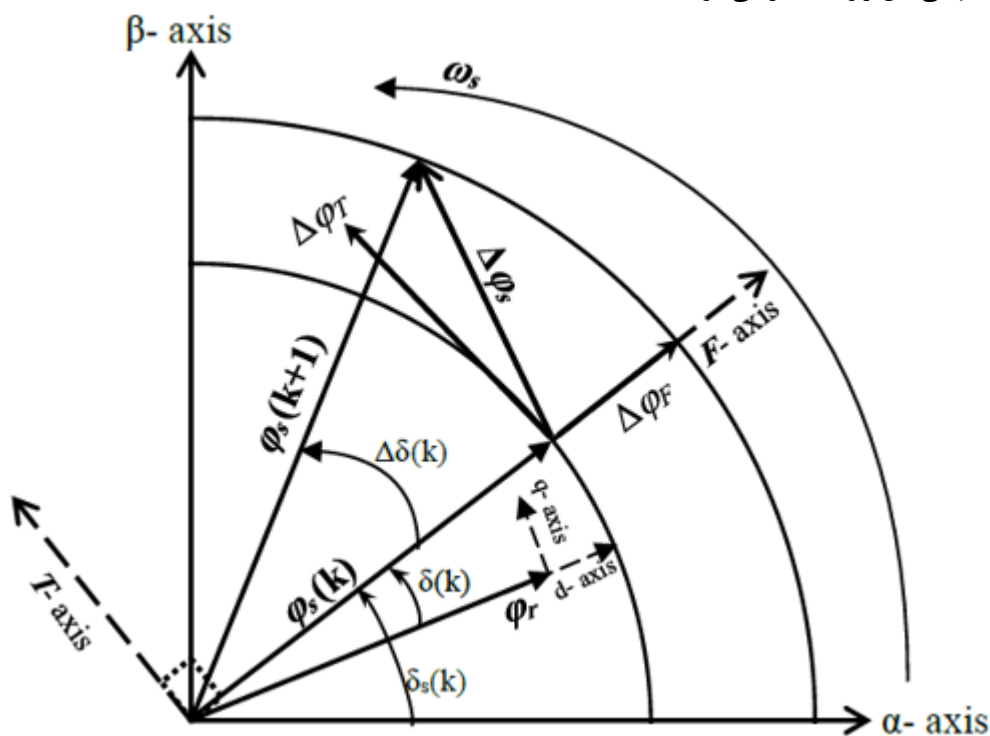


در رابطه (۶)، δ زاویه بین شار استاتور و شار روتور است. در رابطه (۶) با توجه به ماهیت ماشین القایی و بزرگتر بودن ثابت زمانی مدار روتور، دینامیک تغییرات شار در روتور کندتر از دینامیک تغییرات شار در استاتور است. بنابراین در طی یک بازه نمونه‌برداری می‌توان شار روتور را نسبت به شار استاتور ثابت فرض کرد.

در روش کنترل مستقیم گشتاور سعی می‌شود که اندازه شار استاتور در یک محدوده مشخص ثابت شود بنابراین می‌توان اندازه بردار شار استاتور را ثابت فرض کرد. اگر $|\vec{\varphi}_s|$ ثابت فرض شود مشتق رابطه (۶) به صورت زیر است.

$$\frac{dT}{dt} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\vec{\varphi}_s| \cdot |\vec{\varphi}_r| \cdot \cos(\delta) \cdot \frac{d\delta}{dt} \quad (7)$$

رابطه (۷) نشان می‌دهد که دینامیک و ریپل گشتاور مربوط به آن، به تغییرات زاویه δ وابستگی مستقیم دارد. بنابراین کنترل سریع گشتاور با تغییر ناگهانی این زاویه میسر می‌شود.



شکل (۱): نمودار برداری شار استاتور و روتور در چارچوب‌های مرجع مختلف

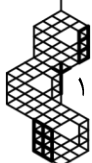
در روش کنترل مستقیم گشتاور، تمرکز الگوریتم کنترلی بر انتخاب مستقیم بردار ولتاژ اعمالی است. بنابراین در این روش، کنترلی بر جریان الکتریکی موتور اعمال نمی‌شود و کنترل شار و گشتاور مستقیماً از طریق انتخاب بردار ولتاژ انجام می‌شود. رابطه ارتباط شار و ولتاژ ماشین الکتریکی به صورت زیر بیان می‌شود [۱۸].

$$\frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} = \vec{v}_s - R_s \vec{i}_s \quad (8)$$

با صرف‌نظر از مقاومت استاتور R_s ، فرم گسسته زمانی رابطه (۸) به صورت رابطه (۹) بیان می‌شود.

$$\Delta\vec{\varphi}_s \approx \vec{v}_s \cdot \Delta t \quad (9)$$

در رابطه (۹)، Δt بازه زمانی نمونه برداری بر حسب ثانیه است. با توجه به رابطه (۹) می‌توان نتیجه گرفت که اندازه و زاویه شار استاتور با بکارگیری بردار ولتاژ اعمالی تغییر می‌کند. در روش DTC این کنترل از طریق کنترل کننده‌های هیستریزاس انجام می‌شود. کنترل کننده‌های هیستریزاس در یک باند مشخص تعریف شده‌اند و این باند می‌تواند باعث افزودن عوامل غیرخطی و عدم قطعیت در کنترل و در نتیجه باعث افزایش ریپل گشتاور و شار شود. انتخاب بردارهای ولتاژ در روش مستقیم گشتاور با استفاده از یک جدول





ارجاع از پیش تعریف شده انجام می‌شود. جدول ارجاع استفاده شده در این مقاله در جدول (۱) بر اساس مرجع [۵] است. این جدول ارجاع رپیل گشتاور و شار کمتری نسبت به جدول‌های ارجاع معمول دارد.

جدول (۱): جدول ارجاع برای انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DTC

شماره بخش						ΔT	$\Delta \phi$
۶	۵	۴	۳	۲	۱		
V_1	V_6	V_5	V_4	V_3	V_2	افزایش	افزایش
V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	ثابت	
V_5	V_4	V_3	V_2	V_1	V_6	کاهش	
V_2	V_1	V_6	V_5	V_4	V_3	افزایش	کاهش
V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	ثابت	
V_4	V_3	V_2	V_1	V_6	V_5	کاهش	

در روش DTC روابط لازم برای تخمین شار استاتور و روتور و گشتاور تولیدی به شرح ذیل است [۲۰].

$$\varphi_{s\alpha\beta} = \int (v_{s\alpha\beta} - R_s \times i_{s\alpha\beta}).dt \quad (10)$$

$$\vec{\varphi}_r = \frac{L_r}{L_m} \vec{\varphi}_s + \vec{t}_s \times \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) \quad (11)$$

در رابطه (۱۰) بردار ولتاژ $V_{s\alpha\beta}$ ولتاژهای محوره‌های متعامد α و β است و بردار جریان $i_{s\alpha\beta}$ جریان‌های تصویر شده بر روی محوره‌های متعامد α و β را نشان می‌دهد. با توجه به رابطه (۱۰) اندازه شار استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی به صورت ذیل محاسبه می‌شود [۲۰].

$$|\vec{\varphi}_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (12)$$

$$T = \frac{3}{2} p. (\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (13)$$

همچنین اندازه زاویه θ که زاویه مربوط به شار استاتور است از رابطه (۱۴) محاسبه می‌شود.

$$\theta_s = \text{Arc tan} \left(\frac{\varphi_{s\alpha}}{\varphi_{s\beta}} \right) \quad (14)$$

روابط ارائه شده، معمولی‌ترین و ساده‌ترین روابط موجود در درایوهای الکتریکی هستند که برای اکثر روش‌های بر مبنای کنترل مستقیم گشتاور به کار می‌رود.

۳- روش کنترل ترکیبی پیشنهادی

همانطور که در بخش قبل اشاره شد، کنترل شار و گشتاور الکترومغناطیسی با اعمال بردار بهینه ولتاژ در هر سیکل کنترلی انجام می‌شود. از آنجایی که روش کنترل مستقیم گشتاور از یک جدول کلیدزنی ثابت و مشخص برای اعمال بردار ولتاژ استفاده می‌کند، هیچ تضمینی وجود ندارد که بردار ولتاژ اعمالی، بهترین عملکرد را در همه شرایط کاری ماشین و در همه نواحی و زوایای شار داشته باشد [۱۹]. روش کنترل ترکیبی ارائه شده در این مقاله با ارزیابی یک تابع هزینه در یک بستر تصمیم‌گیری با تعداد محدودی از انتخاب‌ها،





به جستجوی بردار ولتاژ بهینه می‌پردازد. بر اساس شرایط در نظر گرفته شده در تابع هزینه تضمین می‌شود که بردار ولتاژ انتخابی، بهترین نتیجه را در بر خواهد داشت.

۳-۱- جهت‌دهی بردارهای تغییرات شار و گشتاور

با توجه به شکل (۱)، مشخص است که با صرفنظر از مقاومت استاتور تغییرات شار مغناطیسی به شرح ذیل است.

$$\vec{\varphi}_s(k+1) = \vec{\varphi}_s(k) + \vec{v}_s(k).T_s \quad (15)$$

$$\Delta\vec{\varphi}_s(k+1) = \vec{\varphi}_s(k+1) - \vec{\varphi}_s(k) \quad (16)$$

با توجه به شکل (۱) می‌توان بردار تغییرات شار مغناطیسی $\Delta\varphi_s$ را بر روی محورهای F/T تصویر کرد. بنابراین خواهیم داشت:

$$\Delta\vec{\varphi}_s(k+1) = \Delta\varphi_F(k+1) + j\Delta\varphi_T(k+1) \quad (17)$$

در پیاده‌سازی روش پیشنهادی در این مقاله بازه تغییرات زمانی به اندازه کافی کوچک فرض می‌شود که بتوان با تقریب قابل قبولی تغییرات زاویه $\Delta\delta$ را کوچک فرض کرد. بنابراین می‌توان نتیجه‌گیری کرد که ارتباط بین تغییرات زاویه δ و شار به صورت زیر است:

$$\sin(\Delta\delta(k+1)) \cong \frac{\Delta\varphi_T(k+1)}{|\vec{\varphi}_s(k+1)|} \quad (18)$$

$$\Delta\delta(k+1) \cong \frac{\Delta\varphi_T(k+1)}{|\vec{\varphi}_s(k+1)|} \quad (19)$$

بنابراین مولفه‌های تغییرات شار در راستای محورهای F/T به صورت زیر بازنویسی می‌شود.

$$\Delta\varphi_F(k+1) \cong |\vec{\varphi}_s(k+1)| - |\vec{\varphi}_s(k)| \quad (20)$$

$$\Delta\varphi_T(k+1) \cong |\vec{\varphi}_s(k+1)|\Delta\delta(k+1) \quad (21)$$

همچنین فرم گسسته معادله (۷) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد.

$$\Delta T = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\vec{\varphi}_s(k)| \cdot |\vec{\varphi}_r(k)| \cdot \cos(\delta) \cdot \Delta\delta \quad (22)$$

با توجه به رابطه (۲۲) مولفه تغییرات شار $\Delta\varphi_F$ به راحتی قابل پیاده‌سازی است. اما پیاده‌سازی مولفه تغییرات شار در محور T به سراسری مولفه تغییرات شار در محور F نیست. برای محاسبه تغییرات شار در محور T در پیاده‌سازی روش کنترلی، با ترکیب روابط (۲۱) و (۲۲) داریم:

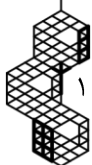
$$\Delta\varphi_T(k+1) \cong |\vec{\varphi}_s(k+1)|\Delta\delta(k+1) = \quad (23)$$

$$\frac{T_e(k+1) - T_e(k)}{\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \cdot |\vec{\varphi}_r(k+1)| \cos(\delta(k+1))}$$

برای کاهش وابستگی روش کنترل پیشنهادی به پارامترهای موتور به جای استفاده از رابطه (۲۳) از یک کنترل کننده PI برای تولید مولفه تغییرات شار در محور T استفاده می‌کند. همانطور که در قبل اشاره شد پس از محاسبه مولفه‌های تغییرات شار، بایستی بردار ولتاژ بهینه با توجه به اهداف کنترلی انتخاب شود. انتخاب بردار ولتاژ بهینه با جستجو از بین بردارهای ولتاژ مختلف پس از ارزیابی یک تابع هزینه مناسب انجام خواهد شد.

با در نظر گرفتن شکل (۲) مولفه‌های بردار ولتاژ در محورهای F/T به صورت زیر بازنویسی می‌شود.

$$\vec{v}_s^i(k+1) = |\vec{v}_s^i(k+1)| \angle(\theta_i - \theta_s) = v_F^i(k+1) + jv_T^i(k+1) \quad (24)$$





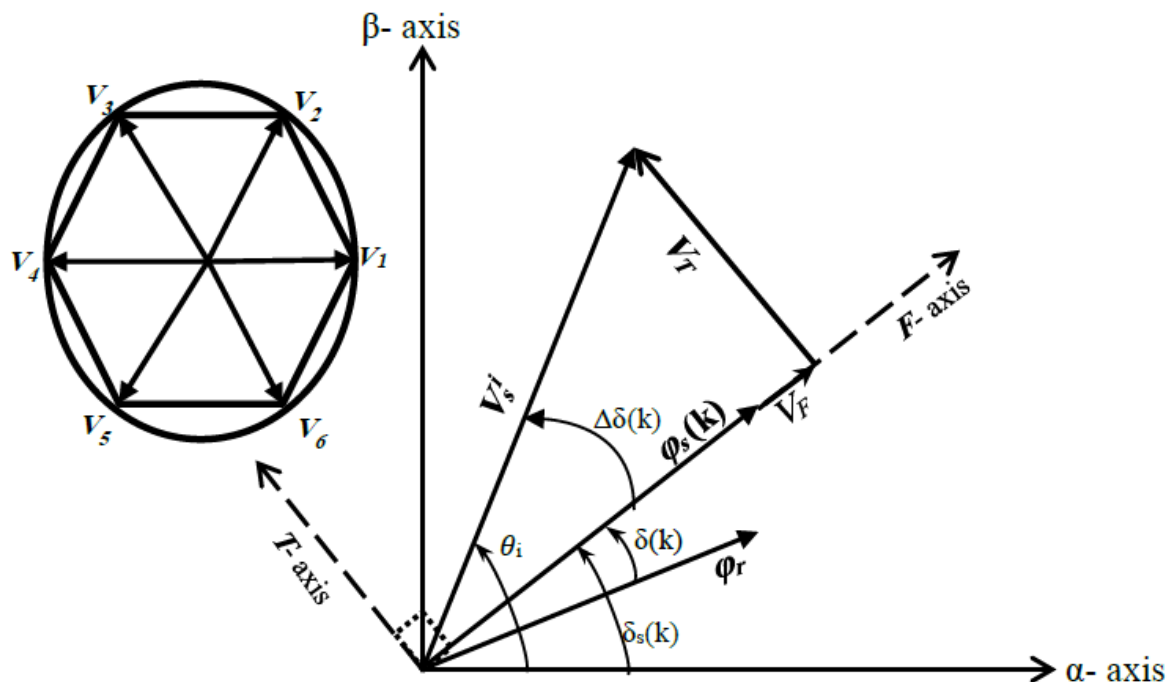
در رابطه (۲۴)، $\vec{V}_S^i$ ، i امین بردار ولتاژ اعمالی به استاتور است. که به دو مولفه در راستای محوره‌های F/T تبدیل می‌شود. با فرض یک شرایط ایده آل در اعمال هر بردار ولتاژ دلخواه در الگوریتم کنترلی، رابطه (۹) که معرف مولفه تغییرات شار است بایستی برابر با رابطه (۱۷) شود. رابطه (۲۴) نیز معرف بردار ولتاژ اعمالی به استاتور است. اما از آنجایی که تعداد بردارهای ولتاژ محدود و مشخص است و امکان تولید هر ولتاژ دلخواهی در زمان کوچک Δt وجود ندارد، با ارزیابی تابع هدف J بردار ولتاژی انتخاب می‌شود که تابع هدف مورد نظر را مینیمم سازد. با فرض‌های در نظر گرفته شده، تابع هدف به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$g^i = g_F^i + g_T^i \quad (25)$$

$$g_F^i = (\Delta\varphi_F(k+1) - v_F^i \cdot T_S)^2 \quad (26)$$

$$g_T^i = (\Delta\varphi_T(k+1) - v_T^i \cdot T_S)^2$$

در نهایت بردار ولتاژ بهینه با مینیمم کردن تابع هدف رابطه (۲۵) از طریق جستجو بین بردارهای ولتاژ ممکن اعمالی به اینورتر ولتاژ دو سطحی، انتخاب می‌شود.



شکل (۲): نمودار برداری ولتاژ اینورتر و حرکت پیوند شار استاتور

بلوک دیاگرام کنترلی مربوط به روش پیشنهادی در شکل (۳) مشاهده می‌شود. همانطور که توضیح داده شد برای کاهش وابستگی به پارامترهای موتور از یک کنترل کننده PI استفاده شده است. در این روش، اندازه مولفه تغییرات شار در یک حلقه کنترلی با توجه به نتایج حاصل از تخمین در روش کنترل مستقیم گشتاور به دست می‌آید. سپس با جستجوی بردار ولتاژ به مینیمم سازی تابع هدف پرداخته می‌شود.

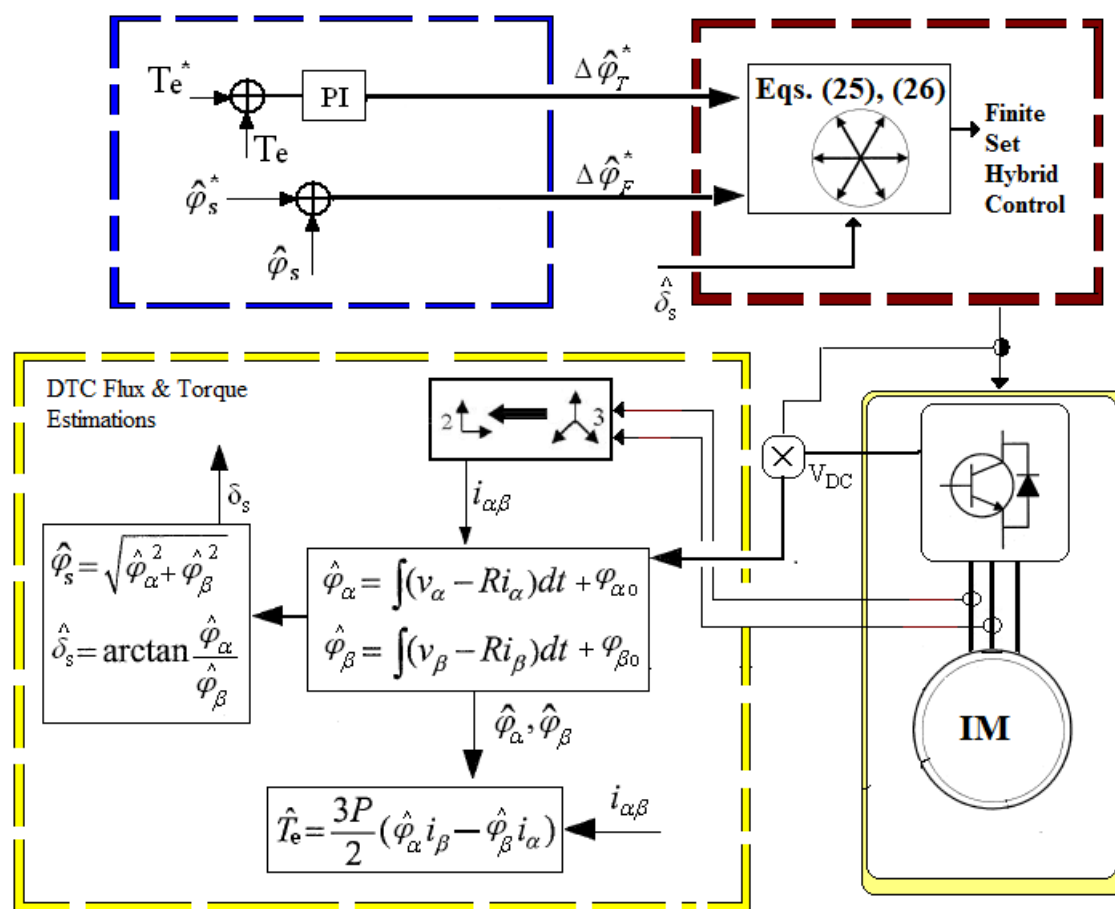
۴- نتایج

در این بخش، جهت اعتبارسنجی روش پیشنهادی در این مقاله نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار MATLAB/Simulink ارائه شده است. در شکل ۴ شبیه سازی انجام شده در محیط MATLAB/Simulink نمایش داده شده است. نتایج ارائه شده در حالت دائمی و در حالت دینامیکی مورد ارزیابی قرار گرفته است. همه نتایج ارائه شده در روش پیشنهادی با روش DTC مقایسه شده است. برای ارزیابی و مقایسه منصفانه دو روش، تمام پارامترهای تنظیمی مانند زمان نمونه‌برداری برای هر دو روش یکسان در نظر گرفته

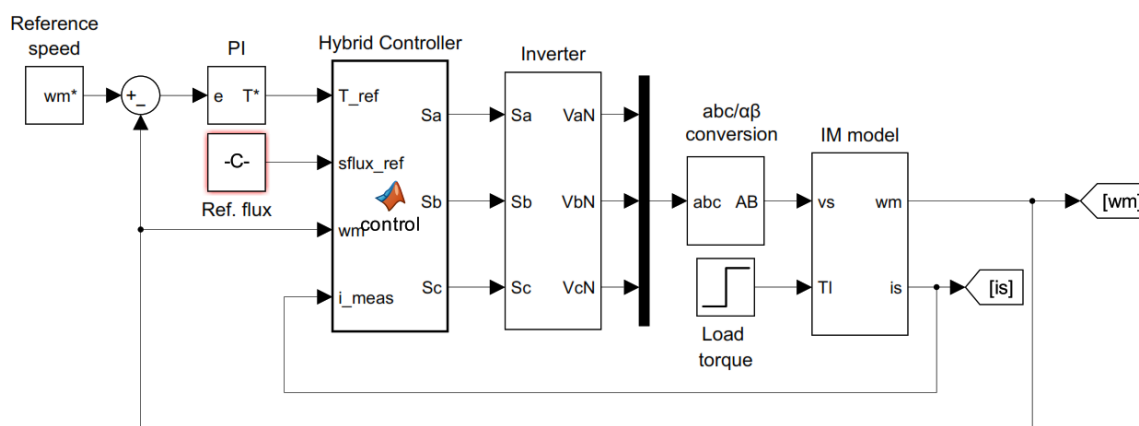




شده است. در این مقاله زمان نمونه‌برداری ۴۰ میکروثانیه در نظر گرفته شده است. مشخصات مختلف مربوط به موتور و دیگر پارامترهای درایو موتور القایی در جدول (۲) ارائه شده است.



شکل (۳): بلوک دیاگرام روش کنترل پیشنهادی



شکل (۴): شبیه سازی روش پیشنهادی در نرم افزار MATLAB/Simulink





جدول (۲): پارامترهای موتور القایی

پارامتر	مقدار
تعداد فازها	۳
تعداد قطب‌های موتور	۲
فرکانس نامی موتور (Hz)	۵۰
توان نامی موتور (Kw)	۸.۵
جریان نامی استاتور (A)	۱۳.۵
ولتاژ نامی استاتور (V)	۴۰۰
گشتاور نامی موتور (N.m)	۲۰
سرعت نامی موتور (rpm)	۲۸۲۰
مقاومت سیم‌پیچ استاتور (Ω)	۱.۲
مقاومت سیم‌پیچ روتور (Ω)	۱
اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور (mH)	۱۷۵
اندوکتانس سیم‌پیچ روتور (mH)	۱۷۵
اندوکتانس متقابل (mH)	۱۷۰

برای ارزیابی اعوجاجات گشتاور و شار هر دو روش شبیه‌سازی شده از روابط (۲۶) و (۲۷) استفاده می‌شود. پارامتر مربوط به ریزل در درایوهای الکتریکی از پارامترهای اصلی ارزیابی کیفیت درایو است. در مطالعه رفتار حالت دائمی موتور از دو پارامتر زیر جهت محاسبه نوسانات گشتاور و نوسانات شار استفاده شده است. این دو پارامتر محاسبه شده از معیارهای اصلی ارزیابی دو روش کنترلی مقایسه شده است.

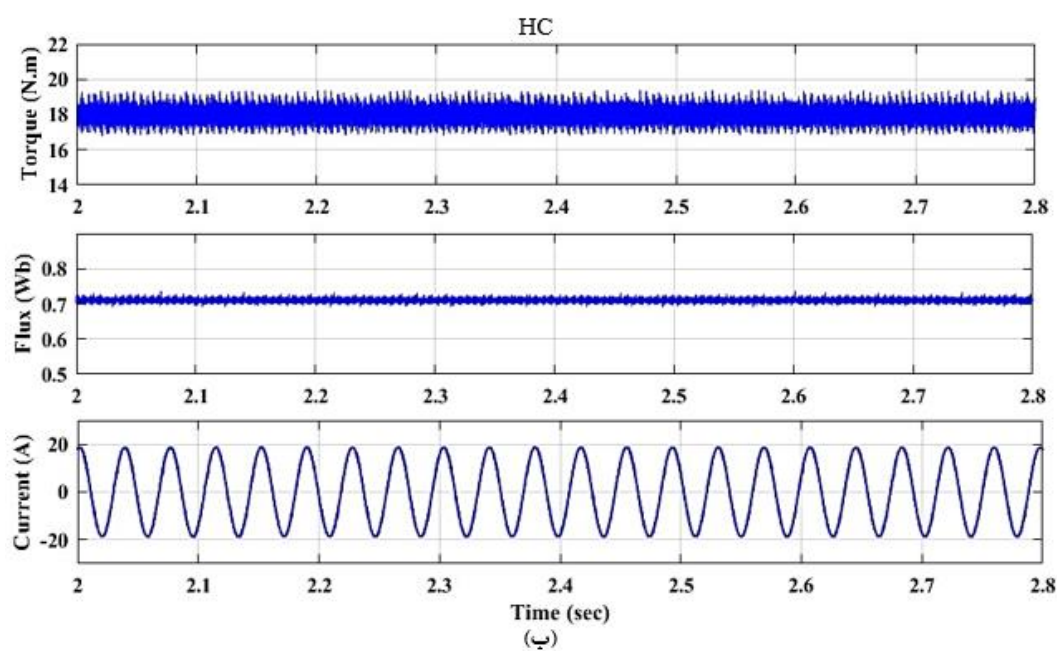
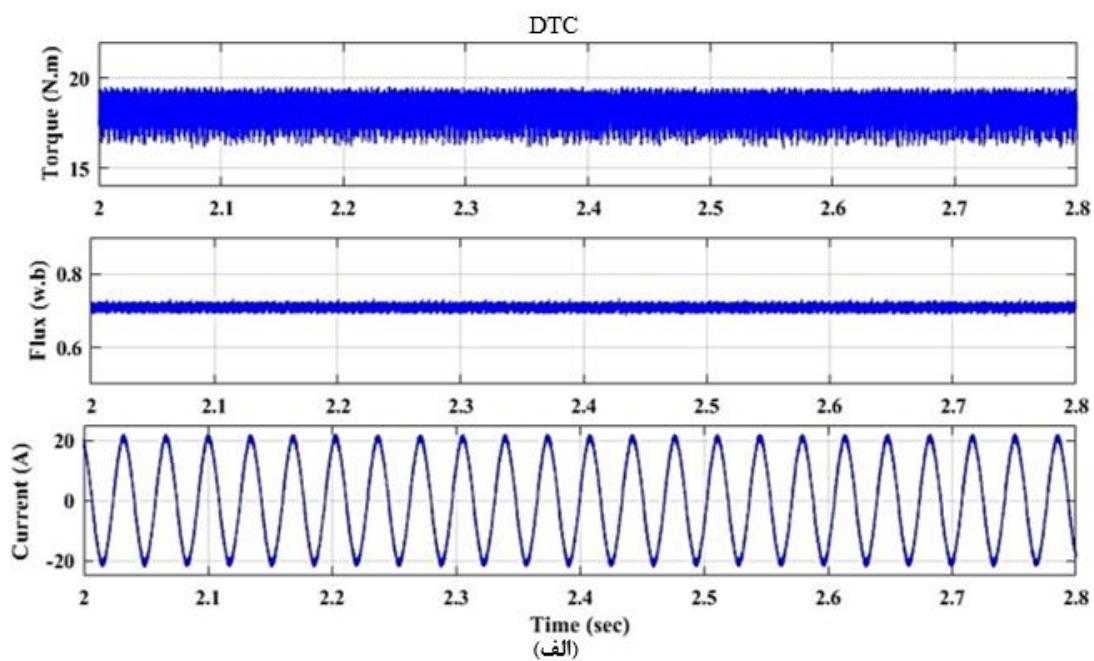
$$T_{ripple} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (T_s(i) - T_{s-Ave})^2}, \%T_{ripple} = \frac{T_{ripple}}{T_{s-Ave}} \times 100 \quad (27)$$

$$\phi_{ripple} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\phi_s(i) - \phi_{s-Ave})^2}, \% \phi_{ripple} = \frac{\phi_{ripple}}{\phi_{s-Ave}} \times 100 \quad (28)$$

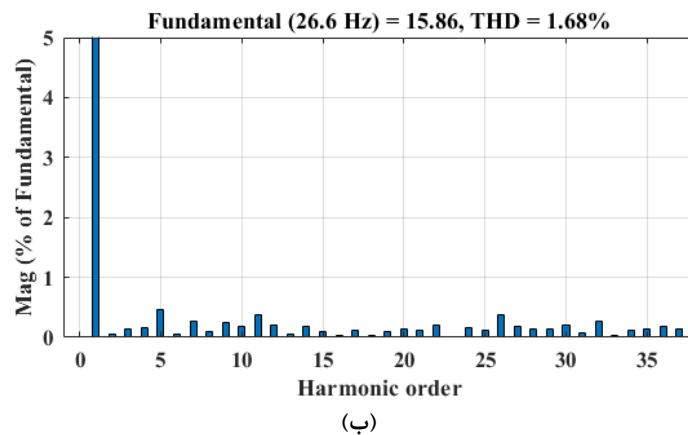
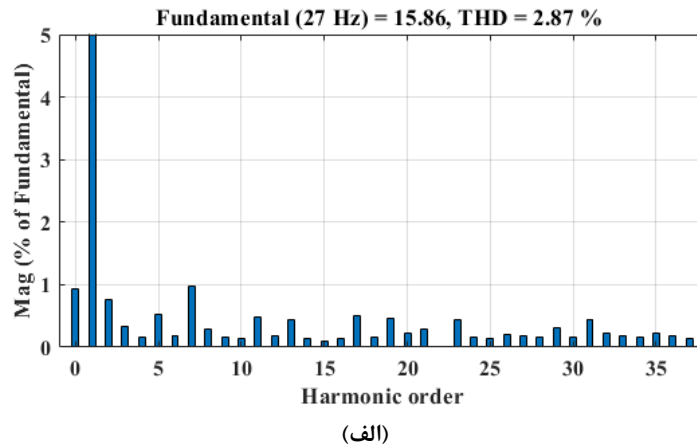
برای به دست آوردن نتایج از یک کنترل‌کننده عادی PI برای کنترل سرعت در مقدار ثابت 150 rad/sec استفاده شده است. در این شبیه‌سازی از یک کنترل‌کننده PI عادی سرعت برای کنترل سرعت موتور استفاده شده است. در این مقاله تمرکز بر کنترل سرعت وجود ندارد و فقط جهت ثابت کردن سرعت برای بررسی پاسخ حالت دائمی روش پیشنهادی استفاده شده است.

خروجی این کنترل‌کننده مرجع گشتاور اعمالی به ماشین را تعیین می‌کند. مقدار مرجع شار برای هر دو روش برابر 0.7 wb در نظر گرفته شده است. نتایج شبیه‌سازی برای هر دو روش پیشنهادی و روش کنترل DTC در شرایط تنظیمی یکسانی ارائه شده است. در شکل (۵) نتایج حالت دائمی جریان اندازه‌گیری شده مربوط به استاتور و شار تخمینی استاتور و گشتاور تخمینی تولیدی ماشین ارائه شده است. همچنین شکل (۸) پاسخ دینامیکی گشتاور ماشین را نشان می‌دهد. طیف هارمونیک جریان استاتور برای یکی از فازهای استاتور در حالت ماندگار در شکل (۶) نشان داده شده است. با توجه به طیف هارمونیک مربوط به جریان استاتور مشخص است که روش پیشنهادی نسبت به روش DTC دارای اعوجاجات هارمونیک کمتری است. نتایج نشان می‌دهد که اعوجاج کلی جریان استاتور به ترتیب در روش پیشنهادی و در روش DTC برابر 1.68% و 2.87% است. بنابراین روش پیشنهادی به شکل موج جریان سینوسی خالص نزدیکتر است. با توجه به اینکه روش DTC و همچنین روش پیشنهادی در این مقاله از نظر ماهیت روشهای با فرکانس کلیدزنی متغیر هستند. بنابراین این روشها دارای فرکانس کلید زنی ثابت مانند روشهای کنترل برداری و دیگر روشهای برمبنای PWM نیستند. با این وجود حتی برای این روشها می‌توان در حالت ماندگار یک مقدار متوسط برای فرکانس کلیدزنی ارائه کرد. فرکانس متوسط کلید زنی به ترتیب در روش پیشنهادی و در روش DTC برابر 6.355 kHz و 6.468 kHz است.

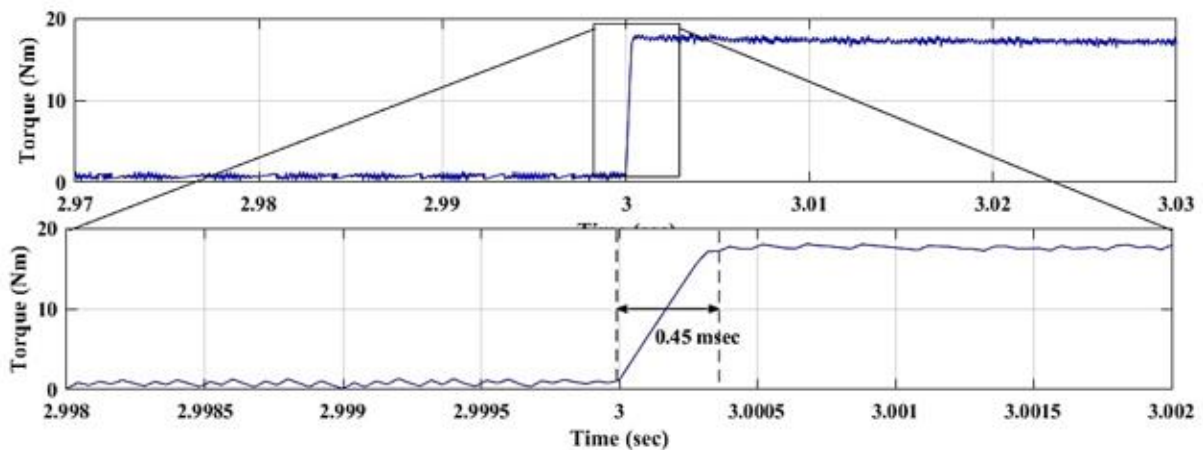




شکل (۵): نتایج حالت دائمی شبیه‌سازی جریان، شار استاتور و گشتاور ماشین (الف) روش DTC (ب) روش پیشنهادی



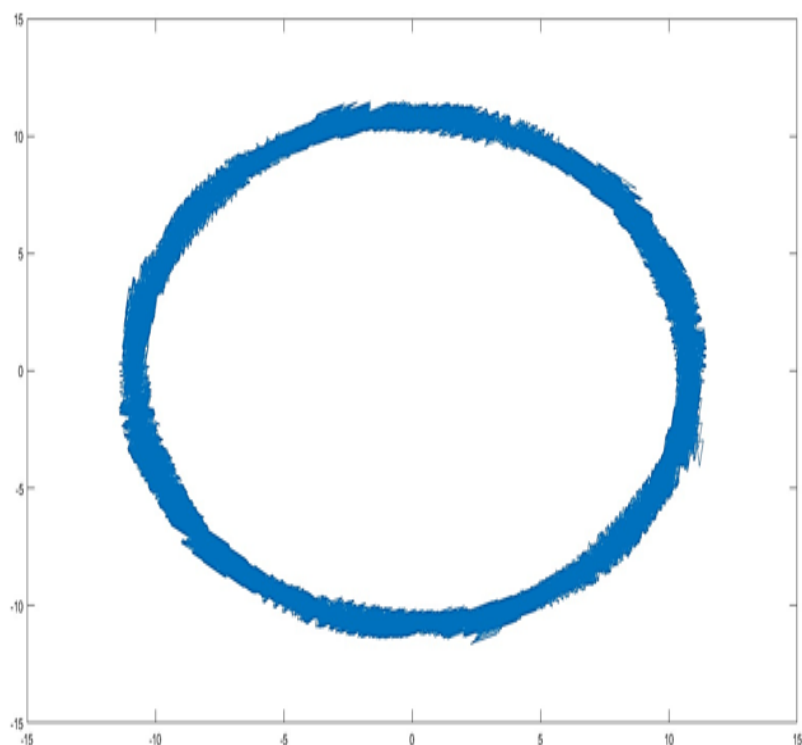
شکل (۶): نتایج طیف هارمونیک جریانی الکتریکی استاتور، (الف) روش DTC، (ب) روش پیشنهادی



شکل (۷): نتایج دینامیکی شبیه‌سازی گشتاور ماشین با استفاده از روش پیشنهادی

نتایج شبیه‌سازی مسیرهای جریان در مختصات $\alpha - \beta$ با استفاده از روش پیشنهادی در شکل (۸) نشان داده شده است. با توجه به شکل، روش پیشنهادی عملکرد قابل قبولی از نظر ریبیل جریان در پاسخ حالت پایدار دارد. در جدول (۳) مقایسه دو روش ارائه شده است. در این جدول مقادیر ریبیل شار و گشتاور و همچنین اعوجاج کلی^۵ (THD) جریانی الکتریکی استاتور به صورت مقایسه‌ای بین دو روش ارائه شده است. نتایج نشان می‌دهد که ریبیل شار و گشتاور و اعوجاج کلی جریانی استاتور در روش پیشنهادی نسبت به روش DTC کمتر بوده و همچنین پاسخ دینامیکی گشتاور سریعتر می‌باشد.





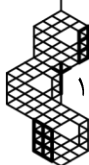
شکل (۸): مسیر جریان در مختصات $\alpha-\beta$ با استفاده از روش پیشنهادی

جدول (۳): مقایسه نتایج روش DTC و روش پیشنهادی

روش پیشنهادی	روش DTC	پارامتر
۱.۱۷٪	۱.۲۵٪	ریپل شار ($\% \phi_{ripple}$)
۲.۷۵٪	۳.۳۸۵٪	ریپل گشتاور ($\% T_{ripple}$)
۱.۶۳٪	۲.۸۷٪	اعوجاج کلی جریان استاتور (THD)
۰.۴۵	۱.۰۳	پاسخ دینامیکی گشتاور (میلی ثانیه)

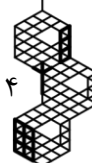
۵- نتیجه گیری

در این مقاله از استراتژی‌های کنترل ترکیبی استفاده شد. ماهیت کنترل ماشینهای الکتریکی یک سیستم متشکل از زیر سیستم های گسسته و پیوسته است یکی از انواع روش های کنترلی برای سیستم های ترکیبی روش های کنترل پیش بین بر مبنای مدل است. در روش کنترل پیش بین بر مبنای مدل از هر هم کنش سیستم های گسسته و ارتباط آن با دینامیک های پیوسته سیستم جهت کنترل بهتر استفاده شد. در این مقاله یک روش کنترل ترکیبی بر مبنای روش کنترل مستقیم گشتاور ارائه شده است که می تواند مشخصه های عملکردی محرکه موتور القایی آسنکرون سه فاز را بهبود ببخشد. در این روش انتخاب بردار ولتاژ بهینه با استفاده از مفهوم کنترل پیش بین و بر اساس بهینه سازی تابع هزینه انجام می شود. در روش پیشنهادی تضمین بیشتری برای انتخاب بردار بهینه نسبت به روش کنترل مستقیم گشتاور بر مبنای جدول وجود دارد زیرا در هر سیکل کنترلی تابع هدف مورد ارزیابی قرار می گیرد و بر اساس آن بردار ولتاژ بهینه انتخاب می شود. در حالی که در روش کنترل گشتاور بر مبنای جدول ارجاع دینامیک ماشین الکتریکی در انتخاب بردار ولتاژ کمتر مورد توجه قرار گرفته است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که روش پیشنهادی در مقایسه با روش DTC کلاسیک دارای مزایایی از جمله پاسخ دینامیکی سریعتر و ریپل شار و گشتاور کمتر است. از طرف دیگر روش پیشنهادی از نظر هارمونیک جریان استاتور دارای شکل موج بهتری نسبت به روش کنترل مستقیم گشتاور است. همچنین پیاده سازی روش ترکیبی ارائه شده به سادگی امکان پذیر است.





- [1] O. AlShorman, M. Irfan, N. Saad, D. Zhen, N. Haider, A. Glowacz, and A. AlShorman, "A review of artificial intelligence methods for condition monitoring and fault diagnosis of rolling element bearings for induction motor," *Shock and Vibration*, vol. 2020, Art. no. 8843759, 2020, doi: 10.1155/2020/8843759.
- [2] A. Ketabi, A. Yadghar, and M. J. Navardi, "Torque and ripple improvement of an SR motor using robust particle swarm optimization of drive current and dimension," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 45, pp. 195–207, 2016, doi: 10.2528/PIERM15112207.
- [3] S. G. Petkar, K. Eshwar, and V. K. Thippiripati, "A modified model predictive current control of permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 2, pp. 1025–1034, Feb. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2970671.
- [4] M. Zand, M. A. Nasab, M. Khoobani, and A. Jahangiri, "Robust speed control for induction motor drives using STSM control," in Proc. 12th Power Electron., Drive Syst., and Technol. Conf. (PEDSTC), Tabriz, Iran, 2021, doi: 10.1109/PEDSTC52094.2021.9405912.
- [5] M. J. Navardi, J. Milimonfared, and H. A. Talebi, "Torque and flux ripples minimization of permanent magnet synchronous motor by a predictive-based hybrid direct torque control," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 6, no. 4, pp. 1662–1670, 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2834559.
- [6] M. Schwenzer, M. Ay, T. Bergs, et al., "Review on model predictive control: An engineering perspective," *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 117, pp. 1327–1349, 2021, doi: 10.1007/s00170-021-07682-3.
- [7] M. J. Navardi, J. Milimonfared, and H. A. Talebi, "Flux and torque ripple minimisation for permanent magnet synchronous motor by finite-set hybrid direct torque control," *IET Power Electron.*, vol. 13, no. 12, pp. 2547–2554, 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2019.0038.
- [8] M. Daneshi, M. Abbasian, and M. Delshad, "Comparison of an induction switched reluctance machine with an interior permanent magnet machine using finite element method," *ACES J.*, pp. 62–68, 2025, doi: 10.13052/2025.ACES.J.400108.
- [9] M. Nikbakht, S. G. Liasi, K. Abbaszadeh, and G. A. Markadeh, "An enhanced model predictive control strategy to drive PMSM with reduced torque and flux ripples," in Proc. 11th Power Electron., Drive Syst., and Technol. Conf. (PEDSTC), Tehran, Iran, pp. 1–6, 2020, doi: 10.1109/PEDSTC49159.2020.9088489.
- [10] H. Miranda, P. Cortes, J. I. Yuz, and J. Rodriguez, "Predictive torque control of induction machines based on state-space models," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1916–1924, 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2014904.
- [11] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 820–827, 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504799.
- [12] M. J. Navardi, B. Babaghorbani, and A. Ketabi, "Efficiency improvement and torque ripple minimization of switched reluctance motor using FEM and seeker optimization algorithm," *Energy Convers. Manag.*, vol. 78, pp. 237–244, 2014, doi: 10.1016/j.enconman.2013.11.001.
- [13] A. Rasoulilian, H. Saghafi, M. Abbasian, and M. Delshad, "Deep learning based model predictive control of active filter inverter as interface for photovoltaic generation," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 17, no. 13, pp. 3151–3162, 2023, doi: 10.1049/rpg2.12822.





- [14] D. Casadei, G. Serra, and K. Tani, "Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 769–777, 2000, doi: 10.1109/63.849048.
- [15] Y. Zhang and J. Zhu, "A novel duty cycle control strategy to reduce both torque and flux ripples for DTC of permanent magnet synchronous motor drives with switching frequency reduction," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 10, pp. 3055–3067, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2129577.
- [16] Z. Guo, Q. Liu, S. Chen, W. Hu, and Z. Chen, "Two-phase model predictive direct duty-cycle control for PMSM with off-line lookup table," *IEEE Trans. Energy Convers.*, pp. 1–14, 2023, doi: 10.1109/TEC.2023.3280419.
- [17] B. Kiani, S. Soleymani, B. Mozafari, and H. M. Shourkaei, "Model predictive based direct torque control for induction motor drives by sole-evaluation of two-parameter independence duty ratios for each voltage vector," *Elect. Power Compon. Syst.*, vol. 48, pp. 2019–2036, 2020, doi: 10.1080/15325008.2021.1910379.
- [18] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2012.
- [19] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 779–787, 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.802183.
- [20] M. Shafiee-Fini, M. J. Navardi, and H. Ghasvari, "Improving the performance characteristics of three-phase asynchronous induction motor drive using hybrid systems control method based on direct torque control," *J. Control Sci. Eng.*, vol. 2025, Art. no. 5062783, 2025, doi: 10.1155/jcse/5062783.

زیر نویس‌ها

-
- ۱ Field Oriented Control
 - ۲ Direct Torque Control
 - ۳ Predictive Torque Control
 - ۴ Space Vector Modulation
 - ۵ Total Harmonic Distortion

