

# یک روش جدید برای کنترل ماشین القایی تغذیه دوگانه بدون نیاز به سنسور به روش SVM-DTC

طاهر عابدین زاده<sup>۱</sup>، دانشجوی دکتری، مهدی احسان<sup>۲</sup>، استاد، محمدرضا جاهدمطلق<sup>۳</sup>، دانشیار

۱- دانشگاه آزاد اسلامی - واحد علوم و تحقیقات - گروه مهندسی برق - تهران - ایران - taherabedinzade@yahoo.com

۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی شریف - تهران - ایران - ehsan@sharif.edu

۳- دانشکده مهندسی کامپیوتر - دانشگاه علم و صنعت - تهران - ایران - Jahedmr@iust.ac.ir

**چکیده:** این مقاله، یک روش بهبودیافته به منظور محاسبه موقعیت روتور و سرعت یک ماشین القایی تغذیه دوگانه (DFIM) ارائه می‌کند. تخمین موقعیت روتور با استفاده از اندازه‌گیری ولتاژ و جریان استاتور و ولتاژ روتور و بدون نیاز به هرگونه اطلاعات در مورد شار استاتور انجام می‌گیرد. این الگوریتم یک روش ساده و مؤثر است و در آن نیازی به محاسبه مستقیم شار استاتور وجود ندارد. یکی دیگر از مزیت‌های مهم این روش، آن است که در محاسبات هیچ تقریب و برآوردی استفاده نمی‌شود. نتایج حاصله از این روش در برابر تخمین نادرست پارامترهای ماشین در استاتور و روتور مقاوم هستند و فقط به تخمین نادرست مقدار اندوکتانس القای متقابل ماشین تا حدودی وابسته است. همچنین این روش نیازی به دانستن اطلاعات قبلی ماشین ندارد. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد حالت پایدار و دینامیکی این روش را در حالت کنترل مستقیم گشتاور به وسیله مدولاسیون بردار فضایی (SVM-DTC) ماشین (DFIM) (Double Fed Induction Machine) تأیید می‌کند.

**واژه‌های کلیدی:** محاسبه موقعیت روتور، ماشین القایی تغذیه دوگانه (DFIM)، کنترل مدولاسیون بردار فضایی، حساسیت پارامتر.

## A New Sensorless DTC-SVM Control Method for DFIM Drives

T. Abedinzadeh<sup>1</sup>, M. Ehsan<sup>2</sup>, M. R. Jahed-Motlagh<sup>3</sup>

1- Department of Electrical Engineering, Science and Research Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran,

2- Department of Electrical Engineering, Sharif University of Technology, Tehran, Iran

3- Department of Computer Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran

**Abstract:** This paper presents an improved method for calculating the rotor position and speed of a doubly fed induction machine (DFIM). The rotor position is estimated by means of measured stator and rotor voltages and currents, without need to estimation of the stator flux. The proposed algorithm is simple and effective and, direct estimation of the stator flux is not required. One of the most important advantages of this scheme is that the calculations do not use any approximation. This method is robust against variations of stator and rotor resistances and only error in estimation of the machine mutual inductance can somewhat influence that. This approach does not need to any initial data of machine. Simulation results validate effectiveness of the proposed sensorless space vector modulation direct torque control of DFIM under steady-state and dynamic conditions.

**Keywords:** Direct torque control (DTC), doubly fed induction machine (DFIM), parameter sensitivity, sensorless rotor position computation, space vector modulation (SVM).

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۳/۰۱/۲۶

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۳/۰۵/۰۷

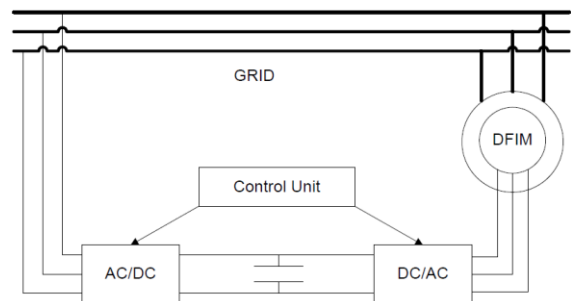
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۳/۰۷/۱۱

نام نویسنده مسئول: طاهر عابدین‌زاده

نشانی نویسنده مسئول: ایران - شبستر - دانشگاه آزاد اسلامی - گروه مهندسی برق

## ۱- مقدمه

امروزه ماشین القایی دو سو تغذیه کاربردهای بسیاری در صنعت از جمله در توربین‌های بادی و ایستگاه‌های پمپاژ آبی دارند (شکل (۱)) در این نوع ماشین، هم استاتور و هم روتور به سیستم برق متصل می‌شوند. وقتی پایانه‌های استاتور به یک سیستم قدرت متصل و در نتیجه آن ولتاژ استاتور توسط شبکه تا حدودی ثابت نگه داشته می‌شود، توان اکتیو و راکتیو و همچنین سرعت ماشین را می‌توان از طریق ولتاژ اعمال شده به روتور توسط مبدل پشت‌به‌پشت الکترونیک قدرت کنترل کرد. استفاده از این ماشین‌ها مزایای قابل توجهی دارد که در ادامه به برخی از آن‌ها اشاره می‌شود [۱]. از جمله اینکه، چون تنها بخشی از توان نامی از طریق مبدل الکترونیک قدرت منتقل می‌شود، تلفات و هزینه‌ها کاهش خواهد یافت. همچنین کنترل مستقل توان اکتیو و راکتیو استاتور در این ماشین، یکی دیگر از مزایای آن است.



شکل (۱): بلوک دیاگرام یک ماشین DFIM متصل به شبکه

روش‌های مختلفی برای کنترل DFIM وجود دارد. یکی از سیستم‌های معمول کنترل DFIM، کنترل برداری هم‌جهت با شار استاتور است [۲-۶]. روش‌های دیگر مانند کنترل مستقیم توان یا کنترل مستقیم گشتاور [۷-۱۵] نیز مورد مطالعه قرار گرفته است. موقعیت مکانیکی روتور باید در تمام این روش‌ها در دسترس باشد، که می‌تواند یا از یک سنسور موقعیت و یا از یک الگوریتم تخمینی به دست آید.

با توجه به نصب و راه‌اندازی راحت، تعمیر و نگهداری ساده، قابلیت اطمینان نسبتاً بالا و هزینه‌های پایین‌تر، روش‌های کنترل بدون سنسور طی دهه‌های گذشته [۱۲، ۳۷-۱۵] ترجیح داده شده‌اند. جنبه‌های مختلفی باید در طراحی یک سیستم کنترل بدون سنسور موقعیت برای ماشین DFIM در نظر گرفته شود. پایداری و دقت از مهم‌ترین ویژگی‌هایی است که الگوریتم باید در هر در محدوده سرعت، به‌ویژه در نزدیکی سرعت سنکرون داشته باشد. همچنین هنگامی که سیستم بعد از دوره‌ای از زمان شروع به کار می‌کند، موقعیت و سرعت دقیق ماشین، باید بدون آگاهی از هر شرط اولیه‌ای در دسترس باشد [۳۲، ۲۰].

چندین روش بدون سنسور موقعیت در سال‌های اخیر مطرح شده‌اند. این روش‌ها را می‌توان در درجه اول به دو گروه تقسیم‌بندی کرد: حلقه باز و حلقه بسته. روش‌های بدون سنسور ارائه‌شده در

[۲۰، ۲۱] حلقه باز می‌باشند که از برآورد جریان‌های روتور برای این منظور استفاده کرده‌اند و در نهایت موقعیت روتور از مقایسه بین جریان‌های برآورد شده و اندازه‌گیری شده روتور به دست می‌آید. در [۲۲]، یک روش بدون سنسور ارائه شده است که از ولتاژ و جریان اندازه‌گیری شده استاتور و روتور استفاده می‌کند. در این روش، نیازی به محاسبه مستقیم مقدار مشتق شار نیست و توسط معادل تحلیلی به دست آمده از مقادیر اندازه‌گیری استاتور و روتور جایگزین می‌شود، ولی برآورد نادرست معادل تحلیلی آن هنگام تغییرات در شبکه و یا شار استاتور، منجر به عملکرد غیرقابل قبول و ضعیف سیستم می‌شود.

در [۲۶ و ۳۶] روش سیستم تطبیقی مدل حلقه بسته مرجع بررسی شده است. معمولاً مدل‌های تطبیقی از روابط بین شار و جریان استفاده کرده و از جریان یا شار روتور یا استاتور به عنوان سیگنال‌های تنظیم مکانیزم تطبیق بهره می‌برند. این روش‌ها در صورت تخمین نادرست مقدار راکتانس ماشین نتایج قابل قبولی ارائه نمی‌دهند. برخی از این روش‌ها در قاب مرجع روتور [۲۷] و برخی دیگر در قاب مرجع استاتور [۲۹] اجرا شده‌اند. عامل کلیدی در این روش‌ها، تفاوت بین زاویه تخمینی بردار شار استاتور و موقعیت واقعی روتور است. کنترل‌کننده این مشاهده‌گرهای MRAS معمولاً یک کنترلر PI [۳۰-۲۷] و یا یک کنترلر پسماند [۳۳] است.

در [۲۶]، مقایسه فاز بین جریان روتور اندازه‌گیری شده در قاب مرجع روتور با مقدار تخمینی آن در قاب مرجع دیگر بر اساس بردار توان فاصله هوایی منجر به برآورد زاویه لغزش می‌شود، درحالی‌که [۲۹] از مشاهده‌گر انطباقی سرعت استفاده می‌کند.

نقطه ضعف عمده مشاهده‌گرهای MRAS این است که آن‌ها در چارچوب مرجع ثابت اجرا می‌شوند، که در آن متغیرهای الکتریکی در حالت پایدار معمولاً توابع سینوسی متغیر با زمان هستند. در نتیجه، طراحی پارامتر کنترل می‌تواند دشوار باشد و مشاهده‌گر ممکن است در نهایت منجر به نتیجه نادرست و یا حتی ناپایدار در اجرا گردد [۲۹].

در این مقاله یک روش جدید و ساده برای محاسبه مستقیم موقعیت روتور بدون نیاز به سنسور و همچنین، بدون نیاز به برآورد شار استاتور ارائه شده است. تجزیه و تحلیل حساسیت پارامترها در این روش و شبیه‌سازی آن‌ها نیز انجام شده است. برخلاف دیگر مطالعات قبلی، در این روش هیچ متغیر تخمینی استفاده نشده است. محاسبه زاویه روتور در آن تنها با استفاده از مقادیر اندازه‌گیری شده جریان و ولتاژ استاتور و روتور و به‌طور مستقیم انجام می‌گیرد. به‌منظور از بین بردن نوسانات ناشی از مشتق‌گیرها در روش و به دست آوردن نتایج بهتر، از فیلتر پایین‌گذر در پایان الگوریتم استفاده شده است. از دیگر نقاط قوت این روش می‌توان به نتایج نسبتاً دقیق و قابل قبول در مقابل نوسانات ولتاژ استاتور نام برد. با وجود اینکه این روش حلقه باز است، از انتگرال‌گیری ولتاژ و محاسبات معکوس مثلثاتی در روش ارائه‌شده، استفاده نشده است. این روش در برابر تخمین‌های نادرست مقاومت استاتور و روتور مقاوم است. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد حالت پایدار و

همچنین، سرعت زاویه‌ای جریان روتور در قاب مرجع روتور به صورت زیر به دست می‌آید [۲۰ و ۲۲]:

$$\omega_2 = \cos(\theta_D) \frac{d}{dt} \sin(\theta_D) - \sin(\theta_D) \frac{d}{dt} \cos(\theta_D) \quad (3)$$

سپس، باید زاویه در قاب مرجع استاتور ( $\theta_a$ ) محاسبه گردد. در اینجا، زاویه جریان روتور با توجه به محور  $\alpha$  از قاب مرجع استاتور را می‌توان بدون نیاز به برآورد شار استاتور و یا جریان مغناطیسی استاتور  $i_{ms}$  و بدون صرف نظر از مشتق زمان اندازه شار استاتور که در [۲۲] ارائه شده است، به دست آورد. باید در نظر داشت که نمی‌توان مشتق زمان اندازه شار استاتور را در حالت گذرا و یا زمان وقوع خطا و یا فروپاشی ولتاژ در سیستم قدرت نادیده گرفت. در غیراین صورت، منجر به ایجاد خطا در روش می‌شود.

این روش از مقادیر قابل اندازه‌گیری استاتور و روتور برای محاسبه زاویه  $\theta_a$  استفاده می‌کند. مقدار اندازه‌گیری شده جریان روتور و مشتق زمانی آن در این بخش با معادلات (۱) و (۲) جایگزین شده‌اند. معادلات شار مدار استاتور در قاب مرجع استاتور را به صورت زیر در نظر بگیرید [۲۲]:

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{aligned} \quad (4)$$

از معادلات بالا، جریان‌های روتور در قاب مرجع استاتور به صورت زیر به دست می‌آیند [۲۲]:

$$\begin{aligned} i_{r\alpha} &= \frac{\phi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}}{L_m} \\ i_{r\beta} &= \frac{\phi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}}{L_m} \end{aligned} \quad (5)$$

برای ولتاژهای استاتور نیز می‌توان در قاب مرجع استاتور نوشت [۲۲]:

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} \end{aligned} \quad (6)$$

با مشتق‌گیری از (۴) و جایگزینی (۶) در آن‌ها، خواهیم داشت:

$$\frac{d}{dt} i_{r\alpha} = \frac{\left( v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_s \frac{d}{dt} i_{s\alpha} \right)}{L_m} \quad (7)$$

$$\frac{d}{dt} i_{r\beta} = \frac{\left( v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_s \frac{d}{dt} i_{s\beta} \right)}{L_m}$$

مدل ریاضی جریان روتور را در قاب مرجع استاتور می‌توان به صورت زیر تعریف کرد:

$$\begin{aligned} i_{r\alpha} &= |i_r| \cos \theta_a \\ i_{r\beta} &= |i_r| \sin \theta_a \end{aligned} \quad (8)$$

با مشتق‌گیری از (۸) خواهیم داشت:

$$\sin \theta_a = \frac{\frac{d}{dt} i_{r\alpha} - \cos \theta_a \frac{d}{dt} |i_r|}{-\omega_1 |i_r|} \quad (9)$$

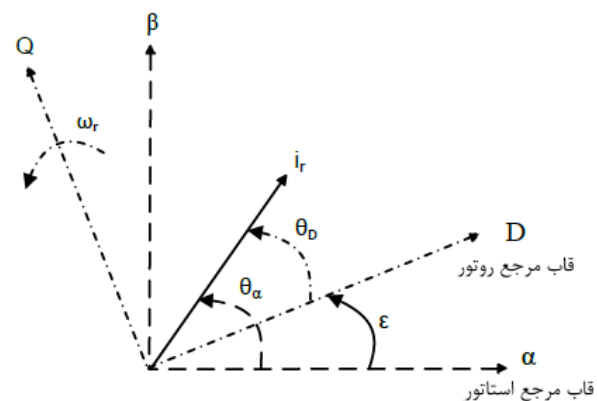
دینامیکی مطلوب این روش در محاسبات بدون سنسور سرعت و موقعیت روتور DFIM را نشان می‌دهد. در نهایت، شبیه‌سازی لازم برای تأیید کارکرد و مؤثر بودن الگوریتم پیشنهاد شده در این مقاله انجام گردیده است.

در ادامه این مقاله به موارد زیر پرداخته می‌شود. در بخش دوم، شرح مختصری از الگوریتم محاسبات ارائه شده است. تحلیل حساسیت پارامتری روش معرفی شده، در بخش سوم آورده شده است. نتایج شبیه‌سازی در محیط MATLAB/Simulink در بخش چهارم نشان داده شده است. بخش پنجم نیز به بیان نتیجه‌گیری پرداخته است.

## ۲- الگوریتم محاسباتی

در این مقاله یک روش جدید برای محاسبه موقعیت مکانیکی روتور ارائه شده است. متغیرهای مورد استفاده در الگوریتم برای محاسبه موقعیت و سرعت روتور عبارت‌اند از: جریان استاتور  $i_s$ ، جریان روتور  $i_r$  و ولتاژ استاتور  $v_s$ . شکل (۲) بردار جریان روتور را در چارچوب‌های مختلف مرجع نشان می‌دهد.

زاویه  $\theta_a$ ، زاویه جریان روتور  $i_r$  با توجه به محور  $\alpha$  از قاب مرجع استاتور و زاویه  $\theta_D$ ، زاویه جریان روتور  $i_r$  با توجه به محور قاب مرجع روتور است. بنابراین، اختلاف بین زاویه‌های  $\theta_D$  و  $\theta_a$ ، موقعیت مورد نیاز روتور را نتیجه می‌دهد. در ادامه به تشریح الگوریتم انجام شده پرداخته می‌شود.



شکل (۲): توزیع فضایی بردارهای جریان روتور

ابتدا، زاویه در قاب مرجع روتور ( $\theta_D$ ) محاسبه می‌شود. از آنجا که می‌توان جریان روتور را اندازه‌گیری کرد، بردارهای DQ جریان روتور در قاب مرجع روتور با استفاده از تبدیل abc به DQ محاسبه می‌شوند. بنابراین،  $\sin(\theta_D)$  و  $\cos(\theta_D)$  می‌توانند به صورت زیر محاسبه شوند [۲۲]:

$$\cos \theta_D = \frac{i_{rD}}{|i_r|} \quad (1)$$

$$\sin \theta_D = \frac{i_{rQ}}{|i_r|}$$

و اندازه جریان روتور نیز از رابطه زیر به دست می‌آید [۲۲]:

$$|i_r| = \sqrt{i_{rD}^2 + i_{rQ}^2} \quad (2)$$

(۱۳) به دست آورد. مقادیر  $\sin(\varepsilon)$  و  $\cos(\varepsilon)$  مرتبط با موقعیت زاویه‌ای روتور از معادلات زیر به دست می‌آیند:

$$\begin{aligned} \cos(\varepsilon) &= \cos(\theta_\alpha)\cos(\theta_D) + \sin(\theta_\alpha)\sin(\theta_D) \\ \sin(\varepsilon) &= \sin(\theta_\alpha)\cos(\theta_D) - \cos(\theta_\alpha)\sin(\theta_D) \end{aligned} \quad (14)$$

سرانجام، سرعت روتور از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\omega_r = \omega_1 - \omega_2 \quad (15)$$

یکی از مزایای مهم این روش این است که در آن نیازی به محاسبه و برآورد شار استاتور وجود ندارد و زاویه روتور به شیوه‌ای ساده محاسبه می‌شود. یکی دیگر از مزایای این روش این است که در واقع هیچ تقریب و برآورد در محاسبات استفاده نشده است.

به‌منظور از بین بردن نویز، یک فیلتر پایین‌گذر در انتهای بلوک خروجی استفاده شده است. اثرات نویز سیستم و یا خطا در مشتق‌گیرهای روش را می‌توان با استفاده از این فیلتر کاهش داد. شکل (۳)، مکانیزم برآورد موقعیت روتور را با استفاده از الگوریتم موردنظر نشان می‌دهد.

### ۳- حساسیت پارامتری

برای اجرای الگوریتم پیشنهادی، پارامترهای  $L_m$  و  $L_s$ ،  $R_s$  ماشین مورد نیاز است. از نتایج آزمایش‌ها بر روی ماشین، تنها مقادیر تخمینی آن‌ها در دسترس است. در نتیجه تخمین نادرست پارامترهای ماشین به دلیل افزایش دما و اشباع مغناطیسی غیرقابل اجتناب بوده و از این‌رو مقادیر به‌دست‌آمده با مقادیر واقعی اختلاف خواهند داشت. بنابراین، مطالعه بر روی تغییر پارامترهای ماشین مورد نیاز است. اثرات هر یک از تغییر پارامترهای ماشین در مقادیر تخمینی سرعت و موقعیت به‌وسیله استخراج رابطه بین آن‌ها بررسی شده است.

$$\cos \theta_\alpha = \frac{\frac{d}{dt}i_{r\beta} - \sin \theta_\alpha \frac{d}{dt}|i_r|}{\omega_1 |i_r|} \quad (10)$$

با تقسیم (۹) به (۱۰)، رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\cos \theta_\alpha \frac{d}{dt}i_{r\alpha} + \sin \theta_\alpha \frac{d}{dt}i_{r\beta} = \frac{d}{dt}|i_r| \quad (11)$$

رابطه مربوط به سرعت زاویه‌ای جریان روتور در قاب مرجع استاتور از به توان ۲ رساندن روابط (۹) و (۱۰) و جایگزینی آن‌ها در (۱۱) به دست می‌آید:

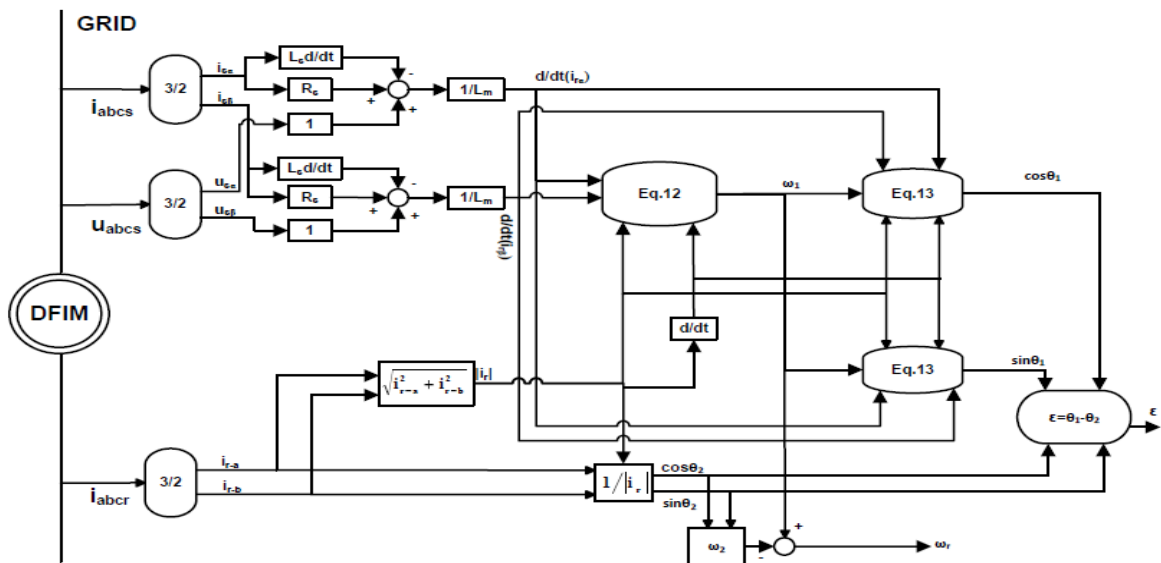
$$\omega_1 = \frac{\sqrt{\left(\frac{d}{dt}i_{r\alpha}\right)^2 + \left(\frac{d}{dt}i_{r\beta}\right)^2} - \left(\frac{d}{dt}|i_r|\right)}{|i_r|} \quad (12)$$

درنهایت، با جایگزین کردن (۹) در (۱۰) و بالعکس، معادلات موردنیاز برای محاسبه زاویه جریان روتور با توجه به محور  $\alpha$  از قاب مرجع استاتور به دست می‌آیند. همه این متغیرها مرتبط با جریان‌های اندازه‌گیری شده روتور می‌باشند. پس رابطه بین زاویه  $\theta_\alpha$  و سایر مقادیر محاسبه‌شده بر اساس مقادیر اندازه‌گیری شده جریان روتور را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$\cos \theta_\alpha = \frac{\frac{d}{dt}|i_r| \frac{d}{dt}i_{r\alpha} + \omega_1 |i_r| \frac{d}{dt}i_{r\beta}}{\left(\frac{d}{dt}|i_r|\right)^2 + \omega_1^2 |i_r|^2} \quad (13)$$

$$\sin \theta_\alpha = \frac{\frac{d}{dt}|i_r| \frac{d}{dt}i_{r\beta} - \omega_1 |i_r| \frac{d}{dt}i_{r\alpha}}{\left(\frac{d}{dt}|i_r|\right)^2 + \omega_1^2 |i_r|^2}$$

در این مرحله، زاویه موقعیت روتور ( $\theta_\alpha - \theta_D$ ) محاسبه می‌شود. مقادیر سینوسی و کسینوسی موقعیت روتور ( $\varepsilon = \theta_\alpha - \theta_D$ ) را می‌توان با داشتن مقادیر  $\sin(\theta_D)$ ،  $\cos(\theta_D)$ ،  $\sin(\theta_\alpha)$  و  $\cos(\theta_\alpha)$  از معادلات (۲) و

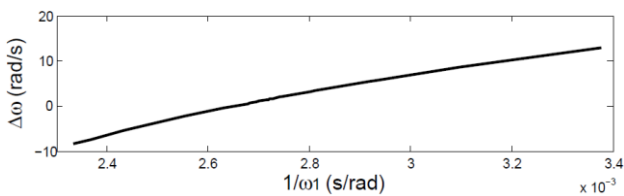


شکل (۳): مکانیزم محاسبات سرعت و موقعیت روتور

در نهایت، اثرات تغییر راکتانس القای متقابل بررسی شده است. رابطه تحلیلی بین خطای سرعت زاویه‌ای جریان روتور و خطای راکتانس القای متقابل به شرح زیر استخراج شده است:

$$\Delta\omega_r = -\frac{\Delta L_m}{L_m \omega_1 |i_r|^2} \left( \left( \frac{d}{dt} i_{ra} \right)^2 + \left( \frac{d}{dt} i_{r\beta} \right)^2 + \left( \frac{d}{dt} i_{sa} \frac{d}{dt} i_{ra} + \frac{d}{dt} i_{s\beta} \frac{d}{dt} i_{r\beta} \right) \right) \quad (19)$$

بر اساس معادله (۱۹)، خطای سرعت روتور متناسب با مقدار معکوس سرعت زاویه‌ای روتور است، که در شکل (۴) نشان داده شده است. این بدان معنی است که خطا با کاهش سرعت زاویه‌ای جریان روتور در قاب مرجع استاتور افزایش می‌یابد.



شکل (۴): تغییرات خطای سرعت روتور بر اساس عکس سرعت زاویه‌ای جریان روتور در صورت تخمین نادرست القای متقابل به اندازه ۵۰٪

در این میان، خطای اندوکتانس القای متقابل دارای تأثیر بیشتری بر روی برآورد سرعت و موقعیت زاویه‌ای روتور است. برای نشان دادن این موارد و به منظور بررسی اثر تخمین نادرست پارامترها روی نتایج حاصل از الگوریتم محاسبات، شبیه‌سازی‌های موردنیاز انجام شده است. نتایج به دست آمده در بخش چهارم ارائه شده است.

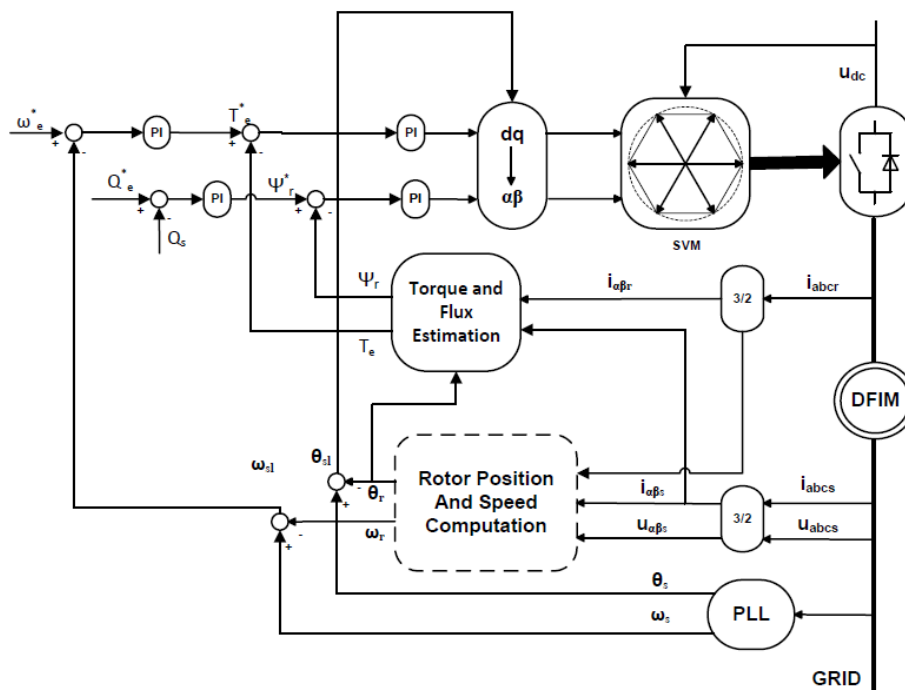
همان‌طور که در بخش قبلی نشان داده شد، مقادیر استفاده‌شده در الگوریتم محاسباتی، جریان اندازه‌گیری‌شده روتور در قاب مرجع روتور و مشتق جریان روتور در قاب مرجع استاتور هستند. تخمین نادرست پارامترهای ماشین نمی‌تواند باعث اشتباه در مقدار جریان اندازه‌گیری‌شده روتور شود. بنابراین، تنها مشتق محاسبه‌شده جریان روتور (در چارچوب مرجع ثابت) تحت تأثیر قرار می‌گیرد و در نتیجه منجر به یک خطا در محاسبه موقعیت روتور خواهد شد. ابتدا، تأثیر تغییرات مقاومت استاتور مورد مطالعه قرار گرفته است. تغییر در سرعت و موقعیت محاسبه‌شده روتور می‌تواند از روابط تقریبی زیر به دست آید:

$$\Delta\omega_r = -\frac{\Delta R_s}{L_m \omega_1} \left( i_{sa} \frac{d}{dt} i_{ra} + i_{s\beta} \frac{d}{dt} i_{r\beta} \right) \quad (16)$$

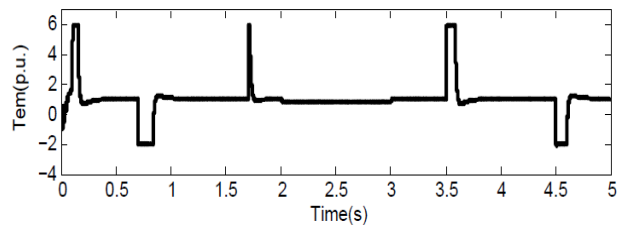
$$\Delta(\cos\theta_\alpha) = -\frac{i_{sa} \frac{d}{dt} |i_r| + \omega_1 |i_r| i_{s\beta}}{L_m \left( \left( \frac{d}{dt} |i_r| \right)^2 + \omega_1^2 |i_r|^2 \right)} \Delta R_s \quad (17)$$

$$\Delta(\sin\theta_\alpha) = -\frac{i_{s\beta} \frac{d}{dt} |i_r| - \omega_1 |i_r| i_{sa}}{L_m \left( \left( \frac{d}{dt} |i_r| \right)^2 + \omega_1^2 |i_r|^2 \right)} \Delta R_s \quad (18)$$

در معادلات بالا، چون ضرایب صورت بسیار کوچک‌تر از مقادیر مخرج می‌باشند،  $\Delta\omega_r$ ،  $\Delta(\sin\theta_\alpha)$  و  $\Delta(\cos\theta_\alpha)$  را می‌توان ناچیز در نظر گرفت. این مورد در بخش شبیه‌سازی نشان داده شده است.

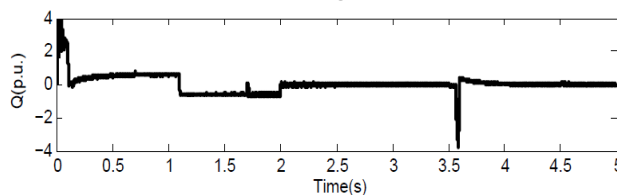


شکل (۵): دیاگرام کنترل یک ماشین DFIM به روش SVM-DTC بدون نیاز به سنسور



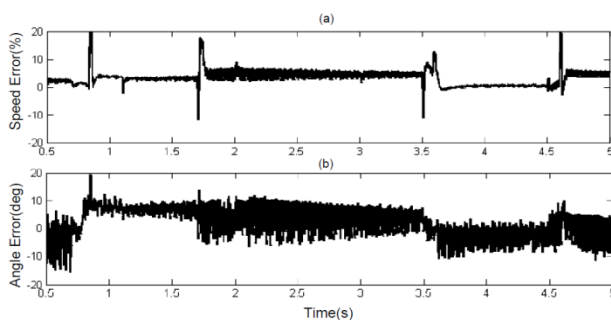
شکل (۸): گشتاور الکترومغناطیسی ماشین DFIM

در شکل (۹) نیز مشاهده می‌گردد که مقدار توان راکتیو کنترل شده نزدیک به مقدار مرجع خود است.



شکل (۹): توان راکتیو کنترل شده ماشین تحت سرعت‌های مختلف و مقادیر مختلف گشتاور بار

خطاهای سرعت و موقعیت زاویه‌ای برآورد شده در شکل (۱۰) نشان داده شده‌اند. مشاهده می‌گردد که سرعت تخمین زده شده بسیار نزدیک به سرعت واقعی در طول شبیه‌سازی است و بعد از گذشت حالت‌های گذرا، خطای سرعت کم‌تر از ۵٪ و خطای موقعیت زاویه‌ای کم‌تر از ۸ درجه است.



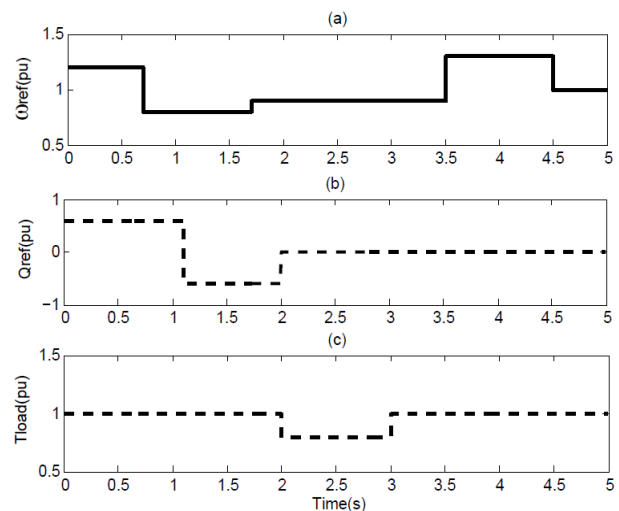
شکل (۱۰): خطای مقادیر برآورد شده سرعت و موقعیت زاویه‌ای روتور

در [۲۲]، از مشتق زمانی اندازه شار استاتور چشم‌پوشی شده است. در واقع می‌توان گفت، هنگامی که از کنترل برداری استفاده شود و هیچ خطایی در سیستم وجود نداشته باشد، می‌توان از مشتق زمانی اندازه شار استاتور چشم‌پوشی نمود و نتایج قابل قبولی به دست آورد، اما در روش SVM-DTC، به علت نوسانات ناشی از سوئیچینگ، نمی‌توان از آن چشم‌پوشی نمود. در شکل (۱۱)، نتایج همین شبیه‌سازی برای روشی که در آن از مشتق شار استاتور صرف‌نظر شده است [۲۲]، مشاهده می‌گردد و همان‌طور که مشخص است، نتایج حاصل از طرح پیشنهادی بسیار بهتر از روش دیگر است، به طوری که خطا در روش پیشنهادی در حدود ۸ درجه و در روش ساده‌شده، بیش از ۴۰ درجه است.

#### ۴- شبیه‌سازی

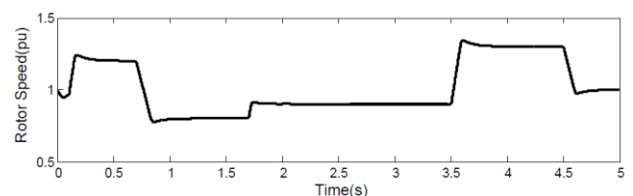
در این مقاله، شبیه‌سازی یک ماشین DFIM با روش کنترلی مدولاسیون بردار فضایی به روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC) بدون نیاز به سنسور انجام شده است که در شکل (۵) نشان داده شده است. برای این منظور از نرم‌افزار MATLAB/SIMULINK استفاده شده است. در روش SVM-DTC، گشتاور و شار استاتور به‌طور مستقیم و به‌طور جداگانه کنترل می‌شوند.

برای کنترل گشتاور و شار، از دو کنترل‌کننده PI استفاده می‌شود. در واقع واحد SVM، از خروجی کنترل‌کننده‌های PI و همچنین ولتاژ اتصال DC به‌عنوان ورودی استفاده کرده و سیگنال موردنیاز برای کنترل ماشین را تولید کرده و به اینورتر ارسال می‌کند.



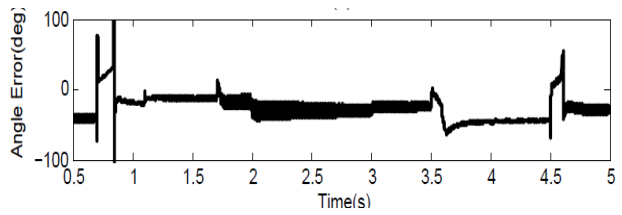
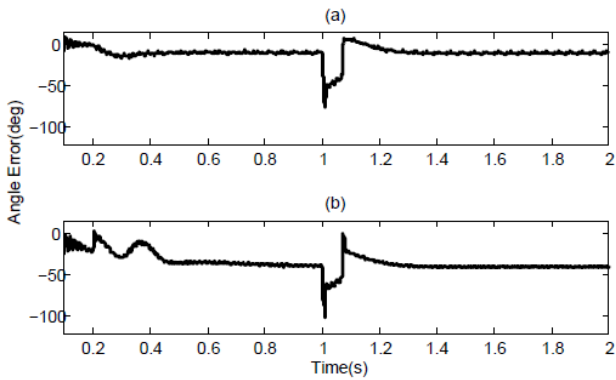
شکل (۶): مقادیر مرجع سرعت و توان راکتیو و مقدار گشتاور بار

برای نشان دادن کارایی روش کنترلی، مقادیر مرجع مختلفی برای سرعت و همچنین توان راکتیو Q در مقادیر متفاوت گشتاور اعمال شده‌اند (شکل (۶)). اگرچه این تغییرات سرعت و یا گشتاور بار در ماشین DFIM ممکن است به وقوع نپیوندد، ولی به‌منظور نشان دادن پاسخ دینامیکی مناسب تحت شرایط مختلف در نظر گرفته شده است. همان‌طور که در شکل (۷) مشاهده می‌گردد، ماشین تحت شرایط مختلف و در گشتاورهای مختلف بار و در حالت‌های بالای سرعت سنکرون و هم‌زیر سرعت سنکرون به‌راحتی به سرعت موردنظر می‌رسد.



شکل (۷): سرعت ماشین DFIM

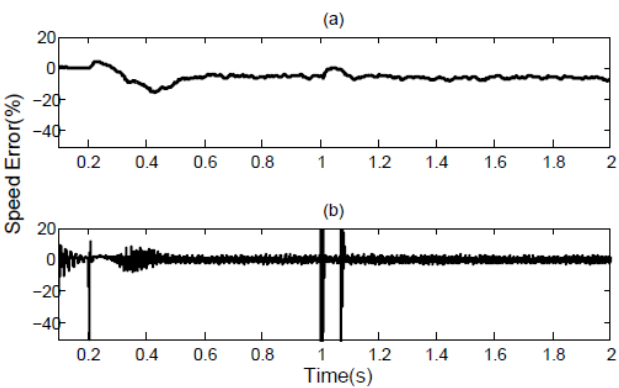
شکل (۸) نیز نشان‌دهنده گشتاور الکترومغناطیسی ماشین است که بسیار نزدیک به مقدار مرجع خود است.



شکل (۱۱): خطای برآورد شده موقعیت زاویه‌ای روتور وقتی از مشتق شار استاتور صرف نظر می‌شود.

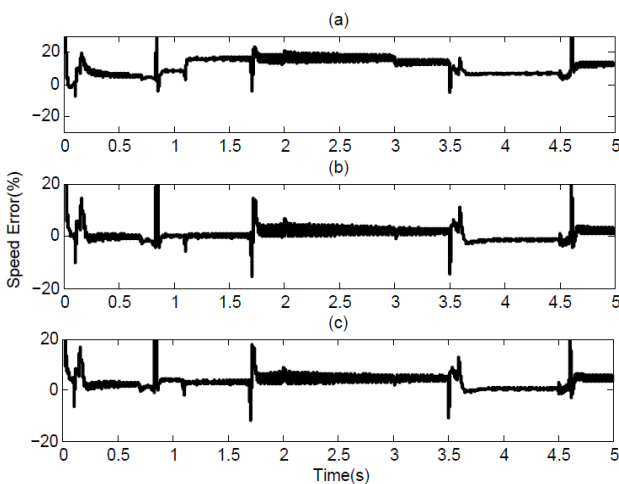
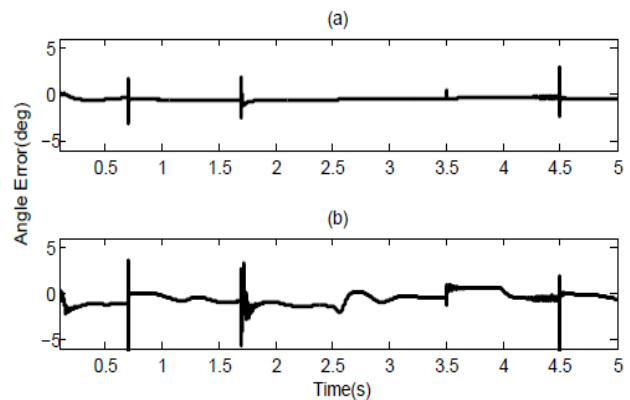
شکل (۱۴): خطای برآورد شده موقعیت زاویه‌ای روتور در صورت بروز خطا (a)، روش پیشنهادی، (b)، وقتی از مشتق شار استاتور صرف نظر می‌شود.

برای اثبات مؤثر بودن روش پیشنهادی در شرایط مختلف، کنترل ماشین به کمک روش کنترل برداری انجام گرفته است که نتایج خطای موقعیت زاویه‌ای روتور برای روش پیشنهادی و زمانی که از مشتق شار روتور صرف نظر می‌شود، در شکل (۱۲) نشان داده شده است. در این روش کنترلی به علت ریبیل کم‌تر در خروجی، خطاهای موقعیت و سرعت روتور نیز کم‌تر است. در این قسمت خطای روش پیشنهادی در حدود ۱ درجه و خطای روشی که از مشتق شار استاتور صرف نظر شده است، در حدود ۲/۵ درجه است.



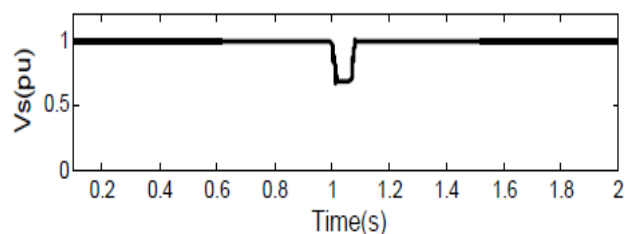
همچنین برای نشان دادن کارایی روش در حالت‌های مختلف، یک خطای سه‌فاز متقارن در زمان  $t=1s$  به سیستم اعمال شده است که اندازه ولتاژ استاتور ماشین در شکل (۱۳) نشان داده شده است. نتایج خطای موقعیت زاویه‌ای روتور نیز در روش پیشنهادی و روشی که از مشتق شار استاتور صرف نظر می‌شود، در شکل (۱۴) و برای خطای سرعت روتور در شکل (۱۵) نشان داده شده‌اند. مشاهده می‌گردد که روش پیشنهادی در صورت بروز خطا نیز می‌تواند نتایج نسبتاً قابل قبول تری ارائه دهد.

شکل (۱۵): خطای برآورد شده سرعت روتور در صورت بروز خطا (a)، روش پیشنهادی، (b)، وقتی از مشتق شار استاتور صرف نظر می‌شود.



شکل (۱۲): خطای موقعیت زاویه‌ای روتور در روش کنترل برداری؛ (a) روش پیشنهادی، (b) وقتی از مشتق شار استاتور صرف نظر می‌شود.

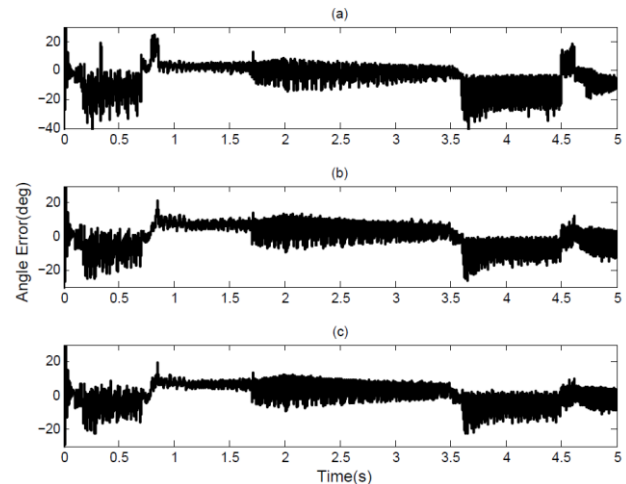
شکل (۱۶): تأثیر تخمین نادرست پارامترهای ماشین بر روی خطای برآورد شده سرعت روتور وقتی که (a)  $Lm = 1/\Delta Lm^*$ ، (b)  $Ll_s = 1/\Delta Ll_s^*$ ، (c)  $Rs = 1/\Delta Rs^*$



شکل (۱۳): اندازه ولتاژ استاتور در هنگام بروز خطا در  $t=1s$ .

## مراجع

- [1] S. Muller, M. Deicke and R. W. D. Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," IEEE Industry Applications Magazine, vol. 8, no. 3, pp. 26-33, 2002.
- [2] W. Leonard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin-Germany, 1990.
- [3] R. Pena, J. C. Clare and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," IEE Proceeding of Electric Power Applications, vol. 143, pp. 231-241, 1996.
- [4] A. Tapia, G. Tapia, J. X. Ostolaza and J. R. S'aenz, "Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18 no. 2, pp. 194-204, 2003.
- [5] G. Tapia, A. Tapia and J. X. Ostolaza, "Two alternative modeling approaches for the evaluation of wind farm active and reactive power performances," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 4, pp. 909-920, 2006.
- [6] A. Ourici, "Double flux orientation control for a doubly fed induction machine," International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 43, no. 1, pp. 617-620, 2012.
- [7] D. Zhi and L. Xu, "Direct power control of DFIM with constant switching frequency and improved transient performance," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no. 1, pp. 110-118, 2007.
- [8] D. Santos-Martin, J. L. Rodriguez-Amenedo and S. Arnalte, "Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 5, pp. 2328-2336, 2008.
- [9] J. Hu, H. Nian, B. Hu, Y. He and Z. Q. Zhu, "Direct active and reactive power regulation of DFIM using sliding-mode control approach," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 25 no. 4, pp. 1028-1039, 2010.
- [10] G. Abad, M. A. Rodriguez, G. Iwanski and J. Poza, "Direct power control of doubly-fed-induction-generator-based wind turbines under unbalanced grid voltage," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 2, pp. 442-452, 2010.
- [11] E. G. Shehata and G. M. Salama, "Direct power control of DFIMs based wind energy generation systems under distorted grid voltage conditions," International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 53, pp. 956-966, 2013.
- [12] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford Univ. Press, London, U.K. 1998.
- [13] S. Z. Chen, N. C. Cheung, K. C. Wong and J. Wu, "Integral variable structure direct torque control of doubly fed induction generator," IET Renewable Power Generation, vol. 5, no. 1, pp. 18-25, 2011.
- [14] Y. Zhang, Z. Li, T. Wang and J. Hu, "Predictive direct torque and flux control of doubly fed induction generator with switching frequency reduction for wind energy applications," International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1-6, 2011.
- [15] E. Tremblay, S. Atayde and A. Chandra, "Comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conversion systems: a DSP-based implementation approach," IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 2, no. 3, pp. 288-299, 2011.
- [16] L. Morel, H. Godfroid, A. Mirzaian and J. M. Kauffmann, "Doubly fed induction machine: converter optimization and field oriented control without position sensor," Electric Power Applications, IEE Proceeding, vol. 145, pp. 360-368, 1998.
- [17] S. K. E. Khil, I. Slama-Belkhdja, M. Pietrzak-David and B. D. Fornel, "Sensorless field oriented control of doubly fed induction speed drive," EUROCON, The International Conference on Computer as a Tool, pp. 1888-1895, 2007.
- [18] M. Pucci, "Sensors-less neural maximum power point tracking control of induction machines wind generators by growing neural gas and minor component analysis EXIN 1 reduced order observer," IET Control Theory & Applications, vol. 4, no. 9, pp. 1627-1638, 2010.
- [19] B. Shen, B. Mwinyiwiwa, Y. Zhang and B.-T. Ooi, "Sensorless maximum power point tracking of wind by DFIM using rotor



شکل (۱۷): تأثیر تخمین نادرست پارامترهای ماشین بر روی خطای

بر آورده شده موقعیت زاویه‌ای روتور وقتی که؛  $L_m = 1/5$

$R_s = 1/5$  (b)؛  $L_{ls} = 1/5$  (c)

نهایتاً، اثر تخمین نادرست پارامترهای ماشین بر روی نتایج روش پیشنهادی بررسی شده است که از آن جمله می‌توان به عدم تطابق مقاومت استاتور، اندوکتانس نشتی استاتور، و اندوکتانس متقابل، اشاره کرد. چون احتمال اینکه مقدار تخمین بیش‌تر از مقدار واقعی باشد، بیش‌تر است [۲۹]، بنابراین، این عدم تطابق را به میزان ۵۰٪ بیش‌تر از مقدار واقعی در نظر می‌گیریم. نتایج در شکل‌های (۱۶) و (۱۷) نشان داده شده‌اند. می‌توان مشاهده نمود که روش ارائه‌شده بیش‌تر به عدم تطابق القای متقابل حساس است، به‌طوری‌که خطای سرعت روتور در این حالت تا ۲۰٪ افزایش یافته است.

## ۵- نتیجه‌گیری

این مقاله یک روش منحصر به فرد و ساده برای برآورد موقعیت و سرعت روتور در کنترل SVM-DTC ماشین DFIM بدون نیاز به سنسور پیشنهاد می‌کند. در این الگوریتم نیازی به محاسبه شار استاتور وجود ندارد و هیچ تخمینی نیز استفاده نشده است. همچنین اثر تخمین نادرست پارامترهای ماشین بر روی نتایج روش پیشنهادی مورد بررسی قرار گرفته و نشان داده شده است که این روش فقط به تخمین راکتانس القای متقابل تا حدودی بستگی دارد.

## ضمایم

پارامترها و مشخصات DFIM:

$P = 100 \text{ kW}$  توان اکتیو،  $S = 100/0.9 \text{ kVA}$  توان ظاهری

$f = 60 \text{ Hz}$  فرکانس،  $V = 400/690$  ولتاژ نامی (stator Y/rotor Y)

$R_s = 0.0108 \text{ p.u.}$ ،  $R_r = 0.0121 \text{ p.u.}$ ،  $L_m = 1/5 \text{ p.u.}$

$L_{ls} = 0.102 \text{ p.u.}$ ،  $L_{lr} = 0.11 \text{ p.u.}$

$\eta_p = 2$  و جفت قطب‌ها  $H = 0.5 \text{ s}$  ثابت اینرسی



connected doubly fed induction generator,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 27, no. 3, 2012.

## زیر نویس

<sup>1</sup> Model Reference Adaptive System

- position phase lock loop (PLL),” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 4, pp. 942-951, 2009.
- [20] R. Datta and V. T. Ranganathan, “A simple position-sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound-rotor induction machine,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, no. 4, pp. 786-793, 2001.
- [21] Z. Krzeminski, A. Popenda, M. Melcer and P. Ladach, “Sensorless control system of double fed induction machine with predictive current controller,” European Power Electronics Conference (EPE), 2001.
- [22] A. Karthikeyan, C. Nagamani, A. B. R. Chaudhury and G. S. Ilango, “Implicit position and speed estimation algorithm without the flux computation for the rotor side control of doubly fed induction motor drive,” IET Electric Power Applications, vol. 6, no. 4, pp. 243-252, 2012.
- [23] C.-T. Pan and Y.-L. Juan, “A novel sensorless MPPT controller for a high-efficiency microscale wind power generation system,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 25, no. 1, pp. 207-216, Mar 2010.
- [24] M. Pucci and M. Cirrincione, “Neural MPPT control of wind generators with induction machines without speed sensors,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 1, pp. 37-47, 2011.
- [25] S. M. R. Kazmi, H. Goto, H.-J. Guo and O. Ichinokura, “A novel algorithm for fast and efficient speed-sensorless maximum power point tracking in wind energy conversion systems,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 58, no. 1, pp. 29-36, 2011.
- [26] G. D. Marques and D. M. Sousa, “Air-gap-power-vector-based sensorless method for DFIM control without flux estimator,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 10, pp. 4717-4726, 2011.
- [27] R. Pena, R. Cardenas, J. Proboste, G. Asher and J. Clare, “Sensorless control of doubly-fed induction generators using a rotor-current-based MRAS observer,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 330-339, 2008.
- [28] F. C. Dezza, G. Foglia, M. F. Iacchetti and A. R. Perini, “An MRAS observer for sensorless DFIM drives with direct estimation of the torque and flux rotor current components,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 5, pp. 2576-2584, 2012.
- [29] S. Yang and V. Ajjrapu, “A speed-adaptive reduced-order observer for sensorless vector control of doubly fed induction generator-based variable-speed wind turbines,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 25, no. 3, pp. 891-900, 2010.
- [30] M. F. Iacchetti, “Adaptive tuning of the stator inductance in a rotor-current-based MRAS observer for sensorless doubly fed induction-machine drives,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 10, pp. 4683-4692, 2011.
- [31] M. F. Iacchetti, “On line tuning of the stator inductance in a MRAS observer for sensorless DFIM drives,” XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010, pp. 1-6, 2010.
- [32] G. D. Marques and D. M. Sousa, “New sensorless rotor position estimator of a DFIM based on torque calculations-stability study,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 27, no. 1, pp. 196-203, 2012.
- [33] G. D. Marques, V. F. a. Pires, S. e. Sousa and D. M. Sousa, “A DFIM sensorless rotor-position detector based on a hysteresis controller,” IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 26, no. 1, pp. 9-17, 2011.
- [34] A. V. R. Teja, C. Chakraborty, S. Maiti and Y. Hori, “A new model reference adaptive controller for four quadrant vector controlled induction motor drives,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 10, pp. 3757-3767, 2012.
- [35] N. Amuthan, P. Subburaj and P. M. Mary, “Direct model reference adaptive internal model controller for better voltage sag ride through in doubly fed induction generator wind farms,” International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 47, pp. 255-263, 2013.
- [36] C. H. Chena, C.-M. Honga and F.-S. Chengb, “Intelligent speed sensorless maximum power point tracking control for wind generation system,” International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 42, no. 1, pp. 399-407, 2012.
- [37] A. Karthikeyan, C. Nagamani, G.S. Ilango, “A versatile rotor position computation algorithm for the power control of a grid-