کنترل سرعت بدون سنسور ماشین القایی چند فاز بدون استفاده از تخمین گر سرعت و شار در شرایط وقوع خطا

محمد جعفری فر*[۱]، ایمان چهارمحالی[۱]
۱- استادیار، گروه مهندسی برق ، واحد اندیمشک، دانشگاه آزاد اسلامی، اندیمشک، ایران
mohammad.jafarifar@gmail.com
تاریخ دریافت: ۱۴۰۱/۴/۲۱ تاریخ پذیرش:۱۴۰۱/۸/۷

چکیده: در این مقاله یک روش جدید کنترل سرعت ماشین‌های القایی چند فاز بدون سنسور مکانیکی سرعت در شرایط تغذیه نامتعادل ارائه شده است. روش‌های زیادی وجود دارد که از تخمین‌گر سرعت و شار برای کنترل بدون سنسور ماشین القایی استفاده می‌کنند، اما طرح پیشنهادی بر اساس تخمین جریان بدون تخمین شار و سرعت است که در آن ولتاژ کنترل‌شده استاتور به ماشین اعمال می‌شود تا اختلاف بین جریان های استاتور تخمین زده شده و ماشین به سمت صفر سوق پیدا کند. نتایج شبیه سازی در سیمولینک MATLAB نشان می‌دهد که سرعت ماشین القایی در آزمایش راه‌اندازی و معکوس شدن سرعت به خوبی از سرعت مرجع پیروی می‌کند. همچنین در آزمایش حذف اثر بار، با اعمال یک بار مکانیکی بر ماشین و سپس حذف آن، روش کنترلی به خوبی توانایی کنترل سرعت ماشین را داشته و عملکرد ماشین در این شرایط به خوبی پایدار خواهد بود. در نهایت یک تجزیه و تحلیل حساسیت نسبت به تغییرات پارامترهای ماشین انجام شده نشان می‌دهد روش پیشنهادی عملکرد نسبتاً قابل قبولی دارد.

واژه‌های کلیدی: ماشین القایی چند فاز، تخمین‌گر جریان، تغذیه نامتعادل، کنترل بدون سنسور.

۱- مقدمه

در چند دهه اخیر ماشینهای القایی چند فاز کاربرد وسیعی در صنایع مختلف پیدا کرده‌اند که از جمله آن‌ها می‌توان به انواع پمپ‌های فشارقوی، فن‌ها، کمپرسورهای توان بالا، کارخانه‌های نورد، بالابرها و ... اشاره کرد[۵-۱]. در درایوهای چند فازه، ماشین الکتریکی دارای تعداد بیشتری فاز در بخش استاتور خود بوده که به تبع آن در بخش اینورتر نیز تعداد پایه‌ها[۱] افزایش می‌یابد. لذا مقدار جریان بر فاز در این سیستم‌ها نسبت به سیستم‌های مشابه سه فاز کمتر خواهد بود. از دیگر ویژگی‌های درایوهای چند فاز می‌توان به کاهش هارمونیک‌های جریان، کاهش نوسانات گشتاور، افزایش چگالی گشتاور و توان، قابلیت اطمینان در شرایط عملکرد خطا و راندمان بالا اشاره کرد. یکی از متداولترین ساختارهای ماشین-درایو چند فازه، درایو ماشین القایی شش فاز[۲] متقارن است که در آن استاتور ماشین از دو مجموعه سیم پیچ سه فاز تشکیل شده که نقطه خنثی این دو مجموعه دارای اختلاف فاز ۶۰ درجه الکتریکی می باشند. یکی از مزیت‌های مهم درایوهای چند فازه، توانایی عملکرد مطلوب این سیستم ها نسبت به درایوهای سه فاز در شرایط بروز خطا در تغذیه آن‌ها است. در شرایط قطع یک یا حتی دو فاز، درایوهای چند فاز هنوز هم می‌توانند عملکرد نسبتاً قابل قبولی را نسبت به درایوهای سه فاز داشته باشند. بسیاری از روش های کنترلی استفاده شده برای کنترل درایوهای سه فاز برای درایوهای شش فاز نیز قابل استفاده بوده می‌باشند. روش های کنترلی زیادی برای ماشینهای القایی در چند دهه اخیر پیشنهاد و ارائه شده است مانند: جهت دهی میدان[۳][۶]، کنترل مستقیم گشتاور[۴][۷]، روش کنترل پسگام[۵][۸] و همچنین روش‌های کنترل غیر خطی مانند مد لغزشی[۱۰-۹]. از بین روش‌های مذکور، روش جهت دهی میدان بدون سنسور مکانیکی سرعت به دلیل عملکرد مطلوب و هزینه پایین تر بسیار متداول است. . به طور کلی روش‌های بدون سنسور را می‌توان به دو دسته تقسیم کرد:

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.3.2.8]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 3- Autumn 2022

روش‌های مبتنی بر تزریق جریان و پردازش سیگنال [۱۳-۱۱] و روش-های مبتنی بر مدل‌های ریاضی ماشین [۱۵-۱۴]. روش تزریق جریان بر پایه ساختارهای ناهمسانگرد ماشین شامل اندوکتانس اشباء شده مغناطیسی[۱۱]، تقارن شکاف‌های روتور[۱۲] و یا تغییرات اندوکتانس نشتی ماشین استوار است[۱۳]. این روش‌ها بر پایه پردازش سیگنال بوده که باعث افزایش پیچیدگی الگوریتم کنترلی خواهد شد. در مقابل روش-های مبتنی بر مدل دارای ساختار بسیار ساده‌تری بوده اما مشکل عمده آن‌ها حساسیت به پارامترهای ماشین است. تاکنون روش‌های مختلفی برای تخمین پارامترهای ماشین در حین کار مطرح شده است که استفاده از آن‌ها عملکرد روش‌های کنترلی بر پایه مدل ریاضی را بهبود می‌بخشد. به عنوان مثال از این دسته رویت‌گر مرتبه کامل غیر خطی[۱۴]، فیلتر کالمن توسعه یافته[۶] [۱۵] و رویت‌گر مد لغزشی[۷] [۹-۱۰] را می‌توان نام برد. رویت‌گرهای غیر خطی مرتبه کامل، رویت‌گر توسعه یافته لئونبرگر[۸]، در محدوده وسیعی از سرعت‌ها پایدار بوده و در برابر عدم قطعیت پارامترهای ماشین بسیار مقاوم است. در مقالات مختلف عنوان شده است که بسیاری از روش های کنترلی که در درایوهای شش فازه متقارن عملکرد مطلوبی دارند در شرایط خطا و نامتقارن توانایی کنترل مطلوب سیستم را نداشته و کارایی خود را از دست خواهند داد[۱۸-۱۶].

در تمامی روش‌های مطرح شده، با استفاده از کمیت های الکتریکی در ترمینال‌های ماشین، سرعت و یا شار ماشین تخمین زده شده و به عنوان فیدبک در الگوریتم کنترلی مورد استفاده قرار خواهد گرفت. وجود تخمین‌گر شار یا سرعت منجر به پیچیدگی سیستم کنترلی و حتی در برخی موارد عدم واگرایی معادلات خواهد شد. در این مقاله یک روش جدید برای کنترل سرعت ماشین القایی چند فاز پیشنهاد می‌شود که در آن هیچ تخمینی از شار و یا سرعت انجام نمی‌گیرد. در واقع در این روش با استفاده از یک تخمین‌گر جریان که بر اساس مدل ماشین طراحی شده است، جریان استاتور تخمین زده شده و با جریان اصلی استاتور مقایسه می‌شود. از اختلاف بین این دو جریان و با کمک یک کنترلر، سیگنال‌های مرجع به اینورتر تولید خواهند شد. با اعمال سیگنال‌های مرجع به اینورتر و تغذیه ماشین اختلاف موجود بین جریان تخمینی و جریان اصلی به سمت صفر سوق داده خواهد شد.

مقاله حاضر در پنج بخش تدوین شده است. در بخش بعدی، معادلات دینامیکی ماشین القایی شش فاز در حالت قطع فاز بیان خواهد شد. در بخش سوم روش کنترلی پیشنهادی به همراه معادلات مربوطه مطرح شده و نتایج شبیه سازی و تجزیه و تحلیل منحنی‌های به دست آمده بخش چهارم را شامل می‌شوند. در بخش آخر نیز مربوط به نتیجه‌گیری خواهد بود.

۲- مدل سازی دینامیکی ماشین القایی شش فاز

در این بخش ابتدا معادلات دینامیکی ماشین القایی شش فاز بیان شده و سپس این معادلات برای حالت قطع یک فاز بازنویسی خواهند شد.

۲-۱- معادلات ماشین در حالت متقارن

مدل دینامیکی ماشین القایی شش فاز در شرایط نرمال در مراجع مختلفی آورده شده است[۵-۱]. در شرایط نرمال مدل ماشین القایی شش فاز یک سیستم دوبل شش بعدی است که شش معادله آن مربوط به استاتور و شش معادله آن مربوط به روتور خواهد بود. در مرجع [۱] نشان داده شده است که مدل دینامیکی ماشین شش فاز را می‌توان با کمک ماتریس T_6 به سه فضای دو بعدی عمود بر یکدیگر با نام‌های α-β, z1-z2, z3-z4تجزیه کرد. در این ماتریس، γ بیانگر زاویه الکتریکی بین دو نقطه نوترال سیم‌پیچ های استاتور بوده که در این مقاله ۶۰ درجه در نظر گرفته شده است.

$$[T6]=\frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & -\frac{1}{2} & \cos(2\pi/3+\gamma) & -\frac{1}{2} & \cos(4\pi/3+\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \frac{\sqrt{3}}{2} & \sin(2\pi/3+\gamma) & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \sin(4\pi/3+\gamma) \\ 1 & \cos(\pi-\gamma) & -\frac{1}{2} & \cos(\pi/3-\gamma) & -\frac{1}{2} & \cos(5\pi/3-\gamma) \\ 0 & \sin(\pi-\gamma) & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \sin(\pi/3-\gamma) & \frac{\sqrt{3}}{2} & \sin(5\pi/3-\gamma) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۱)$$

الف-مدل ماشین در زیر فضای α-β

معادلات ولتاژ اســـتاتور و روتور در زیر فضـــای α-β را با کمک تبدیل پارک می‌توان به صورت زیر بیان کرد[۱]:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} r_s+L_s p & 0 & Mp & 0 \\ 0 & r_s+L_s p & 0 & Mp \\ Mp & \omega_r M & r_r+L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & Mp & -\omega_r L_r & r_r+L_r p \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (۲)$$

که در این معادلات: $L_s=L_{ls}+M$, $L_r=L_{lr}+M$, $M=3L_{ms}$. معادلات ماشین در این زیر فضا مشابه معادلات ماشین القایی سه فاز در قاب مرجع ساکن می‌باشند.

ب-مدل ماشین در زیر فضای z1-z2

بعد از استفاده از ماتریس T_6، معادلات ماشین شش فاز در فضای z1-z2 به صورت زیر به دست خواهند آمد [۱]:

$$\begin{bmatrix} v_{sz1} \\ v_{sz2} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} r_s+L_{ls}p & 0 \\ 0 & r_s+L_{ls}p \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} i_{sz1} \\ i_{sz2} \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} r_r+L_{lr}p & 0 \\ 0 & r_r+L_{lr}p \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} i_{rz1} \\ i_{rz2} \end{bmatrix} \quad (۳)$$

همان‌طور که انتظار می‌رفت با توجه به اینکه زیر فضاهای عنوان شده به صورت عمود بر هم می‌باشند لذا اندوکتانس‌های متقابل صفر خواهند بود.

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.3.2.8]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 3- Autumn 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

ج-مدل ماشین در زیر فضای z3-z4

معادلات ما شین در زیر ف ضای z3-z4 کاملاً م شابه z1-z2 بوده و تنها اندیس‌ها تغییر پیدا می‌کند[۱]:

$$\begin{bmatrix} v_{sz3} \\ v_{sz4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_{ls}\,p & 0 \\ 0 & r_s + L_{ls}\,p \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_{sz3} \\ i_{sz4} \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r + L_{lr}\,p & 0 \\ 0 & r_r + L_{lr}\,p \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_{rz3} \\ i_{rz4} \end{bmatrix} \qquad (۴)$$

بررسی معادلات ماشین در زیر فضاهای عنوان شده نشان می‌دهد که تبدیل انرژی الکترومغناطیسی تنها در زیر فضای α-β اتفاق خواهد افتاد و دیگر زیر سیستم‌ها هیچ گونه دخالتی در تبدیلات انرژی ندارند. همچنین می‌توان نشان داد که مؤلفه‌های جریان و ولتاژ در زیر سیستم-های z1-z2, z3-z4 باعث ایجاد تلفات در ماشین شده و در روش‌های کنترلی هدف کاهش این مؤلفه‌ها خواهد بود [۱]. از بحث فوق می‌توان نتیجه گرفت که کنترل سرعت و گشتاور در یک ماشین شش فاز شبیه به ماشین سه فاز بوده و روش های کنترلی مورد استفاده در ماشین‌های سه فاز برای ماشین‌های شش فاز نیز قابل استفاده خواهند بود.

۲-۲- معادلات ماشین در حالت نامتقارن

با فرض این‌که فاز S_1 ماشین قطع شده باشد معادلات ولتاژ استاتور و روتور را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$[V_s] = [R_s].[I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}].[I_s] + [L_{sr}].[I_r])$$
$$[V_r] = [R_r].[I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}].[I_r] + [L_{rs}].[I_s]) \qquad (۵)$$

که در این معادلات بردارهای ولتاژ و جریان در استاتور و روتور به صورت زیر خواهند بود:

$$V_s = [v_{s2} \quad v_{s3} \quad v_{s4} \quad v_{s5} \quad v_{s6}]^T$$
$$I_s = [i_{s2} \quad i_{s3} \quad i_{s4} \quad i_{s5} \quad i_{s6}]^T$$
$$V_r = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$$
$$I_r = [i_{r1} \quad i_{r2} \quad i_{r3} \quad i_{r4} \quad i_{r5} \quad i_{r6}]^T \qquad (۶)$$

معادلات فوق در واقع معادلاتی غیر خطی و به شدت کوپله شده هستند. به منظور دستیابی به معادلات دکوپله می‌توان از فرم های چند بعدی تبدیل پارک استفاده کرد. برای این کار نیاز به دو عدد ماتریس می‌باشد که آن‌ها را با $[T_5]$ و $[T_6]$ نشان می دهند[۱۷-۱۶]. این ماتریس‌ها معادلات ماشین را به دو زیر فضا تقسیم می‌کنند که عبارتند از: زیر فضای $\alpha-\beta$ و زیر فضای z. زیر فضای $\alpha-\beta$ مربوط به گشتاور الکترومغناطیسی بوده و زیر فضای z نیز مربوط به تلفات است. ماتریس های تبدیل گفته شده معادلات ماشین را به دو دسته تقسیم می کنند که تبدیلات انرژی الکترومغناطیسی فقط مربوط به فضای $\alpha-\beta$ می باشند و این بدان معنی می‌باشد که MMF های تولیدی توسط پنج فاز استاتور معادل با MMF های تولیدی توسط دو سیم پیچ در راستای محورهای α و β با جریان های $i_{s\alpha}$ و $i_{s\beta}$ می باشند[۱۷-۱۶]. این جریان ها به صورت زیر قابل تعریف هستند[۱۶]:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = [T_c][I_s], [T_c] = \begin{bmatrix} [\alpha]/\|\alpha\| \\ [\beta]/\|\beta\| \end{bmatrix} \qquad (۷)$$

که $[\alpha]$ و $[\beta]$ در حالت قطع یک فاز با زاویه $\gamma = 60$ از معادلات زیر قابل محاسبه هستند[۱۶]:

$$[\alpha] = [\cos(\gamma)\ \cos(\frac{2\pi}{3})\ \cos(\gamma+\frac{2\pi}{3})\ \cos(\frac{4\pi}{3})\ \cos(\gamma+\frac{4\pi}{3})]^T$$
$$[\beta] = [\sin(\gamma)\ \sin(\frac{2\pi}{3})\ \sin(\gamma+\frac{2\pi}{3})\ \sin(\frac{4\pi}{3})\ \sin(\gamma+\frac{4\pi}{3})]^T \qquad (۸)$$

همچنین ماتریس های $[T_5]$و $[T_6]$ نیز به صورت زیر خواهند بود:

$$[T_5] = \begin{bmatrix} 0.5 & -0.5 & -1 & -0.5 & 0.5 \\ 0.866 & 0.866 & 0 & -0.866 & -0.866 \\ 0.5704 & -0.4102 & 0.6602 & -0.0898 & 0.25 \\ 0.5469 & 0.2265 & -0.2265 & 0.7735 & 0 \\ -0.0235 & 0.6367 & 0.1133 & -0.1367 & 0.75 \end{bmatrix} \qquad (۹)$$

$$[T_6] = \begin{bmatrix} 1 & 0.5 & -0.5 & -1 & -0.5 & 0.5 \\ 0 & 0.866 & 0.866 & 0 & -0.866 & -0.866 \\ 0.384 & -0.42 & 0.762 & -0.14 & 0.096 & 0.237 \\ 0.577 & 0.105 & -0.105 & 0.788 & -0.105 & 0.105 \\ 0.192 & 0.535 & 0.131 & -0.070 & 0.798 & -0.131 \\ -0.384 & 0.4296 & 0.237 & 0.140 & -0.096 & 0.762 \end{bmatrix} \qquad (۱۰)$$

با اعمال ماتریس‌های گفته شده بر معادلات ماشین در حالت نامتعادل دو دسته معادله دکوپله به دست می‌آید که همان معادلات ماشین در دو زیر فضای $\alpha-\beta$ و z می‌باشند. این معادلات به صورت زیر می باشند:

$$v_{s\alpha} = R_s.i_{s\alpha} + \frac{d}{dt}\psi_{s\alpha}$$
$$v_{s\beta} = R_s.i_{s\beta} + \frac{d}{dt}\psi_{s\beta}$$
$$0 = R_r.i_{r\alpha} + \frac{d}{dt}\psi_{r\alpha} + \omega_r.\psi_{r\beta} \qquad (۱۱)$$
$$0 = R_r.i_{r\beta} + \frac{d}{dt}\psi_{r\beta} - \omega_r.\psi_{r\alpha}$$

در معادلات فوق $\psi_{s\alpha}$، $\psi_{s\beta}$، $\psi_{r\alpha}$و $\psi_{r\beta}$ به ترتیب مولفه‌های شار استاتور و روتور می باشند که از روابط زیر قابل محاسبه هستند:

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.3.2.8]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 3- Autumn 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

$$\psi_{s\alpha} = L_{sd} i_{s\alpha} + M_d i_{r\alpha} \quad \psi_{r\alpha} = L_r i_{s\alpha} + M_d i_{s\alpha}$$
$$\psi_{s\beta} = L_{sq} i_{s\beta} + M_q i_{r\beta} \quad \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M_q i_{s\beta} \qquad (۱۲)$$

دیگر پارامترهای معادلات (۱۲) به صورت زیر تعریف می شوند:

$$L_{sd} = L_{ls} + \|\alpha\|^2 L_{ms} \quad M_d = \sqrt{3}.\|\alpha\|.L_{ms}$$
$$L_{sq} = L_{ls} + \|\beta\|^2 L_{ms} \quad M_q = \sqrt{3}.\|\beta\|.L_{ms} \qquad (۱۳)$$
$$L_r = L_{lr} + \sqrt{3L_{ms}}$$

در نهایت معادلات ماشین در زیر فضای z به صورت زیر خواهند بود:

$$v_{sz1} = R_s.i_{sz1} + L_{ls}\frac{di_{sz1}}{dt}$$
$$v_{sz2} = R_s.i_{sz2} + L_{ls}\frac{di_{sz2}}{dt} \qquad (۱۴)$$
$$v_{sz3} = R_s.i_{sz3} + L_{ls}\frac{di_{sz3}}{dt}$$

همان‌طور که قبلاً عنوان شد معادلات زیرفضای z فقط بیانگر تلفات ماشین می باشند و لذا باید روش های کنترلی به گونه ای عمل کنند که مقادیر مربوط به این مؤلفه‌ها تا حد امکان کاهش یابند. همچنین لازم به ذکر است که معادلات به دست آمده برای زیرفضای $\alpha-\beta$ در حالت نامتقارن با حالت متقارن یکسان است و به همین دلیل می توان بسیاری از روش‌های به کار رفته برای کنترل ماشینها در حالت متقارن را برای حالت نامتقارن نیز به کار برد.

۳- طرح کنترلی پیشنهادی

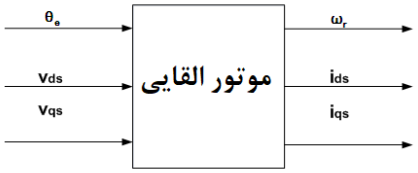
در روش کنترلی پیشنهاد شده در این مقاله یک تخمین‌گر جریان بر اساس مدل دینامیکی ماشین القایی طراحی شده و جریان‌های تخمینی با جریان‌های واقعی ماشین مقایسه می‌شوند. اختلاف این دو دسته جریان توسط یک کنترلر به سیگنال‌های مرجع مورد نیاز اینورتر تبدیل شده و با اعمال ولتاژهای مناسب به استاتور ماشین، اختلاف دو دسته جریان به سمت صفر سوق پیدا خواهد کرد. به منظور طراحی تخمین‌گر جریان، ابتدا معادلات (۱۱) تا (۱۳) با هم ترکیب شده و معادلات ماشین در قاب مرجع ساکن مطابق رابطه (۱۵) به دست خواهند آمد:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s+pL_s & 0 & pM & 0 \\ 0 & R_s+pL_s & 0 & pM \\ pM & \omega_r M & R_r+pL_r & \omega_r M \\ -\omega_r M & pM & -\omega_r M & R_r+pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \qquad (۱۵)$$

که p عملگر مشتق می باشد.

دسته معادلات (۱۵) را می‌توان مطابق شکل (۱)، به عنوان یک سیستم سه ورودی-سه خروجی در نظر گرفت که ورودی‌های آن سرعت دلخواه (موقعیت زاویه‌ای دلخواه) و ولتاژهای $d-q$ استاتور بوده و خروجی آن نیز جریان های $d-q$ استاتور و سرعت واقعی ماشین می‌باشد. شکل (۲) مدل در نظر گرفته شده برای ماشین بوده که جریان‌های استاتور را تخمین می‌زند. زیر نویس m بیانگر کمیت‌های مدل و Ω_{ref} سرعت مطلوب می باشد.

اگر جریان‌های استاتور تخمینی توسط مدل و جریان‌های واقعی ماشین به اجبار برابر شوند با توجه به برابر بودن ولتاژهای تغذیه، سرعت ماشین نیز با سرعت مدل که همان سرعت دلخواه است برابر خواهد شد. به بیان دیگر اگر شروط $i_{qs} = i_{qsm}$ و $i_{ds} = i_{dsm}$ برقرار باشند آنگاه با درنظر گرفتن ولتاژهای استاتور برابر در مدل و ماشین($v_{qs} = v_{qsm}$ و $v_{ds} = v_{dsm}$) در اینصورت $\omega_r = \Omega_{ref}$ خواهد بود.



شکل (۱): متغیرهای ورودی و خروجی ماشین القایی



شکل (۲): متغیرهای ورودی و خروجی مدل

با ترکیب معادلات (۱۱) تا (۱۵) معادلات ولتاژ محورهای $d-q$ ماشین و مدل به شکل زیر خواهند بود:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}$$
$$v_{dsm} = R_s i_{dsm} - \omega_{em} \sigma L_s i_{qsm}$$
$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e L_s i_{ds}$$
$$= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt}$$
$$+ L_s i_{ds}(\omega_r + \frac{1}{T_r}\frac{i_{qs}}{i_{ds}}) \qquad (۱۶)$$
$$v_{qsm} = R_s i_{qsm} + \sigma L_s \frac{di_{qsm}}{dt} + \omega_c L_s i_{dsm}$$
$$= R_s i_{qsm} + \sigma L_s \frac{di_{qsm}}{dt}$$
$$+ L_s i_{dsm}(\omega_r + \frac{1}{T_r}\frac{i_{qsm}}{i_{dsm}})$$

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.3.2.8]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 3- Autumn 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

با فرض برابر بودن ولتاژهای ماشین و مدل($v_{ds} = v_{dsm}$ و $v_{qs} = v_{qsm}$) و با استفاده از معادلات (۱۶) می توان نوشت :

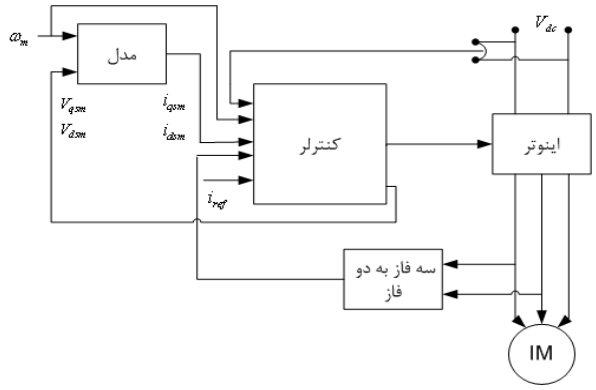
$$\sigma L_s(\omega_e i_{qs} - \omega_{em} i_{qsm}) = R_s(i_{ds} - i_{dsm})$$

$$L_s(\omega_e i_{dsm} - \omega_e i_{ds}) = R_s(i_{qs} - i_{qsm}) + \sigma L_s \frac{d}{dt}(i_{qs} - i_{qsm})$$

$$L_s(\Omega_{ref} i_{dsm} - \omega_r i_{ds}) = \left(R_s + \frac{L_s}{T_r}\right)(i_{qs} - i_{qsm}) \quad (۱۷)$$

$$+ \sigma L_s \frac{d}{dt}(i_{qs} - i_{qsm})$$

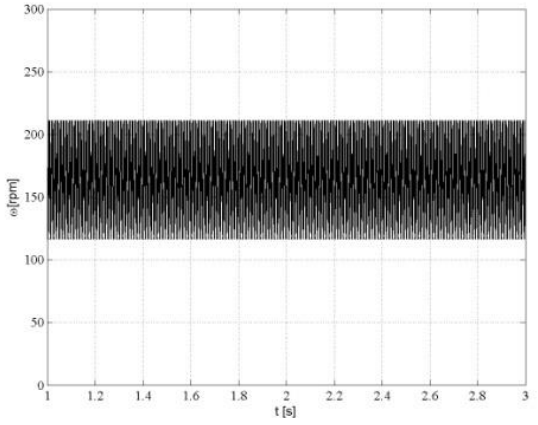
از معادلات (۱۷) نتیجه گرفته می‌شود که اگر $i_{qs} = i_{qsm}$ و $i_{ds} = i_{dsm}$ شود در این صورت $\omega_e = \omega_{em}$ و $\omega_r = \Omega_{ref}$ خواهد شد. جهت از بین بردن اختلاف میان جریان های ماشین و مدل از یک کنترلر PI استفاده شده است. شکل (۳) بلوک دیاگرام روش کنترلی پیشنهادی را نشان می‌دهد.



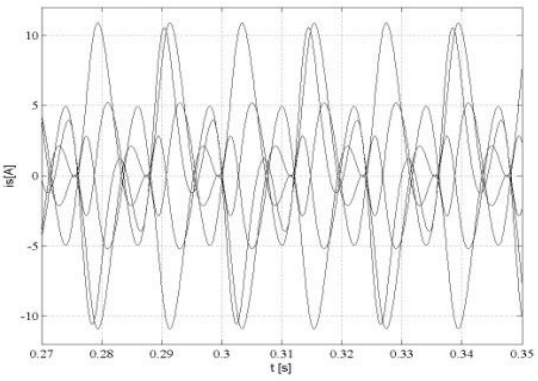
شکل (۳): بلوک دیاگرام روش کنترل مبتنی بر مدل

۴- نتایج شبیه سازی

در این بخش به منظور بررسی عملکرد روش کنترلی مورد بحث، شبیه سازی یک ماشین القایی شش فاز در حالت قطع یک فاز مورد بحث و بررسی قرار خواهد گرفت. پارامترهای ماشین شبیه سازی شده در جدول (۱) آورده شده است. شبیه سازی در محیط سیمولینک نرم افزار MATLAB صورت گرفته که در این شبیه سازی، مدل ماشین القایی شش فاز در شرایط قطع یکی از فازهای آن با استفاده از روابط ارائه شده در بخش دوم مقاله پیاده سازی و اجرا شده و الگوریتم کنترلی مذکور نیز بعد از شبیه سازی به ماشین اعمال شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی شامل سه آزمایش راه اندازی، حذف اثر بار مکانیکی و معکوس کردن سرعت بوده که در ادامه مورد بررسی قرار خواهد گرفت. شکل (۴) سرعت واقعی ماشین در حالت قطع یک فاز به همراه جریان‌های استاتور بدون اعمال هیچ‌گونه روش کنترل برداری را نشان می‌دهد.



الف



ب

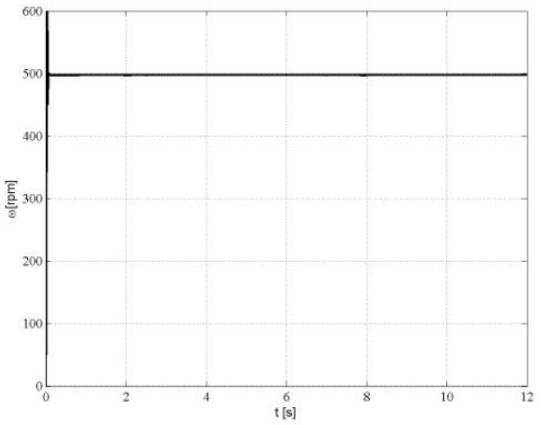
شکل (۴): راه‌اندازی ماشین در شرایط نامتعادل و بدون کنترل-الف: سرعت واقعی ماشین ب-جریان‌های واقعی استاتور

نتایج نشان می‌دهد که سرعت ماشین در حالت قطع فاز و بدون کنترل، حوالی 150rpm در حال نوسان بوده و تا مقدار نامی فاصله بسیار زیادی دارد. همچنین جریان‌های فازهای استاتور کاملاً نامتعادل می‌باشند.

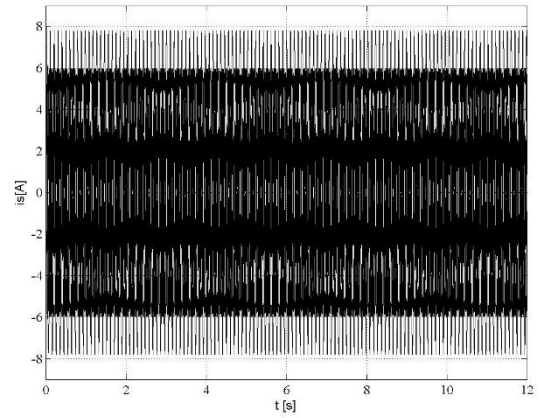
در اولین آزمایش صورت گرفته راه‌اندازی ماشین در شرایط بی باری و در حالت قطع یک فاز مورد بررسی قرار گرفته است. در این آزمایش فاز اول ماشین قطع شده و راه‌اندازی در شرایط کاملاً نامتقارن خواهد بود. سرعت مرجع 500rpm در نظر گرفته شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی(شکل (۵)) نشان می‌دهد که الگوریتم کنترلی به درستی عمل کرده و سرعت واقعی ماشین با مقداری اورشوت به مقدار مرجع خواهد رسید. مشاهده جریان‌های استاتور نشان می‌دهد که با اعمال روش کنترلی پیشنهادی، این جریان‌ها تا حدودی شرایط بهتری پیدا کرده‌اند که باعث عملکرد بهتر ماشین خواهد شد.

در آزمایش دوم ابتدا ماشین بدون بار مکانیکی راه اندازی می شود. بعد از گذشت زمان ۵ ثانیه گشتاور بار اعمال شده و تا زمان ۷ ثانیه بر روی ماشین باقی می ماند.

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.3.2.8]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 3- Autumn 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]



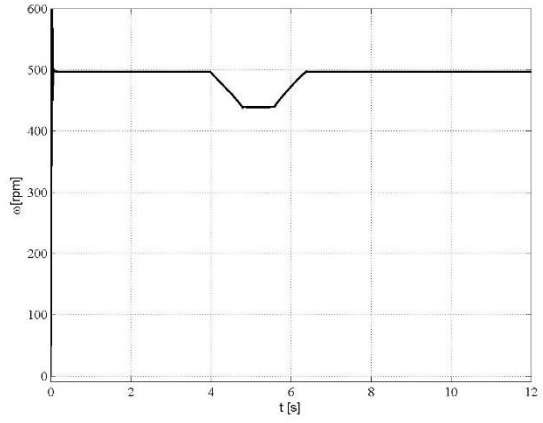
الف



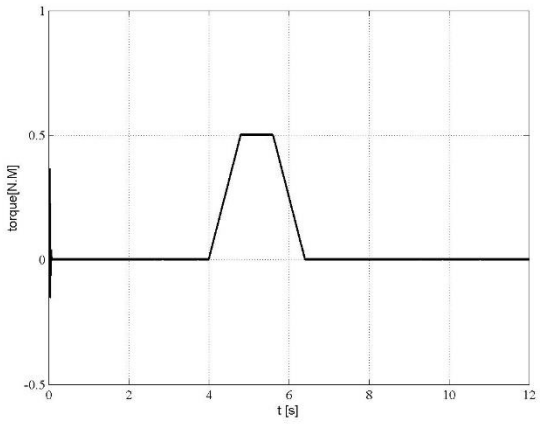
ب

شکل (۵): راه‌اندازی ماشین در شرایط نامتعادل در حضور روش کنترلی پیشنهادی-الف: سرعت واقعی ماشین ب-جریان‌های واقعی استاتور

بعد از ۷ ثانیه گشتاور از روی ماشین برداشته می‌شود. در این زمان الگوریتم باید دارای این قابلیت باشد که سرعت ماشین را در حد اولیه نگه دارد، شکل (۶) نتایج این تست را نشان می‌دهند. همان‌گونه که مشاهده می‌گردد، گشتاور الکترومغناطیسی تولید شده در ماشین، به خوبی گشتاور بار را تامین می‌کند.



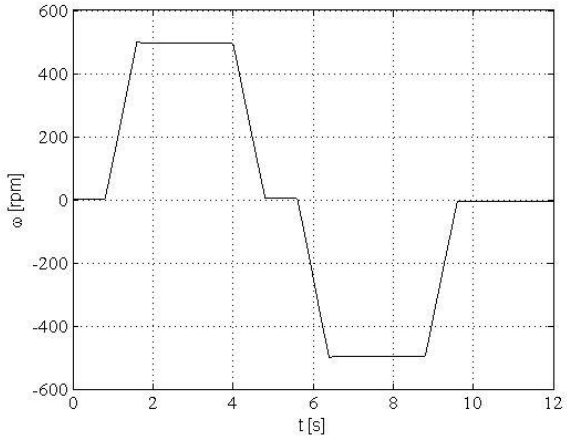
الف



ب

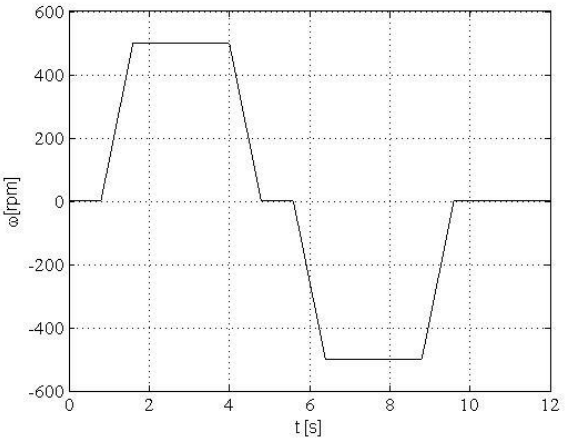
شکل (۶): آزمایش حذف اثر بار مکانیکی در شرایط نامتعادل در حضور الگوریتم کنترلی-الف: سرعت واقعی ماشین ب-گشتاور بار

در آزمایش سوم یک پروفایل ذوزنقه‌ای به عنوان سرعت مرجع به الگوریتم اعمال شده است. هدف از این آزمایش بررسی کارآیی الگوریتم کنترلی در تغییر جهت سرعت ماشین می‌باشد. همانطور که ملاحظه می‌گردد در این آزمایش نیز الگوریتم به خوبی توانایی کنترل سرعت ماشین را داشته و در شرایط قطع یک فاز و عملکرد نامتعادل ماشین سرعت آن را به مقدار مرجع سوق می‌دهد. مقایسه بین سرعت مرجع و سرعت واقعی ماشین نشان دهنده توانایی و قابلیت بالای روش کنترلی مذکور می‌باشد. از طرفی ثابت بودن جریان محور d لازمه برقراری شرایط جهت دهی میدان بوده که به وضوح این شرط بقرار می‌باشد. (شکل (۷)) در نهایت به منظور بررسی حساسیت روش کنترلی به تغییرات پارامترهای الکتریکی ماشین در حین عملکرد، آزمایش تغییر جهت سرعت با فرض تغییر به میزان ۱۰۰ درصد در مقدار مقاومت روتور مجدداً انجام شده و نتیجه آن در شکل (۸) نشان داده شده است. بررسی نتایج نشان می‌دهد که با تغییر مقدار مقاومت روتور، کماکان سرعت مرجع توسط ماشین دنبال می‌شود اما در برخی از زمان‌ها خطای حالت ماندگار نسبتاً افزایش یافته که با کمک کنترلرهای هوشمند امکان بهبود رفتار روش کنترلی وجود خواهد داشت.

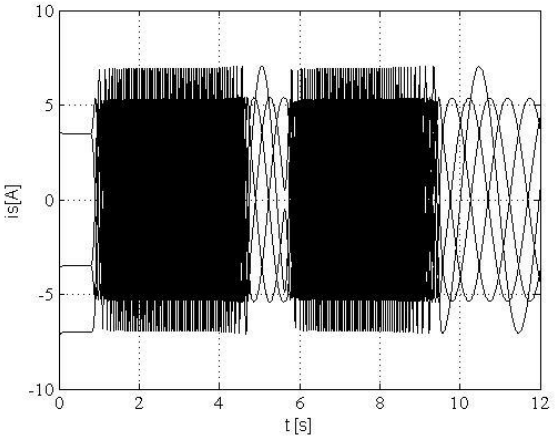


الف

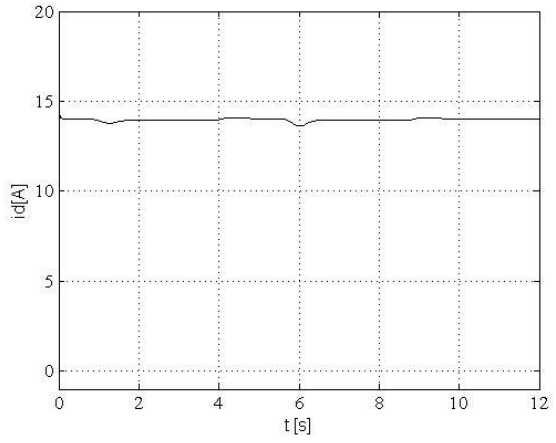
[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.3.2.8]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 3- Autumn 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]



ب

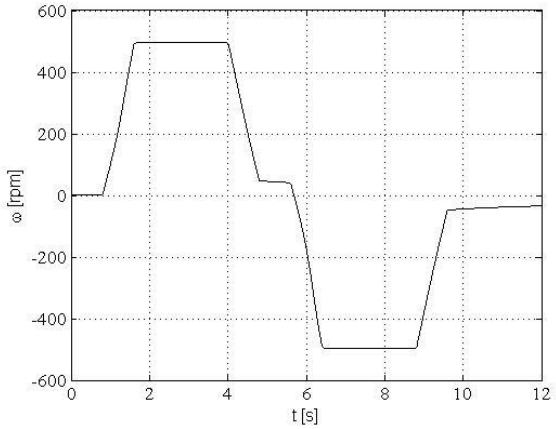


ج



د

شکل (۷): تغییر جهت سرعت ماشین در شرایط نامتعادل در حضور الگوریتم کنترلی-الف: سرعت واقعی ب:سرعت مرجع ج: جریان‌های واقعی استاتور د: جریان محور d



شکل (۸): سرعت واقعی ماشین با فرض تغییر ۱۰۰درصدی در مقدار مقاومت روتور

جدول (۱): پارامترهای ماشین القایی شبیه سازی شده

پارامتر	مقدار
تعداد قطب	۲
توان خروجی	90W
ولتاژ نامی	42V
جریان نامی	2.6A
سرعت نامی	2800rpm
گشتاور نامی	0.3N.m
مقاومت استاتور	1.04Ω
مقاومت روتور	0.4107Ω
اندوکتانس استاتور	0.0127mH
اندوکتانس روتور	0.0127mH
اندوکتانس پیوندی	0.0115mH

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش جدید برای کنترل سرعت ماشینهای القایی چند فاز در حالت تغذیه نامتعادل (مثلاً قطع یک فاز) بدون استفاده از سنسور اندازه‌گیری سرعت معرفی شد. در این روش کنترلی یک تخمین‌گر جریان استاتور بر پایه معادلات ماشین پیشنهاد شده که جریان تخمینی توسط آن با جریان های اصلی ماشین مقایسه می‌شوند. از اختلاف بین جریان‌های تخمینی و اصلی، سیگنال‌های مرجع توسط کنترلر استخراج شده و به اینورتر اعمال خواهد شد. با اعمال ولتاژهای مطلوب به ماشین، اختلاف جریان‌ها به سمت صفر سوق پیدا کرده و سرعت ماشین به مقدار مطلوب خواهد رسید. از ویژگی‌های مهم روش پیشنهادی عدم استفاده از تخمین‌گر سرعت یا شار بوده که باعث سادگی الگوریتم کنترلی خواهد شد. نتایج شبیه سازی نشان از عملکرد بسیار خوب روش کنترلی در آزمایش‌های انجام شده داشته و تاییدی بر قابلیت‌های آن می‌باشد. لازم به ذکر است که روش کنترلی پیشنهادی از آنجایی‌که بر پایه مدل می‌باشد لذا نسبت به تغییر پارامترهای ماشین تا حدودی حساس بوده و این مساله عملکرد آن را در سرعت‌های مرجع پایین تحت تاثیر قرار می‌دهد.

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.3.2.8]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 3- Autumn 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

مراجع

[1] M. Jafarifar, R. Kianinezhad, S.GH. Seifosaadat, *"Sliding Mode Sensorless Control of Symmetrical Six-Phase Induction Machines",* 6th international conference on electrical and electronic engineering (ELECO), 2009.

[2] E. Levi*," Multiphase electric machines for variable-speed applications",* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No.5, 2008.

[3] C. B. Jacobina, R. S. Miranda, M. B. de R. Corrêa, A. M. N. Lima, *"Disturbance-free operation of a six-phase AC motor drive system",* in Proc.35th Annu.PESC, Vol. 2 2004.

[4] G.K. Singh, *"Multi-phase induction machine drive research—a survey",* Electric Power Systems Research, Vol. 61, 2002.

[5] G. K. Singh, K. Nam, and S. K. Lim, *"A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine,"* IEEE Trans on. Industrial Electronics Vol. 52, No. 4, 2005.

[6] Mehedi, I.M., Saad, N., Magzoub, M.A., Al-Saggaf, U.M. and Milyani, A.H., *"Simulation Analysis and Experimental Evaluation of Improved Field-Oriented Controlled Induction Motors Incorporating Intelligent Controllers",* IEEE Access, Vol. 10, 2022.

[7] Muduli, U. R., Behera, R. K., Al Hosani, K., & El Moursi, M. S. "*Direct Torque Control with Constant Switching Frequency for Three-to-Five Phase Direct Matrix Converter Fed Five-Phase Induction Motor Drive*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 37, No. 9, 2022.

[8] Kouzou, A. L., Morawiec, M., & Wilczyński, F, "Sensorless *Backstepping Control of Multiphase Induction Machines Under Fault Conditions*", 3rd International Conference on Smart Grid and Renewable Energy, 2022.

[9] Solvar, S., Le, V., Ghanes, M., Barbot, J. P., & Santomenna, G. *"Sensorless second order sliding mode observer for induction motor",* IEEE international conference on control applications, pp. 1933-1938, 2010.

[10] Orlowska-Kowalska, T., Tarchala, G., & Dybkowski, M. *"Sliding-mode direct torque control and sliding-mode observer with a magnetizing reactance estimator for the field-weakening of the induction motor drive",* Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 98, pp. 31-45, 2014.

[11] Montero, Eduardo Rodriguez, Markus Vogelsberger, Felix Baumgartner, and Thomas M. Wolbank. *"Induction Machine Sensorless Control based on Saliency Extraction that Uses One Single SVPWM Active State"* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 58, No. 2, 2022.

[12] Gao, Qiang, Greg Asher, and Mark Sumner. *"Sensorless position and speed control of induction motors using high-frequency injection and without offline precommissioning."* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 5, 2007.

[13] Gao, Zhi, Larry Turner, Roy S. Colby, and Benoit Leprettre. *"A frequency demodulation approach to induction motor speed detection."* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, No. 4, 2011.

[14] Lee, Kyo-Beum, and Frede Blaabjerg. *"Reduced-order extended Luenberger observer based sensorless vector control driven by matrix converter with nonlinearity compensation."* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, 2006.

[15] Barut, Murat, Seta Bogosyan, and Metin Gokasan. *"Experimental evaluation of braided EKF for sensorless control of induction motors."* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 2, 2008.

[16] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F.Betin, G.A. Capolino,*"Modeling and Control of Six-Phase symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases"*, IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 5, 2008.

[17] Y. Zhao, T. A. Lipo*, "Modelling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. Part II: Field-oriented control and experimental verification",* IEEE Trans on Energy Conversion, Vol. 11, No. 3, 1996.

[18] G. K. Singh, Vinay Pant," Analysis *of a Multiphase Induction Machine Under Fault Condition in a Phase-Redundant A.C. Drive System",* Electric Machines & Power Systems journal, Vol. 28, No. 6, 2010.

رزومه



محمد جعفری‌فر در اندیمشک متولد شده است (۱۳۶۳). تحصیلات دانشگاهی خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق- قدرت از دانشگاه شیراز(۱۳۸۵)، کارشناسی‌ارشد مهندسی برق- قدرت از دانشگاه شهید چمران اهواز (۱۳۸۷) و دکتری مهندسی برق-قدرت از دانشگاه لرستان (۱۳۹۸) سپری کرده است. فعالیت‌های پژوهشی و علاقه‌مندی ایشان در زمینه کنترل برداری ماشین های الکتریکی چند فاز و مولدهای فشرده سازی شار مغناطیسی است و در حال حاضر استادیار گروه برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد اندیمشک می‌باشد.



ایمان چهارمحالی در درود متولد شده است (۱۳۶۴). تحصیلات دانشگاهی خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق از دانشگاه آزاد اسلامی بروجرد (۱۳۸۶)، کارشناسی‌ارشد مهندسی برق از دانشگاه اراک (۱۳۸۹) و دکتری مهندسی برق از دانشگاه اراک (۱۳۹۴) سپری کرده است. فعالیت‌های پژوهشی و علاقه‌مندی ایشان در زمینه طراحی مدارات آنالوگ، مدل‌سازی و شبیه سازی شبکه های عصبی و نانوالکترونیک بوده و در حال حاضر استادیار گروه برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد اندیمشک می‌باشد.

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.3.2.8]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 3- Autumn 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]

زیرنویس‌ها

[1] Leg
[2] Six Phase Induction Machine (SPIM)
[3] Field Oriented Control
[4] Direct Torque Control
[5] Back Stepping Control
[6] Extended-Kalman Filter
[7] Sliding mode
[8] Lionburger observer

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]
[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.3.2.8]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 3- Autumn 2022

Sensorless Speed Control of Multi-Phase Induction Machine Without any Speed and Flux Estimator under Fault Condition

Mohammad Jafarifar[1], Iman Chaharmahali[1]

1-Assistant Professor - Department of Electrical Engineering, Andimeshk Branch, Islamic Azad University, Andimeshk, Iran
mohammad.jafarifar@gmail.com

Abstract:

In this paper, a new scheme for sensorless speed control of multi-phase induction machine under unbalanced supply conditions is proposed. There are many methods that use speed and flux estimators for sensorless control of induction machines, but the proposed scheme is based on current estimation without flux and speed estimation, in which the stator controlled voltages are applied to the machine so that the difference between the estimated stator currents and the real currents of the machine are forced to decay to zero. The simulation results in MATLAB/Simulink show that the speed of the induction machine in the start-up and speed reversal test follows the reference speed well. Also, in the load rejection test, by applying a mechanical load on the machine and then removing it, the proposed control method has the ability to control the speed of the machine well, and the performance of the machine will be stable under these conditions. Finally, a sensitivity analysis to the changes in the machine parameters shows that the proposed method has a relatively acceptable performance.

Keywords: Multiphase Induction Machine; current estimator; unbalanced supply; sensorless control.

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.3.2.8]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 3- Autumn 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-14]