

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 اندیشک، دانشگاه آزاد اسلامی، اندیشک، 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 تخمین گر 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 کنترل شده استاتور به ماشین اعمال می‌شود تا اختلاف بین جریان‌های 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 راه اندازی 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، تخمین گر 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، بالابر ها و ... اشاره کرد [۱-۵]. در درایوهای چند فاز، 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 فاز، 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 می‌باشند. یکی از مزیت‌های مهم درایوهای چند فاز، توانایی عملکرد مطلوب این سیستم‌ها 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 روش‌های کنترلی استفاده شده برای کنترل درایوهای سه فاز برای درایوهای شش فاز نیز قابل استفاده بوده می‌باشند. روش‌های 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 [۹-۱۰]. 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:

۱-۲- 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 دوپل 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 می توان با کمک ماتریس T_6 به سه فضای دو بعدی عمود بر یکدیگر با نام های α - β -z1-z2, z3-z4 تجزیه کرد. در این ماتریس، γ بیانگر زاویه الکتریکی بین دو نقطه نوترال سیم پیچ های استاتور بوده که در این مقاله ۶۰ درجه در نظر گرفته شده است.

$$[T_6] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & -\frac{1}{2} \cos(2\pi/3+\gamma) & -\frac{1}{2} \cos(4\pi/3+\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & -\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(2\pi/3+\gamma) & -\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(4\pi/3+\gamma) \\ 1 & \cos(\pi-\gamma) & -\frac{1}{2} \cos(\pi/3-\gamma) & -\frac{1}{2} \cos(5\pi/3-\gamma) \\ 0 & \sin(\pi-\gamma) & -\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\pi/3-\gamma) & -\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(5\pi/3-\gamma) \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

الف-مدل ماشین در زیر فضای α - β

معادلات ولتاژ استاتور و روتور در زیر فضای α - β را با کمک تبدیل پارک می توان به صورت زیر بیان کرد [۱]:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s p & 0 & M p & 0 \\ 0 & r_s + L_s p & 0 & M p \\ M p & \omega_r M & r_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & M p & -\omega_r L_r & r_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

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 می باشند.

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]:

$$\begin{bmatrix} v_{sz1} \\ v_{sz2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_{ls} p & 0 \\ 0 & r_s + L_{ls} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sz1} \\ i_{sz2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_r + L_{lr} p & 0 \\ 0 & r_r + L_{lr} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rz1} \\ i_{rz2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

همان طور که انتظار می رفت با توجه به اینکه زیر فضاهای عنوان شده به صورت عمود بر هم می باشند لذا اندوکتانس های متقابل صفر خواهند بود.

روش های مبتنی بر تزریق جریان و پردازش سیگنال [۱۳-۱۱] و روش های مبتنی بر مدل های ریاضی ماشین [۱۵-۱۴]. روش تزریق جریان بر پایه ساختارهای ناهمسانگرد ماشین شامل اندوکتانس اشباع شده مغناطیسی [۱۱]، تقارن شکاف های روتور [۱۲] و یا تغییرات اندوکتانس ناشی از ماشین استوار است [۱۳]. این روش ها بر پایه پردازش سیگنال بوده که باعث افزایش پیچیدگی الگوریتم کنترلی خواهد شد. در مقابل روش های مبتنی بر مدل دارای ساختار بسیار ساده تری بوده اما مشکل عمده آن ها حساسیت به پارامترهای ماشین است. تاکنون روش های مختلفی برای تخمین پارامترهای ماشین در حین کار مطرح شده است که استفاده از آن ها عملکرد روش های کنترلی بر پایه مدل ریاضی را بهبود می بخشد. به عنوان مثال از این دسته رویت گر مرتبه کامل غیر خطی [۱۴]، فیلتر کالمن توسعه یافته [۱۵] و رویت گر مد لغزشی [۹-۱۰] را می توان نام برد. رویت گرهای غیر خطی مرتبه کامل، رویت گر توسعه یافته لئونبرگر^۸، در محدوده وسیعی از سرعت ها 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 روش های مطرح شده، با استفاده از کمیت های الکتریکی در ترمینال های ماشین، سرعت و یا شار ماشین تخمین زده شده و به عنوان فیدبک در الگوریتم کنترلی مورد استفاده قرار خواهد گرفت. وجود تخمین گر 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 می شود که در آن هیچ تخمینی از شار و یا سرعت انجام نمی گیرد. در واقع در این روش با استفاده از یک تخمین گر جریان که بر اساس مدل ماشین طراحی شده است، جریان استاتور تخمین زده شده و با جریان اصلی استاتور مقایسه می شود. از اختلاف بین این دو جریان و با کمک یک کنترلر، سیگنال های مرجع به اینورتر تولید خواهند شد. با اعمال سیگنال های 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 منحنی های به دست آمده بخش چهارم را شامل می شوند. در بخش آخر نیز مربوط به نتیجه گیری 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.

ج-مدل ماشین در زیر فضای z3-z4

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 [۱۶-۱۷]. این جریان ها به صورت زیر قابل تعریف هستند [۱۶]:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = [T_c][I_s], [T_c] = \begin{bmatrix} [\alpha]/\|\alpha\| \\ [\beta]/\|\beta\| \end{bmatrix} \quad (7)$$

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

$$\begin{aligned} [\alpha] &= [\cos(\gamma) \cos(\frac{2\pi}{3}) \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \cos(\frac{4\pi}{3}) \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3})]^T \\ [\beta] &= [\sin(\gamma) \sin(\frac{2\pi}{3}) \sin(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \sin(\frac{4\pi}{3}) \sin(\gamma + \frac{4\pi}{3})]^T \end{aligned} \quad (8)$$

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

$$[T_5] = \begin{bmatrix} 0.5 & -0.5 & -1 & -0.5 & 0.5 \\ 0.866 & 0.866 & 0 & -0.866 & -0.866 \\ 0.5704 & -0.4102 & 0.6602 & -0.0898 & 0.25 \\ 0.5469 & 0.2265 & -0.2265 & 0.7735 & 0 \\ -0.0235 & 0.6367 & 0.1133 & -0.1367 & 0.75 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$[T_6] = \begin{bmatrix} 1 & 0.5 & -0.5 & -1 & -0.5 & 0.5 \\ 0 & 0.866 & 0.866 & 0 & -0.866 & -0.866 \\ 0.384 & -0.42 & 0.762 & -0.14 & 0.096 & 0.237 \\ 0.577 & 0.105 & -0.105 & 0.788 & -0.105 & 0.105 \\ 0.192 & 0.535 & 0.131 & -0.070 & 0.798 & -0.131 \\ -0.384 & 0.4296 & 0.237 & 0.140 & -0.096 & 0.762 \end{bmatrix} \quad (10)$$

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

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \end{aligned} \quad (11)$$

$$0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta}$$

$$0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha}$$

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

معادلات ماشین در زیر فضای z3-z4 کاملاً مشابه z1-z2 بوده و تنها اندیس ها تغییر پیدا می کند [۱]:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{sz3} \\ v_{sz4} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s + L_{ls} p & 0 \\ 0 & r_s + L_{ls} p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sz3} \\ i_{sz4} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_r + L_{lr} p & 0 \\ 0 & r_r + L_{lr} p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rz3} \\ i_{rz4} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

بررسی معادلات ماشین در زیر فضاهای عنوان شده نشان می دهد که تبدیل انرژی الکترومغناطیسی تنها در زیر فضای $\alpha - \beta$ اتفاق خواهد افتاد و دیگر زیر سیستم ها هیچ گونه دخالتی در تبدیلات انرژی ندارند. همچنین می توان نشان داد که مؤلفه های جریان و ولتاژ در زیر سیستم های z1-z2, z3-z4 باعث ایجاد تلفات در ماشین شده و در روش های کنترلی هدف کاهش این مؤلفه ها خواهد بود [۱]. از بحث فوق می توان 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 ماشین های سه فاز برای ماشین های شش فاز نیز قابل استفاده خواهند بود.

۲-۲- معادلات ماشین در حالت نامتقارن

با فرض این که فاز S1 ماشین قطع شده باشد معادلات ولتاژ استاتور و روتور را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r]) \quad (5)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s])$$

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

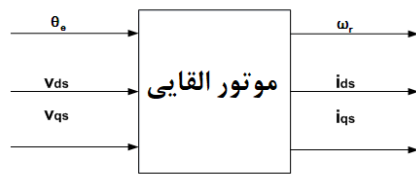
$$\begin{aligned} V_s &= [v_{s2} \quad v_{s3} \quad v_{s4} \quad v_{s5} \quad v_{s6}]^T \\ I_s &= [i_{s2} \quad i_{s3} \quad i_{s4} \quad i_{s5} \quad i_{s6}]^T \\ V_r &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \end{aligned} \quad (6)$$

$$I_r = [i_{r1} \quad i_{r2} \quad i_{r3} \quad i_{r4} \quad i_{r5} \quad i_{r6}]^T$$

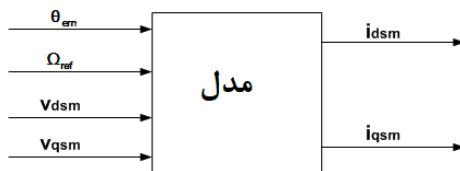
معادلات فوق در واقع معادلاتی غیر خطی و به شدت کوپله شده هستند. به منظور دستیابی به معادلات دکوپله می توان از فرم های چند بعدی تبدیل پارک استفاده کرد. برای این کار نیاز به دو عدد ماتریس می باشد که آن ها را با $[T_5]$ و $[T_6]$ نشان می دهند [۱۶-۱۷]. این ماتریس ها معادلات ماشین را به دو زیر فضا تقسیم می کنند 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 می باشد که MMF های تولیدی توسط پنج فاز

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 $i_{ds} = i_{dsm}$ و $i_{qs} = i_{qsm}$ برقرار باشند آنگاه با در نظر 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:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} \\ v_{dsm} &= R_s i_{dsm} - \omega_{em} \sigma L_s i_{qsm} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e L_s i_{ds} \\ &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \\ &\quad + L_s i_{ds} \left(\omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right) \\ v_{qsm} &= R_s i_{qsm} + \sigma L_s \frac{di_{qsm}}{dt} + \omega_c L_s i_{dsm} \\ &= R_s i_{qsm} + \sigma L_s \frac{di_{qsm}}{dt} \\ &\quad + L_s i_{dsm} \left(\omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qsm}}{i_{dsm}} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\psi_{s\alpha} = L_{sd} i_{s\alpha} + M_d i_{r\alpha} \quad \psi_{r\alpha} = L_r i_{s\alpha} + M_d i_{s\alpha} \quad (12)$$

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

$$\begin{aligned} L_{sd} &= L_{ls} + \|\alpha\|^2 L_{ms} & M_d &= \sqrt{3} \|\alpha\| L_{ms} \\ L_{sq} &= L_{ls} + \|\beta\|^2 L_{ms} & M_q &= \sqrt{3} \|\beta\| L_{ms} \\ L_r &= L_{lr} + \sqrt{3} L_{ms} \end{aligned} \quad (13)$$

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

$$\begin{aligned} v_{sz1} &= R_s i_{sz1} + L_{ls} \frac{di_{sz1}}{dt} \\ v_{sz2} &= R_s i_{sz2} + L_{ls} \frac{di_{sz2}}{dt} \\ v_{sz3} &= R_s i_{sz3} + L_{ls} \frac{di_{sz3}}{dt} \end{aligned} \quad (14)$$

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.

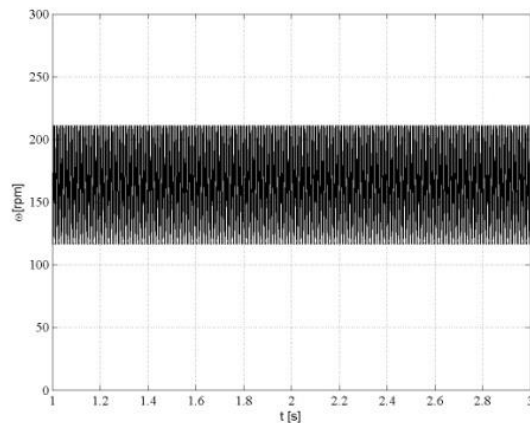
۳- طرح کنترلی پیشنهادی

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 قالب مرجع ساکن مطابق رابطه (۱۵) به دست خواهند آمد:

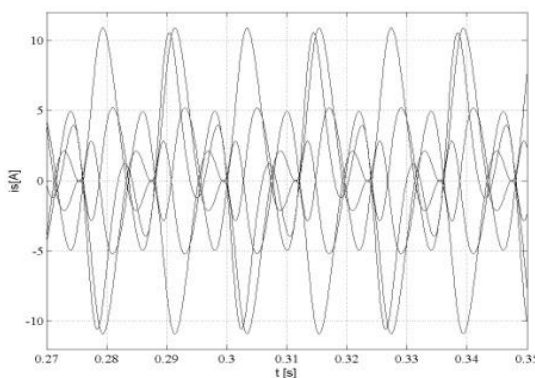
$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pM & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pM \\ pM & \omega_r M & R_r + pL_r & \omega_r M \\ -\omega_r M & pM & -\omega_r M & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sq} \\ i_{ra} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (15)$$

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



الف



ب

شکل (۴): راه اندازی ماشین در شرایط نامتعادل و بدون کنترل-الف: سرعت واقعی ماشین ب-جریان های واقعی استاتور

نتایج نشان می دهد 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 جریان های فازهای استاتور کاملاً نامتعادل می باشند. در اولین آزمایش صورت گرفته راه اندازی 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 راه اندازی در شرایط کاملاً نامتقارن خواهد بود. سرعت مرجع 500rpm در نظر گرفته شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی (شکل ۵) نشان می دهد که الگوریتم کنترلی به درستی عمل کرده و سرعت واقعی ماشین با مقداری اورشوت به مقدار مرجع خواهد رسید. مشاهده جریان های استاتور نشان می دهد که با اعمال روش کنترلی پیشنهادی، این جریان ها تا حدودی شرایط بهتری پیدا کرده اند 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.

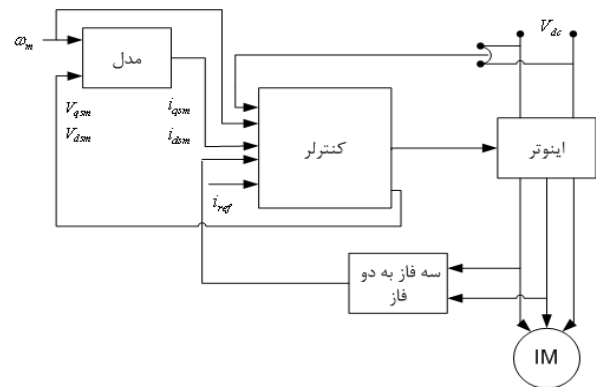
با فرض برابر بودن ولتاژهای ماشین و مدل ($V_{ds} = V_{dsm}$ و $V_{qs} = V_{qsm}$) می توان نوشت:

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

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

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

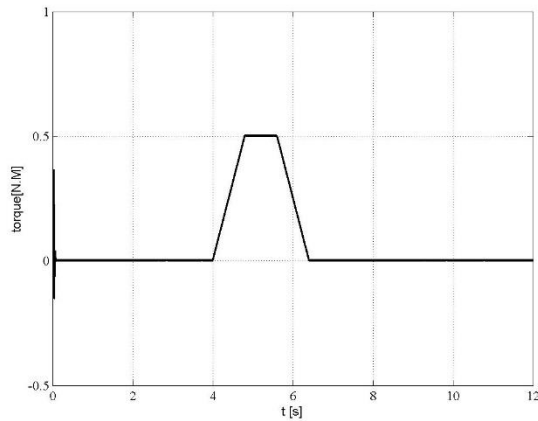
از معادلات (۱۷) نتیجه گرفته می شود که اگر $i_{ds} = i_{dsm}$ و $i_{qs} = i_{qsm}$ شود در این صورت $\omega_e = \omega_{em}$ و $\omega_r = \Omega_{ref}$ خواهد شد. جهت از بین بردن اختلاف میان جریان های ماشین و مدل از یک کنترلر PI استفاده شده است. شکل (۳) بلوک دیاگرام روش کنترلی پیشنهادی را نشان می دهد.



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

۴- نتایج شبیه سازی

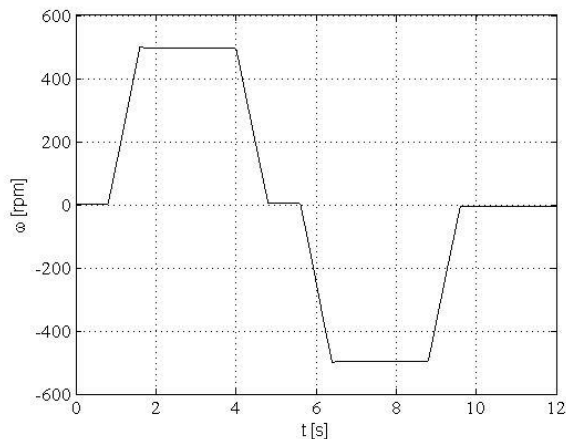
در این بخش به منظور بررسی عملکرد روش کنترلی مورد بحث، شبیه سازی یک ماشین القایی شش فاز در حالت قطع یک فاز مورد بحث و بررسی قرار خواهد گرفت. پارامترهای ماشین شبیه سازی شده در جدول (۱) آورده شده است. شبیه سازی در محیط سیمولینک نرم افزار MATLAB صورت گرفته که در این شبیه سازی، مدل ماشین القایی شش فاز در 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 جریان های استاتور بدون اعمال هیچ گونه روش کنترلی برداری را نشان می دهد.



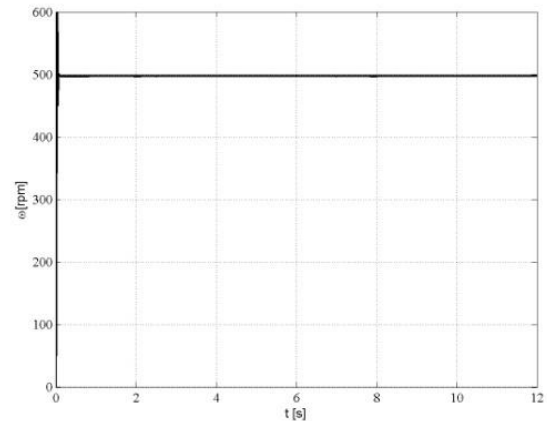
ب

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

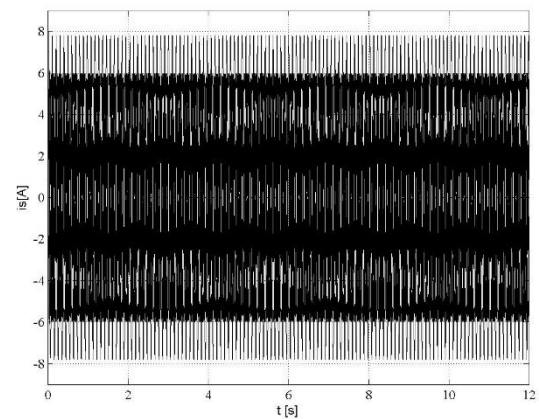
در آزمایش سوم یک پروفایل دوزنقه‌ای به عنوان سرعت مرجع به الگوریتم اعمال شده است. هدف از این آزمایش بررسی کارایی الگوریتم کنترلی در تغییر جهت سرعت ماشین می‌باشد. همانطور که ملاحظه می‌گردد در این آزمایش نیز الگوریتم به خوبی توانایی کنترل سرعت ماشین را داشته و در شرایط قطع یک فاز و عملکرد نامتعادل ماشین 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



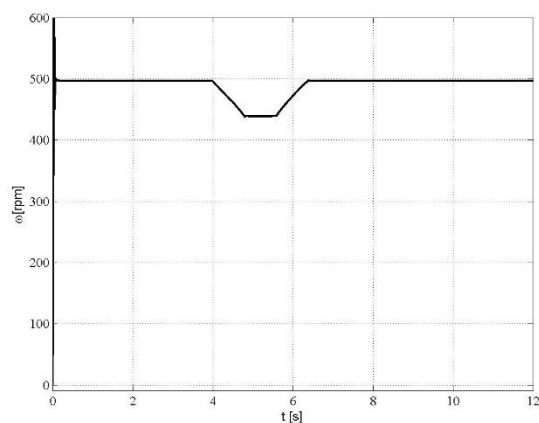
الف



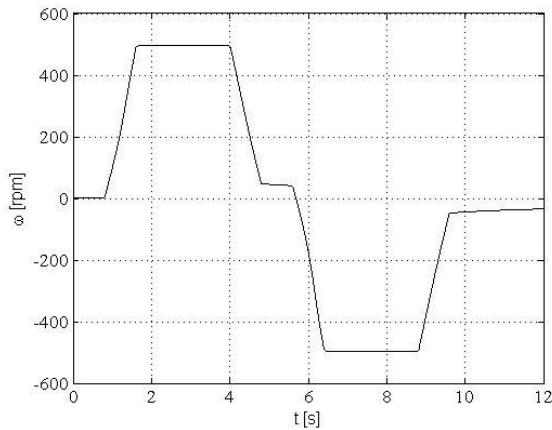
ب

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

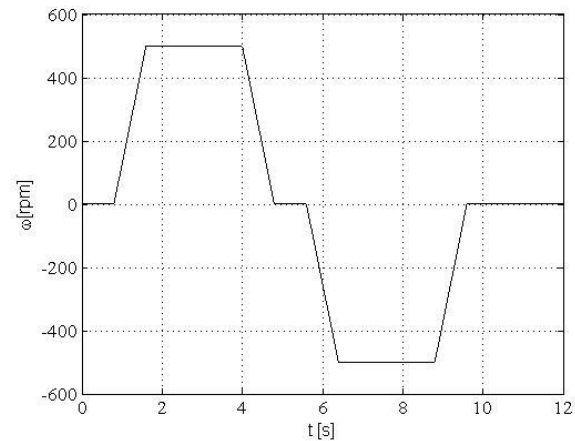
بعد از ۷ ثانیه گشتاور از روی ماشین برداشته می‌شود. در این زمان الگوریتم باید دارای این قابلیت باشد که سرعت ماشین را در حد اولیه نگه دارد، شکل (۶) نتایج این تست را نشان می‌دهند. همان‌گونه که مشاهده می‌گردد، گشتاور الکترومغناطیسی تولید شده در ماشین، به خوبی گشتاور بار را تامین می‌کند.



الف



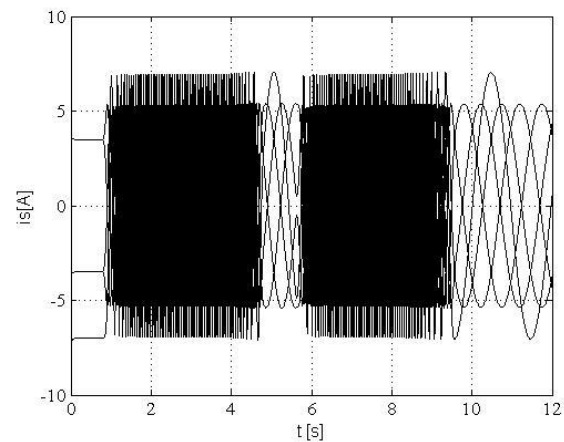
شکل (۸): سرعت واقعی ماشین با فرض تغییر ۱۰۰ درصدی در مقدار مقاومت روتور



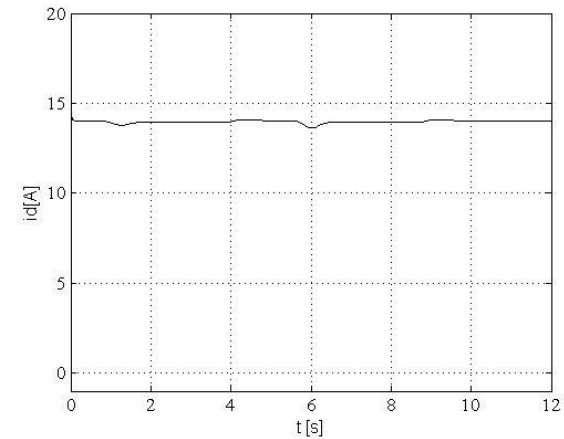
ب

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



ج



د

۵- نتیجه گیری

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 اندازه گیری سرعت معرفی شد. در این روش کنترلی یک تخمین گر جریان استاتور بر پایه معادلات ماشین پیشنهاد شده که جریان تخمینی توسط آن با جریان های اصلی ماشین مقایسه می شوند. از اختلاف بین جریان های تخمینی و اصلی، سیگنال های مرجع توسط کنترلر استخراج شده و به اینورتر اعمال خواهد شد. با اعمال ولتاژهای مطلوب به ماشین، اختلاف جریان ها به سمت صفر سوق پیدا کرده و سرعت ماشین به مقدار مطلوب خواهد رسید. از ویژگی های مهم روش پیشنهادی عدم استفاده از تخمین گر سرعت یا شار بوده که باعث سادگی الگوریتم کنترلی خواهد شد. نتایج شبیه سازی نشان از عملکرد بسیار خوب روش کنترلی در آزمایش های انجام شده داشته و تاییدی بر قابلیت های آن می باشد. لازم به ذکر است که روش کنترلی پیشنهادی از آنجایی که بر پایه مدل می باشد لذا نسبت به تغییر پارامترهای ماشین تا حدودی حساس بوده و این مساله عملکرد آن را در سرعت های مرجع پایین تحت تاثیر قرار می دهد.

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

مراجع

- [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.
- [1] M. Jafarifar, R. Kianinezhad, S.G.H. Seifosadat, "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] Orłowska-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.

رزومه

محمد جعفری فر در اندیشک متولد شده است



(۱۳۶۳). تحصیلات دانشگاهی خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق - قدرت از دانشگاه شیراز (۱۳۸۵)، کارشناسی ارشد 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 ماشین‌های الکتریکی چند فاز و مولدهای فشرده سازی شار مغناطیسی است و در حال حاضر استادیار گروه برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد اندیشک می‌باشد.

ایمان چهارمحالی در درود متولد شده است



(۱۳۶۴). تحصیلات دانشگاهی خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق از دانشگاه آزاد اسلامی بروجرد (۱۳۸۶)، کارشناسی ارشد 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 شبیه‌سازی شبکه‌های عصبی و نانوالکترونیک بوده و در حال حاضر استادیار گروه برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد اندیشک می‌باشد.

زیر نویس ها

- 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

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

Mohammad Jafarifar¹, Iman Chaharmahali¹

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.