

کنترل سرعت بدون سنسور موتور القایی چند فاز در حالت تغذیه نامتعادل با استفاده از رویت گر مد لغزشی مرتبه دوم ترکیب شده با روش تئوری مدل مرجع

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: ۱۴۰۰/۱۲/۱۵ تاریخ پذیرش: ۱۴۰۱/۴/۱

چکیده: استفاده از درایو های چند فاز برای موتورهای القایی دارای مزایای زیادی نسبت به درایوهای سه فاز متعارف بوده که این مزایا عبارتند از: کاهش دامنه نوسانات گشتاور خروجی، کاهش هارمونیک های جریان موتور، کاهش میزان جریان بر فاز بدون افزایش مقدار ولتاژ بر فاز افزایش قابلیت اطمینان درایو و ... همچنین افزایش تعداد فازهای درایو باعث افزایش بیشتر توان بر فاز در ماشین های با مقادیر نامی یکسان خواهد شد. ویژگی مهم دیگر ریاوهای چند فاز اطمینان از عملکرد مطلوب و قابل قبول در شرایط تغذیه نامتعادل ناشی از قطع یک یا حتی دو فاز بوده که همین مساله باعث افزایش مقبولیت این نوع درایوها در صنایع مختلف شده است. در این مقاله کنترل بدون سنسور سرعت ماشین های القای شش فاز در شرایط قطع یک فاز با استفاده از روش کنترل مد لغزشی مرتبه دوم ارائه شده است. در این روش کنترلی از تئوری مدل مرجع برای تخمین سرعت موتور به منظور عملکرد بهتر درایو استفاده شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که روش مورد نظر در شرایط تغذیه نامتعادل ماشین عملکرد قابل قبولی داشته و کنترل سرعت به خوبی انجام خواهد شد.

واژه های کلیدی: موتور القایی چند فاز، روش جهت دهی میدان، کنترل مد لغزشی، تئوری مدل مرجع.

۱- مقدمه

در سال های اخیر استفاده از ماشین های القایی به دلیل ساختار نسبتاً ساده روتور در مقایسه با انواع دیگر ماشین ها و همچنین تعمیر و نگهداری کم کاربرد ویژه ای در صنایع مختلف پیدا کرده اند. کنترل سرعت و گشتاور در این ماشین ها امروزه با استفاده از روش های برداری شامل کنترل جهت دهی میدان^۱ و کنترل مستقیم گشتاور^۲ امکان پذیر می باشد که باعث افزایش بیشتر بهره وری از این ماشین ها شده است. معمولاً در کاربردهایی که کنترل دقیق سرعت نیاز باشد از روش جهت دهی میدان استفاده می گردد که بسیار نسبت به روش اسکالر ولت بر هرتز برتری داشته و می توان گفت مهمترین روش

کنترل در ماشین های القایی است [1]. به منظور پیاده سازی روش کنترل جهت دهی میدان، زاویه شار روتور و یا سرعت مکانیکی روتور باید در دسترس باشد. با توجه به این که اندازه گیری زاویه شار یا سرعت مکانیکی ماشین نیاز به استفاده از سنسور دارد که منجر به افزایش سایز و هزینه درایو مربوطه شده و همچنین نیاز به تعمیر نگهداری را افزایش می دهد لذا روش کنترل بدون سنسور برای رفع مشکلات مطرح شده ابداع شد. به طور کلی روش های بدون سنسور را می توان به دو دسته تقسیم کرد: روش های مبتنی بر تزریق جریان و پردازش سیگنال [2-4] و روش های مبتنی بر مدل های ریاضی ماشین [5-8]. روش تزریق جریان بر پایه ساختارهای ناهمسانگرد

² Direct Torque Control (DTC)

¹ Field Oriented Control (FOC)

خواهند داشت. 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 [20-18].

این مقاله یک روش کنترلی برای موتور القایی شش فاز در حالت تغذیه نامتقارن (قطع یک فاز) بر پایه روش الگوریتم کنترلی مد لغزشی سوپر توئیست^۸ و روش مدل مرجع^۹ ارائه می دهد. در این روش، یک رویت گر جریان استاتور بر پایه روش مد لغزشی برای تخمین جریان های استاتور در نظر گرفته شده است که با توجه به استفاده از الگوریتم سوپر توئیست، مقدار چترینگ در جریان های تخمینی تا حدود بسیار زیادی کاهش پیدا خواهد کرد. همچنین از دیگر ویژگی های این رویت گر، کاهش حساسیت نسبت به تغییرات مقاومت روتور می باشد که در شرایط کاری متفاوت، عملکرد مطلوب رویت گر را تضمین خواهد کرد. پس از تخمین جریان های استاتور، یک تخمین گر سرعت بر پایه روش کنترلی مدل مرجع مورد استفاده قرار گرفته که با کمک جریان های تخمینی استاتور عملیات تخمین سرعت را انجام داده و سرعت تخمینی به جای سرعت واقعی ماشین در حلقه فیدبک کنترل سرعت مورد استفاده قرار خواهد گرفت.

مقاله حاضر در شش بخش تدوین شده است. در بخش بعدی، معادلات دینامیکی ماشین القایی شش فاز در حالت قطع فاز بیان خواهد شد. در بخش سوم معادلات مربوط به رویت گر جریان استاتور بر پایه روش کنترل مد لغزشی عنوان شده و رویت گر سرعت و معادلات آن موضوع بخش چهارم مقاله می باشند. نتایج شبیه سازی و تجزیه و تحلیل منحنی های به دست آمده بخش پنجم را شامل شده و در بخش آخر نیز نتیجه گیری و پیشنهادات مطرح خواهد شد.

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 [16-13]. در شرایط نرمال مدل ماشین القایی شش فاز یک سیستم دو بل شش بعدی است که شش معادله آن مربوط به استاتور و شش معادله آن مربوط به روتور خواهد بود. در مرجع [13] 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

ماشین شامل اندوکتانس اشباع شده مغناطیسی [2]، تقارن شکاف های روتور [3] و یا تغییرات اندوکتانس ناشی از ماشین استوار است [4]. 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 [5]، فیلتر کالمن توسعه یافته [6] و رویت گر مد لغزشی [7-8] را می توان نام برد. رویت گر های غیر خطی مرتبه کامل، رویت گر توسعه یافته لئونبرگر^۵، در محدوده وسیعی از سرعت ها پایدار بوده و در برابر عدم قطعیت پارامترهای ماشین بسیار مقاوم است. ویژگی مهم رویت گر های آماری مانند فیلتر کالمن توسعه یافته عملکرد مطلوب آن ها در محیط های دارای نویز می باشد. از ویژگی های رویت گر مد لغزشی می توان به مقاوم بودن آن ها در برابر تغییرات پارامترهای ماشین اشاره کرد. با این حال وجود پدیده چترینگ در این رویت گر ها باعث بروز مشکلاتی خواهد شد. به منظور برطرف کردن این مشکل از الگوریتم مد لغزشی مرتبه بالا استفاده می شود. الگوریتم مد لغزشی مرتبه بالا علاوه بر کاهش چترینگ، رفتار مطلوب تری نسبت به تغییرات پارامترهای ماشین خواهد داشت [12-9].

در چند سال اخیر موتورهای القایی چند فاز با درایوهای مبتنی بر جهت دهی میدان الکتریکی کاربرد وسیعی در صنایع مختلف پیدا کرده اند که از جمله آن ها می توان به انواع پمپ های فشارقوی، فن ها، کمپرسورهای توان بالا، کارخانه های نورد، بالابرها و ... اشاره کرد [13-17]. در درایوهای چند فازه، ماشین الکتریکی دارای تعداد بیشتری فاز در بخش استاتور خود بوده که به تبع آن در بخش اینورتر نیز تعداد پایه ها^۶ افزایش می یابد. لذا مقدار جریان بر فاز در این سیستم ها نسبت به سیستم های مشابه سه فاز کمتر خواهد بود. یکی از متداولترین ساختارهای ماشین-درایو چند فازه، درایو موتور القایی شش فاز^۷ 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 مزیت های مهم درایوهای چند فازه، قابلیت اطمینان این سیستم ها نسبت به درایوهای سه فاز است. در شرایط قطع یک یا حتی دو فاز، درایوهای چند فاز هنوز هم می توانند 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 و عملکرد مطلوبی

⁷ Six Phase Induction Machine (SPIM)

⁸ Super Twist Algorithm (STA)

⁹ Model Reference Adjustable System (MRAS)

³ Extended-Kalman Filter

⁴ Sliding mode

⁵ Lionburger observer

⁶ Leg

بررسی معادلات ماشین در زیر فضاهای عنوان شده نشان می‌دهد که

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

تبدیل انرژی الکترومغناطیسی تنها در زیر فضای $\alpha-\beta$ 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 سیستم‌های $z1-z2, z3-z4$ باعث ایجاد تلفات در ماشین شده و در روش‌های کنترلی هدف کاهش این مؤلفه‌ها خواهد بود [13]. از بحث فوق می‌توان نتیجه گرفت که کنترل سرعت و گشتاور در یک ماشین شش فاز شبیه به ماشین سه فاز بوده و روش‌های کنترلی مورد استفاده در ماشین‌های سه فاز برای ماشین‌های شش فاز نیز قابل استفاده خواهند بود.

۲-۲- معادلات ماشین در حالت نامتقارن

موتور قطع شده باشد معادلات S_1 که فاز در این بخش با فرض این ولتاژ استاتور و روتور را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [I_s] + [L_{sr}] \cdot [I_r]) \\ [V_r] &= [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [I_r] + [L_{rs}] \cdot [I_s]) \end{aligned} \quad (5)$$

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

$$\begin{aligned} V_s &= [v_{s2} \quad v_{s3} \quad v_{s4} \quad v_{s5} \quad v_{s6}]^T \\ I_s &= [i_{s2} \quad i_{s3} \quad i_{s4} \quad i_{s5} \quad i_{s6}]^T \\ V_r &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \\ I_r &= [i_{r1} \quad i_{r2} \quad i_{r3} \quad i_{r4} \quad i_{r5} \quad i_{r6}]^T \end{aligned} \quad (6)$$

معادلات فوق در واقع معادلاتی غیر خطی و به شدت کوپله شده هستند. به منظور دستیابی به معادلات دکوپله می‌توان از فرم‌های 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 می‌دهند [18-19]. این ماتریس‌ها معادلات ماشین را به دو زیر فضا تقسیم می‌کنند که عبارتند از: زیر فضای $\alpha-\beta$ و زیر فضای z ، که مورد اول زیر فضای مربوط به گشتاور الکترومغناطیسی است و دیگری مربوط به تلفات. ماتریس‌های تبدیل گفته شده معادلات ماشین را به دو دسته تقسیم می‌کنند که تبدیلات انرژی الکترومغناطیسی فقط مربوط به فضای $\alpha-\beta$ می‌باشند و این بدان معنی می‌باشد که MMF‌های تولیدی توسط پنج فاز استاتور معادل با MMF‌های تولیدی توسط

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

دو سیم پیچ در راستای محورهای α و β با جریان‌های $i_{s\alpha}$ و

γ بیانگر زاویه در این ماتریس، $\alpha-\beta, z1-z2, z3-z4$ تجزیه کرد. در این ماتریس، γ بیانگر زاویه الکتریکی بین دو نقطه نوترال سیم‌پیچ‌های استاتور بوده که در این مقاله ۶۰ درجه در نظر گرفته شده است.

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

(۱)

الف-مدل ماشین در زیر فضای $\alpha-\beta$

معادلات ولتاژ استاتور و روتور در زیر فضای $\alpha-\beta$ را با کمک تبدیل پارک می‌توان به صورت زیر بیان کرد [13]:

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

که در این معادلات: $L_s = L_{ls} + M, L_r = L_{lr} + M, M = 3L_{ms}$. معادلات ماشین در این 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 [13]:

$$\begin{bmatrix} v_{z1} \\ v_{z2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s p & 0 \\ 0 & r_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r + L_r p & 0 \\ 0 & r_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix}$$

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

ج-مدل ماشین در زیر فضای $z3-z4$

معادلات ماشین در زیر فضای $z3-z4$ کاملاً مشابه $z1-z2$ بوده و تنها اندیس‌ها تغییر پیدا می‌کند [13]:

$$\begin{bmatrix} v_{z3} \\ v_{z4} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s p & 0 \\ 0 & r_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z3} \\ i_{z4} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r + L_r p & 0 \\ 0 & r_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r3} \\ i_{r4} \end{bmatrix}$$

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

همان‌طور که قبلاً عنوان شد معادلات زیر فضای Z فقط بیانگر تلفات ماشین می‌باشند و لذا باید روش‌های کنترلی به گونه‌ای عمل کنند که مقادیر مربوط به این مؤلفه‌ها تا حد امکان کاهش یابند. همچنین لازم به ذکر است که معادلات به دست آمده برای زیر فضای $\alpha - \beta$ در حالت نامتقارن با حالت متقارن یکسان است و به همین دلیل می‌توان بسیاری از روش‌های به کار رفته برای کنترل موتورها در حالت متقارن را برای حالت نامتقارن نیز به کار برد.

۳- رویکرد مد لغزشی مرتبه دوم (سوپر توئیسیت)

با ترکیب معادلات (۱۱) و (۱۲)، مدل ماشین القایی شش فاز در حالت نامتقارن در زیر فضای $\alpha - \beta$ را می‌توان به صورت معادلات (۱۵) باز نویسی کرد:

$$\begin{aligned} p i_{s\alpha} &= -(k_1 \cdot k_2 + R_s \cdot k_3) \cdot i_{s\alpha} \\ &\quad + k_2 \cdot (\psi_{r\alpha} / T_r + \omega_r \cdot \psi_{r\beta}) + k_3 \cdot u_{s\alpha} \\ p i_{s\beta} &= -(k_1 \cdot k_2 + R_s \cdot k_3) \cdot i_{s\beta} \\ &\quad + k_2 \cdot (\psi_{r\beta} / T_r - \omega_r \cdot \psi_{r\alpha}) + k_3 \cdot u_{s\beta} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} p \psi_{r\alpha} &= k_1 \cdot i_{s\alpha} - \psi_{r\alpha} / T_r - \omega_r \cdot \psi_{r\beta} \\ p \psi_{r\beta} &= k_1 \cdot i_{s\beta} - \psi_{r\beta} / T_r + \omega_r \cdot \psi_{r\alpha} \end{aligned}$$

که:

$$\begin{aligned} \sigma &= 1 - L_m^2 / (L_s L_r) & k_1 &= L_m / T_r \\ k_2 &= L_m / (\sigma L_s L_r) & k_3 &= 1 / (\sigma L_s) \end{aligned}$$

در معادلات (۱۵)، T_r ثابت زمانی روتور می‌باشد.

الگوریتم کنترل مد لغزشی مرتبه دوم در ساده‌ترین حالت را می‌توان به فرم زیر بیان کرد [4]:

$$\begin{aligned} p \hat{x}_1 &= f(\hat{x}_2) + \lambda \cdot |x_1 - \hat{x}_1|^{0.5} \cdot \text{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) + \rho_1 \\ p \hat{x}_2 &= \delta \cdot \text{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) + \rho_2 \end{aligned} \quad (16)$$

در این معادلات، \hat{x}_i بیانگر متغیرهای حالت بوده، λ و δ گین‌های الگوریتم و ρ_i ضرائب همگرایی الگوریتم هستند [9]. می‌توان نشان داد که با انتخاب مقادیر مناسب برای ρ_i مطابق با (۱۷) و مقدار مثبت L ، الگوریتم کنترلی پایدار خواهد بود [9].

$$\rho_1 = 0, \quad |\rho_2| \leq L \quad (17)$$

با جایگزینی معادلات سوم و چهارم دسته معادلات (۱۵) در معادلات اول و دوم، معادلات ماشین به فرم زیر بازنویسی می‌شوند:

$i_{s\beta}$ می‌باشند [18-19]. این جریان‌ها به صورت زیر قابل تعریف هستند [18]:

که $[\alpha]$ و $[\beta]$ در حالت قطع یک فاز با زاویه $\gamma = 60^\circ$ از معادلات زیر قابل محاسبه هستند [13]:

همچنین ماتریس‌های $[T_5]$ 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 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 می‌باشند:

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} &= R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \\ 0 &= R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \omega_r \cdot \psi_{r\beta} \\ 0 &= R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} - \omega_r \cdot \psi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (11)$$

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

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_{sd} i_{s\alpha} + M_d i_{r\alpha} & \psi_{r\alpha} &= L_r i_{s\alpha} + M_d i_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} &= L_{sq} i_{s\beta} + M_q i_{r\beta} & \psi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + M_q i_{s\beta} \end{aligned} \quad (12)$$

دیگر پارامترهای معادلات (۱۲) به صورت زیر تعریف می‌شوند:

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

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

رویت گر به منظور تخمین سرعت طراحی نمود:

$$p\hat{\psi}_r^i = k_1 \cdot \hat{i}_s + \begin{bmatrix} -1/T_r & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -1/T_r \end{bmatrix} \cdot \hat{\psi}_r^i \quad (24)$$

که در این رویت گر:

$$i_s = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad \psi_r^i = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}^i \\ \psi_{r\beta}^i \end{bmatrix}, \quad \hat{i}_s = \begin{bmatrix} \hat{z}_1 \\ \hat{z}_2 \end{bmatrix}, \quad \hat{\psi}_r^i = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha}^i \\ \hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix}$$

در معادلات رویت گر (۲۴)، متغیرهای دارای بالانویس $\hat{\cdot}$ متغیرهای تخمینی توسط رویت گرها هستند.

با تفریق معادلات (۲۴) از (۲۳) معادلات مربوط به دینامیک خطای رویت گر به دست خواهد آمد:

$$[pe_{\psi}^i = Ae_{\psi}^i - \Delta\omega_r J \cdot \hat{\psi}_r^i] \quad (25)$$

که:

$$e_{\psi}^i = \begin{bmatrix} e_{\psi\alpha}^i \\ e_{\psi\beta}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}^i - \hat{\psi}_{r\alpha}^i \\ \psi_{r\beta}^i - \hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

با مشتق گیری از معادلات (۲۵) و با جایگزینی ترم های مربوط به خطای تخمین حالات از معادلات (۲۴)، در نهایت معادله تخمین سرعت به صورت زیر به دست خواهد آمد:

$$[\hat{\omega}_r = (K_p + K_i / p) \cdot e_{\omega}] \quad (26)$$

که در آن:

$$e_{\omega} = (pe_{\psi}^i)^T \cdot J \cdot p\hat{\psi}_r^z \\ = \begin{bmatrix} p\hat{\psi}_{r\alpha}^z - p\hat{\psi}_{r\alpha}^i & p\hat{\psi}_{r\beta}^z - p\hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p\hat{\psi}_{r\alpha}^i \\ p\hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} \quad (27) \\ = -p\hat{\psi}_{r\alpha}^z \cdot p\hat{\psi}_{r\beta}^i + p\hat{\psi}_{r\beta}^z \cdot p\hat{\psi}_{r\alpha}^i$$

۵- 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 موتور اعمال شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی شامل سه آزمایش راه اندازی، شتاب دهی و معکوس کردن سرعت بوده که در ادامه مورد بررسی قرار خواهد گرفت. شکل (۱) سرعت واقعی ماشین در حالت قطع یک فاز به همراه جریان های استاتور بدون اعمال هیچ گونه روش کنترلی برداری را نشان می دهد. نتایج نشان می دهد که سرعت موتور در حالت قطع فاز و بدون کنترل

$$pi_{s\alpha} = -R_s \cdot k_3 \cdot i_{s\alpha} - k_2 \cdot p\psi_{r\alpha} + k_3 \cdot u_{s\alpha} \\ pi_{s\beta} = -R_s \cdot k_3 \cdot i_{s\beta} - k_2 \cdot p\psi_{r\beta} + k_3 \cdot u_{s\beta} \quad (18)$$

$$p\psi_{r\alpha} = k_1 \cdot i_{s\alpha} - \psi_{r\alpha} / T_r - \omega_r \cdot \psi_{r\beta}$$

$$p\psi_{r\beta} = k_1 \cdot i_{s\beta} - \psi_{r\beta} / T_r + \omega_r \cdot \psi_{r\alpha}$$

از آنجایی که در معادلات (۱۸) هر معادله شامل دو جمله به شکل مشتق می باشد لذا با تغییر متغیرهای مناسب به صورت (۱۹) می توان شکل معادلات را به فرم استاندارد فضای حالت تبدیل کرد:

$$z_1 = i_{s\alpha} \quad z_3 = -p\psi_{r\alpha} \\ z_2 = i_{s\beta} \quad z_4 = -p\psi_{r\beta} \quad (19)$$

معادلات (۱۸) با در نظر گرفتن تغییر متغیر های فوق به صورت (۲۰) در خواهند آمد:

$$pz_1 = -R_s \cdot k_3 \cdot z_1 + k_2 \cdot z_3 + k_3 \cdot u_{s\alpha} \quad (20)$$

$$pz_2 = -R_s \cdot k_3 \cdot z_2 + k_2 \cdot z_4 + k_3 \cdot u_{s\beta}$$

با ترکیب معادلات (۱۵) و (۱۶)، یک رویت گر جریان استاتور با معادلات (۲۱) تعریف خواهد شد:

$$p\hat{z}_1 = -R_s \cdot k_3 \cdot \hat{z}_1 + k_2 \cdot \hat{z}_3 + k_3 \cdot u_{s\alpha} \\ + \lambda_1 \cdot |e_1|^{0.5} \cdot \text{sgn}(e_1) \\ p\hat{z}_3 = \delta_1 \cdot \text{sgn}(e_1) \quad (21)$$

$$p\hat{z}_2 = -R_s \cdot k_3 \cdot \hat{z}_2 + k_2 \cdot \hat{z}_4 + k_3 \cdot u_{s\beta}$$

$$+ \lambda_2 \cdot |e_2|^{0.5} \cdot \text{sgn}(e_2)$$

$$p\hat{z}_4 = \delta_2 \cdot \text{sgn}(e_2)$$

در این معادلات $\hat{z}_1, \hat{z}_2, \hat{z}_3, \hat{z}_4$ حالت های تخمین زده شده توسط رویت گر بوده و $\lambda_1, \lambda_2, \delta_1, \delta_2$ به ترتیب بهره های سطوح لغزشی اولیه و ثانویه می باشند. همچنین e_1 و e_2 خطای تخمین بوده و به صورت زیر تعریف می شوند:

$$e_1 = z_1 - \hat{z}_1 \quad (22)$$

$$e_2 = z_2 - \hat{z}_2$$

همچنین k_2 و k_3 به عنوان پارامترهای ثابت رویت گر در نظر گرفته شده اند. بر اساس روابط (۲۰) بین متغیرهای \hat{z}_3 و \hat{z}_4 و مشتقات شار روتور رابطه وجود دارد که با مشتق گیری از آن ها می توان شار روتور را محاسبه کرد.

۴- تخمین گر سرعت

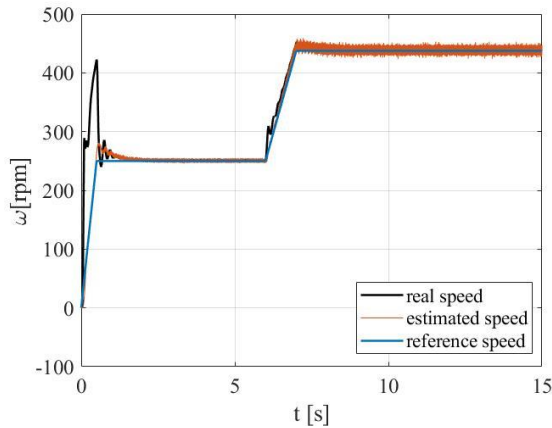
همان طور که در بخش قبل دیده شد با استفاده از رویت گر معرفی شده، مشتق شارهای روتور در دسترس بوده و حال با کمک آن ها می توان سرعت روتور را تخمین زد.

از روی معادلات (۱۵)، مشتقات شار روتور به صورت (۲۳) قابل محاسبه هستند:

$$p\psi_r^i = k_1 \cdot i_s + \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \cdot \psi_r^i \quad (23)$$

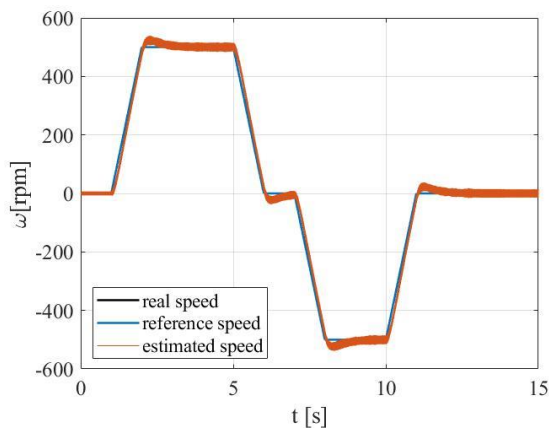
با فرض ثابت بودن k_1 و T_r و بر اساس تئوری مدل مرجع، می توان یک

با بهره‌های قابل تنظیم به صورت آنلاین استفاده کرد که البته منجر به پیچیدگی بیشتر روش کنترلی خواهد شد [21].



شکل (۳): شتاب دهی ماشین در شرایط نامتعادل در حضور الگوریتم کنترلی

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.

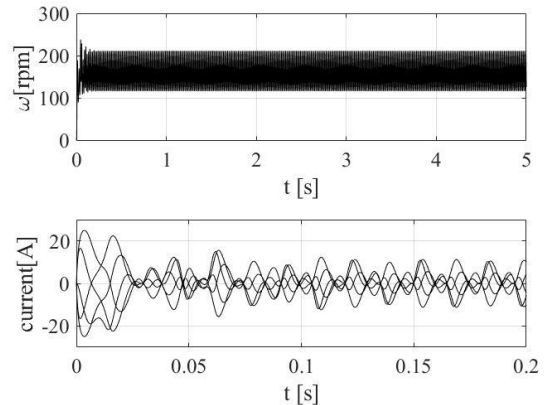


شکل (۴): تغییر جهت سرعت ماشین در شرایط نامتعادل در حضور الگوریتم کنترلی

جدول (۱): پارامترهای ماشین القایی شبیه سازی شده

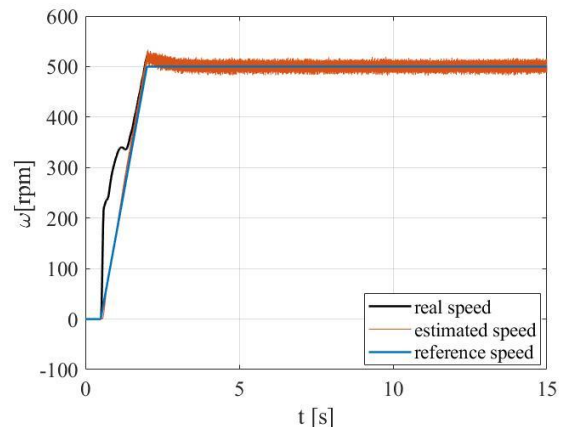
پارامتر	مقدار
تعداد قطب	۲
توان خروجی	90W
ولتاژ نامی	42V
جریان نامی	2.6A
سرعت نامی	2800rpm
گشتاور نامی	0.3N.m
مقاومت استاتور	1.04Ω
مقاومت روتور	0.4107Ω
اندوکتانس استاتور	0.0127mH
اندوکتانس روتور	0.0127mH
اندوکتانس پیوندی	0.0115mH

حوالی 150rpm در حال نوسان بوده و تا مقدار نامی فاصله بسیار زیادی دارد. همچنین جریان‌های فازهای استاتور کاملاً نامتعادل می‌باشند.



شکل (۱): راه‌اندازی موتور در شرایط نامتعادل و بدون کنترل

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 (۲)) نشان می‌دهد که الگوریتم کنترلی به درستی عمل کرده و پس از نوسانات اندکی سرعت واقعی ماشین به مقدار مرجع خواهد رسید. همچنین سرعت تخمینی رویت‌گر نیز به درستی و با خطای حالت ماندگار ناچیز سرعت مرجع را دنبال خواهد کرد. نوسانات ناشی از پدیده چترینگ در سرعت تخمینی بسیار ناچیز و محدود بوده که از مزایای روش کنترلی پیشنهادی می‌باشد.



شکل (۲): راه‌اندازی ماشین در شرایط نامتعادل در حضور الگوریتم کنترلی

در آزمایش دوم، ماشین پس از راه‌اندازی به سرعت مرجع 250rpm سوق داده شده و سپس در لحظه $t = 6s$ با شتاب 75% سرعت آن افزایش خواهد یافت. شکل (۳) نتایج حاصل از این آزمایش را نشان می‌دهد. بررسی‌ها نشان می‌دهد که در ابتدای راه‌اندازی، مقدار اورشوت در سرعت واقعی ماشین زیاد بوده اما با گذشت زمان و همگرا شدن الگوریتم کنترلی هم سرعت واقعی و هم سرعت تخمینی به خوبی و با خطای ناچیز سرعت مرجع را دنبال می‌کنند. لازم به ذکر است که به منظور کاهش اورشوت اولیه در راه‌اندازی ماشین، می‌توان از کنترلرهای

۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک روش بهبود یافته جهت کنترل سرعت موتورهای القایی شش فاز در حالت تغذیه نامتعادل بر پایه تئوری مدل مرجع و الگوریتم مد لغزشی مرتبه دوم ارائه گردید. طرح تخمین حالت در روش مذکور با ترکیب یک رویت گر جریان مرتبه دوم مد لغزشی با یک تخمین گر سرعت مدل مرجع با کمک مشتقات شار روتور به دست آمده است. در واقع در این روش، رویت گر جریان جایگزین مدل ولتاژ مرجع در روش مدل مرجع متعارف شده است. همچنین مشتقات شار روتور به عنوان حالت های تخمین گر در نظر گرفته شده اند که این مساله منجر به حذف انترگرال گیرها خواهد شد. همچنین با در نظر گرفتن سطح لغزشی کمی در کنار سطح لغزشی اصلی در روش مد لغزشی مرتبه دوم، رویت گر جریان محکم تر بوده و پدیده چترینگ کاهش خواهد یافت. نتایج شبیه سازی در آزمایش های صورت گرفته نشان از توانایی بالای این روش کنترلی در راه اندازی و شتابگیری ماشین و همچنین معکوس شدن جهت حرکت ماشین دارد. خطای حالت ماندگار در آزمایش های صورت گرفته ناچیز بوده و با توجه به حذف انترگرالگیر، سرعت همگرایی تخمین گر بالا خواهد بود.

مراجع

- drive." Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 98, 2014.
- [9] Farhi, Salah Eddine, Djamel Sakri, and Noureddine Golèa. "High-performance induction motor drive based on adaptive super-twisting sliding mode control approach." Archives of Electrical Engineering, Vol. 71, No. 1, 2022.
- [10] S. Solvar, V. Le, M. Ghanes, J.P. Barbot, and G. Santomenna, "Sensorless second order sliding mode observer for induction motor," in Proc. IEEE CCA, Yokohama, Japan, 2010.
- [11] M. Comanescu "Single and double compound manifold sliding mode observers for flux and speed estimation of the induction motor drive", IET Electric Power Applications, Vol.8, No. 1, 2013.
- [12] Sami, Irfan, Shafaat Ullah, Abdul Basit, Nasim Ullah, and Jong-Suk Ro. "Integral super twisting sliding mode based sensorless predictive torque control of induction motor", IEEE Access, Vol. 8, 2020.
- [13] 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.
- [14] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No.5, 2008.
- [15] 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.
- [16] G.K. Singh, "Multi-phase induction machine drive research—a survey", Electric Power Systems Research, Vol. 61, 2002.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] Bouyahia, Omar, Franck Betin, and Amine Yazidi, "Fault Tolerant Variable Structure Control of Six-phase Induction Generator for Wind Turbines", IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022.
- [1] Murata, Toshiaki, Takeshi Tsuchiya, and Ikuo Takeda. "Vector control for induction machine on the application of optimal control theory" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No. 4, 1990.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] Solvar, Sebastien, Vu Le, Malek Ghanes, Jean-Pierre Barbot, and Gaëtan Santomenna. "Sensorless second order sliding mode observer for induction motor." In 2010 IEEE international conference on control applications, pp. 1933-1938. IEEE, 2010.
- [8] Orłowska-Kowalska, Teresa, Grzegorz Tarchala, and Mateusz Dybkowski. "Sliding-mode direct torque control and sliding-mode observer with a magnetizing reactance estimator for the field-weakening of the induction motor

Sensorless Speed Control of Multiphase Induction Machine under Unbalanced Supply Condition using Super Twist Observer and MRAS Theory

Mohammad Jafarifar¹, Iman Chaharmahali¹

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

Abstract:

Multiphase (more than three phases) drives possess several advantages over conventional three-phase drives, such as reducing the amplitude and increasing the frequency of torque pulsations, reducing the rotor harmonic currents, reducing the current per phase without increasing the voltage per phase, lowering the dc-link current harmonics, and higher reliability. By increasing the number of phases it is also possible to increase the power /torque per ampere for the same volume machine. Another important feature of multi-phase drives is ensuring optimal and acceptable performance in unbalanced supply conditions due to interruption of one or even two phases, which has increased the acceptance of this type of drive in various industries. In this paper, speed control without mechanical sensor of six-phase induction machines in single-phase interruption conditions is presented using the second-order sliding mode control method. In this control method, the reference model theory is used to estimate the machine speed in order to improve the drive performance. The simulation results show that the method has an acceptable performance under unbalanced machine supply conditions and speed control will be performed well.

Keywords: Multiphase Induction Machine; Field Oriented Control; Super Twisting Control; Reference Model Theory.