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، کاه میزان جریان بر فاز بدون افزایش مقدار ولتاژ بر فاز افزایش قابیلت 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 نا متعادل 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 ارایه 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.

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

۱- مقدمه

در سال‌های 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 ماشین‌ها 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 بهره‌وری از این ماشین‌ها شده است. معمولاً در کاربردهایی که کنترل دقیق سرعت نیاز باشد از روش جهت دهی میدان استفاده می‌گردد که بسیار نسبت به روش اسکالر ولت بر هرتز برتری داشته و می‌توان گفت مهمترین روش کنترل در ماشین‌های 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 این‌که اندازه‌گیری زاویه شار یا سرعت مکانیکی ما شین نیاز به ا ستفاده از سنسور دارد که منجر به افزایش سایز و هزینه درایو مربوطه شده و همچنین نیاز به تعمیر نگهداری را افزایش می‌دهد لذا روش کنترل بدون سنسور برای رفع مشکلات مطرح شده ابداع شد. به طور کلی روش‌های بدون سنسور را می‌توان به دو دسته تقسیم کرد: روش‌های مبتنی بر تزریق جریان و پردازش سیگنال[4-2] و روش های مبتنی بر مدل های ریاضی ماشین[8-5]. روش تزریق جریان بر پایه ساختارهای ناهمسانگرد

[1] Field Oriented Control (FOC)

[2] Direct Torque Control (DTC)

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.2.2.6]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 2- Summer 2022

ماشین شامل اندوکتانس اشباء شده مغناطیسی[2]، تقارن شکاف‌های روتور[3] و یا تغییرات اندوکتانس نشتی ماشین استوار است[4]. این روش‌ها بر پایه پردازش سیگنال بوده که باعث افزایش پیچیدگی الگوریتم کنترلی خواهد شد. در مقابل روش‌های 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[5]، فیلتر کالمن توسعه یافته[3][6] و رویت‌گر مد لغزشی [4][7-8] را می‌توان نام برد. رویت‌گرهای غیر خطی مرتبه کامل، رویت‌گر توسعه یافته لئونبرگر[5]، در محدوه وسیعی از سرعت‌ها پایدار بوده و در برابر عدم قطعیت پارامترهای ماشین بسیار مقاوم است. ویژگی مهم رویت‌گرهای آماری مانند فیلتر کالمن توسعه یافته عملکرد مطلوب آن‌ها در محیط‌های دارای نویز می‌باشد. از ویژگی های رویت‌گر مد لغزشی می‌توان به مقاوم بودن آن‌ها در برابر تغییرات پارامترهای ماشین اشاره کرد. با این حال وجود پدیده چترینگ در این رویت‌گرها 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[9-12].

در چند سال اخیر موتورهای القایی چند فاز با درایوهای مبتنی بر جهت دهی میدان الکتریکی کاربرد وسیعی در صنایع مختلف پیدا کرده‌اند که از جمله آن‌ها می‌توان به انواع پمپ‌های فشارقوی، فن‌ها، کمپر سورهای توان بالا، کارخانه‌های 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 پایه‌ها[6] افزایش می‌یابد. لذا مقدار جریان بر فاز در این سیستم‌ها نسبت به سیستم‌های مشابه سه فاز کمتر خواهد بود. یکی از متداولترین ساختارهای ماشین-درایو چند فازه، درایو موتور القایی شش فاز[7] 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، قابلیت اطمینان این سیستم ها نسبت به درایوهای سه فاز 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 قایل استفاده بوده و عملکرد مطلوبی 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[18-20].

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[8] و روش مدل مرجع[9] ارائه می‌دهد. در این روش، یک رویت‌گر جریان استاتور بر پایه روش مد لغزشی برای تخمین جریان‌های استاتور در نظر گرفته شده است که با توجه به استفاده از الگوریتم سوپر توئیست، مقدار چترینگ در جریان‌های تخمینی تا حدود بسیار زیادی کاهش پیدا خواهد کرد. همچنین از دیگر ویژگی های این رویت‌گر، کاهش حساسیت نسبت به تغییرات مقاومت روتور می‌باشد که در شرایط کاری متفاوت، عملکرد مطلوب رویت‌گر را تضمین خواهد کرد. پس از تخمین جریان‌های استاتور، یک تخمین‌گر سرعت بر پایه روش کنترلی مدل مرجع مورد استفاده قرار گرفته که با کمک جریان‌های 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 رویت‌گر جریان استاتور بر پایه روش کنترل مد لغزشی عنوان شده و رویت گر سرعت و معادلات آن موضوع بخش چهارم مقاله می‌باشند. نتایج شبیه سازی و تجزیه و تحلیل منحنی‌های به دست آمده بخش پنجم را شامل شده و در بخش آخر نیز نتیجه‌گیری و پیشنهادت 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[13-16]. 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 [13] 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

[3] Extended-Kalman Filter

[4] Sliding mode

[5] Lionburger observer

[6] Leg

[7] Six Phase Induction Machine (SPIM)

[8] Super Twist Algorithm (STA)

[9] Model Reference Adjustable System (MRAS)

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.2.2.6]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 2- Summer 2022

α-β, z1-z2, z3-z4تجز یه کرد. در این ماتریس، γ ، یانگر زاو یه الکتریکی بین دو نقطه نوترال ســـیم‌پیچ های اســـتاتور 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[13]:

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

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[13]:

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

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

ج-مدل ماشین در زیر فضای z3-z4

معادلات ما شین در زیر فضای z3-z4 کاملاً م شابه z1-z2 بوده و تنها اندیس‌ها تغییر پیدا می‌کند[13]:

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

برر سی معادلات ما شین در زیر فضاهای عنوان شده نشان می‌دهد که

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

تبدیل انرژی الکترومغناطیســـی تنها در زیر فضـــای α-β اتفاق خواهد افتاد و دیگر زیر سیستم‌ها هیچ گونه دخالتی در تبدیلات انرژی ندارند. همچنین می‌توان نشـــان داد که مؤلفه های جر یان و ولتاژ در زیر سی ستم‌های z1-z2, z3-z4 باعث ایجاد تلفات در ما شین شده و در روش های کنترلی هدف کاهش این مؤلفه‌ها خواهد بود[13]. از بحث فوق می‌توان نتیجه گرفت که کنترل سرعت و گ شتاور در یک ما شین شـــش فاز شـــبیه به ماشـــین ســـه فاز بوده و روش های کنترلی مورد اســـتفاده در ماشـــین‌های ســـه فاز برای ماشـــین‌های شـــش فاز نیز قابل استفاده خواهند بود.

۲-۲- معادلات ماشین در حالت نامتقارن

موتور قطع شـــده باشـــد معادلات S_1که فاز در این بخش با فرض این ولتاژ استاتور و روتور را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$[V_S]=[R_S].[I_S]+\frac{d}{dt}([L_{SS}].[I_S]+[L_{Sr}].[I_r])$$
$$[V_r]=[R_r].[I_r]+\frac{d}{dt}([L_{rr}].[I_r]+[L_{rS}].[I_S]) \quad (۵)$$

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

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

معادلات فوق در واقع معادلاتی غیر خطی و به شـــدت کوپله شـــده هســـتند. به منظور دســـتیابی به معادلات دکوپله می‌توان از فرم های چند بعدی تبدیل پارک اســـتفاده کرد. برای این کار نیاز به دو عدد ماتریس می‌باشـد که آن ها را با $[T_5]$ و $[T_6]$ نشـان می دهند-18] [19. این ماتریس‌ها معادلات ماشین را به دو زیر فضا تقسیم می کنند که عبارتند از: زیر فضای $\alpha-\beta$ و زیر فضای z ، که مورد اول زیر فضای مربوط به گ شتاور الکترومغناطیسی ا ست و دیگری مربوط به تلفات. ماتریس های تبدیل گفته شده معادلات ما شین را به دو د سته تقسـیم می کنند که تبدیلات انرژی الکترومغناطیسـی فقط مربوط به فضای $\alpha-\beta$ می با شند و این بدان معنی می‌با شد که MMF های تولیدی تو سط پنج فاز ا ستاتور معادل با MMF های تولیدی تو سط

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

دو ســـیم پیچ در راســـتای محورهای α و β با جریان های $i_{s\alpha}$ و

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.2.2.6]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 2- Summer 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

$i_{s\beta}$می باشـــند[19-18]. این جریان ها به صـــورت زیر قابل تعریف هستند[18]:

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

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

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

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

با اعمال ماتریس های گفته شده بر معادلات ماشین در حالت نامتعادل دو د سته معادله دکوپله به د ست می‌آید که همان معادلات ما شین در دو زیر فضای $\alpha - \beta$ و z می باشند. این معادلات به صورت زیر می باشند:

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

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

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

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

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

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

$$\begin{aligned} v_{sz1} &= R_s.i_{sz1} + L_{ls}\frac{di_{sz1}}{dt} \\ v_{sz2} &= R_s.i_{sz2} + L_{ls}\frac{di_{sz2}}{dt} \\ v_{sz3} &= R_s.i_{sz3} + L_{ls}\frac{di_{sz3}}{dt} \end{aligned} \quad (۱۴)$$

همان‌طور که قبلاً عنوان شد معادلات زیرفضای z فقط بیانگر تلفات ماشـین می باشـند 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 ا ست که معادلات به د ست آمده برای زیرفضای $\alpha - \beta$ در حالت نامتقارن با حالت متقارن یکسـان اسـت و به همین دلیل می توان بســیاری از روش‌های به کار رفته برای کنترل موتورها در حالت متقارن را برای حالت نامتقارن نیز به کار برد.

۳- رویت‌گر مد لغزشی مرتبه دوم (سوپرتوئیست)

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

$$\begin{aligned} pi_{s\alpha} &= -(k_1.k_2 + R_s.k_3).i_{s\alpha} \\ &\quad + k_2.(\psi_{r\alpha}/T_r + \omega_r.\psi_{r\beta}) + k_3.u_{s\alpha} \\ pi_{s\beta} &= -(k_1.k_2 + R_s.k_3).i_{s\beta} \\ &\quad + k_2.(\psi_{r\beta}/T_r - \omega_r.\psi_{r\alpha}) + k_3.u_{s\beta} \\ p\psi_{r\alpha} &= k_1.i_{s\alpha} - \psi_{r\alpha}/T_r - \omega_r.\psi_{r\beta} \\ p\psi_{r\beta} &= k_1.i_{s\beta} - \psi_{r\beta}/T_r + \omega_r.\psi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (۱۵)$$

که:

$$\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r) \qquad k_1 = L_m/T_r$$
$$k_2 = L_m/(\sigma L_s L_r) \qquad k_3 = 1/(\sigma L_s)$$

در معادلات (۱۵)، T_r ثابت زمانی روتور می باشد.

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

$$\begin{aligned} p\hat{x}_1 &= f(\hat{x}_2) + \lambda.|x_1 - \hat{x}_1|^{0.5}.\mathrm{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) + \rho_1 \\ p\hat{x}_2 &= \delta.\mathrm{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) + \rho_2 \end{aligned} \quad (۱۶)$$

در این معادلات، x_i بیانگر متغییر های حالت بوده، λ و δ گین های الگوریتم و ρ_i ضرائب همگرایی الگوریتم هستند[9]. می‌توان نشان داد که با انتخاب مقادیر مناسـب برای ρ_i مطابق با (۱۷) و مقدار مثبت L، الگوریتم کنترلی پایدار خواهد بود[9].

$$\rho_1 = 0, \quad |\rho_2| \le L \quad (۱۷)$$

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

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.2.2.6]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 2- Summer 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

$$\begin{aligned} pi_{s\alpha} &= -R_s.k_3.i_{s\alpha} - k_2.p\psi_{r\alpha} + k_3.u_{s\alpha} \\ pi_{s\beta} &= -R_s.k_3.i_{s\beta} - k_2.p\psi_{r\beta} + k_3.u_{s\beta} \\ p\psi_{r\alpha} &= k_1.i_{s\alpha} - \psi_{r\alpha}/T_r - \omega_r.\psi_{r\beta} \\ p\psi_{r\beta} &= k_1.i_{s\beta} - \psi_{r\beta}/T_r + \omega_r.\psi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (۱۸)$$

از آنجایی‌که در معادلات (۱۸) هر معادله شـــامل دو جمله به شـــکل مشتق می‌باشد لذا با تغییر متغیرهای مناسب به صورت (۱۹) می‌توان شکل معادلات را به فرم استاندارد فضای حالت تبدیل کرد:

$$\begin{aligned} z_1 &= i_{s\alpha} \qquad z_3 = -p\psi_{r\alpha} \\ z_2 &= i_{s\beta} \qquad z_4 = -p\psi_{r\beta} \end{aligned} \quad (۱۹)$$

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

$$\begin{aligned} pz_1 &= -R_s.k_3.z_1 + k_2.z_3 + k_3.u_{s\alpha} \\ pz_2 &= -R_s.k_3.z_2 + k_2.z_4 + k_3.u_{s\beta} \end{aligned} \quad (۲۰)$$

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

$$\begin{aligned} p\hat{z}_1 &= -R_s.k_3.\hat{z}_1 + k_2.\hat{z}_3 + k_3.u_{s\alpha} \\ &\quad + \lambda_1.|e_1|^{0.5}.\mathrm{sgn}(e_1) \\ p\hat{z}_3 &= \delta_1.\mathrm{sgn}(e_1) \\ p\hat{z}_2 &= -R_s.k_3.\hat{z}_2 + k_2.\hat{z}_4 + k_3.u_{s\beta} \\ &\quad + \lambda_2.|e_2|^{0.5}.\mathrm{sgn}(e_2) \\ p\hat{z}_4 &= \delta_2.\mathrm{sgn}(e_2) \end{aligned} \quad (۲۱)$$

در این معادلات $\hat{z}_1$ ، $\hat{z}_2$، $\hat{z}_3$ و $\hat{z}_4$ حالت‌های تخمین زده شـــده توســـط رویت‌گر بوده و λ1، λ2، δ1 و δ2 به ترتیب بهره‌های ســـطوح لغز شی اولیه و ثانویه می‌باشند. همچنین e1 و e2 خطای تخمین بوده و به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} e_1 &= z_1 - \hat{z}_1 \\ e_2 &= z_2 - \hat{z}_2 \end{aligned} \quad (۲۲)$$

همچنین R_s، k_2 و k_3 به عنوان پارامترهای ثابت رویت‌گر در نظر گرفته شده‌اند. بر اساس روابط (۲۰) بین متغیرهای $\hat{z}_3$ و $\hat{z}_4$ و مشتقات شار روتور رابطه وجود دارد که با مشتق‌گیری از آن‌ها می‌توان شار روتور را محاسبه کرد.

۴- تخمین‌گر سرعت

همان‌طور که در بخش قبل دیده شد با استفاده از رویت‌گر معرفی شده، مشتق شارهای روتور در دسترس بوده و حال با کمک آن‌ها می‌توان سرعت روتور را تخمین زد.

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

$$p\psi_r^i = k_1.i_s + \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix}.\psi_r^i \quad (۲۳)$$

با فرض ثابت بودن k_1 و T_r و بر اساس تئوری مدل مرجع، می‌توان یک رویت‌گر به منظور تخمین سرعت طراحی نمود:

$$p\hat{\psi}_r^i = k_1.\hat{i}_s + \begin{bmatrix} -1/T_r & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -1/T_r \end{bmatrix}.\hat{\psi}_r^i \quad (۲۴)$$

که در این رویت‌گر:

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

در معادلات رویت‌گر (۲۴)، متغیرهای دارای بالانویس ^ متغیرهای تخمینی توسط رویت‌گرها هستند.

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

$$\left[pe_\psi^i = A.e_\psi^i - \Delta\omega_r J.\hat{\psi}_r^i \right] \quad (۲۵)$$

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

$$\left[\hat{\omega}_r = (K_p + K_i/p).e_\omega \right] \quad (۲۶)$$

که در آن:

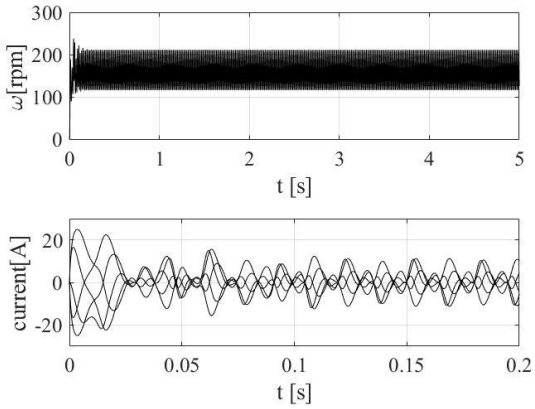
$$\begin{aligned} e_\omega &= (pe_\psi^i)^T.J.p\hat{\psi}_r^z \\ &= \begin{bmatrix} p\hat{\psi}_{r\alpha}^z - p\hat{\psi}_{r\alpha}^i & p\hat{\psi}_{r\beta}^z - p\hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} p\hat{\psi}_{r\alpha}^i \\ p\hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} \quad (۲۷) \\ &= -p\hat{\psi}_{r\alpha}^z.p\hat{\psi}_{r\beta}^i + p\hat{\psi}_{r\beta}^z.p\hat{\psi}_{r\alpha}^i \end{aligned}$$

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 جریان‌های استاتور بدون اعمال هیچ‌گونه روش کنترل برداری را نشان می‌دهد. نتایج نشان می‌دهد که سرعت موتور در حالت قطع فاز و بدون کنترل

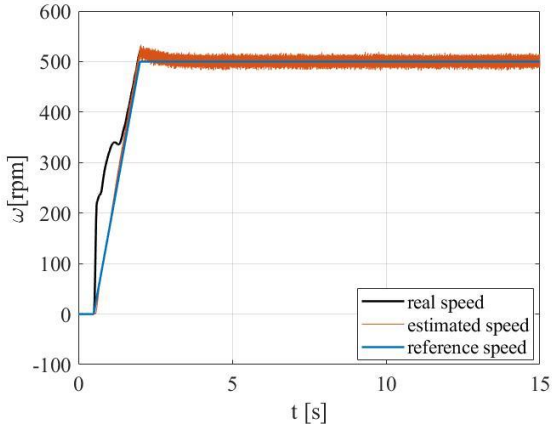
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.2.2.6]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 2- Summer 2022

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



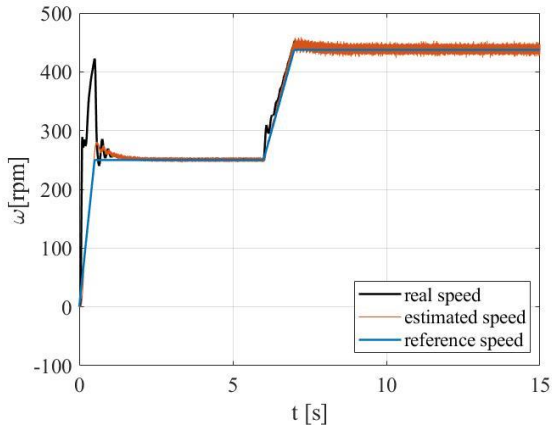
شکل (۱): راه‌اندازی موتور در شرایط نامتعادل و بدون کنترل

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.



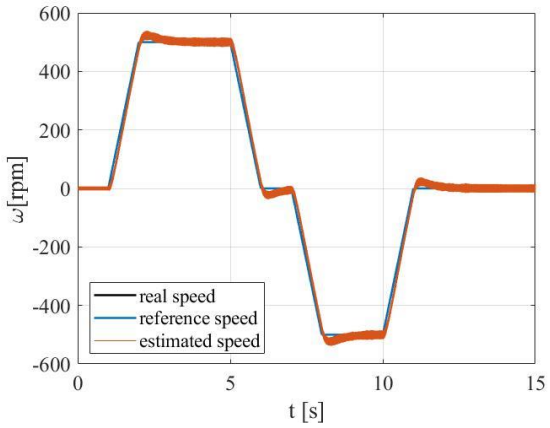
شکل (۲): راه‌اندازی ماشین در شرایط نامتعادل در حضور الگوریتم کنترلی

در آزمایش دوم، ماشین پس از راه اندازی 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 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 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.



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

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.2.2.6]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 2- Summer 2022
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

۶- نتیجه‌گیری

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 رویت‌گر جریان مرتبه دوم مد لغزشی با یک تخمین‌گر سرعت مدل مرجع با کمک مشتقات شار روتور به دست آمده است. در واقع در این روش، رویت‌گر جریان جایگزین مدل ولتاژ مرجع در روش مدل مرجع متعارف شده است. همچنین مشتقات شار روتور به عنوان حالت‌های تخمین‌گر در نظر گرفته شده‌اند که این مساله منجر به حذف انتگرال‌گیرها خواهد شد. همچنین با در نظر گرفتن سطح لغزشی کمکی در کنار سطح لغزشی اصلی در روش مد لغزشی مرتبه دوم، رویت‌گر جریان محکم تر بوده و پدیده چترینگ کاهش خواهد یافت. نتایج شبیه سازی در آزمایش‌های صورت گرفته نشان از توانایی بالای این روش کنترلی در راه‌اندازی و شتابگیری ماشین و همچنین معکوس شدن جهت حرکت ماشین دارد. خطای حالت ماندگار در آزمایش‌های صورت گرفته ناچیز بوده و با توجه به حدف انتگرالگیر، سرعت همگرایی تخمین‌گر بالا خواهد بود.

مراجع

[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] Orlowska-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 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.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.2.2.6]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 2- Summer 2022

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

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:

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.

[DOR: 20.1001.1.23222468.1401.11.2.2.6]
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
Journal of Novel Researches on Electrical Power - Vol. 11 -No. 2- Summer 2022