

کنترل مقاوم ماشین القایی شش فازه متقارن در شرایط خطای قطع فاز بر مبنای روش ADRC

علی حجاری^۱، رضا کیانی نژاد^۲، سید قدرت اله سیف السادات^۳، علیرضا صفاریان^۴، سید سعیداله مرتضوی^۵

^۱ دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، a-hajary@phdstu.scu.ac.ir

^۲ دانشیار، موسسه آموزش عالی الکترونیک برخط، اهواز، reza.kiani@scu.ac.ir

^۳ استاد، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، Seifossadat@yahoo.com

^۴ استادیار، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، a.saffarian@scu.ac.ir

^۵ دانشیار، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، mortazavi_s@scu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۴/۲۲، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۱/۲۹)

چکیده: روش های کنترل درایو ماشین های چند فازه در حالت خطای قطع فاز معمولاً طوری طراحی می شوند که موتور حداقل نوسانات گشتاور را داشته باشد. این روشها معمولاً بر اساس مدل حالت خطای ماشین طراحی می شوند و در نتیجه بسیار وابسته به مدل ماشین هستند. در این مقاله هدف ارائه روش کنترلی جدید جهت کنترل موتور القایی شش فازه در حالت قطع فاز است. از آنجایی که طراحی ADRC^۱ مستقل از مدل و پارامترهای ماشین انجام می شود در این مقاله برای اولین بار از این روش کنترلی جهت کنترل موتور چندفازه در شرایط قطع فاز استفاده شده است. در این روش، برای کنترل موتور چندفازه در حالت خطای نیاز به تغییر در ساختار کنترلی نیست و کنترل ماشین در حالت خطای قطع فاز بدون نیاز به تشخیص وقوع خطا انجام می گیرد. عملکرد روش ذکر شده در شرایط سالم با کنترل کننده PI و در حالت قطع فاز با کنترل کننده رزونانسی (PI دوتایی) مقایسه شده و صحت تحلیل های انجام شده با نتایج شبیه سازی بر روی یک موتور القایی شش فازه نشان داده می شود و ملاحظه می شود که با ADRC درایو موتور القایی شش فازه، در هر دو وضعیت سالم و قطع فاز دارای عملکرد به مراتب بهتری نسبت به کنترل کننده های سنتی و متداول است.

کلمات کلیدی: کنترل مقاوم، موتور القایی شش فازه، خطای قطع فاز، کنترل کننده PI، کنترل کننده رزونانسی، ADRC.

Robust Control of Symmetrical Six-Phase Induction Machine under Open-phase Fault Condition based on ADRC

Ali Hajary, Reza Kianinezhad, Ghodratollah Seyfossadat, Alireza Saffarian, Saeidollah Mortazavi

Abstract: Control methods for multi-phase machine drives under open-phase fault condition are commonly designed to achieve minimum torque ripple. These methods are usually based on machine fault model. Therefore, it is highly model dependant. In this article, a new robust control method for six-phase induction motors (SPIM) under open-phase fault condition is proposed. Design of ADRC is independent of the controlled system model and machine parameters. This method has been proposed for the first time for multi-phase machines in the post-fault situation. There is no need to change control structure for post-fault operation and machine control in faulty condition is carried out without need to fault detection. Performace of ADRC in healthy and faulty situations are compared with PI and resonant (dual PI) controllers. Simulation results on a six-phase induction motor are presented for verification of the proposed control scheme. It can be seen the six-phase induction motor drive shows better performance when it works with ADRC in both healthy and faulty operation modes.

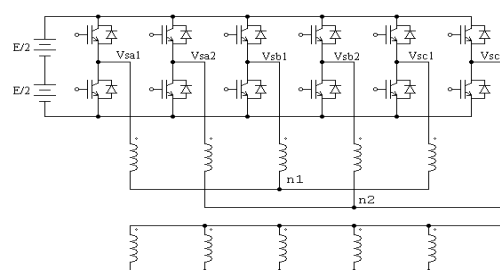
¹ Active Disturbance Rejection Control

Keywords: Robust Control, Six-phase Induction Motor, Open Phase Fault, PI Controller, Resonant Controller, ADRC.

۱- مقدمه

ماشین‌های چند فازه به دلیل مزیت‌های مختلف در سالهای اخیر بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند. یکی از مهمترین مزیت‌های ماشین‌های چند فازه نسبت به نوع سه فازه، قابلیت اطمینان بالاتر آنها در حالت خطای قطع فاز است که این خصوصیت موجب کاربرد روزافزون این موتورها در صنایع کشتی سازی، زیر دریایی و صنایع هوایی شده است [۱]. یکی از متداولترین خطاهایی که در این موتورها رخ می‌دهد خطای قطع فاز است که در اثر سوختن کلیدهای اینورتر، سوختن سیم پیچی موتور و یا قطع اتصالات سیم پیچی‌ها، ممکن است رخ دهد. در میان ماشین‌های چند فازه، آنهایی که شامل چند دسته سیم پیچ سه فازه هستند مانند شش، نه و دوازده فازه، بیشتر مورد توجه هستند و در مقایسه با ماشین‌های با تعداد فاز فرد، این ماشین‌ها از مزایای ماشین‌های سه فاز بهره می‌برند. ساختار کلی موتور القایی شش فازه به همراه اینور تغذیه کننده آن در شکل ۱ نمایش داده شده است.

ساده ترین روش کنترل ماشین‌های چند فازه با چندین مجموعه سیم پیچی سه فاز، غیر فعال کردن مجموعه سه فاز شامل فاز معیوب است [۱]. اما این کار باعث می‌شود توان موتور تا حد قابل ملاحظه‌ای کاهش یابد. برخی از کارهای گذشته برای کنترل موتور در حالت خطا از یک ماتریس تبدیل دکوپله جدید با مرتبه کاهش یافته برای ادامه کار در شرایط جدید استفاده کرده و معادلات جدید موتور را در این شرایط استفاده کرده اند [۲-۴]. در این حالت معادلات بدست آمده از ماتریس کاهش مرتبه یافته دارای پارامترهای متفاوت بوده و بنابراین تغییرات قابل ملاحظه‌ای در



شکل ۱: نمودار مداری موتور القایی شش فازه با دو نوترال مجزا به همراه اینورتر تغذیه کننده آن [۳].

ساختار کنترلی مورد نیاز است. روش دیگری که در سالهای اخیر مورد توجه قرار گرفته است استفاده از روش کنترل پیشگو است [۵،۶] که به عنوان یک جایگزین مناسب برای روش کنترل برداری (FOC^۱) استاندارد، تبدیل شده است. در این روش، مدل دقیقی از ماشین برای

پیش بینی رفتار آینده آن مورد نیاز است همچنین ماتریس تبدیل نیازمند تغییر جهت کنترل حالت خطا است. اما روش متداولی که در سالهای اخیر مورد توجه قرار گرفته است استفاده از کنترل کننده های رزونانسی یا PI دوتایی است که یکی در جهت سنکرون و دیگری در جهت مخالف سنکرون، قادر به رهگیری سیگنال غیر سینوسی و مقابله با مولفه های توالی منفی جریان در حالت خطا هستند [۴،۷]. در این روش تعداد تغییرات در کنترل کننده های جریان به حداقل می‌رسد و در مقایسه با کنترل پیشگو، فرکانس کلیدزنی PWM ثابت باقی می‌ماند. با این حال، اغلب روش‌های ارائه شده، مبتنی بر مدل ماشین و معادلات آن در حالت خطا هستند که موجب پیچیدگی و تنوع در حالات مختلف قطع فاز و همچنین مستلزم وجود تجهیزات لازم برای تشخیص وقوع خطا هستند.

روش ADRC برای اولین بار در سال ۱۹۹۸ توسط هان [۹۸] پیشنهاد شد. ADRC یک کنترل کننده غیر خطی برای سیستم با مدل نامشخص است. این روش، اغتشاشات خارجی نظیر گشتاور بار و اغتشاشات داخلی سیستم، نظیر تغییر در پارامترها را تخمین زده و با اعمال ورودی مناسب جبران می‌کند، به همین دلیل این روش نیاز به مدل دقیقی از سیستم ندارد و این به این معناست که طراحی ADRC به طور ذاتی مستقل از مدل سیستم و پارامترهای آن است. ADRC به عنوان یکی از ساده ترین روشهای کنترلی مقاوم (Robust) در بسیاری از زمینه های فنی و همچنین در کنترل موتورها به کار رفته است [۱۰-۱۳]. در این مقاله هدف ارائه و طراحی این کنترل کننده به عنوان روشی جدید برای کنترل ماشین القایی چند فازه در حالت قطع فاز است، به طوری که بدون نیاز به معادلات و مدل سازی ماشین در حالت خطای قطع فاز و تغییر در ساختار کنترلی، بتوان کار کنترل ماشین را در شرایط جدید نیز انجام داد.

روش کنترل دور موتور استفاده شده، روش FOC است که به دلیل قابلیت جداسازی شار و گشتاور، پاسخ دینامیکی بالا و دقت در کنترل سرعت را موجب می‌شود و کنترل موتور القایی را همچون ماشین DC ساده می‌کند.

همانطور که در شکل ۲ نشان داده شده است هر ADRC از سه بخش تشکیل شده است. ۱- مشتقگیر غیر خطی (ND^۲). ۲- مشاهده گر حالت توسعه یافته (ESO^۳) و ۳- کنترل کننده غیر خطی خطای فیدبک (NLSEF^۴). مشاهده گر حالت توسعه یافته را می‌توان به عنوان یک فیدبک دینامیکی برای سیستم تعبیر نمود. ساختار و عملکرد این مشاهده-گر اغتشاش، تنها با نرخ تغییرات مدل سیستم مشخص می‌شود. بنابراین نسبت به عدم قطعیت مدل سیستم حساسیتی ندارد. نقش ND تعیین پاسخ

^۲ Nonlinear Differentiator

^۳ Extended State Observer

^۴ Nonlinear State Error Feedback Control

^۱ Field Oriented Control

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ V_{xs} \\ V_{ys} \\ V_{0+s} \\ V_{0-s} \end{bmatrix} = [T_6] \begin{bmatrix} V_{a1s} \\ V_{b1s} \\ V_{c1s} \\ V_{a2s} \\ V_{b2s} \\ V_{c2s} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{xs} \\ i_{ys} \\ i_{0+s} \\ i_{0-s} \end{bmatrix} = [T_6] \begin{bmatrix} i_{a1s} \\ i_{b1s} \\ i_{c1s} \\ i_{a2s} \\ i_{b2s} \\ i_{c2s} \end{bmatrix} \quad (2)$$

۱-۲- مدل ماشین در زیر فضای $\alpha - \beta$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s p & 0 & Mp & 0 \\ 0 & r_s + L_s p & 0 & Mp \\ Mp & \omega_r M & r_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & Mp & -\omega_r L_r & r_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$M = 3L_{ms}, L_r = L_{lr} + M, L_s = L_{ls} + M$

این مدل، مشابه با مدل ماشین سه فازه در مختصات مرجع ساکن است.

۲-۲- مدل ماشین در زیر فضای $z_1 - z_2$

$$\begin{bmatrix} v_{z_1} \\ v_{z_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_{ls} p & 0 \\ 0 & r_s + L_{ls} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z_1} \\ i_{z_2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r + L_{lr} p & 0 \\ 0 & r_r + L_{lr} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r_1} \\ i_{r_2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

۳-۲- مدل ماشین در زیر فضای $z_3 - z_4$

$$\begin{bmatrix} v_{z_3} \\ v_{z_4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_{ls} p & 0 \\ 0 & r_s + L_{ls} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z_3} \\ i_{z_4} \end{bmatrix} \quad (6)$$

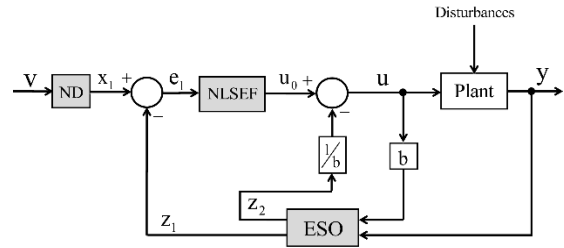
$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r + L_{lr} p & 0 \\ 0 & r_r + L_{lr} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r_3} \\ i_{r_4} \end{bmatrix} \quad (7)$$

همانطور که از این سه مدل دیده می شود، تبدیل انرژی الکترومکانیکی فقط در زیر فضای $\alpha - \beta$ انجام می شود و دیگر زیر فضاها سهمی در تبدیل انرژی الکترومغناطیسی ندارند. زیر فضاهای $z_1 - z_2$ و $z_3 - z_4$ فقط تولید تلفات می کنند در نتیجه باید به گونه ای کنترل شوند تا حداقل شوند در نتیجه مقدار مرجع آنها برابر با صفر در نظر گرفته می شود. می توان نتیجه گرفت که ساختار کنترل کننده گشتاور و سرعت برای تحلیل موتور شش فازه تقریباً مشابه با موتور سه فازه است که در آن کنترل در مدار معادل $\alpha - \beta$ انجام می شود [۳].

۳- معرفی روش کنترلی ADRC برای ماشین القایی شش فازه

روش کنترلی ارائه شده از سه ADRC برای تنظیم سرعت و گشتاور موتور در حالت خطا استفاده می کند و به دلیل کاهش پیچیدگی الگوریتم کنترلی، شار موتور به صورت حلقه باز کنترل می شود. در این روش نیاز به اندازه گیری جریان i_{ds} و جریان i_{qs} می باشد.

گذرای مطلوب به ورودی پله است. ND تغییرات ناگهانی در سیگنال ورودی را به منظور کاهش فرجهش در پاسخ خروجی، ملایم می کند و NLSEF ورودی مناسب را با استفاده از کنترل کننده غیر خطی به منظور رهگیری متغیر حالت، فراهم می کند. در این مقاله روش ADRC برای کنترل موتور القایی شش فازه در حالت سالم و قطع فاز مورد تحلیل قرار گرفته است و نتایج آن با کنترل کننده PI و رزونانسی مقایسه و ارزیابی خواهد شد.



شکل ۲: نمودار روش ADRC

ساختار مقاله به این شرح است که در بخش دوم، مدل و معادلات ماشین القایی شش فازه معرفی شده است. در قسمت سوم اصول روش پیشنهادی ADRC بیان می شود. در قسمت بعدی، نتایج شبیه سازی موتور القایی شش فازه در حالت سالم و قطع فاز تحت شرایط مختلف و کنترل کننده های معرفی شده، در نرم افزار متلب/سیمولینک مورد بررسی و ارزیابی قرار داده شده است و در بخش پایانی نتایج حاصل از مقاله به طور خلاصه تشریح شده است.

۲- معادلات ماشین القایی شش فازه

بر طبق روش تبدیل بردار فضایی (VSD)، ماتریس تبدیل زیر متغیرهای فازی ماشین را به سه زیر فضای متعامد $(z_1 - z_2)$ ، $(z_3 - z_4)$ و $(\alpha - \beta)$ تبدیل می کند [۴].

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

که γ زاویه الکتریکی بین دو مجموعه سیم پیچی است که در این مقاله برای ماشین متقارن، ۶۰ درجه در نظر گرفته شده است. با اعمال تبدیل بالا به متغیرهای فازی استاتور ماشین، مدل دکوپله ماشین شش فازه به صورت زیر برای متغیرهای فازی استاتور بدست می آید [۴].

¹ Vector Space Decomposition

۱-۳- مشتقگیر غیر خطی

در کنترل کننده های سنتی PI، هر گونه تغییر لحظه ای می تواند موجب فراجهدش در پاسخ خروجی شود. ND در مسیر مستقیم سیگنال ایجاد می- شود و برای کنترل فرآیند حالت گذرا هنگام رهگیری سیگنال مرجع و همچنین کاهش اثر نویزهای ورودی به سیستم است و باعث تعادل مناسب بین پاسخ سریع حالت گذرا و فراجهدش اندک خواهد شد.

ND به صورت زیر بیان می شود [۱۲]:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + h \cdot fst(x_1(k) - v(k), x_2(k), r, h_0) \end{cases} \quad (8)$$

که f_{st} تابع غیر خطی است و به صورت زیر تعریف می شود:

$$fst(\lambda_1(k), \lambda_2(k), r, h_0) = - \begin{cases} r \cdot \xi(k) / d, & |\xi(k)| \leq d \\ r \cdot \text{sgn}(\xi(k)), & |\xi(k)| > d \end{cases} \quad (9)$$

$$y_{id}(k) = \lambda_1(k) + h_0 \lambda_2(k), \xi_0(k) = (d^2 + 8r |y_{id}(k)|)^{\frac{1}{2}}$$

$$\xi(k) = \begin{cases} \lambda_2(k) + (\xi_0(k) - d) / 2, & |y_{id}(k)| > d_0 \\ \lambda_2(k) + y_{id}(k) / h_0, & |y_{id}(k)| \leq d_0 \end{cases} \quad (10)$$

$$d = rh_0, \quad d_0 = dh_0$$

$v(k)$ سیگنال مرجع ورودی ADRC است که در حلقه کنترل سرعت موتورهای الکتریکی، ω_r^* است. $x_1(k)$ سیگنال رهگیری $v(k)$ و $x_2(k)$ مشتق $x_1(k)$ و همچنین به طور تقریبی مشتق $v(k)$ است. h مقدار تغییر بین دو تکرار است. r و h_0 دو پارامتر قابل تنظیم هستند که ضریب نرخ همگرایی است. مقدار بزرگتر r باعث سرعت سریعتر همگرایی $x_1(k)$ به ω_r^* است و h_0 فاکتور فیلترینگ جهت فیلتر کردن نویز است.

۳-۲- مشاهده گر حالت توسعه یافته

در صورتی که یک سیستم غیرخطی نامشخص با اغتشاش نامشخص همانند زیر داشته باشیم:

$$y^{(n)} = f(y, y^{\square}, \dots, y^{(n-1)}, k) + d(k) + bu(k) \quad (11)$$

به طوری که f یک تابع نامشخص و d یک اغتشاش نامشخص است، u ورودی سیستم، y خروجی سیستم و b پارامتر سیستم است. با نمو متغیر y به متغیر حالت سیستم و نمو متغیر حالت سیستم که مشتق های متوالی متغیر حالت اندازه گیری شده است، مشاهده گر حالت توسعه یافته ESO برای این سیستم تنها بر اساس خروجی اندازه گیری شده بدست می آید. ESO مهمترین بخش ADRC است که اغتشاشات متنوع شامل تغییر در پارامترها، عدم قطعیت مدل و اغتشاشات به وجود آمده ناشی از قطع فاز را تخمین و جبران می کند و با فراهم آوردن مقاومت بالاتر نسبت به تغییر در مدل و پارامترهای موتور، کنترل کننده های ARDC را می توان به عنوان یک گزینه مناسب برای کنترل حالت خطا در نظر گرفت. همچنین مشاهده گر حالت توسعه یافته ایجاد شده، دارای حساسیت پایین نسبت به

تغییر پارامترهای طراحی آن نیز هست در نتیجه تنظیم پارامترهای آن چندان مشکل نخواهد بود. ساختار مشاهده گر اغتشاش به صورت زیر است [۱۲]:

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h(z_2(k) - \beta_1 \cdot fal(e(k), \alpha_1, \delta_1) + bu(k)) \\ z_2(k+1) = z_2(k) - h\beta_2 \cdot fal(e(k), \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \quad (12)$$

که تابع fal یک تابع غیر خطی به صورت زیر است:

$$fal(e(k), \alpha, \delta) = \begin{cases} |e(k)|^\alpha \text{sgn}(e(k)), & |e(k)| > \delta \\ e(k) / \delta^{1-\alpha}, & |e(k)| \leq \delta \end{cases} \quad (13)$$

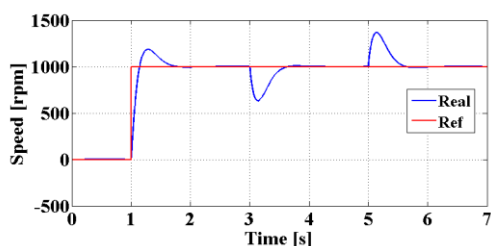
$y(k)$ سیگنال خروجی سیستم است که می بایست کنترل شود. برای حلقه کنترل سرعت، $y(k)$ سرعت (ω_r) است. $z_1(k)$ ، تخمین متغیر حالت (سرعت) و $z_2(k)$ تخمین اغتشاشات سیستم است. ESO دارای چهار پارامتر قابل تنظیم $\alpha_1, \delta_1, \beta_1$ و β_2 است. دامنه تغییرات α_1 از صفر تا یک است. هرچه مقدار α_1 کوچکتر باشد توانایی ESO در برابر عدم قطعیت مدل موتور و اغتشاشات بیشتر است. δ_1 تعیین کننده محدوده خطی تابع غیر خطی است. عملکرد دینامیکی سیستم با تغییرات β_1 و β_2 به طور قابل ملاحظه ای تغییر می کند. β_1 عمدتاً روی تخمین متغیر حالت و β_2 عمدتاً روی تخمین اغتشاشات تاثیر می گذارد. هرچقدر مقادیر β_1 و β_2 بزرگتر باشد، همگرایی تخمین سریعتر خواهد بود و از طرف دیگر اگر β_1 و β_2 خیلی بزرگ باشند، ممکن است تخمین همگرا نشود.

۳-۳- کنترل کننده غیر خطی خطای فیدبک

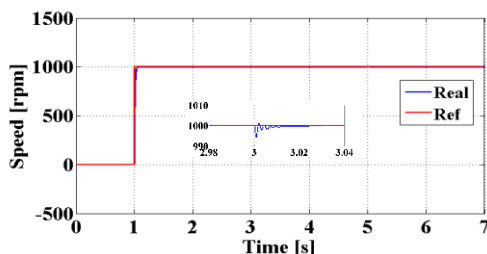
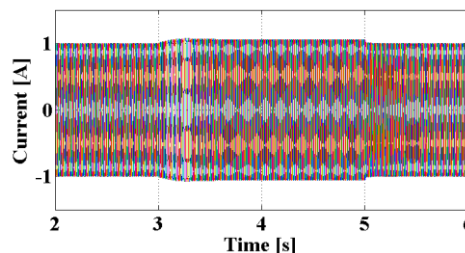
کنترل کننده خطی، ترکیبی از کنترل کننده های تناسبی- انتگرالی و مشتقگیر است. ترکیب غیر خطی این کنترل کننده ها درجه آزادی بالاتری را برای بهبود عملکرد سیستم ارائه می دهد به طوری که در حالت قطع فاز که گشتاور و سرعت ماشین دارای خطای سینوسی خواهند بود، در این حالت کنترل کننده غیر خطی دارای توانایی بالاتری در روبرویی با این نوع خطا نسبت به کنترل کننده خطی PI است. بر حسب خروجی ND و ESO، این کنترل کننده مطابق زیر خواهد بود [۱۲]:

$$\begin{cases} e(k) = x_1(k) - z_1(k) \\ u_0(k) = \beta_3 \cdot fal(e_1(k), \alpha_2, \delta_2) \\ u(k) = u_0(k) - z_3(k) / b \end{cases} \quad (14)$$

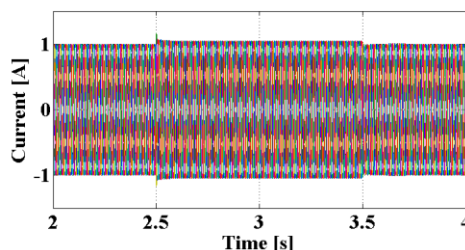
که $u(k)$ خروجی کنترلی ADRC است. برای حلقه کنترلی سرعت، $u(k)$ مولفه عمودی جریان مرجع استاتور (i_{qs}^*) و α_2 و δ_2 دارای معانی مشابه با α_1 و δ_1 است. β_3 سرعت پاسخ سیستم را کنترل می کند اما با وجود مقادیر بزرگ β_3 ، فراجهدش بالایی ظاهر خواهد شد. نمودار کنترل برداری موتور القایی شش فازه و کنترل کننده های ADRC که برای سه حلقه کنترل سرعت، کنترل i_{sd} و i_{sq} که در حالت سالم و قطع فاز مورد استفاده قرار خواهد گرفت به صورت شکل ۳ می باشد:



(الف)



(ب)

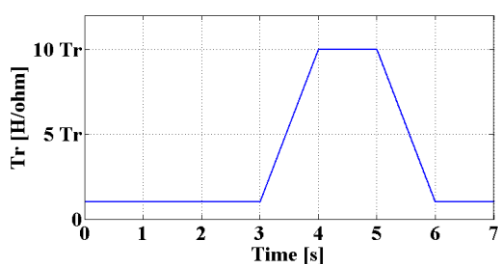


شکل ۴: مقایسه نتایج سرعت و جریان برای دو کنترل کننده الف) PI و ب) ADRC، هنگامی که گشتاور بار به عنوان اغتشاش خارجی به موتور اعمال می‌شود

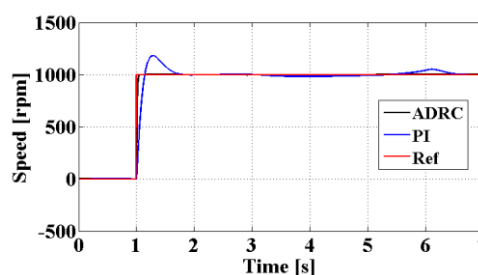
۲-۴- بررسی اثر تغییر پارامترها

مقایسه این دو روش کنترلی بوده بطوریکه بتوان حساسیت آنها را نسبت به این تغییرات مشاهده و ارزیابی نمود. همانطور که از شکل ۵ ملاحظه می‌شود کنترل کننده PI در مواجهه با این تغییرات دچار مشکل خواهد شد و کنترل سرعت ممکن است به خوبی انجام نشود ولی همانطور که در قبل اشاره شد در روش ADRC که دارای حساسیت پایین به پارامترهای موتور بوده و طراحی آن اساساً مستقل از مدل موتور انجام می‌شود، ملاحظه می‌شود که واکنش خاصی به این تغییرات از خود نشان نمی‌دهد.

جهت بررسی این مساله، شبیه سازی موتور با مقاومت روتور تغییر یافته و یا با تغییر ثابت زمانی روتور (τ_r) جهت مقایسه نتایج در بدترین شرایط با یکدیگر انتخاب شده است. شکل ۵ نتایج شبیه سازی را نشان می‌دهد. در این قسمت ثابت زمانی روتور (τ_r) به عنوان یکی از پارامترهای ماشین به صورت زیر تغییر خواهد کرد. هرچند که در عمل تغییر لحظه‌ای و زیاد این پارامترها اتفاق نمی‌افتد و همچنین اثر تغییر این پارامترها روی موتورهای با توان مختلف و در سرعت های مختلف، متفاوت است لذا در اینجا هدف



شکل ۵: عملکرد دو کنترل کننده PI و ADRC و مقایسه حساسیت آنها به پارامترهای موتور (τ_r)

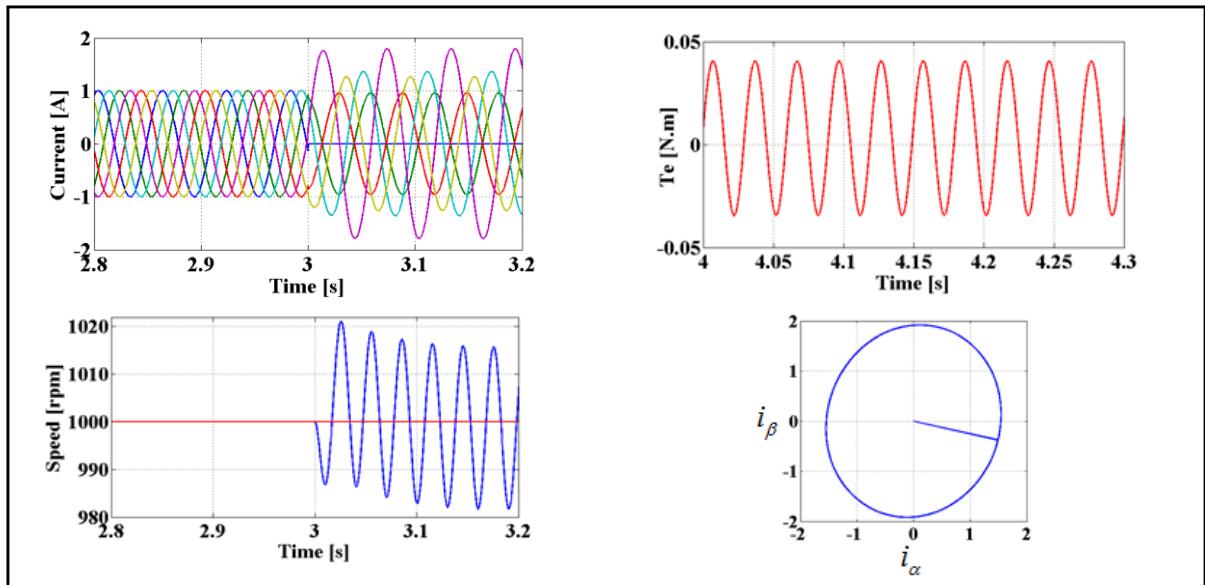


فاز اول از مجموعه سه فاز اول یا همان فاز a_1 در ثانیه سوم قطع شده است و در نتیجه جریان این فاز صفر و جریان فازهای باقیمانده به صورتی که دیده می‌شود و با فرض اینکه مقادیر آنها در مقدار نامی محدود شوند، نامتعادل خواهند شد. در نتیجه این نامتعادلی گشتاور خروجی و بالطبع سرعت موتور دارای نوسان خواهد بود که بسته به اینرسی و توان موتور، میزان این نوسانات متفاوت خواهد بود. همانطور که در قبل گفته شد، کنترل کننده PI به دلیل محدودیت

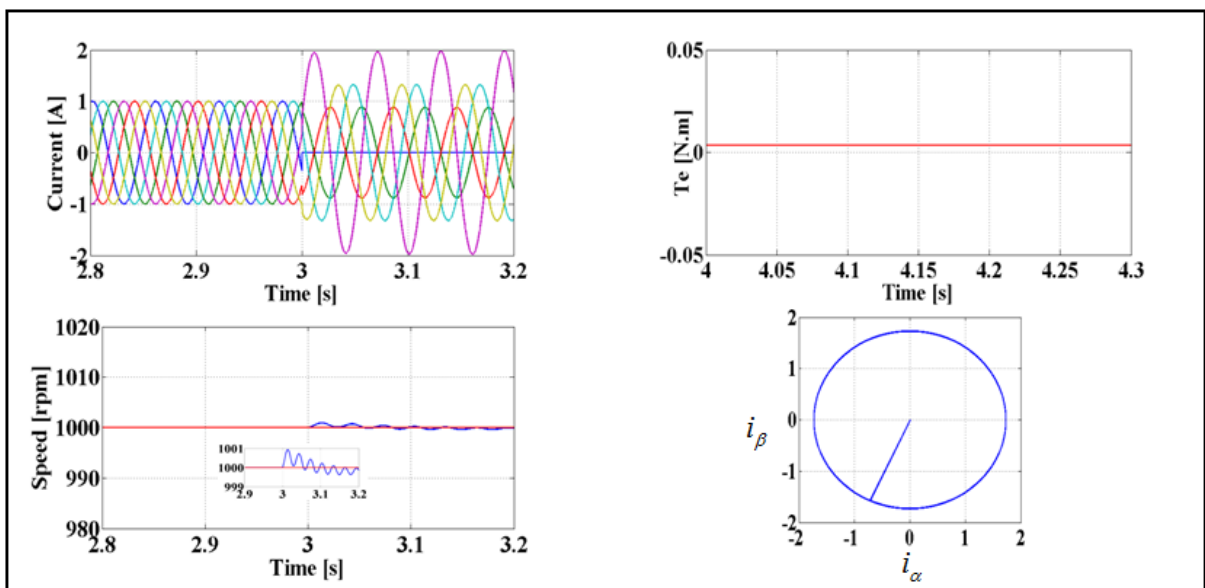
۳-۴- بررسی اثر قطع فاز
 در این قسمت که در واقع هدف اصلی مقاله نیز هست قصد داریم عملکرد این دو کنترل کننده را در شرایط خطای قطع فاز بررسی کنیم موتور القایی شش فازه متقارن استفاده شده در شبیه سازی دارای دو نوترال مجزا می‌باشد که در واقع بدترین شرایط قطع فاز برای موتور شش فازه می‌باشد. جهت بررسی عملکرد این دو روش کنترلی در شرایط خطای قطع فاز همانطور که در شکل ۶ ملاحظه می‌شود، فرض می‌شود

معیار ارزیابی عملکرد درایو در این مقاله جهت کنترل نوسانات خروجی گشتاور با شاخص ریبیل گشتاور (TRF^1) به صورت نسبت قله به قله ریبیل گشتاور به مقدار گشتاور نامی (0.3 N.m) تعریف می‌شود. همانطور که ملاحظه می‌شود گشتاور خروجی در حالتی که کنترل کننده PI مورد استفاده قرار می‌گیرد دارای ریبیل قابل ملاحظه ای است که TRF متناظر با آن 23% است و برای حالتی که از کنترل کننده رزونانسی استفاده می‌شود شاخص ریبیل گشتاور حدود 1% و در حالتی که از ARDC استفاده

پهنای باند فرکانسی در مقابله با این خطای سینوسی ناتوان خواهد بود اما هنگامی که از کنترل کننده ADRC در حالت قطع فاز استفاده می‌شود، ماشین دارای حالت تعادل بهتری خواهد بود و نوسان گشتاور نسبت به حالتی که کنترل کننده PI مورد استفاده قرار می‌گیرد تا حد بسیار زیادی کاهش یافته است. همچنین جهت نمایش تعادل ماشین در حالت قطع فاز، نمودارهای گشتاور خروجی ماشین و جریان ($i_\alpha - i_\beta$) ترسیم شده اند.

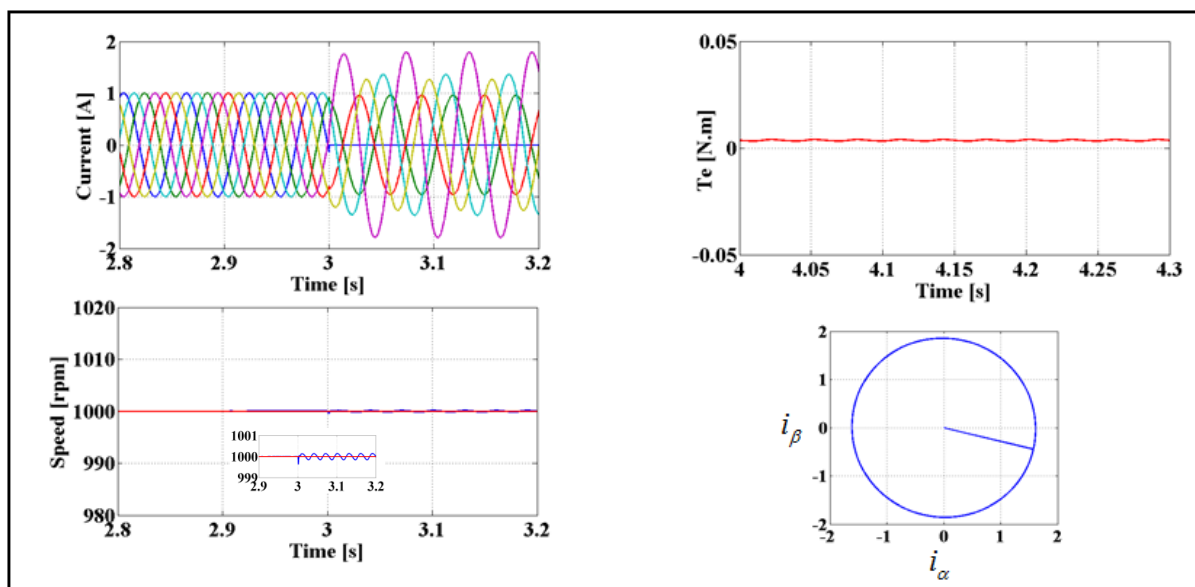


شکل ۶ الف: عملکرد کنترل کننده PI در شرایط قطع فاز



شکل ۶ ب: عملکرد کنترل کننده رزونانسی در شرایط قطع فاز

¹ Torque Ripple Factor

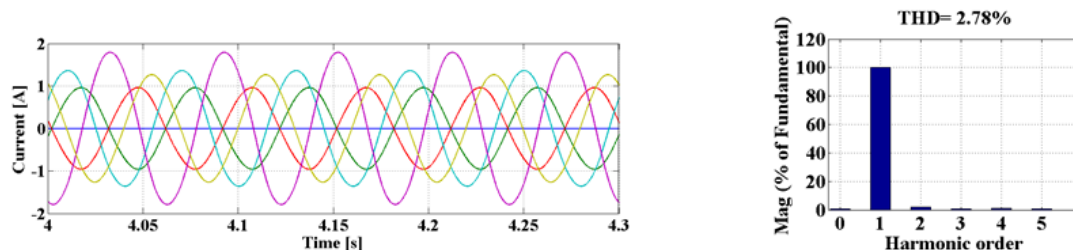


شکل ۶: عملکرد کنترل کننده ADRC در شرایط قطع فاز

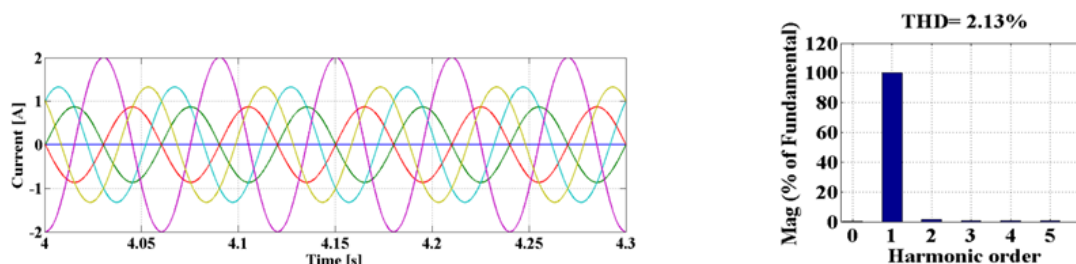
شکل ۶: مقایسه عملکرد سه کنترل کننده PI، رزونانسی و ADRC در شرایط خطای قطع فاز

نوترال مجزا برای حالتی که فاز اول سیم پیچ اول یا همان a_1 قطع شده است به همراه نمایش هارمونیک جریان فاز b_1 به عنوان نمونه، در شرایطی که از این سه کنترل کننده جهت کنترل حالت قطع فاز مورد استفاده قرار گرفته است، نمایش داده شده است. همانطور که ملاحظه می شود، در حالتی که از کنترل کننده های PI و رزونانسی در حالت خطا استفاده می شود چون جریان فیدبک جهت حذف اغتشاش گشتاور خروجی وجود ندارد، بنابراین هارمونیک جریان در حالتی که این کنترل کننده ها مورد استفاده قرار می گیرند کمتر از حالتی است که از کنترل کننده ADRC استفاده خواهد شد.

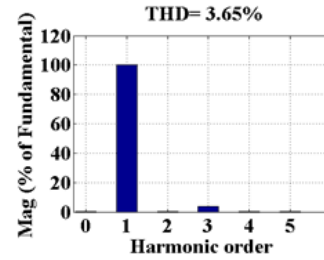
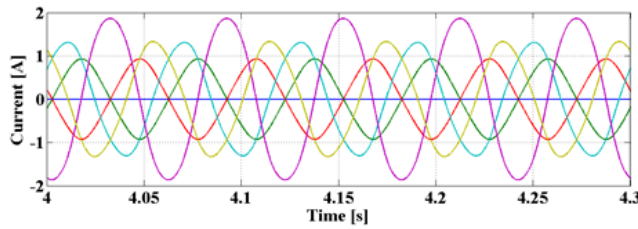
می شود برابر با $\frac{1}{3}$ است. همانطور که ملاحظه می شود نتایج بدست آمده در دو حالت استفاده از کنترل کننده رزونانسی و ADRC برای کنترل قطع فاز تقریباً یکسان است. با این تفاوت که برای استفاده از کنترل کننده رزونانسی در هنگام قطع فاز می بایست مقدار مرجع جریانها برای کنترل حالت خطا تغییر کند [۴،۷] در صورتی که در روش ADRC نیازی به هیچ گونه تغییر در ساختار کنترلی برای حالت بعد از خطا وجود ندارد. به منظور تحلیل عملکرد این کنترل کننده ها در ایجاد اعوجاج هارمونیک، در شکل ۷ شکل موج جریانهای موتور شش فازه با دو



شکل ۷ الف: شکل موج جریانهای موتور در حالت قطع فاز a_1 و هارمونیک جریان فاز b_1 با کنترل کننده PI.



شکل ۷ ب: شکل موج جریانهای موتور در حالت قطع فاز a_1 و هارمونیک جریان فاز b_1 با کنترل کننده رزونانسی



شکل ۷: شکل موج جریانهای موتور در حالت قطع فاز a_1 و هارمونیک جریان فاز b_1 با کنترل کننده ADRC

شکل ۸: شکل موج جریانهای موتور شش فازه با دو نوترال مجزا و نمایش هارمونیک جریان فاز b_1 برای سه روش کنترلی PI، رزونانسی و ADRC

۵- نتیجه گیری

در این مقاله روشی جدید و موثر در کنترل موتور القایی شش فازه برای هر دو حالت سالم و قطع فاز ارائه شده است به طوری که برخلاف روشهای قبلی، کنترل موتور هم در شرایط سالم و هم در شرایط خطای قطع فاز به درستی و با دقت بالا و بدون هیچ گونه تغییر در ساختار کنترلی انجام می گیرد. سه کنترل کننده PI، رزونانسی و ADRC جهت کنترل موتور القایی شش فازه مورد تحلیل و بررسی قرار گرفتند. کنترل کننده ADRC به دلیل توانایی حذف اغتشاش خارجی نظیر گشتاور بار در حالت سالم و همچنین حذف اغتشاشات بوجود آمده و ایجاد شرایط تعادل مناسب در شرایط خطا و بخصوص عدم نیاز به تغییر در ساختار کنترل کننده در شرایط خطای قطع فاز، دارای توانایی بالاتری نسبت به کنترل کننده های PI و رزونانسی است. در مقایسه با کنترل کننده PI و رزونانسی، اگر چه پارامترهای بیشتری وجود دارند که باید تنظیم شوند، اما با این وجود هنگامی که این پارامترها به درستی تنظیم شوند مقدار آنها برای هر محدوده سرعت، گشتاور بار و همچنین هم برای حالت سالم و هم شرایط قطع فاز موثر خواهد بود در حالی که برای کنترل کننده PI و رزونانسی برای هر محدوده سرعت و حالت قطع فاز نیاز به تنظیم مجدد بهره ها برای یک ماشین یکسان می باشد.

روش کنترلی	ADRC	PI و رزونانسی
حلقه کنترل سرعت	ND: $r = 50, h_0 = 0.02$ ESO: $a_1 = 1, \delta_1 = 0.75, \beta_1 = 50, \beta_2 = 60$ NLSEF: $\beta_3 = 10, \delta_2 = 0.5, a_2 = 0.75$ $b = r \times P \times \text{phir} / r = 900$	$K_p = 0.02$ $K_I = 0.05$
حلقه کنترل مولفه q جریان	ND: $r = 100, h_0 = 0.02$ ESO: $a_1 = 1, \delta_1 = 10, \beta_1 = 150, \beta_2 = 20$ NLSEF: $\beta_3 = 0.7, \delta_2 = 10, a_2 = 0.75$ $b = r \times P \times \text{phir} / r = 900$	$K_p = 0.02$ $K_I = 10$
حلقه کنترل مولفه d جریان	ND: $r = 100, h_0 = 0.02$ ESO: $a_1 = 1, \delta_1 = 0.75, \beta_1 = 50, \beta_2 = 65$ NLSEF: $\beta_3 = 0.8, \delta_2 = 10, a_2 = 0.75$ $b = r \times P \times \text{phir} / r = 900$	$K_p = 0.02$ $K_I = 10$

جدول ۲: مقادیر بهره های کنترل کننده ها در حالت سالم و قطع فاز

مراجع

- [1] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008.
- [2] H. Ryu, J. Kim, and S. Sul, "Synchronous-frame current control of mul-tiphase synchronous motor under asymmetric fault condition due to openphases," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 1062–1070, Jul./Aug.2006.
- [3] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, and G.-A. Capolino, "Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1966–1977, May 2008.
- [4] H.S Che, M.J Duran, E.Levi, M.Jones, W.Ping Hew And N.A.Rahim, "Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points," *IEEE Trans. Pow.Electron.*, vol.29, no.10, pp.5406-5416, Oct. 2014.

پیوست

جدول ۱: مشخصات موتور القایی شش فازه

تعداد زوج قطب (p)	۲
توان نامی	۹۰ W
ولتاژ نامی	۴۲ V
سرعت نامی	۲۸۰۰ Rpm
گشتاور نامی	۰.۳ N.m
جریان نامی	۲/۶ A
شار نامی (phir)	۰.۰۶ Wb
اندوکتانس متقابل (M)	۱۱/۵ mH
مقاومت استاتور (R_s)	۰.۲ Ω
مقاومت روتور (R_r)	۰.۲۱۱ Ω
ضریب اینرسی (J)	$100 \times 10^{-6} \text{ Kg.m}^2$
فرکانس	۵۰

- [10] Su, Y.X.; Zheng, C.H.; Duan, B.Y., "Automatic disturbances rejection controller for precise motion control of permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.52, no.3, pp.814-823, June 2005.
- [11] H. Sira-Ramírez, J. Linares-Flores, C. García-Rodríguez and M. A. Contreras-Ordaz, "On the Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor: An Active Disturbance Rejection Control Approach," in *IEEE Trans. Control Systems Technology*, vol. 22, no. 5, pp. 2056-2063, Sept. 2014.
- [12] J. Li, H.P Ren, Y. Ru Zhong "Robust speed control of induction motor drives using first-order Auto-Disturbance Rejection Controllers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, Jan/Feb 2015.
- [13] B. Du, S. Wu, S. Han and S. Cui, "Application of Linear Active Disturbance Rejection Controller for Sensorless Control of Internal Permanent-Magnet Synchronous Motor," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 5, pp. 3019-3027, May 2016.
- [14] Y. Zhao and T.A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp.1100-1108, Sept./Oct. 1995.
- [5] H. Guzmán, M. J. Duran, F. Barrero, B. Bogado, and S. Toral, "Speed control of five-phase induction motors with integrated open-phase fault operation using model-based predictive current control techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 4474–4484, Sep. 2014.
- [6] C. Lim, E. Levi M. Jones, N. Abd Rahim, and W. Hew, "FCS-MPC based current control of a five-phase induction motor and its comparison with PI-PWM control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 149–163, Jan. 2014.
- [7] H. Guzmán, M. J. Duran, F. Barrero, L. Zarri, B. Bogado, I. G. Prieto and M.R. Arahal, "Comparative study of predictive and resonant controllers in fault-tolerant five-phase induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, Jan 2016.
- [8] J. Han, "Auto-disturbances-rejection controller and its applications," (in Chinese), *Control Decision*, vol. 13, no. 1, pp. 19–23, 1998.
- [9] J. Han, "From PID to active disturbance rejection control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 900–906, Mar. 2009.