

بهبود روش کنترل مستقیم گشتاور برای موتور القایی شش فاز با استفاده از روش های هوشمند

حسین صارم^۱، حیدرعلی شایانفر^۲

^۱گروه برق، دانشکده فنی، واحد تهران جنوب، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران.

^۲استاد، دانشکده برق، دانشگاه علم و صنعت ایران.

چکیده

در این پژوهش بهبود روش کنترل مستقیم گشتاور برای موتور القایی شش فاز مورد توجه قرار گرفته است. این روش یکی از کارآمدترین روش های کنترلی برای موتورهای الکتریکی است که محدودیت ها و پیچیدگی های کمتری نسبت به روش کنترل برداری دارد، اما مانند تمام روش های کنترلی دارای معایبی نیز است. استفاده از روش هایی، مانند کنترل های غیر خطی و الگوریتم های هوشمند در جهت بهبود نتایج روش کنترل مستقیم گشتاور تاثیر بسزایی دارد. پس با توجه به اینکه سابقه طراحی روش کنترل مستقیم گشتاور به دهه ۸۰ میلادی می رسد، برای اینکه نتایج به دست آمده با قیاس بهتری روبرو شود. ابتدا روش کنترل مستقیم گشتاور با روش کنترل مود لغزشی تطبیقی به اجرا در آمده است و در ادامه به بهبود نتایج با روش انفیس (عصبی-فازی تطبیقی) پیشنهادی پرداخته شده است. روش های هوشمند از جمله روش هایی است که به دلیل توانایی در حل مسائل پیچیده، غیردقیق و غیرخطی روز به روز در حال افزایش هستند. روش عصبی-فازی تطبیقی از جمله روش های هوشمند است که در اینجا جهت بهبود روش کنترل مستقیم گشتاور مورد استفاده قرار گرفته است. با استفاده از این روش کنترلی، به بهبود پاسخ گشتاور و کاهش خطای سرعت پرداخته شده است. در روش کنترل مستقیم گشتاور شار و گشتاور محاسبه و میزان خطای آنها با مقدار مرجع مقایسه می شود و به کنترل کننده اعمال می شود. خروجی کنترل کننده به اینورتر (ولتاژ) اعمال می شود تا اینورتر بردار ولتاژ مناسب برای تغذیه موتور را فراهم کند. نوع موتور القایی مورد نظر نامتقارن می باشد. سیم پیچ استاتور یک موتور القایی شش فاز نامتقارن از دو سیم پیچ که نسبت به هم ۳۰ درجه اختلاف فاز دارند تشکیل شده است. پس هدف از این پژوهش ارائه روش کنترل هوشمند انفیس (عصبی-فازی تطبیقی) برای موتور القایی شش فاز می باشد و انتخاب بردار ولتاژ مناسب برای بهبود گشتاور و خطای سرعت توسط کنترل پیشنهادی می باشد. نتایج شبیه سازی نمودارهای خروجی مربوط به شار، خطای سرعت، جریان و سرعت موتور وهمچنین گشتاور خروجی را برای هر دو کنترل مود لغزشی تطبیقی و عصبی-فازی تطبیقی نشان خواهد داد؛ که بهبود نتایج در روش پیشنهادی قابل مشاهده می باشد.

واژه های کلیدی: موتور القایی شش فاز، کنترل عصبی-فازی- تطبیقی، کنترل مود لغزشی تطبیقی.

۱-مقدمه

موتورهای القایی سه فاز از پر کاربردترین موتورهای صنعتی می باشند که به اسب بارکش صنعت معروف هستند. به خصوص ماشین های با روتور قفسی که دارای ساختار ساده، قابلیت اطمینان بالا، قابلیت کار در محیط های با شرایط خاص، شرایط عملیاتی خوب و هزینه تعمیر و نگهداری پایین می باشند. موتورهای القایی بیش از سه فاز بیشتر در سیستم محرکه کشتی، زیردریایی، وسایل نقلیه هیبرید و کاربرد های هوا و فضا استفاده می شوند و در کاربردهای صنعتی که در آن قابلیت اطمینان و ایمنی بالا مورد نیاز است به کار گرفته می شود.

کنترل گشتاور و سرعت جز مسائل مهم و لاینفک موتورهای القایی هستند و استفاده از کنترل مناسب برای داشتن خطای سرعت کمتر و پاسخ گشتاور سریعتر و مقاوم بودن کنترل کننده در برابر تغییرات ناگهانی بار امری مهم در کاربردهای حساس صنعتی می باشد.

یکی از مزایایی که روش های مدرن دارند، قرار گرفتن در کنار روش های کلاسیک و جدید و بهبود این روش ها می باشد. در روش تغییر همزمان ولتاژ- فرکانس روش (v/f) برای بهبود عملکرد از الگوریتم ژنتیک برای تنظیم ضرایب انفریس استفاده شده است. روش کنترل همزمان ولتاژ و فرکانس (V/F) روش کم هزینه و طراحی آن ساده است و نیازی به تنظیمات پارامترهای موتور ندارد؛ که برای کنترل سرعت موتور القایی سه فاز در دو محدوده پایین و بالای سرعت نامی استفاده شده است. البته پارامتر به وسیله الگوریتم ژنتیک و انفریس بهبود یافته است (سیدی^۱، ۲۰۰۹). از روش (V/F) به همراه شبکه مصنوعی عصبی برای بهبود شار موتور استفاده شده است (آیمن و همکاران^۲، ۲۰۱۱). یک کنترل فازی انتگرالی برای موتور القایی آهنربای دائمی با منبع فتوولتائیک معرفی شده است؛ که اینورتر توسط روش PWM کنترل می شود و نتایج کار با روش کنترل مستقیم گشتاور مقایسه شده است (بوزریا و همکاران^۳، ۲۰۱۵). همان طور که اشاره شد، روش کنترل مستقیم گشتاور، انتخاب مستقیم یک بردار ولتاژ فضایی توسط سیگنال کنترلی مربوطه برای تنظیم گشتاور و شار استاتور در محدوده تعیین شده است. این روش براساس خطای بین مقدار تخمینی شار و گشتاور با مقدار مرجع امکان کنترل مستقیم گشتاور را فراهم می کند. با استفاده از تبدیل ماتریس با منبع سه فاز معمولی پیکربندی جدید برای کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی شش فاز معرفی کرده است (کیانی نژاد، ۲۰۰۹). از یک کنترل فازی برای بهبود روش مدولاسیون بردار فضایی استفاده شده است تا در یک موتور القایی آهنربای دائمی برای انتخاب بردار ولتاژ خروجی مناسب و کاهش اعوجاج گشتاور و شار استفاده شود (اولدالی و همکاران^۴، ۲۰۱۵). روش های هوشمند از محاسبات مستقیم جلوگیری می کنند و باعث کم شدن محاسبات و عدم اشغال حافظه پردازشگرها می شوند. از جمله روش های غیرخطی می توان به کنترل مدل مرجع تطبیقی و کنترل مودلغزشی اشاره نمود؛ که جهت تضمین دنبال کردن سیگنال مرجع با اعوجاج هارمونیک کم می باشد. در مقابل کنترل سنتی دارای چند مزیت مهم است. از جمله مقاوم بودن در برابر تغییر پارامترها و اغتشاشات خارجی و همچنین پاسخ دینامیکی خوب و سریع می باشد. از یک کنترل بدون سنسور سرعت مبتنی بر مدل مرجع سیستم تطبیقی همراه با شبکه عصبی استفاده شده است؛ که این کار در اینجا برای بدست آوردن کنترل سرعت بدون سنسور و استقلال پارامترها انجام گرفته است (موریزیو^۵، ۲۰۱۱). از کنترل مودلغزشی که شامل یک کنترل شار و یک کنترل سرعت برای موتور شش فاز است بهره برده شده است (سلطانی، ۲۰۰۷). از کنترل مودلغزشی به همراه کنترل برداری برای کنترل موقعیت میل روتور در موتور شش فاز القایی استفاده شده است (فنج^۶، ۲۰۰۸). از یک روتنگر لونبرگ برای تخمین سرعت و برآورد گشتاور استفاده شده است، ساختار روتنگر برای

¹ Seydi

² Ayman et al.

³ Bouzeria et al.

⁴ Ouledali et al.

⁵ Maurizio

⁶ Fnaiech

تخمین شار بررسی می گردد و به منظور تخمین شار آن را اصلاح می نمایند (استفانو و همکاران^۱، ۲۰۱۴). یک نوع ۲ سیستم کنترل فازی براساس SVPWM مبتنی بر دو سطح درایو اینورتر برای تغذیه موتور القایی که جایگزین PI متعارف شده است (آبهیرام^۲، ۲۰۱۴). از یک کنترل مود لغزشی به همراه شبکه عصبی فازی برای تنظیم پارامترهای موتور استفاده شده است، یک کنترل سرعت با استفاده از مدل مرجع که با شبکه عصبی فازی آموزش دیده است و ساختار تطبیقی برای سیستم عصبی فازی باعث بهبود خصوصیات دینامیکی سیستم گشته است (ماتاسز^۳، ۲۰۱۵). یک کنترل مستقیم گشتاور براساس کنترل مود لغزشی تطبیقی و کنترل فازی برای موتور القایی در نظر گرفته شده است که باعث پاسخ دینامیکی بهتر و استحکام بالای اغتشاش بار گشتاور در سرعت پایین گشته است (شوئی ژائو و همکاران^۴، ۲۰۱۵). با استفاده از انتخاب بردار مناسب از جدول سوئیچینگ اینورتر بردار ولتاژ مناسب انتخاب می شود. کنترل کننده مورد استفاده از نوع انفیس است که نیاز به دادهای زیاد برای آموزش ندارد که مقایسه ای بین کنترل کننده پیشنهادی و روش کنترل مستقیم کلاسیک انجام شده که در کنترل کننده پیشنهادی ریپل گشتاور و شار را به میزان قابل توجهی کمتر شده است (فایز و همکاران^۵، ۲۰۱۰). روش بهینه سازی درایو کنترل برداری موتور شش فاز بررسی شده است؛ که روش پیشنهادی SC بهینه شده با فازی با روش الگوریتم مقایسه شده که حساسیت کمتر به تغییر پارامترهای موتور و حذف سخت افزارهای اضافی از مزایای روش پیشنهادی است (مقدسیان و همکاران، ۲۰۱۳). یک کنترل فازی برای موتور القایی شش فاز طراحی شده است (طاهرهای^۶، ۲۰۱۳). یک کنترل برداری غیر مستقیم براساس منطق فازی دابل برای رسیدن به عملکرد دینامیکی و حداقل رساندن ریپل گشتاور معرفی شده است (آبهیرام، ۲۰۱۴). یک طرح کنترل حلقه بسته براساس DTC با استفاده از کنترل عصبی فازی معرفی شده است؛ که برای پاسخ سریع و پایداری سرعت موتور موثر بوده است (پدرو پونک^۷، ۲۰۱۴). یک ساختار عصبی - فازی براساس برآورد حلقه باز با توسعه نوآورانه برای برآورد سرعت به کمک (V/F) ارائه شده است (فابیو و همکاران^۸، ۲۰۱۴).

۲- ساختار موتور القایی شش فاز

مدل سازی موتور القایی شش فاز تقریباً به همان صورتی است که برای موتور سه فاز صورت می گیرد. ولی با این تفاوت که در فضای شش بعدی انجام می شود. برای بدست آوردن ماتریس تبدیل موتورهای شش فاز می توان از تجزیه فضای برداری ۶ بعدی به سه زیر فضای ۲ بعدی متعامد استفاده کرد. برای بررسی ماشین شش فاز دو روش اساسی در مراجع مطرح شده است.

۱- مدل سازی ماشین به صورت دوسیم پیچ سه فاز و استفاده از تبدیلات متداول سه محوری به دو محوری. ۲- مدل سازی ماشین به صورت شش فاز یکپارچه و استفاده از یک تبدیل شش محوری به چهار محوری که روش دوم مولفه های الکترومکانیکی را از غیر الکترومکانیکی جدا می کند؛ که روند طراحی کنترل کننده را آسان می کند؛ که روش مورد توجه این تحقیق است. روش های کنترل حاکم بر مولفه های الکترومکانیکی یک ماشین شش فاز مشابه ماشین سه فاز است؛ که باعث شده است، کلیه روش های کنترلی ماشین های سه فاز برای شش فاز قابل استفاده باشد.

¹ Stefano et al.

² Abhiram

³ matausz

⁴ shuai zhao

⁵ Fayez et al.

⁶ Tahar Bahi

⁷ pedro ponce

⁸ Fábio

۲-۱) روابط حاکم بر موتور القایی شش فاز

همان طور که اشاره شد روش های کنترل حاکم بر مولفه های الکترومکانیکی یک ماشین شش فاز مشابه ماشین سه فاز است که باعث شده است کلیه روش های کنترلی ماشین های سه فاز برای شش فاز قابل استفاده باشد. از آنجائیکه در مدل کوپله ماشین، اندوکتانس های متقابل تابعی از زمان است. مدل سازی و کنترل آن پیچیده می شود. با استفاده از ماتریس تبدیل مناسب می توان معادلات را از زیر فضای شش فازه کوپله به فضای دکوپله $x - y, a - \beta$ انتقال داد.

با بدست آوردن ۳ زیر فضای سه بعدی عمود بر هم، ماتریس تبدیل موتور القایی شش فاز به صورت زیر استخراج می شود:

$$[T] = \sqrt{\frac{5}{6}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\phi & \cos4\phi & \cos5\phi & \cos8\phi & \cos9\phi \\ 0 & \sin\phi & \sin4\phi & \sin5\phi & \sin8\phi & \sin9\phi \\ 1 & \cos5\phi & \cos8\phi & \cos\phi & \cos4\phi & \cos9\phi \\ 0 & \sin5\phi & \sin8\phi & \sin\phi & \sin4\phi & \sin9\phi \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

رابطه (۱)

این تبدیل دارای این ویژگی است که اول متغیرهای ولتاژ و جریان را به صفحه $a - \beta$ منتقل می کند؛ بنابراین تنها مولفه های $a - \beta$ در فاصله هوایی ماشین تولید نیرو محرکه مغناطیسی می کنند و فقط انرژی الکترومکانیکی وجود دارد و چهار مولفه دیگر برای یک موتور در واقع همه توالی صفر هستند.

۲-۲) معادلات موتور القایی در زیر فضای دو بعدی

معادلات موتور در در سه زیر فضای دو بعدی جدید به صورت زیر مطرح می شود.

$$۲-۲-۱) \text{ معادلات در زیر فضای } a - \beta$$

در این زیر فضا عبارت است از:

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + M \frac{di_{ra}}{dt}$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt}$$

رابطه (۲)

$$۲-۲-۲) \text{ معادلات در زیر فضای } x - y$$

در زیر فضای X-Y عبارتست از:

$$v_{xs} = (R_s + L_{ls} \frac{d}{dt}) i_{xs}$$

$$v_{ys} = (R_s + L_{ls} \frac{d}{dt}) i_{ys}$$

رابطه (۳)

۳-۲-۲ معادلات زیر فضای 0^+ در زیر فضای 0^+ عبارتست از:

$$v_{0+s} = (R_s + L_{ls} \frac{d}{dt}) i_{0+s}$$

$$v_{0-s} = (R_s + L_{ls} \frac{d}{dt}) i_{0-s}$$

رابطه (۴)

و با در نظر گرفتن روابط فوق می توان دریافت که، تمام انرژی الکترومکانیکی در زیر فضای $\alpha - \beta$ به وقوع می پیوندد. و هیچ انرژی در زیر فضاهای $x - y$ و 0^- و 0^+ وجود ندارد.

بنابراین معادلات دینامیکی به طور کلی دکوپله شده اند و آنالیز و کنترل ماشین بسیار ساده می شود؛ زیرا با کنترل مولفه های $\alpha - \beta$ می توان یک ماشین شش فاز را کنترل نمود.

۳-۲-۲ گشتاور الکترومغناطیسی

و در نهایت گشتاور الکترو مغناطیسی بدست می آید:

$$T_e = P L_m (i_{ar} i_{\beta s} - i_{\beta r} i_{as})$$

رابطه (۵)

۳- طراحی کنترل کننده مود لغزشی تطبیقی

اولین گام در طراحی کنترل کننده مود لغزشی مشخص کردن یک سطوح لغزش مناسب در فضای حالت می باشد. دومین گام در طراحی کنترل کننده تعیین قانون کنترل برای هدایت سیستم به سمت سطح لغزش مناسب است. سیگنال کنترلی مناسب از طریق صفر قرار دادن مشتق بردار سطح لغزش و صرف نظر از ترم های نامعینی و اغتشاش بدست می آید. در روش کلاسیک قانون کنترل با استفاده از تابع علامت طراحی می گردد؛ که باعث پدیده چترینگ می گردد که استفاده از تابع نمایی گزینه ای مناسب دیگری برای کاهش این پدیده در طراحی کنترل مود لغزشی می باشد.

به کمک مرجع (نوید، ۱۸۵۶) معادلات مورد نیاز برای موتور القایی شش فاز در بحث کنترل مودلغزشی بدست می آید

۳-۱ معادلات موتور در حالت مود لغزشی تطبیقی

معادله کنترل مود لغزشی به صورت زیر می باشد:

$$\dot{x} = f(x) + g_1 v_{as} + g_2 v_{bs}$$

رابطه (۶)

در این معادله $f(x)$ معادله موتور شش فاز مورد نظر و g_1 و g_2 بردار سیگنال کنترلی $v_{\alpha s}$ و $v_{\beta s}$ ولتاژها در دستگاه α, β می باشد.

$$g_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\frac{sigm}{L_s}} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$g_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\frac{sigm}{L_s}} & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$$

رابطه (۶)

تابع علامت به صورت زیر تعریف می شود:

$$sigm = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$$

رابطه (۷)

معادله موتور القایی به صورت زیر می باشد:

$$f(x) = [f(x)_1 \ f(x)_2 \ f(x)_3 \ f(x)_4]$$

رابطه (۸)

$$x = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \lambda_{\alpha s} \ \lambda_{\beta s}]^T$$

رابطه (۹)

$$f(x)_1 = \left[\left(\frac{R_s}{\frac{sigm}{L_s}} + \frac{R_r}{\frac{sigm}{L_r}} \right) i_{\alpha s} - w_r i_{\beta s} + \frac{R_r}{L_s L_r} \lambda_{\alpha s} + \frac{w_r}{\frac{sigm}{L_s}} \lambda_{\beta s} \right]$$

$$f(x)_2 = \left[\left(\frac{R_s}{\frac{sigm}{L_s}} + \frac{R_r}{\frac{sigm}{L_r}} \right) i_{\beta s} - w_r i_{\alpha s} + \frac{R_r}{L_s L_r} \lambda_{\beta s} + \frac{w_r}{\frac{sigm}{L_s}} \lambda_{\alpha s} \right]$$

$$f(x)_3 = [R_s i_{\alpha s}]$$

$$f(x)_4 = [R_s i_{\beta s}]$$

رابطه (۱۰)

$h_1(x)$ و $h_2(x)$ خروجی های کنترل شده می باشند:

$$h_1(x) = P(\lambda_{\alpha s} i_{\beta s} - \lambda_{\beta s} i_{\alpha s})$$

$$h_2(x) = \lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2$$

رابطه (۱۱)

و در نهایت خروجی به صورت زیر می باشد:

$$out = [h_1(x) \quad h_2(x) \quad dx]$$

رابطه (۱۲)

با استفاده از قانون های تطبیق برای پارامترهای نامعلوم حد تعیین می شود تا سیگنال های کنترلی ارائه شده توانایی رساندن متغیرها به سطوح لغزشی-تطبیقی مناسب را فراهم نماید و سیستم مورد نظر همگرا گردد.

معادله مودلغزشی تطبیقی به صورت زیر تعریف می شود:

$$\dot{e}_{z1} = l_f h_2(x) + \varphi_1 d_1(x) + \bar{v}_{\alpha s}$$

$$\dot{e}_{z2} = l_f h_1(x) + \varphi_2 d_2(x) + \bar{v}_{\beta s}$$

رابطه (۱۳)

در رابطه فوق $l_f h_2(x)$ توسط روش مود لغزشی، $\varphi_1 d_1(x)$ توسط روش تطبیقی و $\bar{v}_{\alpha s}$ و $\bar{v}_{\beta s}$ هم پارامترهای مورد نیاز خروجی (بردارهای ولتاژ) هستند.

در کنترل تطبیقی بهره سوئیچینگ انتخاب می شود که برای اثبات پایداری کنترل لغزشی با این بهره، تابع لیاپانوف به صورت زیر تعریف می شود:

$$v = \frac{1}{2} \left\{ e_{z1}^2 + e_{z2}^2 + \frac{1}{\gamma_1} \varphi_1^2 + \frac{1}{\gamma_2} \varphi_2^2 \right\}$$

رابطه (۱۴)

در رابطه فوق e_z خطا، γ بهره سوئیچینگ و φ کران بالا یا پارامتر غیر معین است که باید تخمین زده شود.

در نهایت کنترل مودلغزشی تطبیقی باید به گونه ای طراحی شود؛ که ولتاژ فرمان استاتور برای تولید بردار ولتاژ مورد نیاز را تولید کند. این معادلات را می توان به صورت زیر نشان داد:

معادلات بردارهای ولتاژ در مرجع $\alpha - \beta$

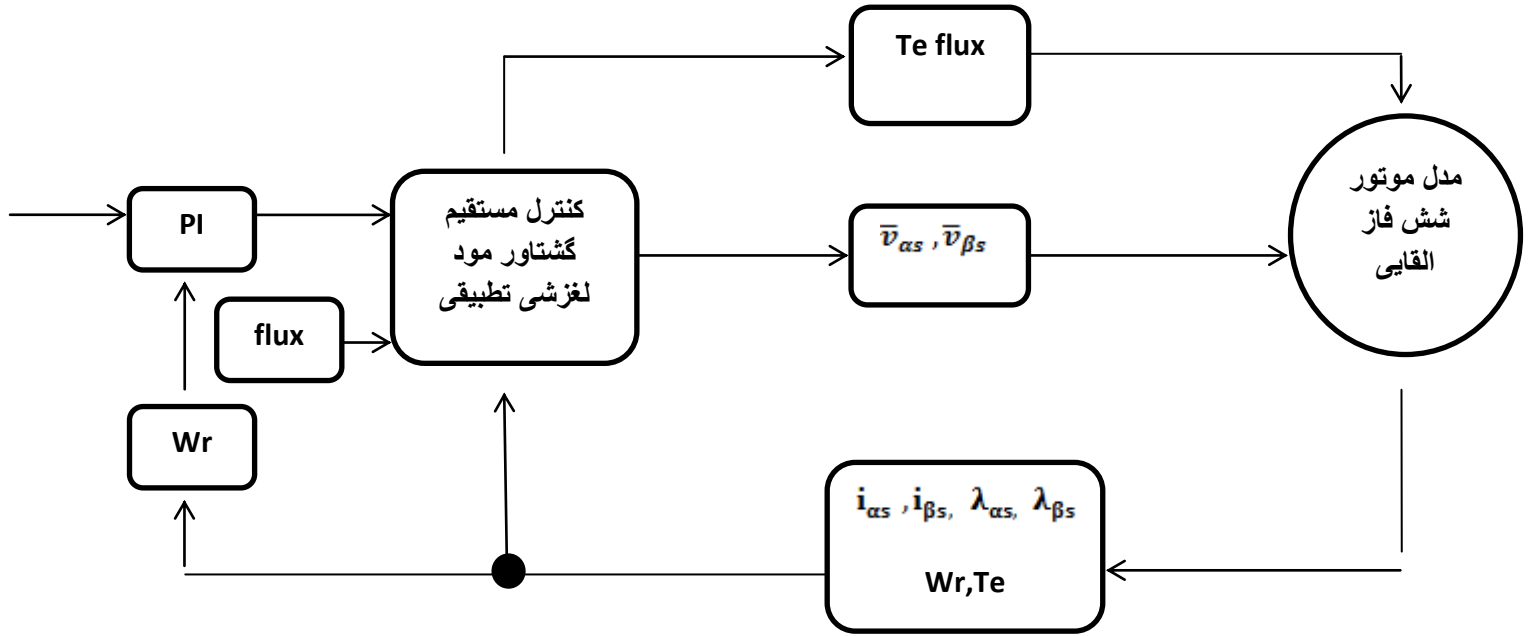
$$\bar{v}_{\alpha s} = -l_f \dot{\varphi}_1 d_1 - k_1 e_{z1} - \rho_1 \operatorname{sgn}(e_{z1})$$

$$\bar{v}_{\beta s} = -l_f \dot{\varphi}_2 d_2 - k_2 e_{z2} - \rho_2 \operatorname{sgn}(e_{z2})$$

رابطه (۱۵)

سیستم کنترل در نهایت کنترل گشتاور و شار را با هموار کردن ناپیوستگی کنترل صورت می دهد؛ و با وجود عدم قطعیت پارامترهای الکتریکی و اغتشاشات همگرایی گشتاور و سرعت را به مقادیر مطلوب تضمین می کند.

نمودار کنترل موتور لغزشی - تطبیقی طراحی شده به صورت زیر می باشد:



شکل ۱. نمودار سیستم کنترل موتور لغزشی - تطبیقی

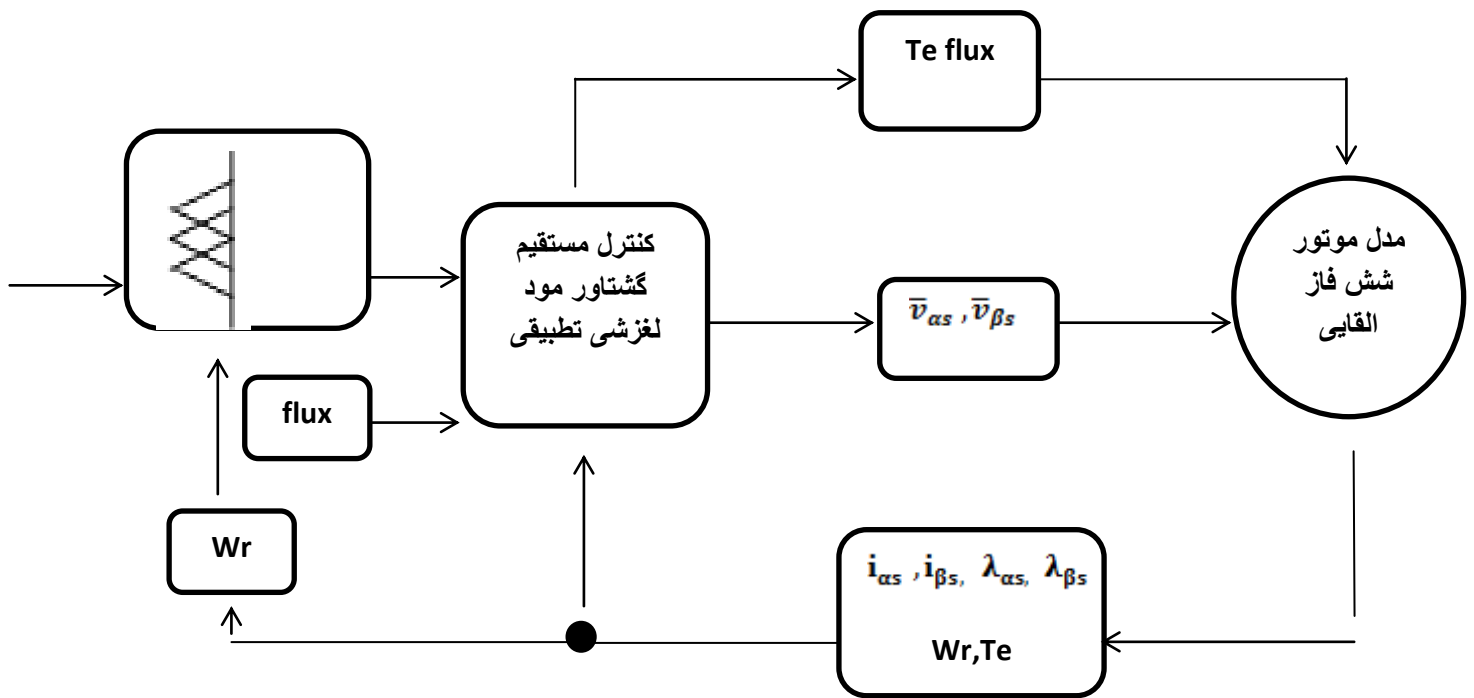
۴- طراحی کنترل کننده عصبی فازی - تطبیقی

در کنترل مستقیم گشتاور عملکرد سیستم متأثر از مقدار گشتاور حاصل از خروجی کنترل کننده سرعت می باشد. لذا به منظور حصول عملکرد بهینه سیستم حلقه بسته کنترل مستقیم گشتاور، کنترل کننده های کلاسیک نظیر PI و PID که کنترل خطی هستند. برای کنترل سرعت موتور القایی که یک سیستم غیر خطی است استفاده می شوند؛ که تنظیم ضرایب این کنترل کننده نیاز به خطی سازی موتور القایی است که مطلوب نیست؛ زیرا از یک سری پارامترهای غیرخطی موتور حول نقطه کار صرف نظر می شود. روش های دیگر روش سعی و خطا است و یا استفاده از الگوریتم های هوشمند برای تنظیم ضرایب کنترل کننده است؛ که از این رو طرح به کار گیری کنترل عصبی - فازی تطبیقی برای تنظیم دقیق پارامترهای کنترل کننده در روش کنترل مستقیم گشتاور برای موتور های شش فاز در این پژوهش مورد توجه قرار گرفته است.

سیستم انفیس نیز یک سیستم خام فازی است؛ که با استفاده از الگوریتم آموزشی پس انتشار ویا هیبریدی پارامترهای سیستم را بهینه می کند؛ یعنی مقدار خطا را بهینه می کند تا تطبیق پیدا کند با مقداری که به عنوان نمونه در ورودی به آن وارد می کنیم؛ که این امر با دانستن ساختار مدل می باشد.

در نهایت هدف کنترل کننده تعقیب سرعت و شار استاتور و بدست آوردن بردار ولتاژ مناسب برای اعمال به موتور القایی می باشد.

نمودار کنترل انفیس نیز به صورت زیر می باشد:



شکل ۲. نمودار کنترل انفیس

مشخصات سیستم کنترل انفیس طراحی شده به صورت زیر می باشد:

Name= 'ANFIS', Type='sugeno', Version=2.0

NumInputs=2, NumOutputs=1, NumRules=25, AndMethod='Prod', OrMethod='probor', ImpMethod='prod', AggMethod='sum', DefuyyMethod='wtaver'

۵- بررسی نتایج

شبیه سازی با استفاده از قسمت سیمولینک نرم افزار مطلب انجام شده است.

خروجی های مربوط به دو کنترل کننده، به صورت تجمیع در نمودار های شکل های (۱) تا (۸) در ادامه کارآمده است. تا بتوان بررسی بهتری در مورد عملکرد دو کنترل کننده داشته باشیم.

اولین نمودار شکل (۱) می باشد که مربوط به سرعت موتور القایی شش فاز می باشد. کنترل کننده عصبی فازی-تطبیقی سرعت مرجع اعمال شده به سیستم را به خوبی دنبال می کند. این در حالی که کنترل مودلغزشی-تطبیقی دارای مقداری خطا در دنبال کردن این مقدار می باشد. شکل (۲) مربوط به خطای سرعت است. همان گونه که مشاهده می شود، مقدار خطای سرعت در روش لغزشی-تطبیقی مقدار قابل توجهی است و این کنترل کننده در دنبال کردن خطای سرعت کمی دچار مشکل است؛ اما این میزان برای کنترل انفیس تقریباً مقدار قابل قبولی است و این کنترل کننده خطای سرعت را به خوبی دنبال کرده که نشان دهنده مقاوم بودن کنترل پیشنهادی در برابر خطای سرعت ایجاد شده است.

نمودار (۳) مربوط به جریان موتور می باشد؛ که این نمودار خروجی برای دو روش در یک رنج می باشند و تغییرات محسوسه ندارند. پس نتایج حاصل از جریان موتور از لحاظ دینامیکی (سرعت پاسخ دهی) در هر دو روش مشابه هستند. این نتایج در مورد نمودارهای بعدی (۴) که مربوط به شار می شوند نیز قابل مشاهده است.

نمودارهای (۶) و (۷) مربوط به شار استاتور می باشد. نتایج پاسخ زمانی در نمودار شار موتور در دو روش دارای اورشوتی قابل توجهی نیست. فقط همان طوری که در نمودارها قابل مشاهده است. در هر دو نمودار مربوط به شار خروجی موتور بین زمان های ۸ تا ۱۰ ثانیه و ۱۶ تا ۱۸ ثانیه کنترل کننده مودلغزشی تطبیقی در ردیابی شار موتور دچار کمی مشکل است؛ که این امر در مورد کنترل انفیس دیده نمی شود.

نمودار (۸) نیز مربوط به گشتاور خروجی می باشد. با توجه به شکل می توان دریافت گشتاور تولیدی در حالت کنترل پیشنهادی، گشتاور مرجع را وقتی مثبت و یا منفی است به خوبی دنبال می کند. گشتاور الکترومغناطیسی از دینامیک خوبی برخوردار است و ریپل گشتاور مقدار کم و مناسبی است. همچنین پاسخ مطلوب تر باعث شده است. سرعت پاسخ نسبت به کنترل قبلی افزایش نیابد.

جدول (۲) حاصل از محاسبه میزان خطا است. خطا با نگاهی به ارقام بدست آمده می توان دریافت که میزان خطای شار در هر دو کنترل کننده یکسان است؛ اما خطای سرعت در کنترل انفیس به مراتب بهتر از کنترل مودلغزشی- تطبیقی است؛ و میزان خطای گشتاور نیز مقدار مطلوب تری می باشد. بهبود عملکرد کنترل پیشنهادی در خروجی گشتاور و سرعت و در نتیجه بهبود روش کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی شش فاز گرچه به میزان قابل توجهی نیست؛ اما بهبود عملکرد در حد ملموس و قابل قبولی است.

۶- نتیجه گیری

در مورد بهبود عملکرد موتور القایی متعارف سه فاز پژوهش های متنوعی انجام شده است. از تحقیقات بر روی روش های کنترل فرکانسی و کنترل برداری گرفته تا کنترل مستقیم که مواردی مثل اینورترها و بهبود عملکرد سوئیچ زنی و کاهش تلفات کلید زنی، افزایش تعداد سطوح اینورترها و غیره تا استفاده از کنترل های متنوع خطی و غیر خطی برای آنها از جمله این روش ها می باشد.

موتورهای با تعداد فاز بیشتر نیز به علت ویژگی های مناسب تری که نسبت به مدل متعارف دارند، مورد توجه محققین قرار گرفته است. در بحث کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی از کنترلرهای کلاسیک هیستریزس استفاده می شود؛ اما به دلیل اینکه نتایج کنترل کننده پیشنهادی با قیاس بهتری مواجه شود. در این پژوهش برای کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی شش فاز در ابتدا از روش مودلغزشی- تطبیقی استفاده شده است؛ و بعد به سراغ روش پیشنهادی که روش عصبی فازی- تطبیقی است می رویم. کنترل مستقیم گشتاور با توجه به حذف محاسبات روش های کنترل برداری و کنترل غیرخطی و سادگی پیاده سازی یکی از روش های مطلوب کنترل موتور القایی است.

کنترل انفیس برای مدلسازی سیستم های غیر خطی بسیار مناسب است و دقت عملکرد آن به مواردی مثل، پارامترهای ساختار اولیه سیستم از جمله تعداد متغیرهای ورودی تعداد توابع عضویت مربوط به هر متغیر ورودی و نوع توابع، نوع توابع عضویت خروجی و تعداد قوانین سیستم فازی و همچنین پارامترهای مربوط به آموزش این سیستم از جمله روش آموزش و شرایط اولیه بستگی دارد. انتخاب صحیح این پارامترها موضوعی است که به تجربه طراح و کاربرد سیستم انفیس بستگی دارد؛ زیرا قانون کلی برای این منظور وجود ندارد. روش های از مون و خطا و روش های دسته بندی اطلاعات نیز وجود دارد؛ که همیشه بهترین ساختار را تضمین نمی کند. پس ساختار اولیه این سیستم یک فاکتور مهم در دقت پاسخ گویی آن است. روش

سعی و خطا از جمله روش های مرسوم این ساختار است. یکی از روش هایی که در تعیین بهینه ساختار اولیه سیستم کنترل انفیس می تواند مورد توجه قرار گیرد، استفاده از الگوریتم های تکاملی است. آموزش شبکه انفیس بر پایه روش گرادیان نزولی و روش حداقل مربعات است. پس هدف از ارائه الگوریتم های تکاملی بهبود عملکرد کنترل و کاهش پیچیدگی های محاسباتی در مقایسه با روش های مرسوم گرادیان نزولی و حداقل مربعات است؛ و همچنین در پژوهش های بعدی استفاده از این الگوریتم ها مانند ژنتیک (GA) و ازدحام ذرات (PSO) می تواند در تعیین بهینه ساختار اولیه مورد بررسی قرار گیرد.

پارامترهایی که نمودار خروجی آنها ترسیم شده است به همراه نماد در زیر قابل مشاهده است.

$$T_e = \text{گشتاور الکترومغناطیسی} \left(\frac{N}{M} \right) \text{flux}, \text{ شار مغناطیسی } (rpm)(Wb) \text{ موتور سرعت } = w_r$$

$$\alpha, \beta = i_{\alpha s}, i_{\beta s} \text{ جریان استاتور در مرجع } (\alpha, \beta) \text{ A}, \lambda_{\alpha s}, \lambda_{\beta s} = \text{شار استاتور در مرجع (wb)}$$

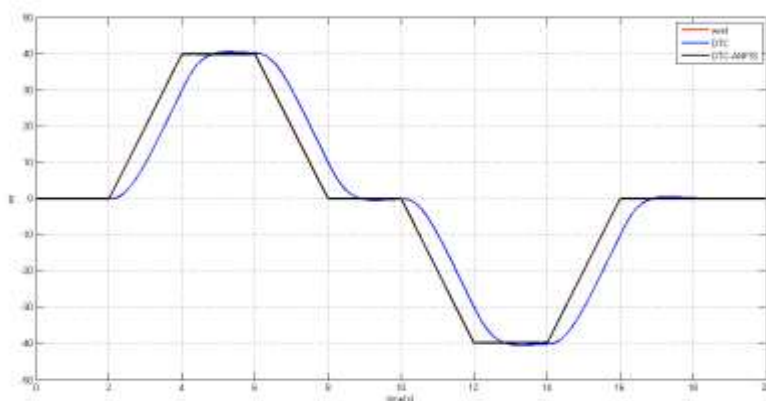
جدول ۱. پارامترهای موتور مورد نظر

p_1	۲	R_{s1}	9Ω	P_2	۲	R_{s2}	2.4Ω
R_{r1}	8.3Ω	L_{s1}	740 mH	R_{r2}	4.1Ω	L_{s2}	385 mH
L_{r1}	740 mH	L_{m1}	712 mH	L_{r2}	385 mH	L_{m2}	374 mH

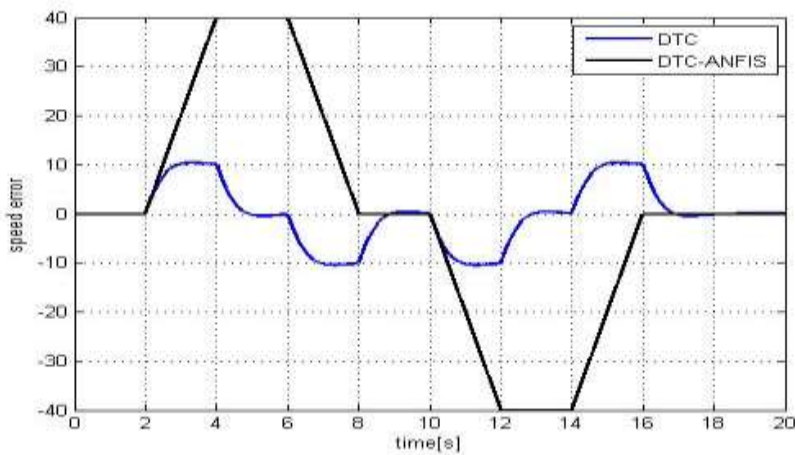
جدول ۲. مقایسه میزان خطای اندازه گیری شده دو کنترل کننده

میزان خطا کنترل	سرعت r.p.m (دور بر دقیقه)	شار مغناطیسی Wb (وبر)	گشتاور خروجی N/m (نیوتن بر متر)
کنترل مود لغزشی- تطبیقی	321/4	3/201	8/058
کنترل انفیس	318/7	3/201	8/001

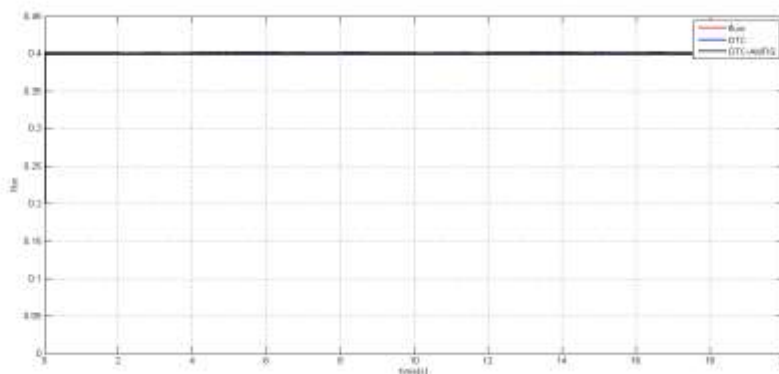
۷- نمودارهای خروجی



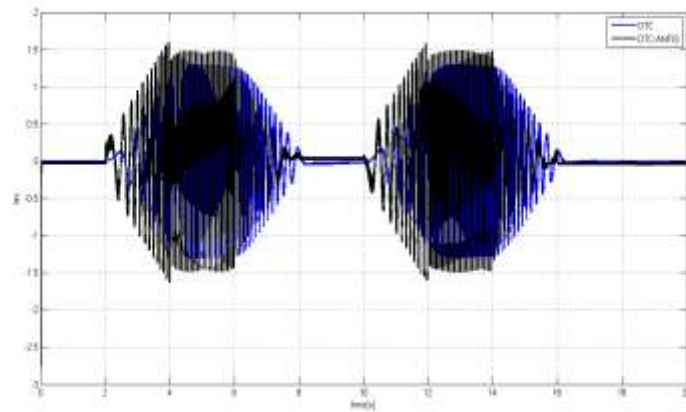
نمودار ۱. نمودارهای خروجی مربوط به سرعت موتور



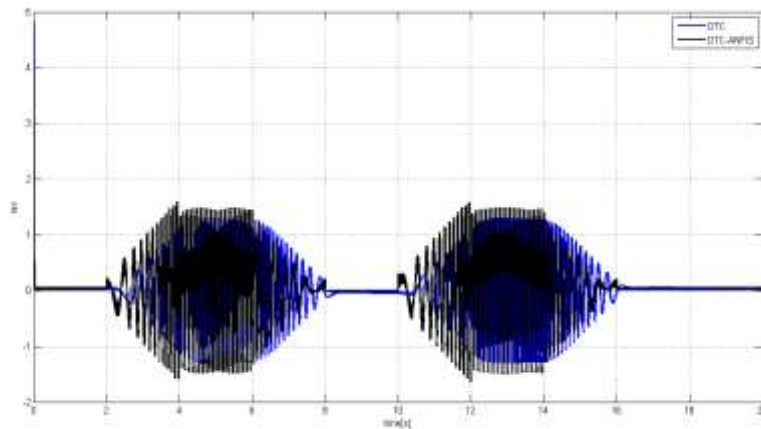
نمودار ۲. نمودارهای خروجی مربوط به خطای سرعت



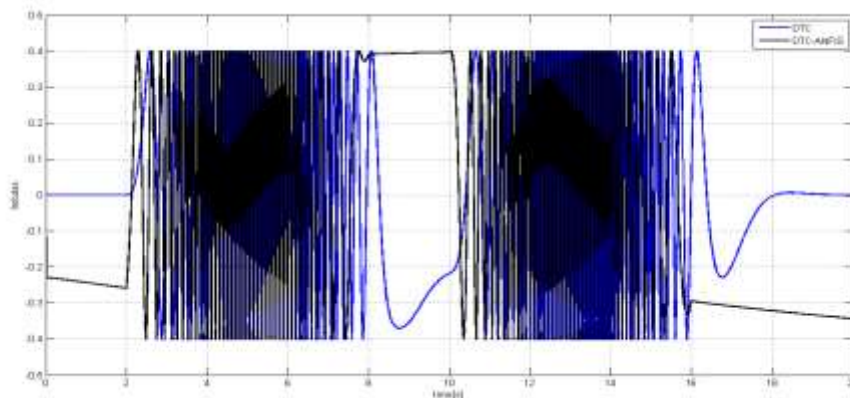
نمودار ۳. نمودارهای خروجی مربوط به جریان موتور



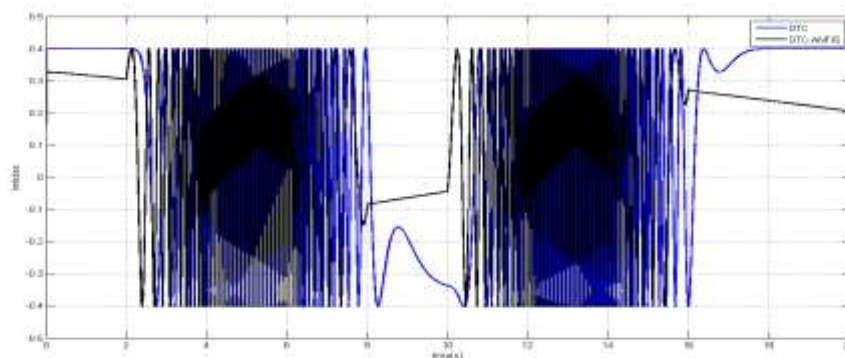
نمودار ۴. نمودارهای خروجی مربوط به جریان استاتور



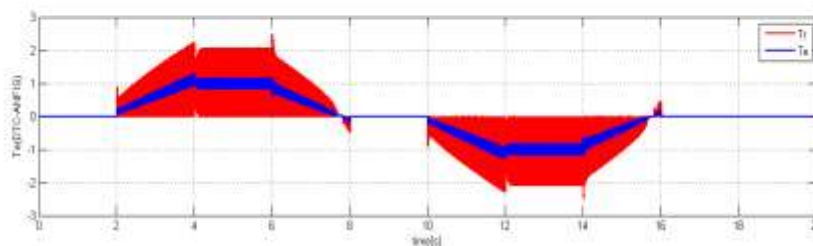
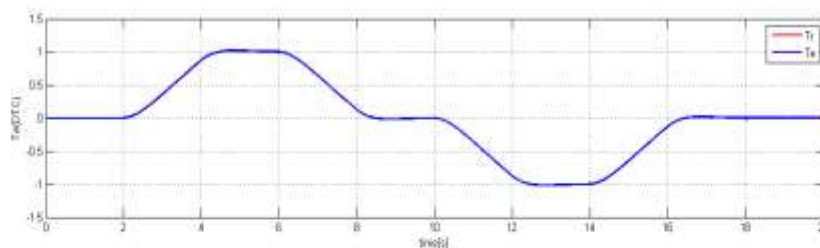
نمودار ۵. نمودارهای خروجی مربوط به جریان استاتور



نمودار ۶. نمودارهای خروجی مربوط به شار موتور



نمودار ۷. نمودارهای خروجی مربوط به شار موتور



نمودار ۸. نمودارهای خروجی مربوط به گشتاور خروجی

۸- منابع

1. Sivert, F. Betin, M. Moghadasian, A Yazidi, "G. A. Capolino Position Control of Six-Phase Induction Motor using Fuzzy Logic: Application to Electric Power Steering", International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2012
2. Abhiram, P.V.N. Prasad "Type-2 Fuzzy Logic based Controllers for Indirect Vector controlled SVPWM based Two-Level Inverter fed Induction Motor Drive", International Conference on Power Electronics (IICPE), 2014 IEEE 6th India
3. ayman s.abdel-khalik, shady m.gadoue "improved flux pattern by third harmonic injection for multiphase induction machines using neural network", Alexandria Engineering Journal Volume 50, Issue 2, June 2011, Pages 163-169
4. Fábio Limaa Walter Kaiserb, Ivan Nunes da Silvac, Azauri A.A. de Oliveiraa "Open-loop neuro-fuzzy speed estimator applied to vector and scalar induction motor drive", Applied Soft Computing. Volume 21, August 2014, Pages 469-480

5. Fayez g. areed, amira y. haikal, reham h. mohammed "adaptive neuro-fuzzy control of an induction motor", *Ain Shams Engineering Journal* (2010) 1, 71–78
6. h. bouzeria, c. fetha, t. mahi, i. abadlia, z. layate, s. lekhchine "fuzzy logic space vector direct torque control of pmsm for photovoltaic water pumping system", *Energy Procedia* Volume 74, August 2015, Pages 760–
7. M. A. Fnaiech, F. Betin "Control Position of a Faulted Six Phase Induction Machine (6PIM) using Sliding Mode Control", *The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON 2008*.
8. m. moghasian, a. sivert, a. yazidi, f. betin, g. a. capolino "efficiency optimization on vector controlled six-phase induction motor in healthy and faulted mode", *International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2013 9th IEEE
9. matausz dybkowski, kizyszt of szabat "direct torque control of induction motor dirve system with adaptive sliding-mode neuro-fuzzy compensator" *International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2015 IEEE
10. Maurizio Cirrincione, Angelo Accetta, Marcello Pucc "MRAS Speed Observer for High-Performance Linear Induction Motor Drives Based on Linear Neural Networks", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011 IEEE
11. Navid R. Abjad "Sliding-mode control of a six-phase series/parallel connected two induction motors drive" *ISA Transactions* Volume 53, Issue 6, November 2014, Pages 1847–1856
12. o. ouledali, a. meroufel, p. wira, s. bentouba "Direct Torque Fuzzy Control of PMSM based on SVM " *Energy Procedia* Volume 74, August 2015, Pages 1314–1322
13. pedro ponce, Arturo Molina, Arturo tallez "neural network and fuzzy logic in a speed close loop for dtc induction motors" *International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems (ICCDSCS)*, 2014
14. Reza Kianinezhad, Seyyed Ghodrattollah Seyfossadat, Vali Talaeizadeh, Abdelmajid Hasani "A New DTC of Six Phase Induction Machines using Matrix Converter", July 15-17, 2009 IEEE Zouk Mosbeh, Lebanon
15. seydi vakkas ustun, metin demirtas "modeling and control of v/f controlled induction using jenetic-anfis algorithm ", *Energy Conversion and Management* 50 (2009) 786–791
16. shuai zhao, haisheng y u, jinpeng y u, bingqiang sha "induction motor dtc based on adaptive smc and fuzzy control" *Control and Decision Conference (CCDC)*, 2015 27th Chinese
17. Soltani, N. R. Abjadi, Gh. R. Arab Markade "Nonlinear Decoupled Control for a Six-Phase Series-Connected Two Induction Motor Drive Using the Sliding-Mode Technique" *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2007. PEDS '07. 7th
18. stefano di gennaro, Jorge rivera doningues, marco Antonio meza "sensorless high order silding mode control of induction motors with core loss", *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 61, NO. 6, JUNE 2014
19. t. abhram, p. v. n. prasad "type-2 fuzzy logic based controllers for indirect vector controlled svpwm based two-level inverter fed induction motor drive", *International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2014 IEEE 6th India
20. Tahar Bahi, Salima Lekhchine, Youcef Soufi, Hichem Merabet "Fuzzy Logic Control For Vector Control Six Phase Induction Machines" *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives Istanbul, Turkey*, 13-17 May 2013

Improvement of the Direct Torque Control Method for a Six-phase Induction Motor Using Intelligent Methods

Hossein Sarem, HeidarAli Shayanfar

Islamic Azad University, South Tehran Branch, Tehran, Iran.

Professor, Iran University of Science and Industry.

Abstract

This research has focused on improvement of the direct torque control method for six-phase induction motor. This method is one of the most efficient control methods for electric motors with fewer limitations and complexity than the vector control method, although it has some disadvantages like all other control methods. The use of methods such as nonlinear controls and intelligent algorithms has a significant effect on improving the results of the direct torque control method. Therefore, considering the fact that the direct torque control design dates back to the 80's, we have first compared the direct torque control method with the adaptive mode sliding control method so that the results could be better compared. Then we used the Adaptive Neuro-fuzzy method in order to improve the results. Intelligent methods are increasingly being used because they can solve complex, imprecise, and non-linear problems. The adaptive neuro-fuzzy method is an intelligent method that we have used in this research in order to improve the direct torque control method. Using this control method, we have improved the torque response and reduced the error rate. In the direct control method, the torque and flux are calculated and their error rates are compared with the reference value and applied to the controller. The output of the controller is applied to the inverter (voltage) so that the vector inverter can supply the appropriate voltage for the motor. The type of considered induction motor is asymmetrical. The stator coil of an asymmetric induction motor consists of two coils that have 30 degrees of phase difference. The purpose of this study is to provide an intelligent control method for a six-phase induction motor and select the appropriate voltage vector for improving the torque and speed rate using the proposed control. The simulation results will show the output graphs related to fluxes, speed error, the flow and engine speed, and the output torque for both adaptive sliding mode control and adaptive neuro-fuzzy control. The improved results in the proposed method are observable.

Keywords: six-phase induction motor, adaptive neuro-fuzzy control, adaptive sliding mode control.
