

# طراحی و ساخت کنترل کننده سرعت یک موتور رلکتانسی سوئیچ شونده (SRM) با منطق فازی (FLC)

ولی‌اله طحانی<sup>\*</sup>، سید مرتضی سقائیان نژاد<sup>\*\*</sup> و غلامرضا عرب مارکده<sup>\*\*\*</sup>

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان

(دریافت مقاله: ۷۹/۵/۹ - دریافت نسخه نهایی: ۸۰/۹/۱۰)

چکیده - موتور رلکتانسی به علت کار در شرایط اشباع مغناطیسی هسته و همچنین غیر استوانه ای بودن روتور و استاتور آن، مدل ریاضی ساده و در عین حال دقیقی ندارد. به همین دلیل در این مقاله برای کنترل خروجیهای آن از کنترل کننده فازی استفاده شده است. کنترل کننده شامل دویخس کنترل زاویه قطع و زاویه آتش است. یک ساختار تناسبی برای کنترل زاویه قطع و سه ساختار فازی مختلف، برای کنترل زاویه آتش فازها در نظر گرفته شده است. به دلیل عدم دقت کافی در سنسور وضعیت سنج، خطای ماندگار سرعت به صفر نمی رسد، برای رفع این مشکل از کنترل کننده زاویه آتش، با ساختار متغیر<sup>۱</sup> (VSC) استفاده می شود که شامل دو بخش است: بخش خشن<sup>۲</sup> که برای کاهش خطاهای بزرگ، با اعمال تغییرات زیاد در زاویه آتش، به کار می رود و بخش نرم<sup>۳</sup> که برای سریعتر صفر شدن خطا وارد عمل می شود. در پایان، نتایج عملی کنترل سرعت موتور، تحت شرایط بی باری و تحت بار در سرعتهای مختلف ارائه شده است و مقاوم بودن<sup>۴</sup> کنترل کننده نسبت به نویز و تغییر پارامترهای سیستم بررسی شده است.

واژگان کلیدی: موتور رلکتانسی سوئیچ شونده، کنترل کننده فازی، کنترل کننده ساختار متغیر (VSC)

## Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor

V. Tahani, S. M. Saghaeian Nezhad and G. R. Arab

Department of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology

**Abstract:** Because of extreme local saturation at pole tips of excited phase and uncircular shape of rotor and stator, a Switched Reluctance Motor (SRM) does not have a simple and accurate mathematical model. Therefore, the output control of this motor requires a robust controller which is not based on an accurate model of the process. Fuzzy controllers, to some extent, will satisfy these requirements. Teta-on and teta-off are controller outputs. The output of teta-off controller is proportional to the speed error. For teta-on controller we consider three different structures. Teta-on controller is a Variable Structure Controller (VSC) which contains two parts: coarse controller which is used when the speed error is large and its output causes large changes in teta-on angle. This part of the controller is similar to a fuzzy PI controller. The other part of the controller is a fine controller and is used when the speed error is low. The fine controller increases the speed of response and reduces the speed error to zero. This part is similar to a fuzzy I or PI controller. Finally, experimental results of no-load and underload speed controls are demonstrated. The fuzzy controller robustness to measurement noise and parameter uncertainty is also studied.

**Keywords:** Fuzzy Controller. SRM Variable Structure Controller

\*\*\* - دانشجوی دکترا

\*\* - دانشیار

\* - استاد

موتور رلکتانسی به علت کار در شرایط اشباع مغناطیسی هسته و همچنین غیر استوانه ای بودن روتور و استاتور آن، مدل ریاضی ساده و در عین حال دقیقی ندارد.

کنترل سرعت این موتور از طریق خطی سازی توسط پاندا<sup>۵</sup> و دس<sup>۶</sup> در مرجع [۱] بررسی شده است که روش مقاومتی نسبت به تغییر پارامترهای سیستم نیست. روش کنترل ساختار متغیر در مرجع [۲] برای کاهش ریبیل گشتاور و کنترل سرعت بیان شده است که به علت نیاز به سوئیچ شدن قانون کنترل با فرکانس زیاد در این نوع کنترل کننده، این روش فقط برای سرعتهای کم کاربرد دارد.

در مرجع [۳] سودگن<sup>۷</sup> و همکاران دو روش اساسی برای کنترل سرعت موتور رلکتانسی مطرح کرده اند: روش کنترل ولتاژ و روش برش جریان و کنترل زاویه قطع و وصل فازها. در پایان این مقاله نتیجه گیری شده است که روش برش جریان و کنترل زاویه قطع و وصل فازها با ولتاژ ثابت، عملکرد بهتری نسبت به روش کنترل ولتاژ دارد.

اما از جهاتی استفاده از دانسته های انسانی برای کنترل سیستمهای پیچیده به چند دلیل مناسب است. در این رابطه از سالهای ۱۹۷۵ طراحی کنترل کننده های فازی براساس منطق فازی (FLC) توسط محققانی چون پروفیسور زاده<sup>۸</sup> پیشنهاد شد که در ادامه مزایای این روش مطرح شده اند:

۱- طراحی FLC با استفاده از تجربیات اپراتور لزومی به دانستن مدل دقیق سیستم ندارد. اهمیت مسئله وقتی روشن می شود که روابط بین بار مکانیکی با پارامترهای موتور توسط یک سری معادلات دیفرانسیل غیر خطی (بعضاً با بخشهای نامعین) بیان می شود.

۲- FLC بعضاً پاسخی بهتر از کنترل کننده های مرسوم دیگر دارد. به طوری که ممکن است زمان صعود، بالازدگی، زمان نشست و مخصوصاً مقاومت کنترل کننده FLC بهتر از کنترل کننده های دیگر باشد. مقاوم بودن کنترل کننده در مورد موتورهای که با تغییر بار مکانیکی مواجه اند، امری

ضروری به حساب می آید.

۳- طراحی FLC چون براساس پایگاه معرفت<sup>۹</sup> است، می تواند توسط یک اپراتور خبره نیز انجام شود و احتیاجی به متخصص کنترل ندارد. این مسئله نیز در کنترل موتور اهمیت زیادی دارد.

۴- خبرگی اپراتوری که مدتها بایک سیستم کار می کند راحت تر باعث بهبود وضعیت کنترل کننده FLC می شود، در حالی که در روشهای کنترلی دیگر سابقه کنترل کننده و اپراتور ممکن است کمک مؤثری به بهبود رفتار آن نکند. از آنجایی که رابطه بین ورودیها (جریان فازها و زاویه آتش) و خروجی (گشتاور) موتور رلکتانسی سوئیچ شونده، غیر خطی است، استفاده از منطق فازی برای کنترل سرعت راهکار مناسبی به نظر می رسد. [۵-۱۱]

در این مقاله برای کنترل زاویه قطع از یک کنترل کننده PI فازی استفاده شده است و براساس مقاله آقایان لی و لائو در مرجع [۴]، کنترل کننده زاویه آتش به دو بخش خشن و نرم تفکیک شده است. در ادامه خواهیم دید که چگونه استفاده از ساختار متغیر برای کنترل زاویه آتش می تواند علی رغم دقت کم سنسور وضعیت سنج، موجب افزایش سرعت پاسخ سیستم و کاهش خطای ماندگار سرعت شود و نهایتاً کارایی این ساختار برای کنترل سرعت موتور رلکتانسی عملاً روشن می شود.

در ادامه این مقاله نتایج اعمال این کنترل کننده بر روی یک موتور رلکتانسی سوئیچ شونده، ۳۸۰ ولت، ۴ کیلووات، ۱۵۰۰rpm آورده شده اند و در شرایط مختلف، کارایی این روش بررسی شده است. موتور مورد استفاده از نوع ۸/۶ بوده و استاتور آن چهار فاز است و تحریک هر فاز استاتور آن به علت تمایل رسیدن به رلکتانس مینیمم، موجب چرخش روتور به میزان ۱۵۰ می شود. توالی تحریک فازها می تواند ۱۲۳۴ یا ۴۳۲۱ باشد، که نوع توالی تحریک، تعیین کننده جهت چرخش است.

## ۲- کنترل زاویه قطع

به وضعیتی که یک قطب روتور با یک قطب استاتور روبروی هم قرار می گیرند، موقعیت هم محوری اطلاق می شود که نسبت به یک موقعیت مرجع سنجیده می شود و برای یک موتور ۸/۶ تعداد ۲۴ موقعیت هم محوری وجود دارد.

زاویه قطع، فاصله روتور تا موقعیت هم محوری فاز تحریک شده در لحظه قطع آن فاز است. جریان باید در فاصله کافی قبل از ناحیه گشتاور منفی جابه جا شود. جریان جابه جا شده در قله مسطح شکل موج اندوکتانس، با بیشترین سرعت کاهش می یابد، زیرا اندوکتانس جزئی در حوالی موقعیت هم محوری کامل، بسیار کوچک است. هر چه جریان فاز و سرعت روتور بالاتر باشد باید فاز تحریک شده زودتر قطع شود.

ساختار کنترل کننده تغییرات زاویه قطع از نوع تناسبی است که هر چه خطای سرعت بیشتر باشد این مقدار بیشتر خواهد بود. با استفاده از یک انتگرال گیر مقدار زاویه قطع به دست می آید. البته برای افزایش کارایی موتور، این مقدار نباید هر اندازه که بخواهد افزایش یابد و سطح بالایی آن توسط سرعت لحظه ای مشخص می شود.

## ۳- کنترل زاویه آتش

زاویه آتش، فاصله روتور تا موقعیت هم محوری فاز در آستانه تحریک است. موقعی که گشتاور مطلوب کوچک باشد، زاویه آتش می تواند به گونه ای تنظیم شود که پالس جریان در ناحیه فعال گشتاور قرار گیرد. در سرعت های بالا به علت زیاد بودن ولتاژ حرکتی،  $di/dt < 0$  خواهد بود و بنابراین برای تأمین افزایش توان، لازم است که کلید در ناحیه غیر محوری آتش شود تا قبل از ورود به ناحیه فعال گشتاور، جریان به بالاترین سطح خود برسد.

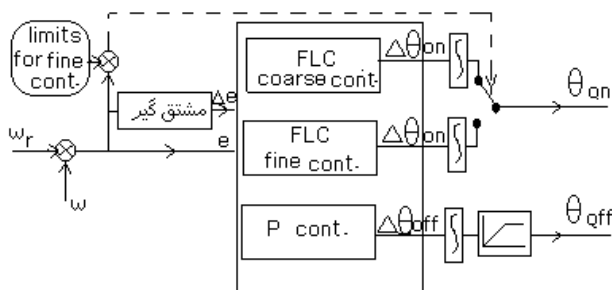
از آنجایی که دقت سنسور وضعیت سنج فقط  $1/4^\circ$  است و کم یا اضافه کردن این مقدار به زاویه آتش ممکن است سرعت را به اندازه ۱۵۰ RPM یا بیشتر تغییر بدهد و همچنین برای اینکه خطای سرعت سریعتر به صفر برسد کنترل کننده به دو قسمت

خشن و نرم تقسیم می شود (مقاله لی و لائو در مرجع [۴]).

در حوالی سرعت مطلوب که خطای سرعت به صفر نرسیده است کنترل کننده نرم وارد عمل می شود و سرعت صفر شدن خطا را افزایش می دهد. همین طور که در نمودار جعبه ای شکل (۱) دیده می شود یک سوئیچ منطقی وجود دارد که اگر خطای سرعت داخل محدوده کنترل کننده نرم قرار گرفته باشد خروجی این کنترل کننده را به مدار فرمان اعمال می کند و اگر خطا خارج این محدوده باشد خروجی کنترل کننده خشن را به مدار فرمان ارسال می کند.

وقتی خروجی کنترل کننده نرم فعال می شود، برای صفر شدن خطا و برای اینکه قابلیت دستیابی به همه سرعتها (از نزدیک صفر تا سرعت نامی) وجود داشته باشد، به جای اینکه به زاویه آتش همه فازها  $1/4^\circ$  اضافه یا کم شود، در یک دور چرخش روتور، این تغییرات بین فازها تقسیم می شود. بدین معنی که در هر ۸ بار تحریک فاز که معادل  $120^\circ$  چرخش روتور است، درایه های یکی از سطرهای جدول تنظیم (۱) به زاویه آتش اضافه یا کم می شود. این سطر توسط خروجی کنترل کننده نرم مشخص می شود.

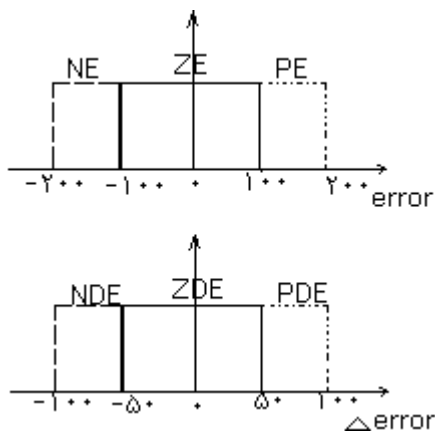
در ادامه، ساختارهای مختلف فازی که برای کنترل زاویه آتش در نظر گرفته شده اند، آورده شده است.



شکل ۱- نمودار جعبه ای کنترل کننده

### الف) قوانین سوگینو با توابع عضویت خشک<sup>۱</sup>

ورودیهای این کنترل کننده، خطای سرعت و تغییرات آن هستند. در این روش، ساده ترین شکل ممکن برای کنترل کننده فازی در نظر گرفته شده است که توابع عضویت با هم



شکل ۲- توابع عضویت مجموعه‌های فازی کنترل کننده اول

- If e is PE and  $\Delta e$  is NDE then  $\Delta \theta_{on}$  is P\_on  
 برای کاهش زمان صعود
- If e is PE and  $\Delta e$  is PDE then  $\Delta \theta_{on}$  is P\_on  
 برای کاهش پائین زدگی
- If e is NE and  $\Delta e$  is NDE then  $\Delta \theta_{on}$  is N\_on  
 برای کاهش بالا زدگی

خروجی این بخش از کنترل کننده، تغییرات زاویه آتش است و برای به دست آوردن زاویه آتش باید از آن انتگرال گیری شود، بنا بر این ساختار آن به شکل PI فازی است. دلیل انتخاب ساختار PI فازی این است که کنترل کننده PI در سیستم‌های خطی علاوه بر اضافه کردن یک قطب در مبدأ که باعث بهبود خطای ماندگار می شود، یک صفر هم به تابع انتقال حلقه باز سیستم اضافه می کند و این سرعت پاسخ سیستم را نیز افزایش می دهد.

همچنین کنترل کننده نرم در این روش خطا را به عنوان ورودی می گیرد و تغییرات زاویه آتش را در خروجی می دهد. مطرح شد که کنترل کننده نرم برای صفر شدن خطای دائمی سرعت، به کنترل کننده اضافه می شود. به همین دلیل ساختار پیشنهادی برای آن به شکل I (انتگرال گیر) فازی است که در سیستم های خطی با اضافه کردن یک قطب در مبدأ به تابع انتقال حلقه باز سیستم، باعث صفر شدن (یا کاهش) خطای ماندگار می شود.

جدول ۱- جدول تنظیم

0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	1.4
0	0	0	1.4	0	0	0	1.4
0	0	1.4	0	1.4	0	0	1.4
0	1.4	0	1.4	0	1.4	0	1.4
0	1.4	1.4	0	1.4	0	1.4	1.4
0	1.4	1.4	1.4	0	1.4	1.4	1.4
0	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4

همپوشانی ندارند. قوانین فازی این کنترل کننده به صورت زیر تعریف شده اند:

- If e is PE and  $\Delta e$  is ZDE then  $\Delta \theta_{on} = e/100$
- If e is NE and  $\Delta e$  is ZDE then  $\Delta \theta_{on} = e/100$
- If e is PE and  $\Delta e$  is PDE then  $\Delta \theta_{on} = e/50$
- If e is NE and  $\Delta e$  is PDE then  $\Delta \theta_{on} = e/150$
- If e is PE and  $\Delta e$  is NDE then  $\Delta \theta_{on} = e/150$
- If e is NE and  $\Delta e$  is NDE then  $\Delta \theta_{on} = e/50$
- If e is ZE then  $\Delta \theta_{on} = e/120$

توابع عضویت مجموعه های فازی این کنترل کننده در شکل (۲) دیده می شوند.

ب) قوانین ممدانی با توابع عضویت مثلثی (I)

کنترل کننده خشن در این روش ورودی های خطای سرعت و تغییرات آن را می گیرد و تغییرات زاویه آتش را به عنوان خروجی می دهد.

قوانین فازی مربوط به کنترل کننده خشن به صورت زیر هستند:

- If e is PE and  $\Delta e$  is ZDE then  $\Delta \theta_{on}$  is P\_on
- If e is ZE and  $\Delta e$  is NDE then  $\Delta \theta_{on}$  is N\_on
- If e is NE and  $\Delta e$  is ZDE then  $\Delta \theta_{on}$  is N\_on
- If e is ZE and  $\Delta e$  is PDE then  $\Delta \theta_{on}$  is P\_on
- If e is ZE and  $\Delta e$  is ZDE then  $\Delta \theta_{on}$  is Z\_on
- If e is NE and  $\Delta e$  is PDE then  $\Delta \theta_{on}$  is N\_on

برای کاهش زمان نشست

قوانین فازی کنترل کننده نرم به این صورت هستند:

If e is PE then  $\Delta \theta_{on}$  is P\_on

If e is ZE then  $\Delta \theta_{on}$  is Z\_on

If e is NE then  $\Delta \theta_{on}$  is N\_on

توابع عضویت مجموعه های فازی این کنترل کننده ها در

شکل (۳) آمده است .

برای محاسبه خروجی های کنترل کننده خشن ، ابتدا مقادیر ورودی کنترل کننده کوانتیزه<sup>۱۲</sup> می شوند. سطوح کوانتیزه برای مقادیر مختلف خطای سرعت و تغییرات آن در کنترل کننده خشن و کنترل کننده نرم در جداول (۲) و (۳) آورده شده اند . بعد از کوانتیزه کردن ورودی ها ، با استنتاج فازی، مقدار عددی خروجی کنترل کننده ها بر اساس C.O.A<sup>۱۳</sup> محاسبه می شوند. مجدداً به دلیل کوانتیزه بودن میزان زاویه آتش ( به علت دقت سنسور وضعیت سنج )، خروجی کنترل کننده ها نیز کوانتیزه می شوند. خروجی این بخش از کنترل کننده در یک ماتریس قرار داده می شود که سطح کوانتیزه خطا مبین سطر و سطح کوانتیزه تغییرات خطا مبین ستون آن است. برای کنترل کننده نرم هم یک بردار تعریف می شود که اندیس آن، سطح کوانتیزه خطاست. این ماتریس و بردار که به صورت جدول تصمیم گیری<sup>۱۴</sup> در نرم افزار استفاده می شوند ، در جداول (۴) و (۵) آمده اند.

عددی که جدول (۴) می دهد میزان تغییرات زاویه آتش بر حسب درجه است و قدر مطلق عددی که جدول (۵) می دهد شماره سطر جدول تنظیم (۱) است که در ابتدای این بخش تعریف شد. حال اگر علامت این عدد مثبت باشد به این معنی است که در هر بار چرخش روتور، درایه های این سطر جدول (۱) به زاویه آتش افزوده می شوند (مفهوم انتگرال گیر بودن کنترل کننده). و اگر علامت این عدد منفی باشد یعنی متناوباً در هر دور تحریک فازها، درایه های این سطر از زاویه آتش کم می شوند. به عبارت دیگر برای خروجی کنترل کننده نرم می توان نوشت :

$$\theta_{on}((K+1)T) = \theta_{on}(KT) + \frac{M}{g}$$

که M مقدار به دست آمده از جدول (۵) و T پریود نمونه برداری سیستم کنترل است.

برای خروجی کنترل کننده خشن هم خواهیم داشت :

$$\theta_{on}((K+1)T) = \theta_{on}(KT) + N$$

که N مقدار به دست آمده از جدول (۴) است.

### ج) قوانین ممدانی با توابع عضویت مثلثی (II)

در این روش ساختار کنترل کننده خشن دقیقاً مشابه حالت قبل است، برای سریعتر صفر شدن خطای سرعت ساختار کنترل کننده نرم به شکل PI فازی در نظر گرفته می شود تا هم سرعت صفر شدن خطا و هم خطای ماندگار بهبود یابد .

در این روش ساختار کنترل کننده نرم هم به صورت PI فازی است تا علاوه بر صفر شدن (یا بهبود) خطای ماندگار، سرعت رسیدن به پاسخ ماندگار نیز افزایش یابد. شکل قوانین فازی این کنترل کننده همانند بخش خشن آن بوده و مجموعه های فازی آن به نحوی که در شکل (۴) دیده می شوند، تعریف شده اند.

جدول تصمیم گیری که برای کنترل کننده خشن به کار می رود مشابه حالت قبل است. در اینجا برای دستیابی سریع به خروجی کنترل کننده نرم ابتدا ورودی های خطا و تغییرات آن، مشابه جدول (۶) کوانتیزه می شوند و به ازای مقادیر مختلف ورودیها ، با استنتاج فازی و با روش C.O.A مقدار عددی خروجی کنترل کننده به دست می آیند. اعداد به دست آمده پس از کوانتیزه کردن در یک ماتریس، جدول (۷)، قرار می گیرند که سطر آن مبین سطوح کوانتیزه خطا و ستون آن مبین سطوح کوانتیزه تغییرات خطاست .

در اینجا نیز همانند حالت قبل، قدر مطلق عددی که جدول (۷) می دهد شماره سطر ماتریس تنظیم است که اگر علامت این عدد مثبت باشد به این معنی است که در هر بار چرخش روتور، درایه های این سطر ماتریس تنظیم به زاویه آتش می شوند و اگر علامت این عدد منفی باشد یعنی در هر دور تحریک فازها، درایه های این سطر از زاویه آتش کم می شوند.

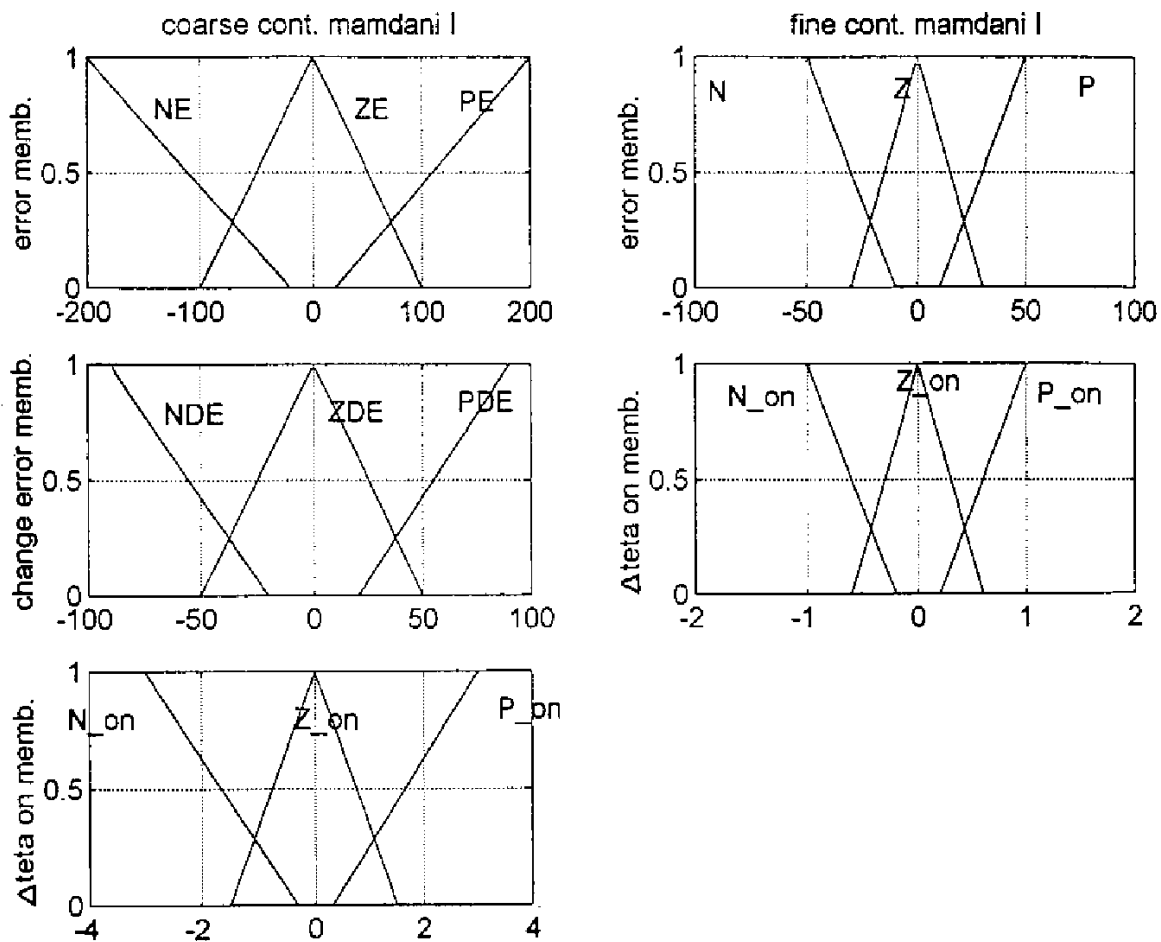
جدول ۲- سطوح کوانتیزه خطا و تغییرات خطا برای کنترل کننده خشن کنترل کننده دوم

error	-۳۰۰	-۲۲۵	-۱۵۰	-۷۵	۰	۷۵	۱۵۰	۲۲۵	۳۰۰
کوانتیزه	۰	۱	۲	۳	۴	۵	۶	۷	۸

$\Delta$ error	-۱۲۰	-۸۰	-۴۰	۰	۴۰	۸۰	۱۲۰
کوانتیزه	۰	۱	۲	۳	۴	۵	۶

جدول ۳- سطوح کوانتیزه خطا برای کنترل کننده نرم کنترل کننده دوم

error	-۷۰	-۶۰	-۵۰	-۴۰	-۳۰	-۲۰	-۱۰	۰	۱۰	۲۰	۳۰	۴۰	۵۰	۶۰	۷۰
کوانتیزه	۰	۱	۲	۳	۴	۵	۶	۷	۸	۹	۱۰	۱۱	۱۲	۱۳	۱۴



شکل ۳- توابع عضویت مجموعه‌های فازی کنترل کننده دوم

جدول ۴- جدول تصمیم‌گیری برای خروجی کنترل‌کننده خشن کنترل‌کننده دوم

$\Delta e$		۰	۱	۲	۳	۴	۵	۶
e	۰	-۲/۸	-۲/۸	-۲/۸	-۲/۸	-۲/۸	-۲/۸	-۲/۸
	۱	-۲/۸	-۲/۸	-۲/۸	-۲/۸	-۲/۸	-۱/۴	-۱/۴
	۲	-۲/۸	-۲/۸	-۲/۸	-۱/۴	-۱/۴	-۱/۴	۰
	۳	-۱/۴	-۱/۴	-۱/۴	-۱/۴	۰	۰	۰
	۴	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
	۵	۰	۰	۰	۱/۴	۱/۴	۱/۴	۱/۴
	۶	۰	۱/۴	۱/۴	۱/۴	۲/۸	۲/۸	۲/۸
	۷	۱/۴	۱/۴	۲/۸	۲/۸	۲/۸	۲/۸	۲/۸
	۸	۲/۸	۲/۸	۲/۸	۲/۸	۲/۸	۲/۸	۲/۸

جدول ۵- جدول تصمیم‌گیری برای خروجی کنترل‌کننده نرم کنترل‌کننده دوم

کوانتیزه	۰	۱	۲	۳	۴	۵	۶	۷	۸	۹	۱۰	۱۱	۱۲	۱۳	۱۴
خطا	-۷	-۶	-۵	-۴	-۳	-۲	-۱	۰	۱	۲	۳	۴	۵	۶	۷

جدول ۶- سطوح کوانتیزه خطا و تغییرات خطا برای کنترل‌کننده نرم کنترل‌کننده سوم

خطا	-۷۰	-۶۰	-۵۰	-۴۰	-۳۰	-۲۰	-۱۰	۰	۱۰	۲۰	۳۰	۴۰	۵۰	۶۰	۷۰
کوانتیزه	۰	۱	۲	۳	۴	۵	۶	۷	۸	۹	۱۰	۱۱	۱۲	۱۳	۱۴

error $\Delta$	-۶۰	-۴۰	-۲۰	۰	۲۰	۴۰	۶۰
کوانتیزه	۰	۱	۲	۳	۴	۵	۶

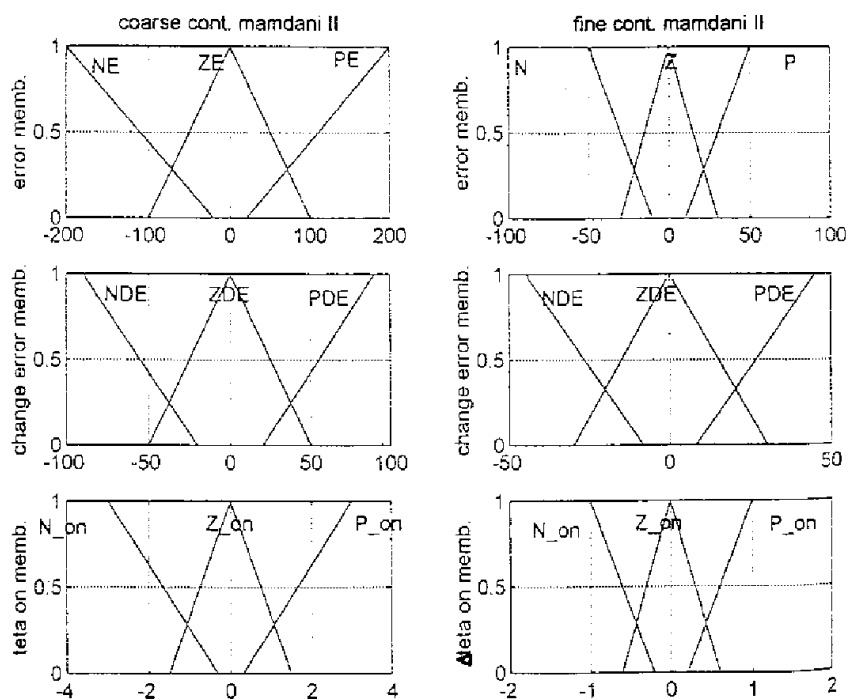
#### ۴- نتایج عملی

برای کنترل سرعت این موتور مجموعه آزمایشگاهی شکل (۵) ساخته شده است. در ادامه این مقاله نتایج اعمال کنترل‌کننده‌های فوق و عملکرد سرعت دینامیکی موتور تحت شرایط مختلف بررسی و مقایسه شده است.

لازم به ذکر است که به دلیل عدم دسترسی به پارامترهای فیزیکی و منحنیهای موتور، به دست آوردن قوانین فازی بهینه (با استفاده از روشهای بهینه‌سازی مثل الگوریتم ژنتیک یا روشهای تحلیلی) امکان‌پذیر نیست و به همین دلیل قوانین فازی مورد استفاده در این کنترل‌کننده‌ها، بهینه نیستند. با استفاده از مدل مبتنی بر شبکه عصبی و به کارگیری

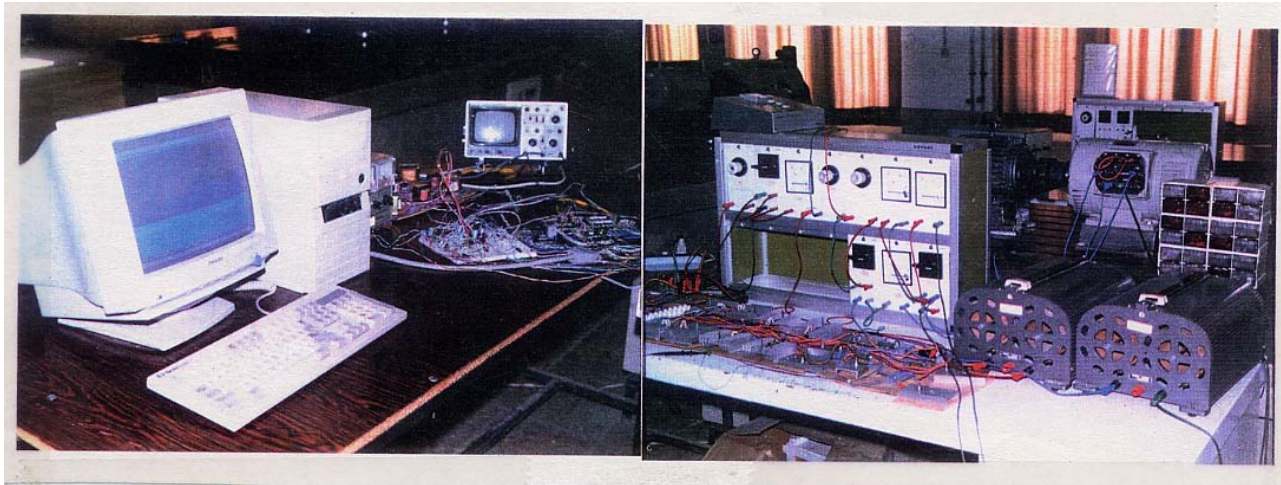
جدول ۷- جدول تصمیم گیری برای خروجی کنترل کننده نرم کنترل کننده سوم

$e \backslash \Delta e$	۰	۱	۲	۳	۴	۵	۶
۰	-۷	-۷	-۷	-۷	-۶	-۵	-۴
۱	-۷	-۷	-۷	-۶	-۵	-۴	-۳
۲	-۷	-۷	-۶	-۵	-۴	-۳	-۲
۳	-۷	-۶	-۵	-۴	-۳	-۲	-۱
۴	-۶	-۵	-۴	-۳	-۲	-۱	۰
۵	-۵	-۴	-۳	-۲	-۱	۰	۱
۶	-۴	-۳	-۲	-۱	۰	۱	۲
۷	-۳	-۲	-۱	۰	۱	۲	۳
۸	-۲	-۱	۰	۱	۲	۳	۴
۹	-۱	۰	۱	۲	۳	۴	۵
۱۰	۰	۱	۲	۳	۴	۵	۶
۱۱	۱	۲	۳	۴	۵	۶	۷
۱۲	۲	۳	۴	۵	۶	۷	۷
۱۳	۳	۴	۵	۶	۷	۷	۷
۱۴	۴	۵	۶	۷	۷	۷	۷



شکل ۴- توابع عضویت مجموعه‌های فازی کنترل کننده سوم





شکل ۵- درایو موتور رلکتانسی سوئیچ شونده

صفر شدن آن را نیز افزایش و زمان نشست را کاهش می دهد، اما زمان صعود تفاوت چندانی نمی کند، چرا که این زمان مربوط به وقتی است که کنترل کننده خشن وارد عمل شده است، یعنی خطا هنوز وارد محدوده کنترل کننده نرم نشده است و در این دو کنترل کننده ساختار کنترل کننده خشن مشابه است.

#### ب) راه اندازی موتور تحت بار

نتایج راه اندازی موتور تحت بار  $T_L=10.0N.M$  با کنترل کننده های مختلف در شکل (۷) آمده است. مشخصات دینامیکی پاسخ سرعت، با این کنترل کننده ها در جدول (۹) آورده شده است. دیده می شود که کنترل کننده اول با زمان صعود حدود ۳ Sec، سرعت را به مقدار مطلوب رسانده است و پاسخ آن کندتر از حالت های دیگر است. سرعت در این حالت یک خطای ماندگار حدود ۱۵ RPM دارد. کنترل کننده دوم به علت ساختار انتگرال گیر و مجموعه های فازی ملایم، خطای ماندگار را به صفر رسانده است.

پاسخ کنترل کننده سوم بدون هیچ بالا زدگی و با سرعت بیشتری نسبت به دو حالت قبل به سرعت مطلوب رسیده است (به علت ساختار PI در کنترل کننده نرم).

روشهای بهینه سازی مثل الگوریتم ژنتیک می توان قوانین فازی بهینه را در عمل به دست آورد که پرداختن به آن از حوصله این نوشتار خارج است.

از آنجا که مقایسه بین نتایج روش کنترل فازی با ساختار متغیر با روش های دیگر مستلزم یکسان بودن مدل یا موتور تحت بررسی است و از یکسان بودن پارامترهای این موتور با مقالات دیگر اطلاعی در دست نیست، چنین امکانی وجود ندارد و به پایداری دینامیکی سیستم و مقایسه ساختارهای مختلف کنترل کننده زاویه آتش اکتفا شده است.

#### الف) راه اندازی موتور به صورت بی بار با سرعت های مطلوب مختلف

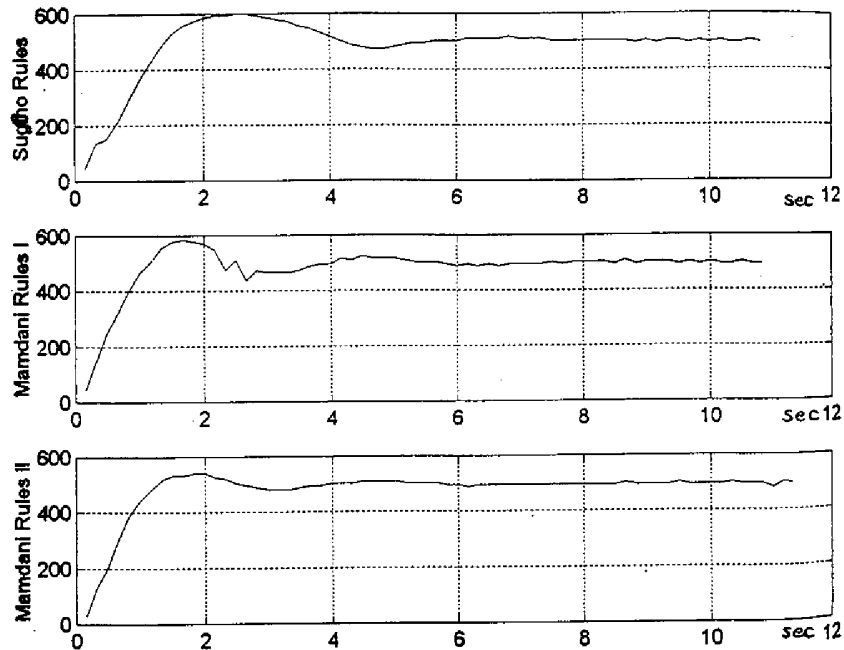
در شکل (۶)، نتایج عملی پاسخ دینامیکی سرعت برای سرعت مطلوب ۵۰۰ RPM با سه نوع کنترل کننده فوق، ترسیم شده اند و جدول (۸) مشخصات پاسخ گذرا با سرعت مرجع ۵۰۰ RPM را با کنترل کننده های مختلف نشان می دهد.

همان طور که دیده می شود کنترل کننده های دوم و سوم به علت اینکه توابع عضویت ملایمتری نسبت به کنترل کننده اول دارند، پاسخ گذرای بهتری نیز دارند.

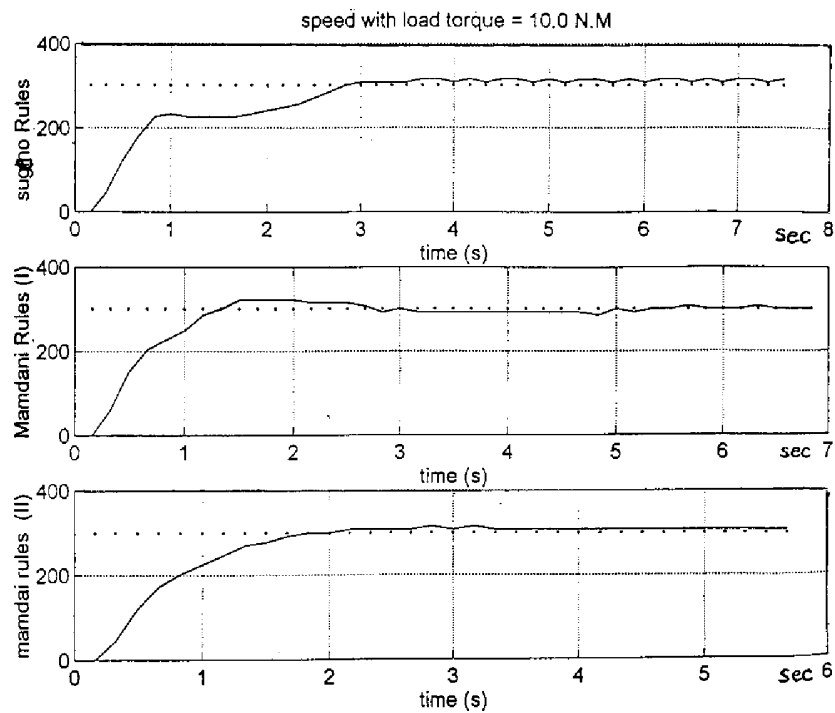
کنترل کننده دوم به علت ساختار PI فازی که کنترل کننده نرم دارد، ضمن اینکه خطای ماندگار را صفر می کند، سرعت

جدول ۸- مشخصات پاسخ گذاری سرعت با کنترل کننده‌های مختلف، در حالت بی باری برای سرعت ۵۰۰RPM

	RPM بالازدگی	زمان صعود Sec	زمان نشست Sec
Sugeno Rules	۱۰۰	۱/۷	۵/۵
Mamdani Rules I	۶۰	۱/۴	۵/۵
Mamdani Rules II	۳۰	۱/۴	۴



شکل ۶- نتایج عملی پاسخ دینامیکی سرعت برای سرعت مطلوب 500 RPM با سه نوع کنترل کننده مختلف در حالت بی باری



شکل ۷- نتایج راه اندازی موتور تحت بار  $T_L=10.0 \text{ N. M}$  با کنترل کننده‌های مختلف

جدول ۹- مشخصات پاسخ گذرای سرعت، با کنترل کننده های مختلف، تحت بار

	بالازدگی RPM	زمان صعود Sec	زمان نشست Sec	خطای ماندگار RPM
Sugeno Rules	۱۵	۲/۶	۲/۸	۱۵
Mamdani Rules I	۲۰	۱/۲	۲/۸	۰
Mamdani RulesII	۰	۱/۴	۱/۶	۰

سرعت به میرا می شود و مجدداً به حالت دائمی می رسد. در هنگام راه اندازی به علت بزرگ بودن خطا، فقط کنترل کننده خشن با اعمال تغییرات زیاد در زاویه آتش، باعث کاهش خطا می شود.

دیده می شود که بعد از اعمال نویز اندازه گیری، به علت کوچک بودن خطای سرعت، کنترل کننده خشن وارد عمل نمی شود و خروجی آن صفر می ماند ولی کنترل کننده نرم با اعمال تغییرات کم در زاویه آتش، خطا را به صفر می رساند.

از آنجا که زاویه قطع تابعی از خطا و مقدار سرعت است، در هنگام راه اندازی، زاویه قطع تغییر می کند و مقدار ماکزیم آن هم تابعی از سرعت است، ولی بعد از قطع بیت سنسور، تغییری نمی کند، چرا که خطا و سرعت به میزان قابل ملاحظه ای تغییر نکرده اند.

#### ه) مقایسه حالت هدایت تکفاز و هدایت دو فاز

در حالت هدایت تکفاز به دلیل اینکه مدت زمانی بین دو تحریک متوالی فازها، همه سوئیچها برای برگشت انرژی خاموش می شوند، ضربانهای گشتاور ناشی از قطع و وصل فازها بیشتر از حالت هدایت دو فاز است. از طرف دیگر، در حالت هدایت دو فاز به دلیل اینکه دو میدان مغناطیسی باعث جذب دندانهای روتور به سمت دندانهای استاتور می شوند، چگالی انرژی مغناطیسی فاصله هوایی بیشتر از حالت هدایت تکفاز است.

برای مقایسه عملکرد موتور در حالت هدایت تکفاز و دو فاز، سرعت مطلوب برابر ۵۰۰ RPM قرار داده می شود، با اجرا

#### ج) بررسی مقاومت کنترل کننده نسبت به اختلال

در شکل (۸) دیده می شود که موتور ابتدا به صورت بی بار راه اندازی شده است و پس از گذشت مدتی، گشتاور بار  $T_L=10.0 \text{ N.M}$  روی موتور اعمال شده است. دیده می شود که کنترل کننده های دوم و سوم پاسخ گذرا و ماندگار بهتری را موجب شده اند و علاوه بر این، اختلال ناشی از اعمال بار به خوبی حذف شده است و به عبارت دیگر  $\text{Disturbance Rejection}$  سیستم به خوبی مشاهده می شود.

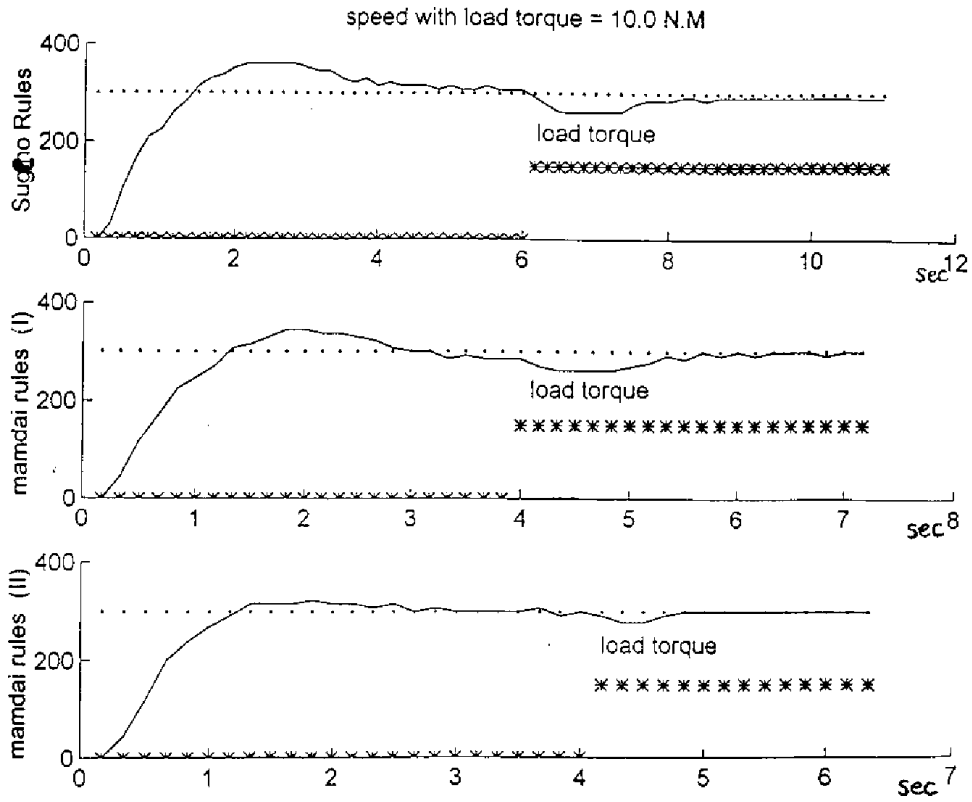
لازم به ذکر است که گشتاور بار در اینجا به معنی وصل کردن یک ژنراتور DC به موتور و جریان کشیدن از آن است.

#### د) بررسی مقاوم بودن کنترل کننده فازی نسبت به نویز اندازه گیری سنسور وضعیت سنج

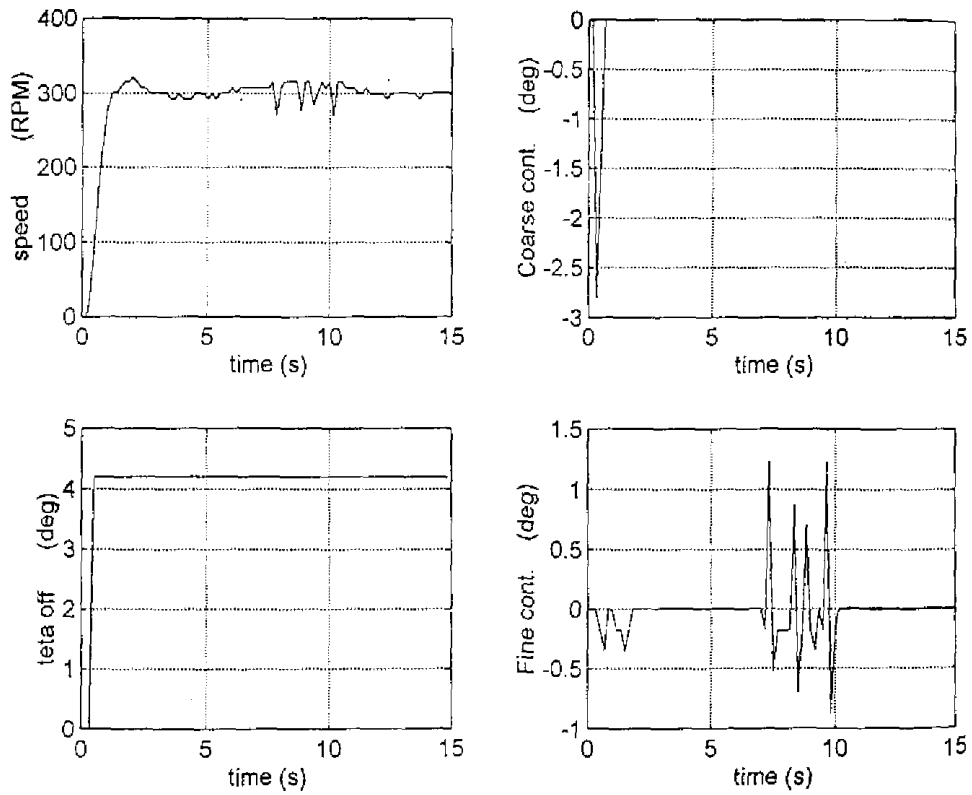
از مزایای کنترل کننده فازی اینست که که سادگی طراحی کنترل کننده های خطی و مقاومت کنترل کننده های مقاوم غیر خطی را توأم داراست.

در اینجا مقاوم بودن کنترل کننده نسبت به نویز اندازه گیری سنسور وضعیت سنج بررسی شده است، به این ترتیب که بیت با کمترین ارزش سنسور قطع می شود. در این حالت تغییرات سرعت موتور و تغییرات خروجیهای کنترل کننده نرم و کنترل کننده خشن و کنترل کننده زاویه قطع در شکل (۹) آمده است.

در شکل (۹) دیده می شود که بعد از راه اندازی موتور و رسیدن به سرعت مطلوب 300 RPM در زمان  $t = 7.5 \text{ Sec}$  کم ارزشترین بیت سنسور قطع می شود و بعد از مدتی تغییرات



شکل ۸- نتایج عملکرد موتور با کنترل کننده‌های مختلف با اعمال بار  $T_L=10.0$  N.M بعد از راه‌اندازی



شکل ۹- بررسی مقاوم بودن کنترل کننده فازی نسبت به نویز اندازه‌گیری

سیستم ندارد. نتایج اعمال کنترل کننده های فازی فوق نشان می دهد که برای دستیابی به یک سیستم کنترل ساده و در عین حال کاربردی به منظور کنترل سرعت این موتور می توان از منطق فازی با ساختار متغیر استفاده کرد. با وجود دقت کم سنسور وضعیت سنخ، استفاده از کنترل کننده ساختار متغیر (شامل دو بخش خشن و نرم) می تواند با کارایی قابل قبولی خطای ماندگار سرعت را به صفر برساند. استفاده از کنترل کننده فازی با قوانین ممدانی و توابع عضویت مثلثی که بخش نرم و خشن هر دو ساختار PI فازی داشته باشند پاسخ دینامیکی سریعتری را موجب می شود.

کردن برنامه کنترل کننده با هدایت دو فاز، طبق منحنیهای شکل (۶) موتور بعد از مدتی به این سرعت می رسد. اما با اجرای برنامه مربوط به هدایت تکفاز مشاهده می شود که سرعت موتور از RPM ۳۵۰ بیشتر نمی شود، در حالی که شرایط دو آزمایش دقیقاً مشابه هم هستند.

## ۵- نتایج

طراحی FLC برای سیستمهایی که روابط بین بار مکانیکی و پارامترهای موتور غیر خطی باشد براساس تجربیات اپراتور یا پایگاه معرفت صورت می گیرد و لزومی به دانستن مدل دقیق

## واژه نامه

- |                                  |                   |                    |
|----------------------------------|-------------------|--------------------|
| 1. variable structure controller | 6. dash           | 11. triangular     |
| 2. coarse                        | 7. L. A. Zadeh    | 12. quantized      |
| 3. fine                          | 8. knowledge base | 13. center of area |
| 4. robustness                    | 9. Sudgen         | 14. decision table |
| 5. panda                         | 10. Crisp         |                    |

## مراجع

1. panda, S. K. and Dash, K., "Application of Nonlinear Control to Switched Reluctance Motor: A Feedback Linearization Approach," *Proc. of IEE Electric. Power App*, vol. 143, pp. 371-379, September 1996.
2. Buja, G. S., Menis, R., and Valla, M., "Variable Structure Control of A SRM Drive," *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 40, No. 1, pp. 56-63, February 1993.
3. Sudgen, D. M., Webster, P. D., and Stephenson, J. M., "The Control of SR Drives: Review and Current Status," *Proc. of Int. Conf. on European Power Electronics, Aachen Germany*, pp. 35-40, 1989.
4. Li, Y. F., and Lau, C. C., "Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems," *IEEE Control Sys. Magazine*, pp. 65-71, April 1989.
5. Reay, D. S., Mirkazemi-Moud, M., and Williams, B. W., "On Appropriate Uses of Fuzzy System: Fuzzy Sliding Mode Position Control of a Switched Reluctance Motor," *Proc. of IEEE conf.*, pp. 371-376, 1995.
6. نیکخواجویی، ح، طراحی درایو SRM به روش مدار معادل مغناطیسی و تعیین حساسیت عملکرد درایو نسبت به تغییرات پارامترهای طراحی، پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان، ۱۳۷۳.
7. Rey, W. F., Davis, R. M., and Black, R. J., "The Control of SR Motors," *Proc. of Conf. on Applied Motion Control*, pp. 137-145, 1986.
8. Ilic-Spong, M., Marino, R., Peresada, S. M. and Taylor D. G., "Feedback Linearizing Control of Switched Reluctance Motors," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC-32, No. 5, May 1987.
9. Bolgnani, S. and Zigliotto, M., "Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor Drive," *IEEE Tranx. on Ind. App.*, Vol. 32, No. 5, pp. 1063-1067, Sep./Oct. 1996.
10. Bradford, J. N., and Feng, X., "A New Approach to the Nonlinear Fuzzy Control of the Switched Reluctance Motor," *Proc. of IEEE Conf.*, pp. 171-176, 1995.
11. Lawreson, P. T., Stephenson, J. M., Blenkinsop, P. T., Corda, J. and Kulton, N. N., "Variable Speed Switched Reluctance Motors," *IEE Proc.*, Vol. 127, pt. B, No. 4, pp. 253-265, 1980.