



دانشکده مهندسی برق و رباتیک  
گروه مهندسی کنترل

# کنترل عصبی فازی سرعت یک موتور القائی

مجتبی واحدی

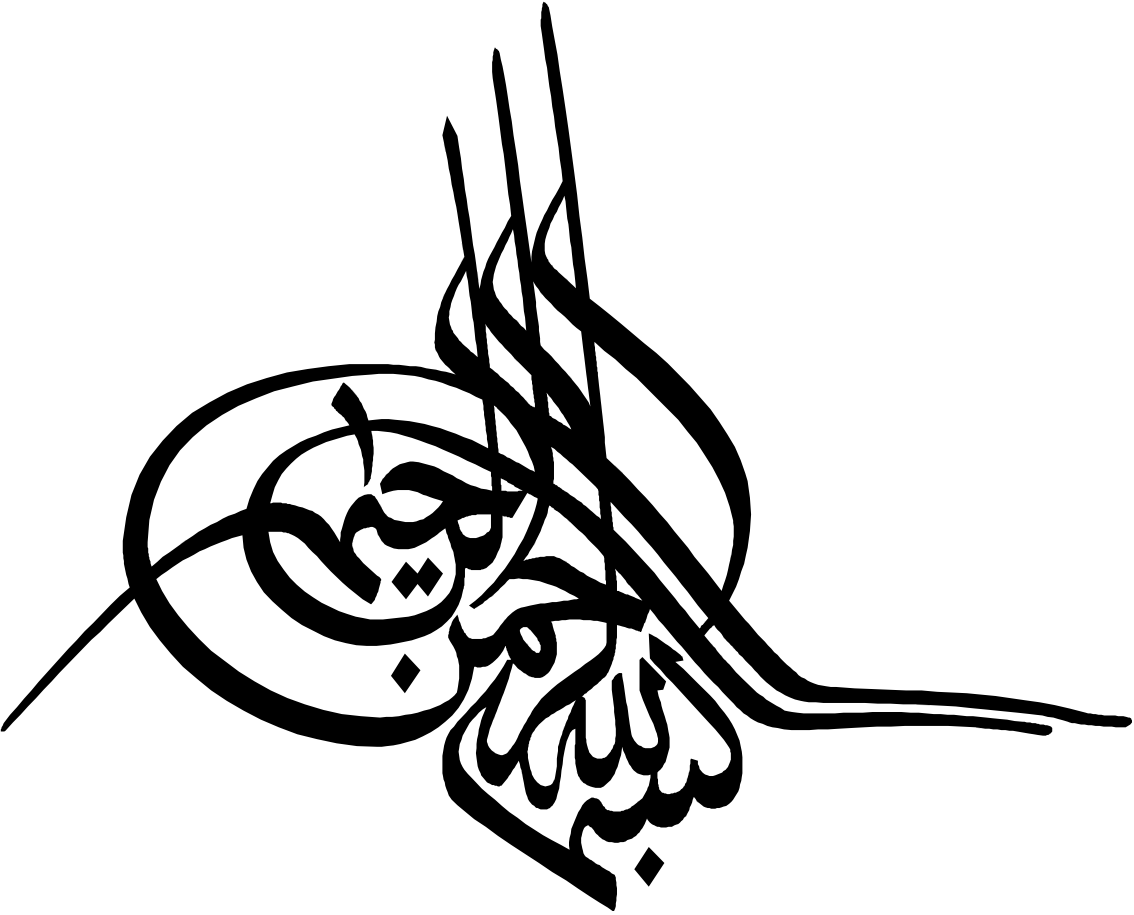
استاد راهنما:

دکتر محمد حداد ظریف

استاد مشاور:

دکتر علی اکبرزاده کلات

خرداد ماه ۱۳۹۴





دانشکده مهندسی برق و رباتیک  
گروه مهندسی کنترل

# کنترل عصبی فازی سرعت یک موتور القائی

مجتبی واحدی

استاد راهنما:

دکتر محمد حداد ظریف

استاد مشاور:

دکتر علی اکبرزاده کلات

رساله دکتری جهت اخذ درجه دکتری

خرداد ماه ۱۳۹۴



مدیریت تحصیلات تکمیلی  
فرم شماره ۱۲

باسمه تعالی

شماره: ۱۲۹۷، ۰۶۰۰

تاریخ: ۹۸، ۴، ۲۱

ورایش: —

صورت جلسه دفاع از رساله دکتری (Ph.D)

بدینوسیله خواهی می شود آقای/خانم محمد علی کهنی دانشجوی دکتری رشته کنترل به شمارهدانشجویی ۸۹۱۱۱۱۱۱ زردی سال ۸۹ در تاریخ ۹۸/۴/۲۱ از رساله خود با عنوان:

(( کنترل عصبی فازی سرعت یک موتور القائی ))

دفاع و با اخذ نمره ۱۸ به درجه: بسیار خوب نائل گردید.

- الف) درجه عالی: نمره ۱۹-۲۰
- ب) درجه بسیار خوب: نمره ۱۸/۹۹-۱۷
- ج) درجه خوب: نمره ۱۶/۹۹-۱۵
- د) غیر قابل قبول و نیاز به دفاع مجدد دارد
- ه) رساله نیاز به اصلاحات دارد

ردیف	هیئت داوران	نام و نام خانوادگی	رتبه علمی	امضاء
۱	دکتر محمد محمدزاد زرفی	استاد/ استادیار	استاد	
۲	دکتر کاظم اکبرزاد کلا	مشاور/ مشاورین	استاد	
۳	دکتر ناصر سبزی	استاد مدعو داخلی / خارجی	استاد	
۴	دکتر سید محمد علی فاتح	استاد مدعو داخلی / خارجی	استاد	
۵	دکتر علی بهائی	استاد مدعو داخلی / خارجی	دانشیار	
۶	دکتر محمد علی محمدی	سرپرست (نماینده) تحصیلات تکمیلی دانشکده	استاد	

مدیر محترم تحصیلات تکمیلی دانشگاه:

ضمن تأیید مراتب فوق مقرر فرمائید اقدامات لازم بعمل آید.

رئیس دانشکده و رئیس هیأت داوران:

تاریخ و امضاء:

## تشکر و قدردانی

بر خود لازم می‌دانم تا از راهنمایی‌های ارزشمند و بدون وقفه استاد عزیز و گرانقدر جناب آقای دکتر حداد ظریف که مسئولیت راهنمایی این رساله را متعهدانه قبول فرمودند کمال تشکر و قدردانی را داشته باشم. همچنین از جناب آقای دکتر اکبرزاده کلات که مشاور اینجانب در طول انجام رساله بودند و پیوسته از حمایت‌های علمی و معنوی ایشان بهره‌مند بوده‌ام، تشکر می‌نمایم. از تمامی اساتید و کارکنان دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نیز که از راهنمایی‌ها و حمایت‌های ایشان بهره‌مند بوده‌ام، تشکر می‌کنم. از پدر و مادر بزرگواری که دلسوزانه هر چه را داشتند فدا کردند تا به هر چه دارم برسم، قدردانی می‌نمایم. از همسر عزیزم نیز که همراه من در تمامی مراحل انجام رساله بود، تشکر ویژه دارم.

## تعهد نامه

اینجانب **مجتبی واحدی** دانشجوی دوره دکتری رشته **برق- کنترل** دانشکده **مهندسی برق و رباتیک** دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه **کنترل عصبی فازی سرعت یک موتور القائی** تحت راهنمایی **دکتر محمد حداد ظریف** متعهد می‌شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش‌های محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می‌باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در بدست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تاثیرگذار بوده‌اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می‌گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا بافت‌های آن‌ها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ: ۱۳۹۴/۳/۱۶

مجتبی واحدی

### مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه‌های رایانه‌ای، نرم‌افزارها و تجهیزات ساخته شده) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می‌باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی‌باشد.

## چکیده:

در این رساله چند رویکرد کنترل سرعت برای موتورهای القائی پیشنهاد شده است که در آن‌ها از خاصیت تقریب عمومی شبکه‌های عصبی و سیستم‌های فازی استفاده شده است. در رویکردهای کنترلی ارائه شده، عدم قطعیت‌های سیستم که شامل تغییرات پارامتری، تغییرات گشتاور بار خروجی و دینامیک‌های مدل نشده هستند با استفاده از سیستم‌های عصبی فازی مناسب تقریب زده شده و جبران می‌شوند. می‌توان گفت نوآوری اصلی این رساله معرفی سیستم‌های کنترل سرعت برای موتور-های القائی با ساینز متوسط است که دارای تحلیل پایداری بوده و شبکه‌های عصبی فازی بکار رفته در آن‌ها از ساختار بسیار ساده‌ای برخوردار هستند. ساختار ساده کنترل‌کننده‌های پیشنهادی علاوه بر اینکه موجب بار محاسباتی کم در پیاده‌سازی‌های واقعی می‌شود، تنظیم پارامترهای سیستم کنترلی را نیز ساده‌تر می‌سازد. ویژگی دیگر روش‌های ارائه شده در این رساله این است که در تمامی آن‌ها به منظور تضمین همگرایی مجانبی خطای ردیابی سرعت، خطای تقریب موجود در شبکه‌های عصبی فازی جبران خواهد شد و کراندار بودن کلیه سیگنال‌های سیستم کنترل حلقه بسته نیز نشان داده شده است. در این رساله به منظور شبیه‌سازی سیستم‌های کنترل ارائه شده بر روی موتور القائی که مبتنی بر دو روش کنترل تطبیقی غیرمستقیم عصبی فازی و کنترل مد لغزشی دینامیک عصبی فازی هستند، ابتدا مدل ریاضی مناسبی از موتور به دست آورده می‌شود و سپس در محیط نرم افزار سیمولینک نتایج شبیه‌سازی بدست خواهد آمد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که سیستم‌های کنترل پیشنهاد شده در مواجهه با تغییرات پارامترهای موتور، تغییرات گشتاور بار و همچنین اغتشاشات اعمال شده بر ولتاژ ورودی موتور از عملکرد بسیار مناسبی برخوردار هستند.

**واژه‌های کلیدی:** موتور القائی، شبکه عصبی فازی، کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم، کنترل مد

لغزشی دینامیک، جبران خطای تقریب، آنالیز پایداری.

## لیست مقالات مستخرج از رساله

[1] Mojtaba Vahedi, Mohammad Hadad Zarif and Ali Akbarzadeh Kalat, "A Simple Stable Adaptive Neuro-Fuzzy Speed Controller for Induction Motors", Accepted for publication in: Journal of Intelligent and Fuzzy Systems (ISSN: 1875-8967), (ISI, IF: 1.812)

[2] Mojtaba Vahedi, Mohammad Hadad Zarif and Ali Akbarzadeh Kalat, "Speed Control of Induction Motors Using Neuro-Fuzzy Dynamic Sliding Mode Control", Accepted for publication in: Journal of Intelligent and Fuzzy Systems (ISSN: 1875-8967), (ISI, IF: 1.812)

[3] Mojtaba Vahedi, Mohammad Hadad Zarif and Ali Akbarzadeh Kalat, "An indirect adaptive neuro-fuzzy speed control of induction motors", Accepted for publication in: Journal of AI and Data Mining (ISSN: 3322-5211).

[۴] واحدی م، حداد ظریف م، اکبرزاده کلات ع، (۱۳۹۳) "بهینه سازی کنترل دور فازی عصبی موتور القائی با استفاده از الگوریتم ژنتیک"، چهاردهمین کنفرانس سیستم‌های فازی ایران، تبریز.

[۵] واحدی م، حداد ظریف م، اکبرزاده کلات ع، (۱۳۹۴) "طراحی کنترل کننده مد لغزشی عصبی فازی برای کنترل سرعت یک موتور القائی"، کنفرانس ملی فناوری، انرژی و داده با رویکرد مهندسی برق و کامپیوتر، کرمانشاه.



## فهرست مطالب

۱- مقدمه.....	۱
۱-۱-۱. مروری بر فعالیت‌های گذشته .....	۲
۱-۱-۱-۱- استراتژی‌های مبتنی بر کنترل میدان گرا (FOC) .....	۳
۱-۱-۲- استراتژی‌های مبتنی بر کنترل گشتاور مستقیم (DTC) .....	۵
۱-۱-۳- استراتژی‌های کنترل غیرخطی ( دارای تحلیل پایداری یا فاقد آن ) .....	۷
۲-۱. اهداف مورد نظر .....	۱۳
۳-۱. ساختار رساله .....	۱۴
۲- موتورهای القائی و مدل ریاضی آن‌ها.....	۱۷
۱-۲. مقدمه .....	۱۸
۲-۲. معادله‌های ولتاژ در متغیرهای ماشین .....	۱۹
۳-۲. معادله‌های ولتاژ در دستگاه مرجع اختیاری .....	۲۳
۴-۲. معادله‌های فضای حالت موتور القائی در قاب مرجع ثابت .....	۲۵
۳- سیستم کنترل سرعت عصبی فازی پایدار برای یک موتورهای القائی.....	۲۹
۱-۳. مقدمه .....	۳۰
۲-۳. سیستم کنترل پیشنهادی .....	۳۱
۳-۳. شبیه سازی و نتایج .....	۴۰
۱-۳-۳- بررسی عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی .....	۴۱

- ۴۵..... ۲-۳-۳- مقایسه عملکرد کنترل پیشنهادی با روش مقاله [۷۰] ..... ۴۵
- ۴-۳. نتیجه گیری ..... ۵۰
- ۴- کنترل سرعت تطبیقی غیرمستقیم موتور با استفاده از تخمینگرهای عصبی فازی ..... ۵۳
- ۴-۱. مقدمه ..... ۵۴
- ۴-۲. سیستم کنترل پیشنهادی ..... ۵۵
- ۴-۳. شبیه سازی و نتایج ..... ۶۲
- ۴-۳-۱- بررسی عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی ..... ۶۳
- ۴-۳-۲- مقایسه عملکرد کنترل پیشنهادی با روش مقاله [۷۰] ..... ۶۶
- ۴-۴. نتیجه گیری ..... ۶۷
- ۵- کنترل سرعت موتور القائی با استفاده از روش مدلغزشی دینامیک عصبی فازی ..... ۶۹
- ۵-۱. مقدمه ..... ۷۰
- ۵-۲. کنترل مدلغزشی (SMC) ..... ۷۲
- ۵-۳. کنترل مدلغزشی دینامیک برای کنترل سرعت موتور القائی (DSMC) ..... ۷۴
- ۵-۴. کنترل مدلغزشی دینامیک عصبی فازی (NFDSMC) ..... ۷۷
- ۵-۵. شبیه سازی و نتایج ..... ۸۱
- ۵-۵-۱- بررسی عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی ..... ۸۱
- ۵-۵-۲- مقایسه عملکرد کنترل پیشنهادی با روش مقاله [۸۷] ..... ۸۵
- ۵-۵. نتیجه گیری ..... ۹۴
- ۶- جمع بندی و نتیجه گیری ..... ۹۵

۹۶..... ۱-۶. نتیجه گیری

۹۸..... ۲-۶. پیشنهادات

۱۰۰..... مراجع

## فهرست جدول‌ها

جدول ۱-۲: مشخصات موتور القائی مورد نظر ..... ۲۸

جدول ۱-۵: اندازه RMSE برای مقادیر مختلف  $\eta_0$  ..... ۸۳

جدول ۲-۵: پارامترهای مربوط به دومین موتور القائی استفاده شده در شبیه سازی ..... ۸۶

جدول ۳-۵: پارامترهای مربوط به سومین موتور القائی استفاده شده در شبیه سازی ..... ۸۷

## فهرست شکل‌ها

- شکل ۲-۱: سیم پیچی ماشین القائی متقارن ۲ قطب و ۳ فاز با اتصال ستاره ..... ۲۰
- شکل ۲-۲: مدارهای معادل یک ماشین القائی سه فاز متقارن در دستگاه مرجع اختیاری ..... ۲۵
- شکل ۳-۱: ساختار سیستم کنترل عصبی فازی ارائه شده در فصل ۳ ..... ۳۴
- شکل ۳-۲: ساختار سیستم عصبی فازی به کار رفته در سیستم کنترل ..... ۴۲
- شکل ۳-۳: قابلیت ردیابی سیستم کنترلی ..... ۴۳
- شکل ۳-۴: خطای ردیابی سیستم کنترلی ..... ۴۴
- شکل ۳-۵: سیگنال کنترلی ..... ۴۴
- شکل ۳-۶: خروجی سیستم کنترل بدون در نظر گرفتن سیستم جبران ساز خطای تقریب ..... ۴۵
- شکل ۳-۷: تغییرات پارامترهای سیستم عصبی فازی و سیستم جبران ساز خطای به کار رفته ..... ۴۶
- شکل ۳-۸: عملکرد ردیابی سیستم کنترل فازی تطبیقی ارائه شده در مقاله [۷۰] ..... ۵۱
- شکل ۴-۱: ساختار سیستم کنترل سرعت تطبیقی عصبی فازی ارائه شده در فصل ۴ ..... ۵۷
- شکل ۴-۲: ساختار تخمینگرهای عصبی فازی به کار رفته در سیستم کنترل ..... ۵۸
- شکل ۴-۳: عملکرد سیستم کنترل در ردیابی ورودی‌های متغیر با زمان ..... ۶۴
- شکل ۴-۴: عملکرد سیستم کنترل پس از اعمال اغتشاشات و تغییرات پارامترها ..... ۶۴
- شکل ۴-۵: ناحیه مشخص شده در شکل ۴-۴ ..... ۶۵
- شکل ۴-۶: خطای ردیابی سیستم کنترلی ..... ۶۵
- شکل ۴-۷: سیگنال کنترلی ..... ۶۶
- شکل ۴-۸: عملکرد ردیابی سیستم کنترل فازی تطبیقی ارائه شده در مقاله [۷۰] ..... ۶۶
- شکل ۴-۹: بزرگ شده ناحیه مشخص شده در شکل ۴-۸ ..... ۶۷

- شکل ۵-۱: ساختار سیستم کنترل پیشنهادی در فصل ۵..... ۷۹
- شکل ۵-۲: عملکرد سیستم کنترل در ردیابی ورودی‌های متغیر با زمان..... ۸۴
- شکل ۵-۳: عملکرد سیستم کنترل پس از اعمال اغتشاشات و تغییرات پارامترها..... ۸۴
- شکل ۵-۴: سیگنال کنترلی..... ۸۵
- شکل ۵-۵: پاسخ سیستم کنترل DSMC ( بدون استفاده از تخمینگر عصبی فازی )..... ۸۵
- شکل ۵-۶: عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی در اعمال به موتور القائی جدول ۵-۲..... ۸۶
- شکل ۵-۷: عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی در اعمال به موتور القائی جدول ۵-۳..... ۸۷
- شکل ۵-۸: عملکرد سیستم کنترل مد لغزشی فازی تطبیقی ارائه شده در مقاله [۸۷]..... ۹۳
- شکل ۵-۹: عملکرد سیستم کنترل پس از اعمال اغتشاشات و تغییرات پارامترهای موتور..... ۹۳

## فصل اول

### مقدمه

موتورهای القائی به دلیل مزایای ذاتی آنها از قبیل سادگی ساختار، قیمت کم، راندمان بالا و هزینه‌های نگهداری پایین در بخش صنعت نقش مهمی را در تولید نیرو و حرکات چرخشی برعهده دارند [۱]. سیستم‌های درایو موتورهای القائی باید بتوانند در حضور تغییرات گشتاور بار و در رنج وسیعی از سرعت کاری، عملکرد کنترلی مطلوبی را از خود نشان دهند و واضح است که رسیدن به این اهداف بدون داشتن سیستم کنترل سرعت مناسب امکان پذیر نیست. علی‌رغم وجود تحقیقات فراوان صورت گرفته و روش‌های کنترلی مختلف ارائه شده در این زمینه، به دلیل خاصیت غیرخطی شدید موتورهای القائی و همچنین تغییر پارامترهای مدل آنها، هنوز هم کنترل سرعت این نوع موتورها با چالش‌هایی روبرو است [۲].

## ۱-۱. مروری بر فعالیتهای گذشته

در دهه‌های اخیر محققان الگوریتم‌های گوناگونی را برای افزایش کارایی سیستم‌های کنترل دور موتورهای القائی ارائه داده اند که هدف اصلی آنها بهبود وضعیت پایداری، افزایش قوام سیستم کنترل در مقابله با تغییرات پارامترها و بهبود عملکرد آن در مواجهه با اغتشاشات مختلف می‌باشد [۳-۱۳]. به عنوان نمونه می‌توان به روش‌های کنترل اسکالر، روش‌های مبتنی بر کنترل برداری یا میدان‌گرا، روش کنترل مستقیم گشتاور و رویکردهای کنترل غیرخطی مقاوم و تطبیقی اشاره نمود [۱۴].

از سوی دیگر با معرفی مفهوم کنترل فازی در سال ۱۹۶۵ توسط لطفی زاده، در مقالات مختلفی از این مفهوم جهت توسعه و بهبود سیستم‌های کنترلی استفاده شد. نمونه‌هایی از رویکردهای کنترل فازی بر روی سیستم‌های مختلف در [۱۵] گردآوری شده است. واقعیت این است که سیستم‌های کنترل فازی در مواجهه با سیستم‌های غیرخطی، پیچیده و دارای نامعینی که روش‌های کنترل کلاسیک و استاندارد مبتنی بر مدل در مورد آنها قابل ارائه نیستند از عملکرد مطلوبی برخوردار هستند [۱۶ و ۱۷]. البته باید به این نکته توجه نمود که اگر به هر دلیلی از جمله پیچیدگی بسیار



سیستم تحت کنترل نتوان قوانین تصمیم‌گیری مناسبی برای سیستم فازی فراهم نمود، عملکرد کنترل‌کننده فازی تضعیف شده و رسیدن به یک سیستم کنترل فازی مناسب بسیار مشکل خواهد شد. در این موارد داشتن دانش تخصصی می‌تواند در تنظیم قوانین مناسب که باعث نتایج بهتری در سیستم کنترل می‌شود نقش موثری را ایفا نماید [۱۸] زیرا بدست آوردن یک کنترل فازی بهینه حتی با روش سعی و خطا نیز تضمین نخواهد شد. این واقعیات باعث محدود شدن کاربرد کنترل فازی شده است [۱۹] و تا کنون تلاش‌هایی در جهت رفع این مشکلات یعنی تنظیم ساده‌تر پارامترها و تعیین قوانین تصمیم‌گیری در سیستم کنترل صورت گرفته است [۲۰]. اکثر این روش‌ها از تکنیک‌های تطبیق یا آموزش برگرفته شده از نظریه شبکه‌های عصبی استفاده می‌کنند و بدین ترتیب امروزه ترکیب منطق فازی با شبکه‌های عصبی به یک موضوع تحقیقاتی پر طرفدار تبدیل شده است [۲۱-۲۴]. شبکه‌های عصبی فازی هم از قابلیت یادگیری شبکه‌های عصبی برخوردارند و هم مانند سیستم‌های فازی قابلیت مدیریت نامعینی‌ها را دارند. [۲۵ و ۲۶]. در این رساله نیز هدف توسعه روش‌های کنترل عصبی فازی سرعت برای موتورهای القائی می‌باشد. برای ادامه بحث تقسیم بندی ذیل را در مورد سیستم‌های کنترل سرعت موتورهای القائی در نظر بگیرید:

### ۱-۱-۱- استراتژی‌های مبتنی بر کنترل میدان گرا<sup>۱</sup> (FOC)

اساس کنترل میدان‌گرای موتورهای القائی برپایه شباهت با موتورهای DC تحریک مستقل است و در این روش شار و گشتاور می‌توانند به طور مستقل کنترل شوند. اصلی‌ترین خصوصیت روش کنترل میدان‌گرا تبدیل مرجع مختصات است بدین‌صورت که بردار جریان در مختصات ثابت اندازه‌گیری شده و باید مولفه‌های آن به سیستم چرخان تبدیل شوند و به طور مشابه مولفه‌های بردار ولتاژ مرجع استاتور نیز باید به سیستم چرخان تبدیل شود. این تبدیلات نیازمند زاویه شار روتور است و با توجه به شیوه محاسبه این زاویه دو نوع روش کنترل میدان‌گرا وجود دارد. کنترل میدان‌گرای مستقیم و کنترل میدان‌گرای غیرمستقیم. در روش مستقیم با استفاده از یک تخمینگر که ورودی-

<sup>۱</sup> Filed Oriented Control

های آن ولتاژها و جریان‌های استاتور هستند، زاویه شار روتور محاسبه می‌شود و در روش غیرمستقیم زاویه شار روتور از جریان‌های قاب مرجع چرخان بدست می‌آید. مشخصات روش کنترل میدان گرا به صورت زیر خلاصه می‌شود [۲۷-۳۱]:

- روش کنترل میدان گرا در مورد موتورهای القائی مشابه با کنترل موتورهای DC است.
- روش کنترل میدان گرا جداسازی دقیق کنترل گشتاور و شار را در حالت عملکرد پایدار و دینامیک تضمین نمی‌کند.
- در روش کنترل میدان گرا اطلاعات کاملی راجع به متغیرهای حالت موتور و گشتاور بار لازم است و به عبارت دیگر این روش به ثابت زمانی روتور خیلی حساس است.
- در پیاده سازی این روش کنترل کننده‌های جریان لازم است.
- این روش نیازمند تبدیل مختصات است.
- روش میدان گرا به مدولاسیون پهنای باند<sup>۱</sup> نیاز دارد.

پیچیدگی الگوریتم‌های کنترلی میدان گرا، حساس بودن آن‌ها به تغییرات پارامترهای موتور القائی به ویژه ثابت زمانی روتور [۳۲, ۳۳] و همچنین امکان وجود خطا در اندازه گیری یا تخمین شار به ویژه در سرعت‌های پایین [۳۴] سبب شده است که مطالعات زیادی در خصوص استفاده از روش‌های جایگزین که هم دقیق باشند و هم پاسخ گشتاور سریعی داشته باشد صوت گیرد. بعنوان نمونه می‌توان به روش کنترل میدان گرای غیرمستقیم ارائه شده در [۳۵] برای کنترل دور موتورهای القائی اشاره نمود که در آن از یک سیستم کنترل جبران کننده برای بهبود عملکرد سیستم کنترلی استفاده شده است. از دیگر فعالیت‌های صورت گرفته در این زمینه می‌توان به استفاده از قابلیت سیستم‌های عصبی فازی برای بهبود عملکرد روش‌های کنترل میدان گرا اشاره نمود. برای مثال در مقاله [۳۶]

<sup>۱</sup> Pulse Width Modulation

ابتدا یک کنترل میدان‌گرای غیرمستقیم بر اساس قوانین فازی برای درایو موتور القائی طراحی شده است و سپس به منظور بهینه‌سازی قوانین فازی از یک رویکرد عصبی فازی استفاده می‌شود.

### ۱-۲-۱- روش‌های مبتنی بر کنترل مستقیم گشتاور<sup>۱</sup>

روش کنترل مستقیم گشتاور برای اولین بار در سال ۱۹۸۶ توسط تاکاهاشی برای کنترل سرعت یک ماشین القایی ارائه شد. اساس این روش، کنترل مستقیم گشتاور و شار بوسیله کنترل‌های هیستریزیس می‌باشد. در روش کنترل مستقیم گشتاور بر خلاف روش میدان‌گرا به تبدیلات قاب‌های مرجع برای رسیدن به اهداف کنترلی، نیازی نیست. یکی دیگر از مزایای این روش عدم نیاز به مدولاتور مبتنی بر مدولاسیون پهنای باند و جایگزینی آن با یک جدول ساده‌ی سوئیچینگ است که در آن با توجه به خروجی کنترل‌کننده‌های هیستریزیس، یک توالی سوئیچینگ تولید می‌شود. همچنین روش کنترل مستقیم گشتاور بر خلاف روش کنترل میدان‌گرا به کنترل جریان‌ها نمی‌پردازد بلکه در عوض بر پایه شارهای روتور و استاتور و روابط بین آن‌ها بنا شده است.

پیاده‌سازی کنترل سرعت با روش کنترل مستقیم گشتاور به این صورت است که با کم کردن سرعت اندازه‌گیری شده روتور از سرعت مرجع و تولید خطا، این سیگنال به یک کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی سرعت داده می‌شود و سیگنال خروجی این کنترل‌کننده، گشتاور مرجع را می‌سازد. در واقع می‌توان اینگونه تفسیر کرد که اگر سرعت نمونه‌گیری شده کوچکتر از سرعت مرجع باشد، به گشتاور بزرگتری برای رسیدن به سرعت مرجع نیاز است و اگر سرعت نمونه‌گیری شده بزرگتر از سرعت مرجع باشد، گشتاور باید کوچکتر شود. به این صورت گشتاور مرجع تعیین می‌شود. همچنین در این روش سعی بر آن است که شار پیوندی استاتور نیز ثابت بماند که برای این منظور شار پیوندی نامی ماشین به عنوان شار مرجع در سیستم کنترلی در نظر گرفته می‌شود. گشتاور و شار مرجع با گشتاور و شاری که از بلوک تخمین‌گر بدست می‌آیند مقایسه می‌شوند و مقدار خطا به دو کنترل-

<sup>۱</sup> Direct Torque Control

کننده هیستریزیس داده می‌شود. سیگنال‌های خروجی این کنترلرها با توجه به جدول سوئیچینگ، بردار ولتاژ مرجع را برای کلیدزنی اینورتر سه فاز صادر می‌کند. سپس با اعمال فرمان مناسب به سوئیچ‌های اینورتر، سیستم حلقه بسته تکمیل می‌گردد [۳۷-۴۰].

از جمله ویژگی‌های روش کنترل مستقیم گشتاور می‌توان به پیاده سازی ساده و پاسخ دینامیکی سریع آن اشاره نمود. همچنین در مقایسه با روش میدان گرا، دارای برتری‌هایی از قبیل عدم نیاز به اندازه گیری زاویه، حذف رگولاتور جریان و نداشتن بلوک مدولاسیون مجزا است. از عمده ترین مشکلات روش کنترل مستقیم گشتاور نیز می‌توان به ریپل زیاد گشتاور و کند بودن پاسخ گذرا در مواجهه با تغییرات پله ای گشتاور اشاره نمود [۴۱]. همچنین از آنجایی که در این روش گشتاور الکترومغناطیسی و شارها به دو مقایسه کننده هیستریزیس تحویل داده می‌شوند و سپس از خروجی این دو مقایسه کننده و موقعیت شار استاتور برای انتخاب بردار ولتاژ مناسب استفاده می‌شود معایب دیگری مانند فرکانس سوئیچینگ متغیر، اعوجاج در جریان‌ها به علت تغییر سکتورها و در نهایت فرکانس نمونه برداری بالایی که برای پیاده سازی مقایسه کننده‌های هیستریزیس لازم است نیز به مشکلات فوق اضافه می‌شود [۴۲-۴۷]. به منظور برطرف کردن مشکلات بالا تا کنون محققان زیادی متمایل به استفاده از سیستم‌های عصبی فازی در ساختار درایو کنترل مستقیم گشتاور موتورهای القائی شده اند [۷، ۴۸-۵۶].

در مقاله [۵۷] برای افزایش دقت و کاهش ریپل‌های گشتاور در روش کنترل مستقیم گشتاور از یک ساختار PI فازی استفاده شده است. بدین ترتیب که در سیستم کنترل ارائه شده ثابت‌های  $K_p$  و  $K_i$  به صورت دینامیکی و متناسب با تغییرات سرعت تنظیم می‌شوند. سیستم فازی به کار رفته در این مقاله دارای ۲۱ قانون است و از خطا و مشتق آن برای تنظیم مناسب گین‌های کنترل کننده PI استفاده می‌کند. مقالات متعددی نیز به جای مقایسه کننده‌های هیستریزیس و جدول سوئیچینگ موجود در ساختار کنترل مستقیم گشتاور از سیستم‌های عصبی فازی تطبیقی استفاده می‌کنند [۵۸-۶۱]. با وجود اینکه عملکرد سیستم‌های کنترلی ارائه شده در این مقالات به علت قابلیت‌های

سیستم‌های عصبی فازی به کار رفته در آن‌ها بهبود یافته است لیکن هنوز در این رویکردها مشکل فقدان آنالیز پایداری و عدم اثبات کراندار بودن شارها و جریان‌ها وجود دارد.

### ۱-۱-۳ - استراتژی‌های کنترل غیرخطی

برخلاف روش‌های کنترل میدان گرا و کنترل مستقیم گشتاور، روش‌های کنترل خطی یا غیرخطی کلاسیک دارای تحلیل پایداری بوده و در این رویکردها همگرایی مجانبی خطای ردیابی و کراندار بودن شارها و جریان‌ها نیز قابل اثبات است. به همین دلیل تاکنون در تحقیقات زیادی از این روش‌ها برای کنترل سرعت موتورهای القائی استفاده شده است. برای مثال در [۶۲-۶۴] از ترکیب کنترل-کننده‌های خطی PI و PID با روش‌های کنترل برداری برای کنترل سرعت موتورهای القائی استفاده می‌شود. مشکل اصلی چنین روش‌های کنترل خطی حساسیت زیاد عملکرد سیستم کنترل به تغییرات پارامترهای سیستم و حذف نامطلوب اثرات تغییر گشتاور بار یا اغتشاشات خارجی در کنترل‌کننده است [۱۴ و ۶۵]. مشکل دیگر استفاده از روش‌های کنترل کلاسیک را نیز می‌توان در استفاده از مدل ریاضی موتورهای القائی در تولید سیگنال کنترلی دانست زیرا به دلیل غیرخطی بودن شدید مدل موتور القائی و تغییرات پارامترهای آن، محاسبه یک مدل ریاضی دقیق برای این موتورها کاری مشکل و پیچیده است. امروزه به عنوان رویکردهای جایگزین کنترل کلاسیک می‌توان به ترکیب روش‌های کنترل عصبی فازی با روش‌های کنترل کلاسیک اشاره نمود [۲]. انگیزه اصلی از چنین روش‌های ترکیبی این واقعیت است که با استفاده از شبکه‌های عصبی فازی بسیار موثرتر و با کارایی بیشتری می‌توان با عدم قطعیت‌های مدل و تغییرات نامعلوم پارامترها روبرو شد و به عبارت دیگر استفاده از شبکه‌های عصبی فازی باعث افزایش قوام سیستم کنترل کلاسیک خواهد شد.

در میان رویکردهای کنترل غیرخطی ارائه شده در رابطه با کنترل موتورهای القائی [۶۶-۶۹] نیز استفاده از روش‌های مبتنی بر مدل مانند خطی‌سازی فیدبکی، به تنهایی توصیه نمی‌شود زیرا به دلیل غیرخطی بودن و تغییرات پارامترهای این موتورها، بدست آوردن یک مدل ریاضی دقیق برای آن‌ها دشوار می‌باشد [۳]. به همین دلیل و برای غلبه بر نامعینی‌های سیستم شامل نامعینی‌های پارامتری،

دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاشات خارجی تا کنون تحقیقات قابل توجهی با استفاده از رویکردهای تطبیقی و مقاوم صورت گرفته است [۱۰, ۷۰-۸۱]. در مقالات [۷۶, ۷۷] یک سیستم کنترل تطبیقی برای کنترل دور موتور القائی ارائه شده است که در آن شار روتور توسط روئیتگرهای شار تخمین زده می‌شوند. در این مقالات پایداری سیستم کنترل حلقه بسته و مقاوم بودن آن در مقابل تغییرات مقاومت‌های روتور و اغتشاشات گشتاور بار نیز بررسی شده است. عدم قطعیت‌ها در سایر پارامترهای موتور القائی در سیستم کنترل تطبیقی ارائه شده در [۷۸] در نظر گرفته شده اند. مقالات [۷۹, ۸۰] به معرفی کنترل‌کننده‌های خطی سازی فیدبک تطبیقی مبتنی بر مدل شار استاتور و مدل شار فاصله هوایی می‌پردازند که در آن‌ها مقاومت‌های استاتور نا معلوم در نظر گرفته شده اند. در [۸۱] نیز یک کنترل‌کننده فیدبک حالت غیرخطی تطبیقی برای موتورهای القائی تغذیه شده با ولتاژ ارائه شده است.

به طور کلی می‌توان گفت که برای طراحی قانون کنترل تطبیقی که توانایی پوشش دادن عدم قطعیت‌های پارامتری را دارد ساختار دینامیک‌های سیستم باید در دسترس باشد و یا به عبارت دیگر بردار رگرسور باید معلوم باشد و به همین دلیل این امکان وجود دارد که کنترل‌های تطبیقی مرسوم در مواجهه با سیستم‌های پیچیده که دارای دینامیک‌های نا شناخته اند دارای عملکرد مطلوبی نباشند [۸۲]. از طرف دیگر در طراحی کنترل‌کننده‌های مقاوم که توانایی جبران عدم قطعیت‌های پارامتری و غیرپارامتری را دارند نیز باند بالای نامعینی باید معلوم باشد [۸۳]. تخمین بیشتر از حد این باند می‌تواند باعث افزایش اندازه سیگنال کنترلی و ایجاد صدمه به سیستم شود و تخمین کمتر از حد این باند باعث افزایش خطای ردیابی و بدتر کردن عملکرد سیستم می‌شود [۸۴, ۸۵]. در برخی از روش‌های کنترل مقاوم مانند کنترل مد لغزشی نیز، قانون کنترل گسسته است و این موضوع می‌تواند موجب ایجاد پدیده لرزش در سیگنال کنترلی شود [۸۶]. با توجه به موارد مطرح شده و با توجه به قضیه تقریب جهانی، از شبکه‌های عصبی و سیستم‌های فازی به طور وسیعی در بهبود کارایی

کنترل کننده‌های مقاوم و تطبیقی موتورهای القائی استفاده شده است [۷۰, ۸۷-۹۲]. در این مقالات دو هدف کلی وجود دارد: تخمین و جبران عدم قطعیت‌ها.

رویکردهای کنترل تطبیقی را می‌توان به دو دسته اصلی کنترل تطبیقی مستقیم و کنترل تطبیقی غیرمستقیم تقسیم نمود. در روش عصبی فازی مستقیم، یک سیستم عصبی فازی برای تقریب قانون کنترلی ایده آل طراحی می‌شود. در حالی که در روش‌های غیرمستقیم، ابتدا دینامیک‌های غیرخطی نامعلوم سیستم شناسایی می‌شوند و سرانجام ورودی کنترلی بر اساس اصل برابری ساخته می‌شود.

نمونه‌هایی از روش‌های کنترل فازی تطبیقی برای سیستم‌های غیرخطی در مقاله [۸۷] ارائه شده است به گونه‌ای که در این روش‌ها آموزش پارامترهای سیستم‌های فازی تطبیقی توسط قوانین تطبیقی تضمین کننده پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته صورت می‌گیرد. به طور خاص یک سیستم کنترل فازی تطبیقی برای کنترل دور موتورهای القائی در [۷۰] ارائه شده است که در آن تخمین پارامترهای غیرخطی در نظریه خطی سازی فیدبک توسط منطق فازی صورت می‌گیرد و دانش قبلی از دینامیک‌های سیستم نیاز نیست. یا به طور مشابه در مقاله [۸۸] با استفاده از شبکه‌های عصبی یک کنترل سرعت تطبیقی ارائه شده است که هدف آن پیاده سازی قانون کنترلی خطی سازی فیدبکی است. در مقاله [۹۳] نیز ابتدا یک کنترل کننده فازی و سپس یک کنترل کننده عصبی فازی برای بدست آوردن عملکرد بالای کنترلی طراحی شده اند و در نهایت اثبات می‌شود که سیستم کنترل دوم از سیستم کنترل اولیه دارای عملکرد دینامیکی مناسب‌تری است. به طور مشابه در مقاله [۹۴] نیز یک سیستم کنترل عصبی فازی برای کنترل دور موتور القائی پیشنهاد شده است. در این مقاله به علت اینکه پارامترهای موتور القائی متغیر می‌باشند از یک سیستم عصبی فازی برای شناسایی مدل موتور و افزایش قوام سیستم استفاده شده و برای آموزش شبکه از الگوریتم پس انتشار خطا استفاده می‌شود. به طور مشابه در مقالات [۸۹ و ۹۰] دو نمونه از سیستم‌های عصبی فازی تطبیقی برای کنترل دور موتورهای القائی پیشنهاد شده است. در ساختار عصبی فازی طراحی شده در این مقاله‌ها، از شبکه عصبی آموزش داده شده با روش پس انتشار خطا برای انتخاب مناسب پایگاه

قوانین فازی استفاده می‌شود. نتایج شبیه سازی تأیید می‌کند که این رویکرد ترکیبی به نحو قابل توجهی قابلیت و کارائی سیستم کنترلی را افزایش می‌دهد. مشکل این مقالات در تعداد زیاد قوانین فازی به کار رفته در آن‌ها و پیچیدگی ساختار کنترل کننده است همچنین فیدبک‌های زیادی که در طراحی قانون کنترل مورد نیاز است هزینه پیاده سازی سیستم کنترل را بالا می‌برد.

از میان روش‌های کنترل غیرخطی مقاوم نیز روش کنترل مد لغزشی<sup>۱</sup> به علت سادگی ساختار و توانایی در پوشش دادن نا معینی‌های پارامتری و غیرپارامتری بسیار شناخته شده و پرکاربرد است [۸۲]. مزیت اصلی کنترل مد لغزشی این است که با رسیدن و باقی ماندن دینامیک‌های سیستم در داخل سطح لغزش، این دینامیک‌ها نسبت به عدم قطعیت‌ها تغییر ناپذیر خواهند شد و سیستم کنترلی به تغییرات پارامترها و اغتشاشات خارجی حساسیت چندانی نشان نمی‌دهد [۹۵-۱۰۱].

اولین قدم در طراحی کنترل مد لغزشی انتخاب یک سطح لغزشی است که کارایی مطلوب سیستم حلقه بسته را در فضای متغیرهای حالت مدل کند. در قدم دوم باید یک قانون کنترلی طراحی شود که به وسیله آن مسیرهای حالات سیستم به سمت سطح لغزش حرکت کرده و در آن باقی بمانند. به مرحله‌ای که هنوز حالات سیستم به سطح لغزش نرسیده اند فاز رسیدن گویند. بعد از رسیدن و داخل شدن حالات به سطح لغزش، مسیرهای مربوطه در داخل سطح قرار گرفته و به سمت مبدأ می‌لغزند. به این مرحله یعنی پس از وارد شدن حالات به سطح لغزش فاز لغزش گویند. در روش کنترل مد لغزشی نرخ‌های رسیدن به سطح لغزش تعیین کننده چگونگی رسیدن به شرایط لغزش بوده و در نتیجه در چگونگی پاسخ سیستم کنترلی نقش مهمی برعهده دارند. هرچه این نرخ‌ها بیشتر باشد پاسخ سیستم سریعتر و قوام آن در برابر تغییرات پارامترها بیشتر است. با وجود اینکه با برقراری شرایط لغزش، کنترل مد لغزشی از قوام خوبی در برابر اختلالات داخلی و اغتشاشات خارجی

<sup>1</sup> Sliding Mode Control



برخوردار است [ ۹۷، ۹۸ ] ولی مشکل اصلی این روش وجود لرزش در سیگنال کنترلی است. همچنین در این روش باند بالای عدم قطعیت‌ها باید از قبل مشخص باشد [۸۲]. معمولاً این باند با فرایند آزمون و خطا تعیین می‌شود به گونه‌ای که بین دقت و پدیده لرزش مصالحه مناسبی برقرار شود.

اگرچه در روش کنترل مد لغزشی با انتخاب لایه مرزی مناسب می‌توان پدیده ارزش را کاهش داد [۹۷، ۹۸] ولی پایداری داخل لایه مرزی قابل تضمین نبوده و انتخاب ضعیف و نا مناسب این لایه ممکن است منجر به پاسخ‌های ردیابی نا مناسب شود. در مقاله [۱۰۱] یک الگوریتم تطبیقی برای تخمین باند نامعینی‌ها پیشنهاد شده است به گونه‌ای که از مقدار لرزش در سیگنال کنترلی کاسته خواهد شد. با وجود این خطای تخمین ناشی از عدم قطعیت‌ها از جمله خطای سنسورها باعث می‌شود که مقدار باند نامعینی‌ها با گذشت زمان افزایش یافته و حتی تا بینهایت نیز برسد. این عمل باعث اشباع عملگر و ناپایداری سیستم خواهد شد. از بین روش‌های مختلف ارائه شده در زمینه کاهش لرزش موجود در کنترل مد لغزشی، رویکرد کنترل مد لغزشی دینامیک<sup>۱</sup> از کارایی بیشتری برخوردار است [۱۰۲-۱۰۴]. ایده اصلی برای کاهش پدیده لرزش در این روش حذف تابع علامت در قانون کنترل مد لغزشی است به گونه‌ای که قانون کنترلی با انتگرال‌گیری از یک تابع که شامل تابع علامت است بدست می‌آید. این انتگرال‌گیری نقش بسزائی در کاهش پدیده لرزش دارد. اما در هر حال در کنترل مد لغزشی دینامیک نیز باند بالای عدم قطعیت‌ها باید مشخص باشد. روش دیگر برای کاهش پدیده لرزش در روش مد لغزشی جایگزین کردن تابع علامت با یک تابع اشباع است [۸۶] ولی این امر باعث ایجاد خطا در حالت ماندگار خواهد شد.

با توجه به قابلیت بالای سیستم‌های عصبی فازی در مدل سازی نامعینی‌ها، در مواردی که مدل ریاضی یک فرایند معلوم نیست و یا با نامعینی همراه است می‌توان از مدل عصبی فازی به عنوان یک

<sup>1</sup> Dynamic Sliding Mode Control

جایگزین استفاده کرد [۱۰۵]. به همین دلیل و به منظور عدم نیاز به باند بالای عدم قطعیت‌ها و همچنین کاهش لرزش در سیگنال کنترلی تاکنون در مقالات مختلفی از قابلیت سیستم‌های عصبی و فازی در روش کنترل مد لغزشی استفاده شده است. در مقالات [۱۰۶ و ۱۰۷] از ترکیب کنترل‌کننده فازی با کنترل مدل لغزشی، کنترل فیدبک حالت و کنترل PI برای حذف چدیده لرزش و رسیدن به خطای حالت دائم صفر استفاده شده است. ولی در این مقاله پارامترهای توابع عضویت قابل تنظیم نبوده و به عبارت دیگر ممکن است قانون کنترل بهینه بدست نیاید. نویسندگان مقاله [۱۰۸] یک سیستم مد لغزشی فازی را ارائه نموده اند. در این سیستم کنترل برای افزایش قابلیت روش مد لغزشی از یک کنترل PI و همچنین منطق فازی برای کنترل شار و سرعت یک موتور القائی استفاده می‌شود. ولی مشکل عمده این روش وجود لرزش در سیگنال کنترلی است. در [۱۰۹ و ۱۱۰] نیز روش کنترل مد لغزشی برای کاهش پدیده لرزش و حفظ مقاومت آن در فاز رسیدن با استفاده از منطق فازی تنظیم می‌شود. در مقاله [۱۱۱] نیز از یک سیستم کنترل مد لغزشی فازی برای درایو یک موتور سنکرون استفاده شده است که به علت وجود تابع علامت در قانون کنترلی هنوز مقداری لرزش در سیگنال کنترلی موجود است. در [۱۱۲ و ۱۱۳] برای تخمین باند مجموع عدم قطعیت‌ها از رویترهای نامعینی هوشمند استفاده شده است. ولی مشکل آن این است که ساختار شبکه‌ها و مکانیزم تصمیم‌گیری بسیار پیچیده است. در مقاله [۱۱۴] یک طرح کنترلی مناسب برای روبرو شدن با عدم قطعیت‌های موجود در یک درایو موتور القایی میدان‌گرای غیرمستقیم براساس سیستم‌های عصبی فازی ارائه شده است. لازم به ذکر است که در کنترل مد لغزشی معمولی قانون کنترل به گونه ای تعیین می‌شود که مسیر خطای ردیابی به صورت تضمین شده به سطح لغزش رسیده و داخل آن باقی بماند. ولی مشکل اینکار وجود لرزش بر روی سیگنال کنترلی است. برای رفع این مشکل در مقاله [۱۱۴] یک سیستم فازی در مد لغزشی اضافه شده که در آن پارامترهای سیستم فازی با استفاده از یک الگوریتم تطبیقی مبتنی بر شبکه‌های عصبی و دارای تحلیل پایداری تنظیم می‌شوند. مشکل عمده این روش نیز بالا بودن تعداد قوانین و پارامترهای قابل تنظیم است.

در مقاله [۹۱] نیز از یک تنظیم کننده فازی برای انتخاب مناسب نرخ‌های رسیدن به سطح لغزش علی‌رغم وجود نامعینی‌هایی با باندهای نامعلوم استفاده شده است. همچنین در مقاله [۸۷] بهره‌های کنترل کننده مد لغزشی با استفاده از یک سیستم فازی تنظیم و مراکز مجموعه‌های فازی با یک قانون تطبیق به روز می‌شوند. لازم به ذکر است که عمل تنظیم بهره‌ها برای جبران عدم قطعیت سیستم و به روز رسانی مراکز برای کاهش پدیده لرزش صورت می‌گیرد.

## ۱-۲. اهداف مورد نظر

تمرکز بیشتر روش‌های پایدار معرفی شده در قسمت قبل بر روی کنترل موقعیت موتورهای القائی است و در هیچکدام محدود بودن سایر دینامیک‌های موتور (شارها و جریان‌ها) اثبات نشده است. علی‌رغم وجود سیستم‌های کنترل غیرخطی و پایدار برای کنترل سرعت موتورهای القایی مانند [۷۰ و ۸۷] باز هم مطالعه بیشتر در این رابطه لازم به نظر می‌رسد زیرا معمولاً در روش‌های پایدار موجود علاوه بر نیاز به فیدبک از تمامی متغیرهای حالت مانند سرعت، شارها و جریان‌ها، مقدار سیگنال شتاب نیز مورد نیاز بوده که این سیگنال معمولاً آغشته به نویز است و کارایی سیستم کنترل را کاهش می‌دهد. از دیگر مشکلات سیستم‌های کنترل موجود و دارای آنالیز پایداری می‌توان به زیاد بودن تعداد قوانین فازی، افزایش میزان محاسبات و به عبارتی پیچیدگی سیستم کنترل اشاره نمود.

با توجه به موارد فوق، هدف اصلی این رساله ارائه روش‌های کنترلی غیرخطی، پایدار و در عین حال ساده برای کنترل سرعت موتورهای القائی است. همچنین سعی می‌شود با بهره‌گیری از سیستم‌های عصبی فازی عملکرد این کنترل‌کننده‌ها در برابر تغییرات پارامترهای موتور، گشتاور خارجی بار و اغتشاش ولتاژ ورودی بهبود یابد. در هر فصل سعی می‌شود پس از توضیح کامل و دقیق قانون کنترلی و ارائه روابط ریاضی مربوط به آنالیز پایداری، قانون کنترل پیشنهاد شده بر روی یک مدل مرتبه پنجم از موتور القائی پیاده شده و نتایج شبیه‌سازی آن با نتایج حاصل از اعمال یک روش کنترلی معتبر دیگر بر روی همان مدل موتور القائی مقایسه گردد. در این رساله دو روش ارائه شده

در مقالات [۸۷ و ۷۰] برای مقایسه با روش‌های پیشنهادی در نظر گرفته می‌شوند. لازم به ذکر است مهمترین علل انتخاب این مقالات عبارتست از:

- ۱- هدف هر دو مقاله کنترل سرعت موتور القائی است. الگوریتم‌های کنترلی فازی عصبی متعددی وجود دارند که به کنترل موقعیت موتورهای القائی می‌پردازند. ولی شایسته نیست که آن‌ها را با روش‌های پیشنهاد شده در این رساله که برای کنترل سرعت موتور القائی است مقایسه کنیم.
- ۲- هر دو روش دارای تحلیل پایداری ریاضی هستند. لازم به ذکر است که روش‌های کنترلی مبتنی بر سیستم‌های عصبی فازی بسیاری حتی در خصوص کنترل موتور القائی ارائه شده است که اکثراً فاقد تحلیل پایداری به صورت ریاضی هستند.

### ۱-۳. ساختار رساله

ساختار کلی این رساله به شرح ذیل می‌باشد

- در فصل دوم ابتدا معادلات ولتاژی استاتور و روتور حاکم بر موتورهای القائی به صورت کامل بیان می‌شود و سپس با استفاده از تبدیل کلارک یک مدل فضای حالت مرتبه پنج از موتور القائی در قاب ثابت استاتور ارائه خواهد شد.
- در فصل سوم یک کنترل کننده سرعت عصبی فازی ساده و پایدار برای موتورهای القائی ارائه می‌شود که در آن همگرایی جانبی خطای ردیابی تضمین شده است. در سیستم کنترل پیشنهادی قوانین تطبیق که برای تنظیم آنلاین پارامترهای سیستم عصبی فازی به کار می‌روند بر اساس آنالیز پایداری ارائه و همچنین خطای تقریب سیستم عصبی فازی در قانون کنترلی جبران می‌شود. از آنجایی که در قانون کنترل نیاز به باند بالای عدم قطعیت بوده و این مقدار نامعلوم است یک قانون تطبیق نیز برای تخمین آن طراحی شده است. به علاوه

برای کاهش پدیده لرزش، در قانون کنترل پیشنهادی از یک ساختار کنترل کننده PI استفاده خواهد شد.

- در فصل چهارم قانون کنترلی بر اساس نظریه خطی سازی فیدبکی بوده و از دو سیستم عصبی فازی برای تخمین توابع غیرخطی نامعلوم موجود در قانون کنترل استفاده شده است. روابط تنظیم پارامترهای تخمینگرهای عصبی فازی بر اساس آنالیز پایداری بدست آمده و به وسیله آن‌ها کراندار بودن شارها و جریان‌ها تضمین می‌شوند. به علاوه در این فصل به منظور تضمین همگرایی مجانبی خطای تخمین و همچنین افزایش کارایی سیستم کنترلی، خطاهای تخمین سیستم‌های عصبی فازی با اضافه کردن یک جمله مقاوم ساز پیوسته در قانون کنترل جبران می‌شوند. لازم به ذکر است که در سال‌های اخیر الگوریتم‌های زیادی برای جبران خطای تقریب ارائه شده اند که اغلب این الگوریتم‌ها به دلیل برخورداری از تابع علامت مربوط به قوانین کنترلی گسسته در زمان بوده و معمولاً باعث افزایش پدیده لرزش در سیستم کنترلی می‌شوند در حالی که در فصل پنجم از یک قانون پیوسته برای جبران خطای تخمین استفاده می‌شود.

- در فصل پنجم یک سیستم کنترل سرعت مقاوم برای یک موتور القائی ارائه شده است که در آن از کنترل مد لغزشی دینامیک عصبی فازی (NFDSMC) استفاده می‌شود. در روش پیشنهاد شده ابتدا با استفاده از سطح لغزش ثانویه از نوع PID، یک کنترل کننده مد لغزشی دینامیک (DSMC) طراحی می‌شود که باعث کاهش پدیده لرزش نسبت به SMC خواهد شد سپس به منظور حذف عملیات آزمون و خطا در انتخاب مناسب باند بالای نامعینی، کلیه عدم قطعیت‌ها با استفاده از یک سیستم عصبی فازی تخمین زده می‌شوند. آموزش آنلاین (NFDSMC) به کار رفته در این فصل بر مبنای تحلیل پایداری لیاپانوف بوده و همچنین به منظور تضمین همگرایی مجانبی خطای ردیابی، خطای تقریب شبکه عصبی فازی به کار رفته نیز جبران می‌شود.

- نهایتاً فصل ششم شامل نتیجه گیری و پیشنهادات لازم برای ادامه فعالیت در این زمینه خواهد بود.

## فصل دوم

# موتورهای القائی و مدل ریاضی آنها

## ۲-۱. مقدمه

موتور القائی در دامنه وسیعی از کاربردها به عنوان یک وسیله تبدیل توان الکتریکی به کار مکانیکی استفاده می‌شود. محرک‌های پمپ، آسیاب، بالابر تنها نمونه‌هایی از کاربردهای وسیع موتورهای القائی چند فاز بزرگ هستند. در توان‌های کم از سرو موتورهای دو فاز به طور وسیعی در سیستم‌های کنترل موقعیت استفاده می‌شود و موتورهای القائی تک فاز به میزان وسیعی در مصارف خانگی نظیر ابزارهای دستی و وسایل آشپزخانه به کار می‌روند. طراحی و شبیه سازی سیستم‌های کنترل دور موتور القائی، مستلزم انتخاب یک مدل مناسب برای موتور القائی است. مدل ارائه شده برای هر سیستم شامل یک ساختار و تعدادی پارامتر است که جهت پیشگویی رفتار آن سیستم در حالت‌های مورد نظر بکار گرفته می‌شود. مدل مورد استفاده برای یک سیستم باید به سادگی قابل فهم بوده، بکارگیری آن آسان باشد و در عین حال بتواند رفتار سیستم را با دقت و صحت قابل قبولی برای یک محدوده مشخص پیشگویی نماید. به عبارت دیگر رفتار پیش‌بینی شده سیستم بواسطه شبیه‌سازی براساس مدل ارائه شده، باید تا حد قابل قبولی به رفتار واقعی سیستم نزدیک باشد. هرچند این دو خاصیت از مدل، یعنی سادگی و واقعی بودن همواره در تضاد با یکدیگر هستند، به این معنی که مدل‌های واقعی به ندرت ساده هستند و مدل‌های ساده به ندرت می‌توانند واقعی باشند، اما می‌توان جهت رسیدن به پاسخ دلخواه مصالحه‌ای منطقی مابین این دو خاصیت برقرار کرد.

در آغاز این فصل از تکنیک‌های کلاسیک استفاده می‌شود تا معادله‌های ولتاژ و گشتاور ماشین القائی متقارن را برحسب متغیرهای ماشین تعیین کنیم. سپس این معادلات با استفاده از تبدیل‌های پارک و کلارک به دستگاه مختصات مرجع اختیاری منتقل می‌شوند زیرا اگر با معادله‌های ولتاژی که بر حسب متغیرهای ماشین بیان شده است شروع کنیم با حجم بالایی از عملیات ریاضی - مثلثاتی روبرو خواهیم شد. در انتها بر اساس این معادلات، مدل فضای حالت موتور القائی برای استفاده در فصل‌های آتی ارائه خواهد شد.



## ۲-۲. معادله‌های ولتاژ در متغیرهای ماشین

ترتیب سیم پیچی یک ماشین القائی متقارن دو قطب، سه فاز با اتصال ستاره در شکل ۱-۲ نشان داده شده است. استاتور شامل سیم پیچ‌های مشابه است که توزیع سینوسی دارند، فاصله مکانی آن‌ها ۱۲۰ درجه بوده، تعداد دور معادل آن  $N_s$  و مقاومت آن  $r_s$  است. برای اهداف مورد نظر، سیم پیچی‌های روتور نیز سه سیم پیچی مشابه با توزیع سینوسی، با فاصله ۱۲۰ درجه، تعداد دور  $N_r$  و مقاومت  $r_r$  فرض می‌شوند. جهت مثبت محور مغناطیسی هر سیم پیچی در شکل ۱-۲ نشان داده می‌شود. توجه به این نکته مهم است که جهت مثبت محورهای مغناطیسی سیم پیچ‌های استاتور منطبق با جهت  $f_{as}$ ،  $f_{bs}$  و  $f_{cs}$  بوده و معادله‌های ولتاژ در متغیرهای ماشین می‌توانند به صورت زیر بیان شوند:

$$V_{abcs} = R_s i_{abcs} + \frac{d\psi_{abcs}}{dt} \quad (1-2)$$

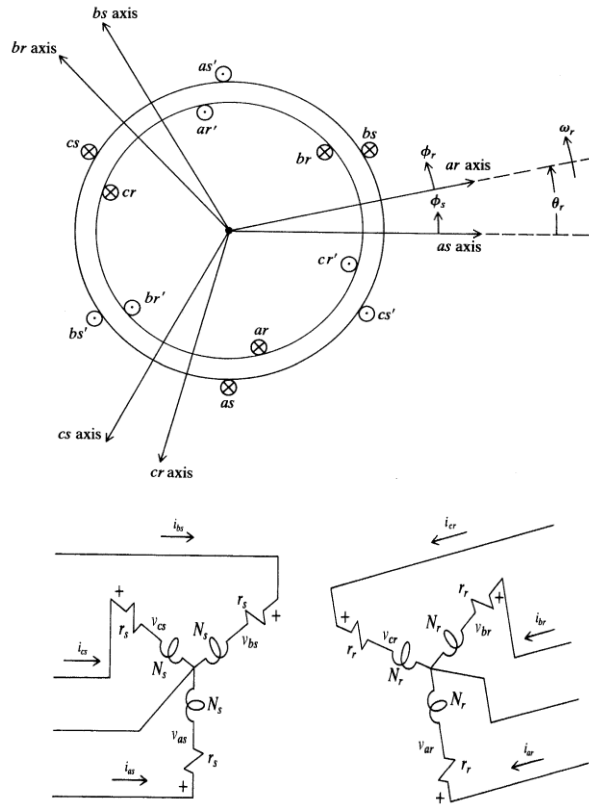
$$V_{abcr} = R_r i_{abcr} + \frac{d\psi_{abcr}}{dt}$$

در معادله‌های بالا اندیس  $s$  نشانگر متغیرها و پارامترهای مرتبط با مدارهای استاتور و اندیس  $r$  نشانگر متغیرها و پارامترهای مرتبط با مدارهای روتور است و همچنین  $R_s$  و  $R_r$  ماتریس‌های قطری با عناصر غیر صفر مساوی اند. برای یک سیستم مغناطیسی خطی، شارهای پیوندی می‌توانند به صورت زیر بیان شوند

$$\begin{bmatrix} \psi_{abcs} \\ \psi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{1s} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{1s} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{1s} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{1r} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{1r} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{1r} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (۴-۲)$$



شکل ۲-۱: ماشین القائی متقارن ۲ قطب، ۳ فاز با اتصال ستاره

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (۵-۲)$$

در معادله‌های اندوکتانس بالا  $\theta_r$  اختلاف زاویه محور فاز a روتور و استاتور است و همچنین،  $L_{1s}$  ،  $L_{ms}$  به ترتیب اندوکتانس‌های پراکندگی و مغناطیس کننده استاتور و  $L_{1r}$  و  $L_{mr}$  مربوط به سیم پیچ‌های روتور اند. همچنین  $L_{sr}$  اندوکتانس‌های متقابل بین سیم پیچ‌های استاتور و روتور می‌باشد. می‌توان همه متغیرهای روتور را با نسبت‌های دور مناسب زیر به سمت استاتور منتقل کرد:

$$\begin{aligned} i'_{abcr} &= \frac{N_r}{N_s} i_{abcr} \\ v'_{abcr} &= \frac{N_s}{N_r} v_{abcr} \\ \psi'_{abcr} &= \frac{N_s}{N_r} \psi_{abcr} \end{aligned} \quad (6-2)$$

اکنون شارهای پیوندی را می‌توان به صورت زیر بیان کرد.

$$\begin{bmatrix} \psi_{abcs} \\ \psi'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ (L'_{sr})^T & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (7-2)$$

حال معادله‌های ولتاژ ماشین بر حسب متغیرهای ماشین در طرف استاتور می‌توانند نوشته شوند:

$$\begin{bmatrix} v_{abcs} \\ v'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{dL_s}{dt} & \frac{dL'_{sr}}{dt} \\ \frac{d(L'_{sr})^T}{dt} & R'_r + \frac{dL'_r}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (8-2)$$

$$\begin{aligned} R'_r &= \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 R_r \\ L'_{sr} &= \frac{N_s}{N_r} L_{sr} \\ L'_r &= \frac{N_s}{N_r} L_r \end{aligned} \quad (9-2)$$

با استفاده از این دسته معادلات که در آن می‌توان عملکرد دینامیکی موتور القائی را بررسی نمود. اما این معادلات دارای عباراتی هستند که با  $\theta_r$  تغییر می‌کنند. با توجه به اینکه  $\theta_r$  نیز تابعی از

زمان می‌باشد، این موضوع سبب پیچیده‌تر شدن تحلیل موتورهای القائی می‌شود. برای ساده سازی تحلیل ماشین‌های الکتریکی و برای سادگی کار با مولفه‌های سه فاز و کاهش روابط معمولاً با استفاده از تبدیل‌های پارک و کلارک از مدل‌های ماشین‌های الکتریکی در قاب‌های مرجع ثابت  $abc$  و مرجع گردان  $dqo$  استفاده می‌شود. برای مثال برای بیان سیستم در قاب  $dqo$  همه متغیرها از دستگاه سه فاز  $abc$  با استفاده از تبدیل زیر به قاب گردان منتقل می‌شوند: [۱۱۵]

$$\xi_{dqo} = P(\varphi)\xi_{abc} \quad (۱۰-۲)$$

که در آن  $\varphi$  زاویه بین محور  $a$  از سیستم سه فاز  $abc$  و محور  $d$  از قاب مرجع  $dqo$  است و

$$P(\varphi) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (۱۱-۲)$$

از آنجایی که در قاب مرجع ثابت  $ab$ ، محور  $a$  با محور  $d$  همراستا است،  $\varphi = 0$  بوده و برای بیان سیستم سه فاز در مرجع ثابت  $ab$  داریم:

$$\xi_{abo} = P\xi_{abc} \quad (۱۲-۲)$$

که در آن:

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (۱۳-۲)$$

بنابراین استفاده از این تبدیل این امکان را ایجاد می‌سازد تا بردارهای سه فاز با سرعت مرجع را روی دو بردار متعامد با سرعت دلخواه تصویر کرد. با انتخاب دو محور طولی ( $d$ ) و عرضی ( $q$ ) که 90

درجه اختلاف فاز دارند، شارهای تولید شده توسط جریان‌ها بر روی یک محور هیچ پیوندی با شارهای محور دیگر نخواهند داشت. بنابراین دو دسته متغیر متعامد بدست خواهند آمد. این موضوع باعث ساده‌سازی بسیاری خواهد شد زیرا می‌توان مدار معادل ماشین را بصورت دو مدار مستقل از هم در نظر گرفت. بنابراین با اعمال این تبدیل، معادلات حاکم بر ماشین القائی و متغیرهای متناظر بسیار ساده خواهند شد. در واقع این تبدیل را می‌توان به ابزاری برای ارجاع کمیت‌های استاتور به طرف رتور تشبیه کرد. مشابه این تبدیل در ارجاع متغیرهای ثانویه ترانسفورماتور به طرف اولیه آن جهت ساده‌سازی معادلات، انجام می‌شود. به دلایل زیر، بررسی معادلات ماشین القائی بر حسب متغیرهای  $(a, b)$  به میزان چشمگیری نسبت به کمیت‌های فاز آسان‌تر است:

الف) ماتریس اندوکتانس نهایی دارای مقادیری ثابت است.

ب) در حالت متعادل، کمیت‌های مولفه صفر ظاهر نمی‌شوند.

ج) در شرایط بهره‌برداری عادی و حالت ماندگار، تمامی جریان‌ها و شارهای سیم‌پیچی‌های استاتور و رتور دارای مقدار ثابتی خواهند بود.

## ۲-۳. معادله‌های ولتاژ در دستگاه مرجع اختیاری

معادله‌های ولتاژ در دستگاه مرجع اختیاری با سرعت  $\omega$  به صورت زیر می‌باشد:

$$v_{abos} = R_s i_{abos} + \frac{d\psi_{abos}}{dt} \quad (۲-۱۴)$$

$$v'_{abor} = R'_r i'_{abor} + (\omega - \omega_r) \psi'_{abor} + \frac{d\psi_{abor}}{dt} \quad (۲-۱۵)$$

که در آن  $\omega_r$  سرعت چرخش رتور است.

معادلات ولتاژ اغلب به شکل گسترده زیر نوشته می‌شوند.

$$\begin{aligned}
 u_{sa} &= R_s i_{sa} + \omega \psi_{sb} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \\
 u_{sb} &= R_s i_{sb} - \omega \psi_{sa} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} \\
 u_{so} &= R_s i_{so} + \frac{d\psi_{so}}{dt} \\
 u'_{ra} &= R'_r i'_{ra} + (\omega - \omega_r) \psi'_{rb} + \frac{d\psi'_{ra}}{dt} \\
 u'_{rb} &= R'_r i'_{rb} + (\omega - \omega_r) \psi'_{ra} + \frac{d\psi'_{rb}}{dt} \\
 u'_{ro} &= R'_r i'_{ro} + \frac{d\psi'_{ro}}{dt}
 \end{aligned} \tag{۱۶-۲}$$

این روابط، مدارهای معادل شکل ۲-۲ را پیشنهاد می‌دهند.

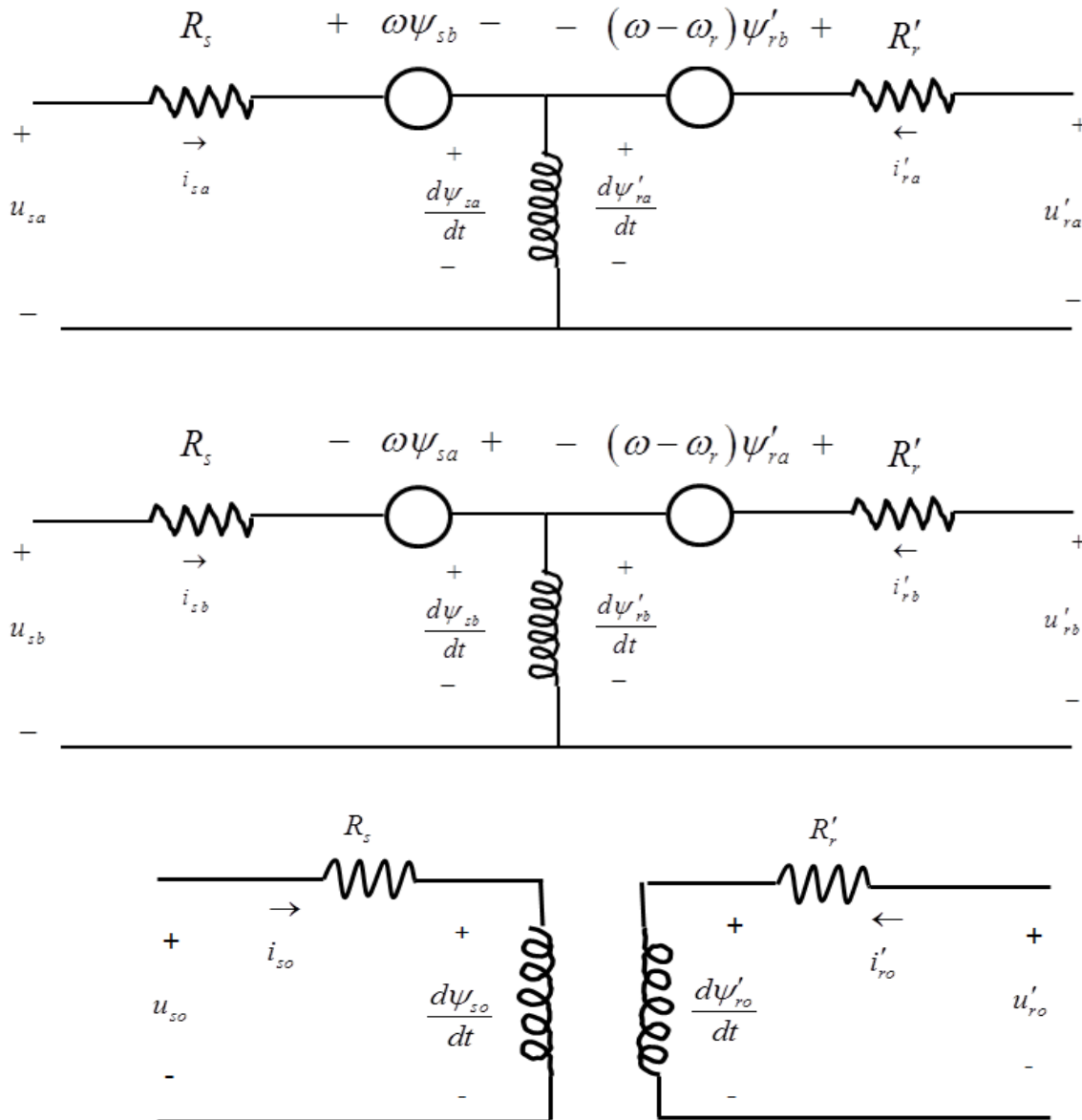
با فرض اتصال کوتاه بودن سیم پیچ‌های روتور و تبدیل متغیرهای مرجع  $(a, b)$  به مرجع

$(d, q)$  معادلات زیر نتیجه می‌شود:

$$\begin{aligned}
 R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} &= u_{sa} \\
 R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} &= u_{sb}
 \end{aligned} \tag{۱۷-۲}$$

$$\begin{aligned}
 R'_r i'_{rd} + \frac{d\psi'_{rd}}{dt} &= 0 \\
 R'_r i'_{rq} + \frac{d\psi'_{rq}}{dt} &= 0
 \end{aligned} \tag{۱۸-۲}$$

که در آن  $u_s$ ،  $\psi$ ،  $i$  و  $R$  به ترتیب بیانگر ولتاژ ورودی استاتور، شار، جریان و مقاومت هستند. زیر نویس‌های  $s$  و  $r$  به ترتیب بیانگر متغیرهای مربوط به استاتور و روتور بوده و  $(a, b)$  اجزاء یک بردار در قاب مرجع استاتور ثابت هستند. همچنین  $(d, q)$  بیانگر مولفه‌های یک بردار در قاب گردان با سرعت  $n_p \omega$  است که در آن  $n_p$  نشان دهنده تعداد زوج قطب‌های موتور القائی و  $\omega$  سرعت روتور است.



شکل ۲-۲: مدارهای معادل یک ماشین القائی سه فاز متقارن در دستگاه مرجع اختیاری

## ۲-۴. معادلات فضای حالت موتور القائی در قاب مرجع ثابت

در دهه ۱۹۲۰ پارک<sup>۱</sup> یک روش جدید برای تحلیل ماشین‌های الکتریکی ارائه داد. وی یک تغییر متغیر جدید را فرمول‌بندی کرد که در آن متغیرهای مرتبط با سیم‌پیچ‌های استاتور ماشین سنکرون (ولتاژ، جریان و شار پیوندی) با متغیرهای یک سیم‌پیچ فرضی که با روتور می‌چرخیدند، مرتبط شدند. به بیان دیگر او متغیرهای استاتور را به یک قاب مرجع که بر روی روتور نصب شده بود، انتقال

<sup>۱</sup> Park

داد. تبدیل پارک که انقلابی اساسی در تحلیل ماشین‌های الکتریکی ایجاد کرد، مشکل متغیر با زمان بودن معادلات ولتاژ ماشین سنکرون را که به علت حرکت نسبی مدارهای الکتریکی، مدارهای الکتریکی با رلوکتانس مغناطیسی، رخ می‌دهد، رفع کرد. اگر  $\delta$  زاویه‌ای باشد که

$$\frac{d\delta}{dt} = n_p \omega, \quad \delta(0) = 0. \quad (19-2)$$

با تبدیل‌های زیر می‌توان بردارهای  $(\psi_{rd'}, \psi_{rq'})$  و  $(i_{rd'}, i_{rq'})$  از قاب گردان  $(d', q')$  را به بردارهای  $(\psi_{ra}, \psi_{rb})$  و  $(i_{ra}, i_{rb})$  در قاب ثابت  $(a, b)$  انتقال داد.

$$\begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd'} \\ i_{rq'} \end{pmatrix} \quad (20-2)$$

$$\begin{pmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \psi_{rd'} \\ \psi_{rq'} \end{pmatrix} \quad (21-2)$$

با استفاده از تبدیل‌های  $(20-2)$  و  $(21-2)$  و همچنین رابطه  $(19-2)$  روابط  $(17-2)$  و  $(18-2)$  به صورت زیر نوشته می‌شوند:

$$\begin{aligned} R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} &= u_{sa} \\ R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} &= u_{sb} \\ R_r i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} + n_p \omega \psi_{rb} &= 0 \\ R_r i_{rb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} - n_p \omega \psi_{ra} &= 0 \end{aligned} \quad (22-2)$$

با فرض اندوکتانس‌های متقابل برابر، مدار مغناطیسی خطی و صرف نظر کردن از تلفات آهنی

معادلات مغناطیسی عبارتند از [۱۱۶]:

$$\begin{aligned} \psi_{sa} &= L_s i_{sa} + M i_{ra} \\ \psi_{sb} &= L_s i_{sb} + M i_{rb} \\ \psi_{ra} &= M i_{sa} + L_r i_{ra} \\ \psi_{rb} &= M i_{sb} + L_r i_{rb} \end{aligned} \quad (23-2)$$



که در آن  $L_s$  و  $L_r$  اندوکتانس خودی و  $M$  اندوکتانس متقابل است. در واقع هدف استفاده از تبدیل‌های (۲۰-۲) و (۲۱-۲) بدست آوردن دسته معادلات (۲۳-۲) است که به  $\delta$  وابسته نیستند. برخلاف معادلات (۱۷-۲) و (۱۸-۲) که جریان‌ها و شارها به اندوکتانس‌های خودی و متقابل وابسته اند و خود این متغیرها به  $\delta$  وابسته می‌باشند. با حذف  $\psi_{sa}$ ،  $\psi_{sb}$ ،  $i_{ra}$  و  $i_{rb}$  در معادلات (۲۲-۲) به وسیله معادلات (۲۳-۲) داریم:

$$\begin{aligned} R_s i_{sa} + \frac{M}{L_r} \frac{d\psi_{ra}}{dt} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_{sa}}{dt} &= u_{sa} \\ R_s i_{sb} + \frac{M}{L_r} \frac{d\psi_{rb}}{dt} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_{sb}}{dt} &= u_{sb} \\ \frac{R_r}{L_r} \psi_{ra} - \frac{R_r}{L_r} M i_{sa} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} + n_p \omega \psi_{rb} &= 0 \\ \frac{R_r}{L_r} \psi_{rb} - \frac{R_r}{L_r} M i_{sb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} - n_p \omega \psi_{ra} &= 0 \end{aligned} \quad (24-2)$$

گشتاور تولیدی ماشین نیز برحسب جریان‌های استاتور و شارهای روتور به صورت زیر می‌باشد:

$$T = \frac{n_p M}{L_r} (\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}) \quad (25-2)$$

در نتیجه دینامیک روتور عبارتست از:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p M}{J L_r} (\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}) - \frac{T_L}{J} \quad (26-2)$$

که در آن  $J$  ممان اینرسی روتور و هر جزء متصل به آن است و  $T_L$  گشتاور بار است.

با اضافه کردن دینامیک روتور (۲۶-۲) به روابط (۲۴-۲) مدل فضای حالت مرتبه پنج از یک موتور القائی در قاب مرجع ثابت با فرض اندوکتانس‌های متقابل برابر و مدار مغناطیسی خطی به صورت زیر بدست می‌آید

$$\begin{aligned} \frac{di_{sa}}{dt} &= -\left(\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{sa} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{ra} + \frac{n_p M}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_{rb} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sa} \\ \frac{di_{sb}}{dt} &= -\left(\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{sb} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{rb} - \frac{n_p M}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_{ra} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sb} \\ \frac{d\psi_{ra}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \psi_{ra} - n_p \omega \psi_{rb} + \frac{R_r}{L_r} M i_{sa} \\ \frac{d\psi_{rb}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \psi_{rb} + n_p \omega \psi_{ra} + \frac{R_r}{L_r} M i_{sb} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{n_p M}{J L_r} (\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}) - \frac{T_L}{J} \end{aligned} \quad (27-2)$$

که در آن  $u_s$ ،  $i$  و  $\psi$  به ترتیب نشان دهنده ولتاژ ورودی استاتور، جریان و شار ناشی می‌باشند. زیر نویس‌های  $r$  و  $s$  معرف روتور و استاتور اند،  $(a, b)$  مولفه‌های برداری در قاب مرجع استاتور ثابت بوده و  $\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$ .

در فصل‌های آینده از این مدل فضای حالت برای شبیه‌سازی روش‌های پیشنهادی استفاده می‌-

شود و پارامترهای موجود در این مدل مطابق جدول ۱-۲ در نظر گرفته می‌شوند.

جدول ۱-۲: مشخصات موتور القائی مورد نظر [۱۱۷]

مقدار	نماد	پارامتر
۳	$P$	توان نامی (kW)
۶۰	$f$	فرکانس (Hz)
۳۸۰	$V$	ولتاژ موثر خط (V)
۲	$n_p$	تعداد زوج قطب
۱,۱۱۵	$R_s$	مقاومت استاتور ( $\Omega$ )
۱,۰۸۳	$R_r$	مقاومت روتور ( $\Omega$ )
۰,۰۰۵۹۷۴	$L_s$	اندوکتانس استاتور (H)
۰,۰۰۵۹۷۴	$L_r$	اندوکتانس روتور (H)
۰,۲۰۳۷	$M$	اندوکتانس متقابل (H)
۰,۰۲	$J$	ممان اینرسی ( $\text{kgm}^2$ )

## فصل سوم

# سیستم کنترل سرعت عصبی فازی پایدار برای یک موتور القایی

### ۳-۱. مقدمه

در این فصل یک سیستم کنترل سرعت عصبی فازی با ساختاری ساده و جدید برای موتورهای القائی ارائه می‌شود که در آن همگرایی جانبی خطای ردیابی تضمین شده است. در سیستم کنترل پیشنهادی برای تنظیم آنلاین پارامترهای سیستم عصبی فازی به کار رفته، از قوانین تطبیق برگرفته شده از آنالیز پایداری استفاده می‌شود و خطای تقریب سیستم عصبی فازی نیز در قانون کنترلی جبران شده است. همچنین از آنجایی که در قانون کنترل نیاز به باند بالای عدم قطعیت وجود دارد و این مقدار نامعلوم می‌باشد یک قانون تطبیق نیز برای تخمین آن طراحی شده است. از دیگر ویژگی‌های سیستم کنترلی ارائه شده در این فصل می‌توان به اضافه شدن یک ساختار PI به سیستم کنترل برای کاهش پدیده لرزش اشاره نمود. در مقایسه با فعالیت‌های مشابه توضیح داده شده در فصل ۱، به دلایل زیر کنترل کننده پیشنهادی دارای عملکرد مناسب‌تری است:

- ۱- پایداری سیستم کنترل تضمین شده است در حالی که بسیاری از سیستم‌های کنترل سرعت موتور القائی طراحی شده بر اساس روش‌های میدان گرا و کنترل مستقیم گشتاور فاقد آنالیز پایداری می‌باشند.
- ۲- مهمترین مزیت سیستم کنترل پیشنهادی نسبت به نمونه پایدار مشابه [۷۰]، سادگی آن است به گونه ای که در کنترل کننده پیشنهادی تنها از متغیر سرعت فیدبک گرفته می‌شود در حالی که در مورد مشابه [۷۰] از تمامی متغیرهای حالت فیدبک گرفته شده است. همچنین تعداد قوانین فازی در این سیستم کنترل به طرز قابل توجهی کاهش یافته است.
- ۳- با وجود اینکه درجه نسبی موتور القائی ۲ است و طبق معمول باید علاوه بر سرعت از مشتق سرعت نیز فیدبک گرفته شود، ولی در سیستم کنترل پیشنهادی از فیدبک شتاب به علت امکان آغشته شدن با نویز و کاهش عملکرد سیستم کنترلی پرهیز شده است.

۴- سیستم کنترل طراحی شده در برابر تغییرات گشتاور بار و همچنین تغییرات پارامترهای موتور مانند مقاومت‌ها و سلف‌ها از قوام بالایی برخوردار است و همچنین قادر به حذف و از بین بردن تاثیرات ناشی از اغتشاشات ورودی است.

### ۳-۲. سیستم کنترل پیشنهادی

مدل دینامیکی غیرخطی موتور القائی را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\dot{\omega} = f(X, T_L) \quad (1-3)$$

که مطابق یا آخرین رابطه از دسته معادلات (۲-۲۷)، رابطه  $f(X, T_L)$  به صورت زیر است:

$$f(X, T_L) = \frac{n_p M}{J L_r} (\psi_{ra} i_{sb} - \psi_{rb} i_{sa}) - \frac{T_L}{J} \quad (2-3)$$

در این رساله فرض می‌شود که  $f(X, T_L)$  نامعین است و یک سیستم عصبی فازی برای تخمین آن طراحی می‌شود. مطابق با مدل فضای حالت (۲-۲۷) ملاحظه می‌شود که درجه نسبی سیستم دو است زیرا با گرفتن مشتق دوم از معادله (۱-۳) داریم:

$$\ddot{\omega} = h_1(X) + h_2(X)u \quad (3-3)$$

که در آن  $u$  دامنه ولتاژ ورودی استاتور است و توابع  $h_1(X)$  و  $h_2(X)$  عبارتند از:

$$\begin{aligned} h_1(x) = & -\frac{n_p^2 M}{J L_r} i_{sa} \psi_{ra} \omega + \frac{R_r n_p M}{J L_r^2} i_{sa} \psi_{rb} + \left( \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) \left( \frac{n_p M}{J L_r} \right) i_{sa} \psi_{rb} \\ & - \frac{n_p^2 M^2}{\sigma J L_s L_r^2} \omega \psi_{rb}^2 - \frac{n_p R_r M}{J L_r^2} i_{sb} \psi_{ra} - \frac{n_p^2 M}{J L_r} i_{sb} \psi_{rb} \omega \\ & - \left( \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) \left( \frac{n_p M}{J L_r} \right) i_{sb} \psi_{ra} - \frac{n_p^2 M^2}{\sigma J L_s L_r^2} \omega \psi_{ra}^2 \end{aligned} \quad (4-3)$$

$$h_2(x) = \frac{n_p M}{\sigma J L_s L_r} \psi_{ra} \left( \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \left( 2\pi f t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \left( 2\pi f t + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (5-3)$$

$$- \frac{n_p M}{\sigma J L_s L_r} \psi_{rb} \left( \frac{2}{3} \sin(2\pi f t) - \frac{1}{3} \sin \left( 2\pi f t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \sin \left( 2\pi f t + \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

با استفاده نظریه خطی سازی فیدبک، قانون کنترلی به صورت زیر بدست می‌آید:

$$u = \frac{\dot{\omega}_d + k_d \dot{e} + k_p e - h_1(X)}{h_2(X)} \quad (6-3)$$

که در آن  $e = \omega_d - \omega$  خطای سرعت و  $k_p$  و  $k_d$  پارامترهای طراحی هستند. بنابراین برای پیاده سازی قانون کنترلی (6-3) سیگنال شتاب مورد نیاز است و از آنجایی که این سیگنال به نوبه آغشته است کارائی سیستم کنترل کاهش می‌یابد.

مطابق با [۱۱۸] تابع نامعلومی که قرار است تخمین زده شود می‌تواند شامل سیگنال کنترلی  $u$  نیز باشد و در این قسمت به منظور اثبات همگرایی مجانبی خطای سرعت و حذف فیدبک از سیگنال شتاب دینامیک سیستم (۱-۳) به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\dot{\omega} = f_1(X, u, T_L) + u \quad (7-3)$$

و هدف از سیستم عصبی فازی، تخمین  $f_1(X, u, T_L)$  است. با استفاده از تکنیک خطی سازی فیدبکی، قانون کنترلی ایده ال به صورت زیر می‌باشد:

$$u^* = g + \dot{\omega}_d + \lambda e \quad (8-3)$$

به گونه ای که در آن  $g = -f_1(X, u, T_L)$  نامعین بوده،  $e$  خطای ردیابی و  $\lambda$  یک پارامتر طراحی است. بنابر این به منظور پیاده سازی قانون کنترلی (8-3)،  $g$  باید به وسیله یک سیستم عصبی فازی تخمین زده شود.

سیستم عصبی فازی استفاده شده در این رساله که در واقع نگاشتی از  $U \subset R$  به  $V \subset R$  است، از قوانین اگر-آنگاه فازی زیر تبعیت می‌کند.

$$R^{(l)}: IF e \text{ is } F^l \text{ THEN } y = \theta^l, l=1, \dots, N \quad (9-3)$$

در این رابطه  $e \in U$  ورودی و  $y \in V$  خروجی سیستم عصبی فازی،  $N$  تعداد قوانین فازی و  $F^l$  مجموعه فازی در  $U$  است. همچنین از یک موتور استنتاج فازی برای نگاشت  $U$  به  $V$  استفاده می-شود. با استفاده از فازی ساز منفرد و موتور استنتاج حاصلضرب، سیستم عصبی فازی دارای خروجی زیر خواهد بود:

$$y = \sum_{i=1}^N \theta_i \xi_i(e, m_i, \sigma_i) = \theta^T \xi(e, m, \sigma) \quad (10-3)$$

که در آن بردار پارامترهای قابل تنظیم و  $\xi(e, m, \sigma)$  مجموعه ای از توابع عضویت فازی است که به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} \xi(e, m, \sigma) &= [\xi_1(e, m_1, \sigma_1), \xi_2(e, m_2, \sigma_2), \dots, \xi_N(e, m_N, \sigma_N)]^T \\ \xi_i(e, m_i, \sigma_i) &= \frac{\exp(-(e - m_i)^2 / \sigma_i^2)}{\sum_{i=1}^N \xi_i(e, m_i, \sigma_i)} \end{aligned} \quad (11-3)$$

در رابطه (۱۱-۳)  $m_i$  و  $\sigma_i$  مراکز و انحراف از معیارهای توابع عضویت فازی هستند. مطابق با نظریه تقریب جهانی [۱۱۹-۱۲۱]،  $m$ ،  $\sigma$  و  $\theta$  به گونه ای وجود دارد که

$$g = g^*(m, \sigma, \theta) + \Delta \quad (12-3)$$

و سیستم عصبی فازی  $g^*(m, \sigma, \theta)$  به صورت زیر است:

$$g^*(m, \sigma, \theta) = \sum_{i=1}^N \theta_i \xi_i(e, m_i, \sigma_i) = \theta^T \xi(e, m, \sigma) \quad (13-3)$$

که در آن  $m = [m_1, m_2, \dots, m_N]^T$  و  $\sigma = [\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N]^T$  بردارهای قابل تنظیم بوده و  $\Delta$  خطای تقریب یا مدل سازی است [۱۲۲].

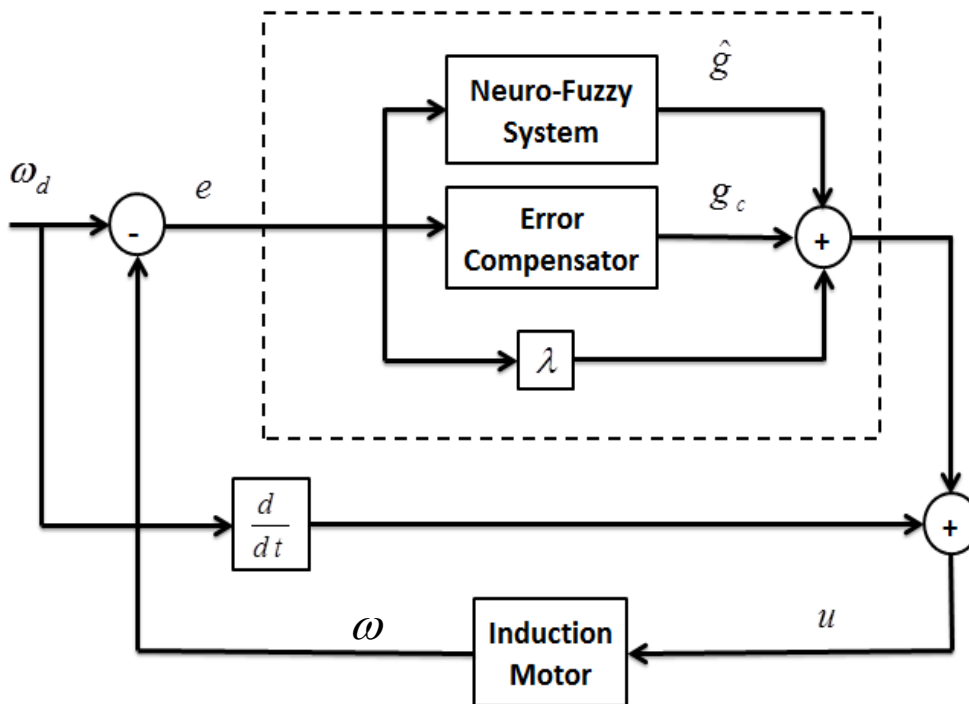
از آنجایی که  $g^*$  نا معلوم است قانون کنترل را به صورت

$$u = \hat{g} + g_c + \dot{\omega}_d + \lambda e \quad (14-3)$$

پیشنهاد می‌دهیم که در آن

$$\hat{g} = \hat{\theta}^T \hat{\xi}(\hat{m}, \hat{\sigma}, e, \dot{e}) \quad (15-3)$$

تقریب عصبی فازی از  $g^*$  بوده و  $g_c$  برای جبران خطای تقریب به قانون کنترلی اضافه می‌شود. شکل ۱-۳ استراتژی کنترل عصبی فازی پیشنهادی را نشان می‌دهد.



شکل ۱-۳: ساختار اولین سیستم کنترل عصبی فازی ارائه شده

با جایگزین کردن قانون کنترل (۱۴-۳) در معادلات دینامیکی سیستم (۷-۳) و استفاده از

$$g = -f_1(X, u, T_L) \text{ داریم:}$$

$$\dot{\omega} = -g + \hat{g} + g_c + \dot{\omega}_d + \lambda e \quad (16-3)$$

مطابق با (۱۲-۳)، رابطه (۱۶-۳) به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\dot{\omega} = -g^* - \Delta + \hat{g} + g_c + \dot{\omega}_d + \lambda e \quad (17-3)$$

به عبارت دیگر



$$g^* - \hat{g} + \Delta - g_c = \dot{e} + \lambda e \quad (18-3)$$

با استفاده از روابط (13-3) و (15-3)، معادله (18-3) به صورت زیر بیان خواهد شد:

$$\dot{e} + \lambda e = \theta^{*T} \xi^* - \hat{\theta}^T \hat{\xi} + \Delta - g_c \quad (19-3)$$

با فرض  $\tilde{\theta} = \theta^* - \hat{\theta}$  و  $\tilde{\xi} = \xi^* - \hat{\xi}$  داریم:

$$\dot{e} + \lambda e = (\tilde{\theta} + \hat{\theta})^T (\tilde{\xi} + \hat{\xi}) - \hat{\theta}^T \hat{\xi} - \hat{\theta}^T \hat{\xi} + \Delta - g_c \quad (20-3)$$

رابطه اخیر به صورت ساده شده زیر:

$$\dot{e} + \lambda e = \tilde{\theta}^T \tilde{\xi} + \tilde{\theta}^T \hat{\xi} + \hat{\theta}^T \tilde{\xi} + \Delta - g_c \quad (21-3)$$

بازنویسی می‌شود که در آن بسط تیلور  $\tilde{\xi}$  به فرم زیر است [70]:

$$\tilde{\xi} = A\tilde{m} + B\tilde{\sigma} + h.o.t \quad (22-3)$$

که  $\tilde{m} = m^* - \hat{m}$ ،  $\tilde{\sigma} = \sigma^* - \hat{\sigma}$  و  $h.o.t$  ترم‌های مرتبه بالاتر را نشان می‌دهد و

$$A = \left[ \frac{\partial \xi_1}{\partial m} \quad \frac{\partial \xi_2}{\partial m} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi_N}{\partial m} \right] \Big|_{m = \hat{m}} \quad (23-3)$$

$$B = \left[ \frac{\partial \xi_1}{\partial \sigma} \quad \frac{\partial \xi_2}{\partial \sigma} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi_N}{\partial \sigma} \right] \Big|_{\sigma = \hat{\sigma}}$$

$$\frac{\partial \xi_i}{\partial m} = \left[ \frac{\partial \xi_i}{\partial m_1} \quad \frac{\partial \xi_i}{\partial m_2} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi_i}{\partial m_N} \right]^T \quad (24-3)$$

$$\frac{\partial \xi_i}{\partial \sigma} = \left[ \frac{\partial \xi_i}{\partial \sigma_1} \quad \frac{\partial \xi_i}{\partial \sigma_2} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi_i}{\partial \sigma_N} \right]^T$$

با قراردادن رابطه (22-3) در رابطه (21-3) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{e} + \lambda e &= \hat{\theta}^T (A\tilde{\sigma} + B\tilde{m} + h_{ot}) + \tilde{\theta}^T \hat{\xi} + \tilde{\theta}^T \tilde{\xi} + \Delta - g_c \\ &= \hat{\theta}^T A\tilde{\sigma} + \hat{\theta}^T B\tilde{m} + \tilde{\theta}^T \hat{\xi} + \Delta_2 - g_c \end{aligned} \quad (25-3)$$

که در رابطه بالا  $\Delta_2 = \hat{\theta}^T h_{ot} + \tilde{\theta}^T \tilde{\xi} + \Delta$  همان نامعینی است که در یک باند ثابت محدود می‌شود  $|\Delta_2| \leq E$  و  $\hat{E}$  تخمین  $E$  است.

**قضیه ۱:** سیستم غیرخطی با دینامیک (۷-۳) و قانون کنترل (۱۴-۳) را در نظر بگیرید. اگر شرایط زیر برقرار باشد کلیه سیگنال‌ها در سیستم کنترل محدود شده و خطای ردیابی به صورت مجانبی به صفر همگرا خواهد شد.

$$\dot{\hat{E}} = \eta_1 |e| \quad (۲۶-۳)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \eta_2 e \tilde{\xi} \quad (۲۷-۳)$$

$$\dot{\hat{m}} = \eta_3 e B^T \hat{\theta} \quad (۲۸-۳)$$

$$\dot{\hat{\sigma}} = \eta_4 e A^T \hat{\theta} \quad (۲۹-۳)$$

$$g_c = \hat{E} \operatorname{sgn}(e) \quad (۳۰-۳)$$

**اثبات:** تابع مثبت معین زیر را در نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{\tilde{E}^2}{\eta_1} + \frac{\tilde{\theta}^T \tilde{\theta}}{\eta_2} + \frac{\tilde{m}^T \tilde{m}}{\eta_3} + \frac{\tilde{\sigma}^T \tilde{\sigma}}{\eta_4} \right) \quad (۳۱-۳)$$

که در آن  $\tilde{E} = E - \hat{E}$  تعریف می‌شود. با گرفتن مشتق زمانی از این تابع و با استفاده از روابط (۳-۳)

(۲۵) الی (۳۰-۳) داریم:

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= e\dot{e} + \frac{\tilde{E}\dot{\tilde{E}}}{\eta_1} + \frac{\tilde{\theta}^T\dot{\tilde{\theta}}}{\eta_2} + \frac{\tilde{m}^T\dot{\tilde{m}}}{\eta_3} + \frac{\tilde{\sigma}^T\dot{\tilde{\sigma}}}{\eta_4} \\
&= -\lambda e^2 + \tilde{m}^T \left[ eA^T \hat{\theta} - \frac{\dot{\tilde{m}}}{\eta_3} \right] + \tilde{\sigma}^T \left[ eB^T \hat{\theta} - \frac{\dot{\tilde{\sigma}}}{\eta_4} \right] \\
&\quad + \tilde{\theta}^T \left[ e\hat{\xi} - \frac{\dot{\tilde{\theta}}}{\eta_2} \right] + e\Delta_2 - eg_c - \frac{\tilde{E}\dot{\tilde{E}}}{\eta_1} \\
&= -\lambda e^2 + e\Delta_2 - eg_c - \frac{\tilde{E}\dot{\tilde{E}}}{\eta_1} = -\lambda e^2 + |e|(-\tilde{E} - \dot{\tilde{E}}) + e\Delta_2
\end{aligned} \tag{۳۲-۳}$$

بنابر این :

$$\dot{V} \leq -\lambda e^2 - |e|(E - |\Delta_2|) \tag{۳۳-۳}$$

یعنی  $\dot{V}$  منفی نیمه معین است یا  $V(e(t), \tilde{E}(t), \tilde{\theta}, \tilde{\sigma}, \tilde{m}) \leq V(e(0), \tilde{E}(0), \tilde{\theta}, \tilde{\sigma}, \tilde{m})$ . بنابر این می‌توان نتیجه گرفت که  $e$ ،  $\tilde{E}(t)$ ،  $\tilde{\theta}$ ،  $\tilde{\sigma}$  و  $\tilde{m}$  محدود اند. همچنین از آنجایی که  $V(e(0), \tilde{E}(0), \tilde{\theta}, \tilde{m}, \tilde{\sigma})$  محدود است و  $V(e(t), \tilde{E}(t), \tilde{\theta}, \tilde{m}, \tilde{\sigma})$  در حال زیاد شدن نیست، با استفاده از لم باربالت می‌توان نشان داد که  $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0$ .

فرض کنید  $\Omega(t) = \lambda e^2 \leq -\dot{V}$ ، بنابر این:

$$\int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq V(e(0), \tilde{E}(0), \tilde{\theta}, \tilde{m}, \tilde{\sigma}) - V(e(t), \tilde{E}(t), \tilde{\theta}, \tilde{m}, \tilde{\sigma}) < \infty \tag{۳۴-۳}$$

در ضمن رابطه (۳۴-۳) نشان می‌دهد که  $\dot{\Omega}(t) = 2\lambda e\dot{e}$  و  $\dot{e}$  محدود هستند. بر اساس لم باربالت

$$[۴۸] \text{ داریم: } \lim_{t \rightarrow \infty} \Omega(t) = 0 \text{ و } \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$$

برای حذف پدیده لرزش دو حالت در نظر گرفته می‌شود:

**حالت (۱)** در داخل لایه کراندار  $|e| < \varphi$  ساختار PI گونه زیر برای تقریب کنترل  $E \text{sgn}(e)$  به کار برده می‌شود.

$$g_c(e|\alpha) = K_p e + K_I \int e dt = \alpha^T \psi(e) \tag{۳۵-۳}$$

که در آن  $\alpha = [K_p, K_I]^T$  بهره PI است و  $\psi(e) = [e, \int edt]^T$ .

حالت ۲) در خارج از لایه کراندار  $|e| > \varphi$  حالت کنترل در مقدار اشباع  $\gamma$  نگاه داشته می شود یعنی  $g_c(e|\alpha) = \gamma \text{sgn}(e)$  [۱۲۳ و ۱۲۴].

از آنجائی که  $\alpha = [K_p, K_I]^T$  و  $\gamma$  معلوم نیستند. در این فصل از  $g_c(e|\hat{\alpha})$  با  $\gamma = \hat{E}$  و  $\hat{\alpha}$  بدست آمده از قضیه لیاپانوف برای تخمین  $E \text{sgn}(e)$  استفاده می شود. در نهایت قضیه زیر قضیه اولیه را بهبود می بخشد.

قضیه ۲: سیستم غیرخطی با دینامیک (۷-۳) و قانون کنترل (۱۴-۳) را در نظر بگیرید. اگر  $\gamma = \hat{E}$  و شرایط زیر برقرار باشد کلیه سیگنال ها در سیستم کنترل محدود می شوند و خطای ردیابی به صورت مجانبی به صفر همگرا خواهد شد.

$$\dot{\hat{E}} = \eta_1 |e| \quad (۳۶-۳)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \eta_2 e \hat{\xi} \quad (۳۷-۳)$$

$$\dot{\hat{m}} = \eta_3 e A^T \hat{\theta} \quad (۳۸-۳)$$

$$\dot{\hat{\sigma}} = \eta_4 e B^T \hat{\theta} \quad (۳۹-۳)$$

$$\dot{\hat{\alpha}} = \eta_5 e \psi(e) \quad (۴۰-۳)$$

$$g_c = \hat{\alpha}^T \psi(e) \quad (۴۱-۳)$$

اثبات: تابع مثبت معین زیر را در نظر بگیرید

$$V = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{\tilde{E}^2}{\eta_1} + \frac{\tilde{\theta}^T \tilde{\theta}}{\eta_2} + \frac{\tilde{m}^T \tilde{m}}{\eta_3} + \frac{\tilde{\sigma}^T \tilde{\sigma}}{\eta_4} + \frac{\tilde{\alpha}^T \tilde{\alpha}}{\eta_5} \right) \quad (۴۲-۳)$$

که در آن  $\tilde{\alpha} = \alpha^* - \hat{\alpha}$  و  $\alpha^*$  مقدار بهینه  $\alpha$  به صورت زیر است:

$$\alpha^* = \arg \min_{\hat{\alpha} \in R^2} \left[ \sup_{e \in R} |g_c(e|\hat{\alpha}) - E \operatorname{sgn}(e)| \right] \quad (۴۳-۳)$$

مشتق زمانی از معادله (۴۲-۳) عبارتست از:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e\dot{e} + \frac{\tilde{E}\dot{E}}{\eta_1} + \frac{\tilde{\theta}^T \dot{\hat{\theta}}}{\eta_2} + \frac{\tilde{m}^T \dot{\hat{m}}}{\eta_3} + \frac{\tilde{\sigma}^T \dot{\hat{\sigma}}}{\eta_4} + \frac{\tilde{\alpha}^T \dot{\hat{\alpha}}}{\eta_5} = e(\hat{\theta}^T A \tilde{m} + \hat{\theta}^T B \tilde{\sigma} + \tilde{\theta}^T \hat{\xi} + \varepsilon \\ &\quad - g_c(e|\alpha) + g_c(e|\alpha^*) - g_c(e|\alpha^*)) - \frac{\tilde{E}\dot{E}}{\eta_1} + \frac{\tilde{\theta}^T \dot{\hat{\theta}}}{\eta_2} + \frac{\tilde{m}^T \dot{\hat{m}}}{\eta_3} + \frac{\tilde{\sigma}^T \dot{\hat{\sigma}}}{\eta_4} + \frac{\tilde{\alpha}^T \dot{\hat{\alpha}}}{\eta_5} \\ &= e(\tilde{m}^T A^T \hat{\theta} + \tilde{\sigma}^T B^T \hat{\theta} + \hat{\theta}^T \hat{\xi} + \varepsilon + \tilde{\alpha}^T \psi(e) - g_c(e|\alpha^*)) \\ &\quad - \frac{\tilde{E}\dot{E}}{\eta_1} + \frac{\tilde{\theta}^T \dot{\hat{\theta}}}{\eta_2} + \frac{\tilde{m}^T \dot{\hat{m}}}{\eta_3} + \frac{\tilde{\sigma}^T \dot{\hat{\sigma}}}{\eta_4} + \frac{\tilde{\alpha}^T \dot{\hat{\alpha}}}{\eta_5} \quad (۴۴-۳) \\ &= \tilde{\theta}^T \left( e \hat{\xi} - \frac{\dot{\hat{\theta}}}{\eta_2} \right) + \tilde{m}^T \left( e A^T \hat{\theta} - \frac{\dot{\hat{m}}}{\eta_3} \right) + \tilde{\sigma}^T \left( e B^T \hat{\theta} - \frac{\dot{\hat{\sigma}}}{\eta_4} \right) \\ &\quad + \tilde{\alpha}^T \left( e \psi(e) - \frac{\dot{\hat{\alpha}}}{\eta_5} \right) + e(\varepsilon - g_c(e|\alpha^*)) - \frac{\tilde{E}\dot{E}}{\eta_1} \end{aligned}$$

معادلات (۳۶-۳) تا (۴۱-۳) را در نظر بگیرید با توجه به اینکه  $g_c(e|\alpha^*)$  در ربع اول و سوم

واقع است می توان نتیجه گرفت که برای  $e=0$ ،  $g_c(e|\alpha^*)=0$  و برای همه  $e$  ها ،

$$e g_c(e|\alpha^*) \geq 0 \text{ . بنابر این } |e| |g_c(e|\alpha^*)| = e g_c(e|\alpha^*) \text{ و داریم:}$$

$$\dot{V} \leq -\lambda e^2 - |e|(E - |\Delta_2|) \quad (۴۵-۳)$$

و در نتیجه  $V$  منفی نیمه معین و  $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0$  (به اثبات قضیه ۱ مراجعه شود).

برای اطمینان از کراندار بودن دینامیک های داخلی موتور القائی که شامل  $i_{sa}$ ،  $i_{sb}$ ،  $\psi_{ra}$  و  $\psi_{rb}$

است، معادله فضای حالت (۲۷-۲) را می توان به فرم زیر نوشت:

$$\dot{X}_1 = AX_1 + v(t) \quad (۴۶-۳)$$

که در آن

$$X_1 = [i_{sa} \ i_{sb} \ \psi_{ra} \ \psi_{rb}]^T \quad (۴۷-۳)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}\right) & 0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}\right) & 0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{R_r M}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{R_r M}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (48-3)$$

9

$$v(t) = \begin{bmatrix} \frac{n_p M}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_{rb} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sa} \\ -\frac{n_p M}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_{ra} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sb} \\ -n_p \omega \psi_{rb} \\ n_p \omega \psi_{ra} \end{bmatrix} \quad (49-3)$$

از آنجایی که مقادیر ویژه  $A$  همگی منفی هستند بردار حالت  $X_1$  در  $\dot{X}_1 = AX_1$  به صورت مجانبی پایدار است. به علاوه قانون کنترلی (۱۴-۳) و سرعت موتور القائی  $\omega$  محدود اند. بنابر این بردار  $v(t)$  نیز کراندار است. بنابر این معادلات حالت (۴۶-۳) را می‌توان به عنوان یک سیستم خطی پایدار با ورودی‌های محدود در نظر گرفت.

### ۳-۳. شبیه سازی و نتایج

در این قسمت به منظور بررسی کارایی روش کنترل پیشنهاد شده، ابتدا عملکرد سیستم کنترل مستقلاً مورد بررسی قرار می‌گیرد و سپس عملکرد روش کنترلی پیشنهادی با روش ارائه شده در مقاله [۷۰] که ساختار آن در بخش ۳-۳-۲ این رساله توضیح داده می‌شود مقایسه خواهد شد.

### ۳-۳-۱- بررسی عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی

مدل موتور القائی مطرح شده در (۲-۲۷) را به همراه پارامترهای ارائه شده در جدول ۲-۱ در نظر بگیرید. برای بررسی قوام سیستم کنترل در مقابل تغییرات گرمایی پارامترهای موتور القائی و اغتشاش ناشی از گشتاور بار خارجی فرض می‌شود که:

$$\begin{aligned} R_s &= R_{s0}(1 + 0.2\sin(t)) \\ R_r &= R_{r0}(1 + 0.2\cos(t)) \\ L_s &= L_{s0}(1 + 0.1\sin(t)) \\ L_r &= L_{r0}(1 + 0.1\cos(t)) \end{aligned} \quad (۵۰-۳)$$

و

$$T_L = \begin{cases} 1 & t < 12 \\ 7 & 12 \leq t \leq 17 \\ 2 & t > 17 \end{cases} \quad (۵۱-۳)$$

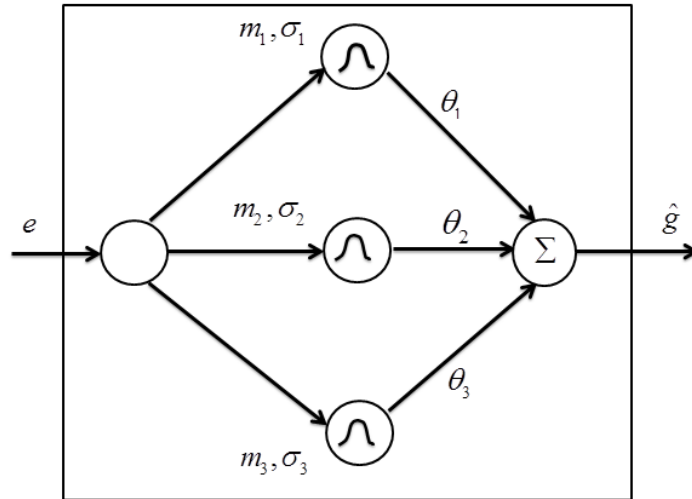
همچنین به منظور بررسی قابلیت سیستم کنترل در ردیابی تغییرات ناگهانی سرعت، سرعت مرجع به صورت مجموع مقدار ثابت ۱۵۰ رادیان بر ثانیه و یک موج مربعی با دامنه ۲۰ و فرکانس ۰٫۱ هرتز در نظر گرفته شده و از مدل مرجع زیر برای تنظیم پاسخ گذرای سیستم کنترل استفاده می‌شود:

$$\frac{\omega_d(s)}{\omega_c(s)} = \frac{125}{s^3 + 15s^2 + 75s + 125} \quad (۵۲-۳)$$

و در نهایت به منظور بررسی توانایی سیستم کنترل در حذف اغتشاش ولتاژ ورودی، اغتشاش ولتاژ زیر به سیگنال ورودی اعمال می‌شود:

$$v_{dist} = \begin{cases} 15 & 8 \leq t \leq 9 \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (۵۳-۳)$$

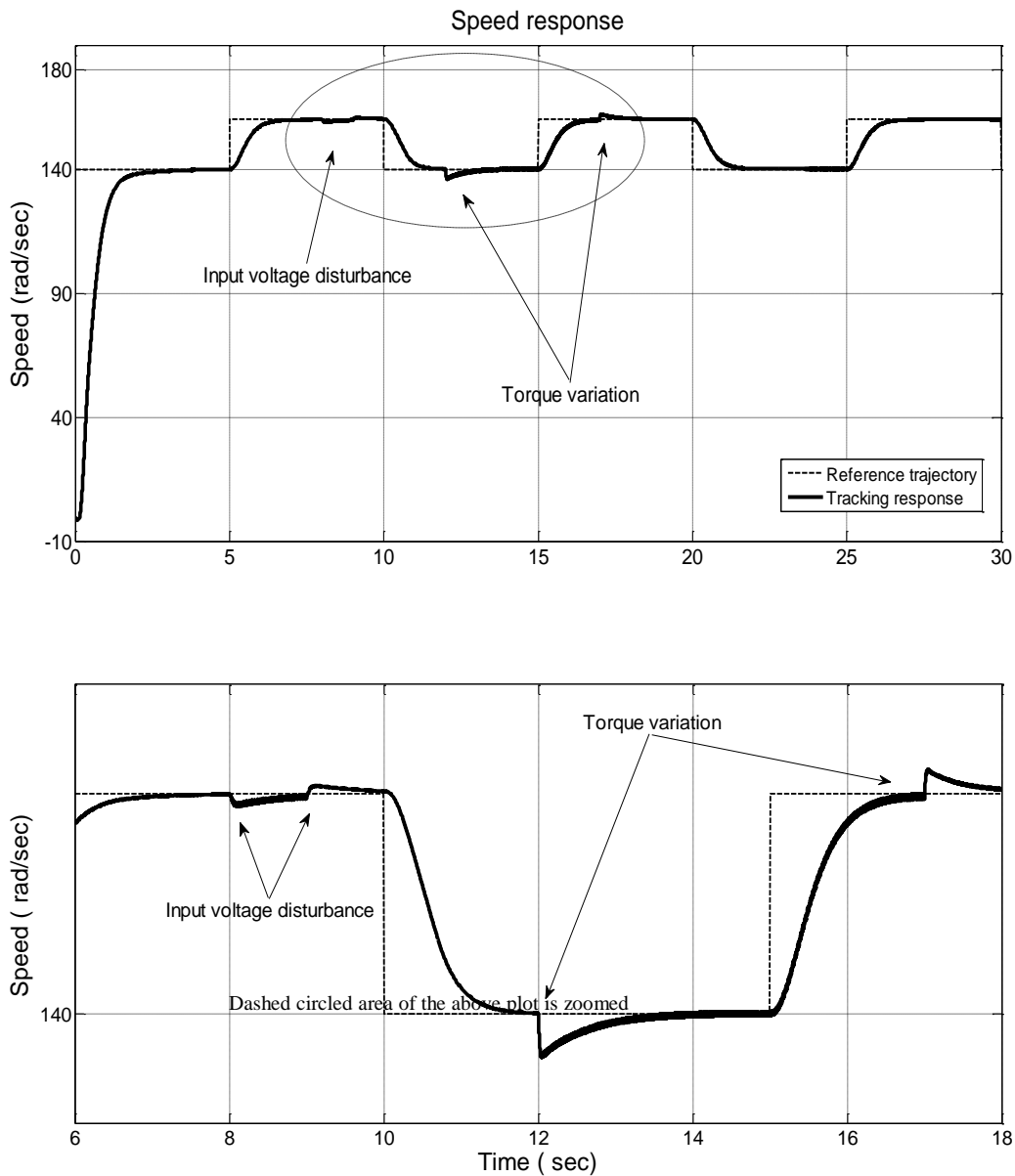
ساختار سیستم عصبی فازی به کار رفته در سیستم کنترل با سه نرون در لایه مخفی آن در شکل زیر نشان داده شده است.



شکل ۳-۲: ساختار سیستم عصبی فازی

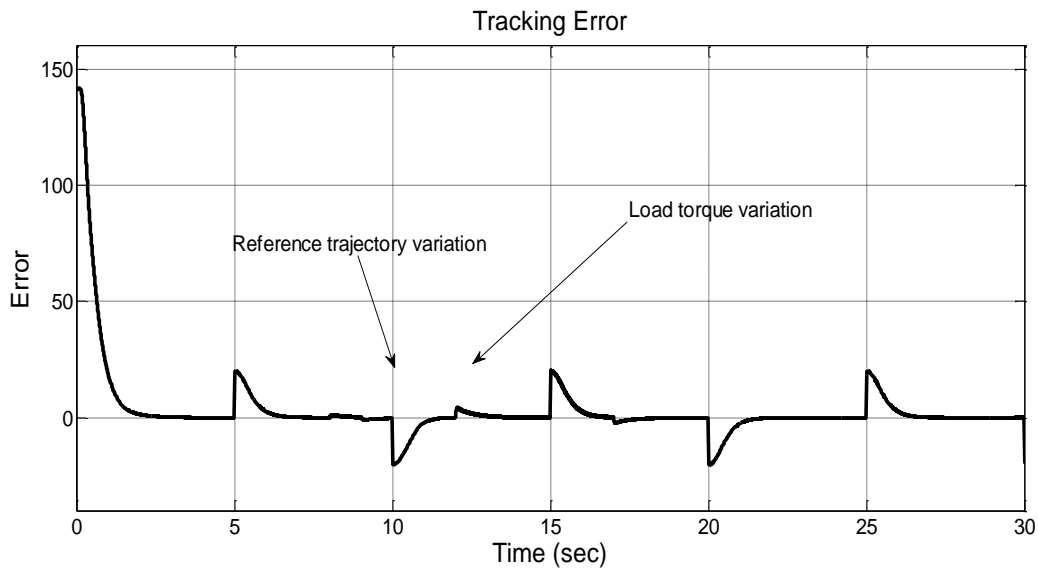
لازم به ذکر است مقادیر اولیه  $\theta$  در سیستم عصبی فازی به صورت تصادفی در بازه  $[-50, 50]$  انتخاب شده و مقادیر اولیه  $\sigma$  و  $m$  به ترتیب ۱۴۰ و ۲۵۰ در نظر گرفته شده اند. همچنین نرخ-های آموزش در قانون‌های تطبیق (۳-۳۶) الی (۳-۴۰) و همچنین بهره تناسبی در رابطه (۳-۶) به صورت  $\eta_1 = 1, \eta_2 = 50, \eta_3 = 50, \eta_4 = 50, \eta_5 = 1$  و  $\lambda = 0.5$  قرار داده شده اند. ضخامت لایه کرانی  $\varphi > |e|$  نیز برابر  $\varphi = 20$  فرض می‌شود. پس از تنظیمات فوق و اعمال ورودی مرجع به سیستم کنترلی عملکرد ردیابی سیستم کنترلی با در نظر گرفتن تغییرات مدل موتور، تغییرات گشتاور بار خارجی و اغتشاش ولتاژ ورودی در شکل ۳-۳ و خطای ردیابی نیز در شکل ۳-۴ نشان داده شده اند.



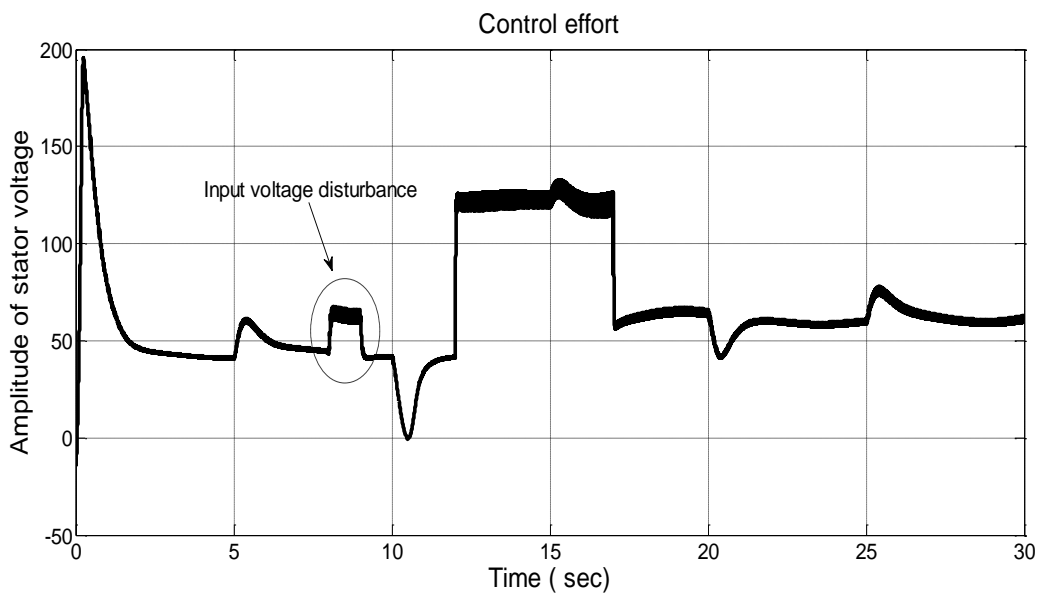


شکل ۳-۳: قابلیت ردیابی سیستم کنترلی

همانطور که در این شکل‌ها مشاهده می‌شود کارایی سیستم کنترلی در تعقیب سریع سیگنال مرجع، قوام آن در برابر تغییرات پارامترهای موتور و اغتشاشات ولتاژ ورودی بسیار مناسب است. تغییرات سیگنال کنترلی (اندازه ولتاژ استاتور) نیز در شکل ۳-۵ نمایش داده شده است. این شکل هموار بودن سیگنال کنترلی و کاهش پدیده لرزش را به علت استفاده از قضیه ۲ تایید می‌کند. همچنین همان گونه که در شکل نشان داده شده است اندازه ولتاژ ورودی موتور در رنج مجاز است.

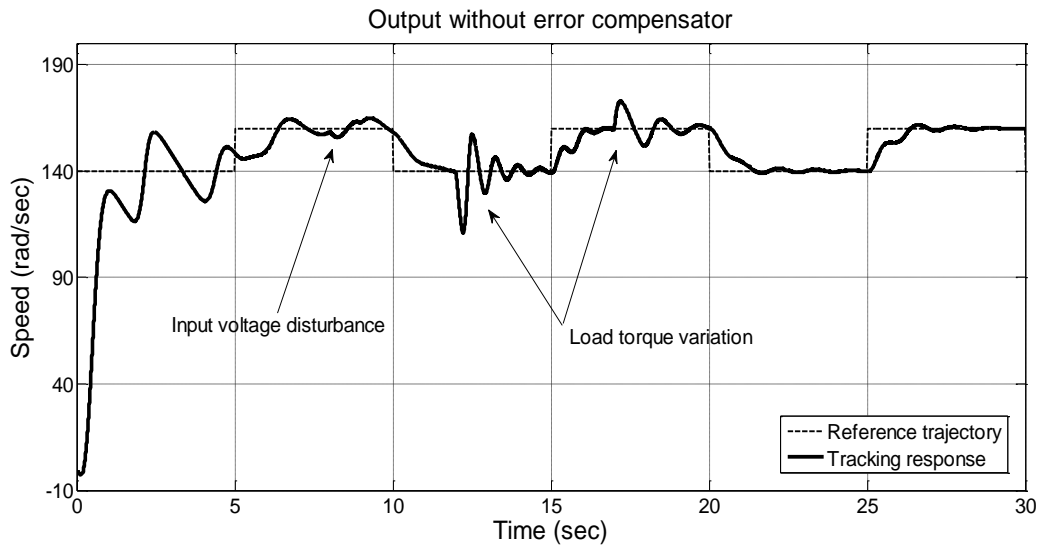


شکل ۳-۴: خطای ردیابی سیستم کنترلی



شکل ۳-۵: سیگنال کنترلی

در شکل ۳-۶، پاسخ سیستم کنترلی بدون در نظر گرفتن جبران سازی خطای تقریب نشان داده شده است. این شکل به صراحت نقش تعیین کننده قسمت جبران ساز در بهبود عملکرد سیستم کنترلی را نشان می‌دهد. در نهایت در قسمت‌های مختلف شکل ۳-۷ نحوه تغییرات پارامترهای سیستم عصبی فازی و گین‌های جبران ساز خطا نشان داده شده است.



شکل ۳-۶: خروجی سیستم کنترل بدون در نظر گرفتن سیستم جبران ساز خطای تقریب

### ۳-۳-۲ - مقایسه عملکرد کنترل پیشنهادی با روش مقاله [۷۰]

برای بیان قانون کنترلی فازی تطبیقی موتور القائی ارائه شده در [۷۰]، معادلات فضای حالت

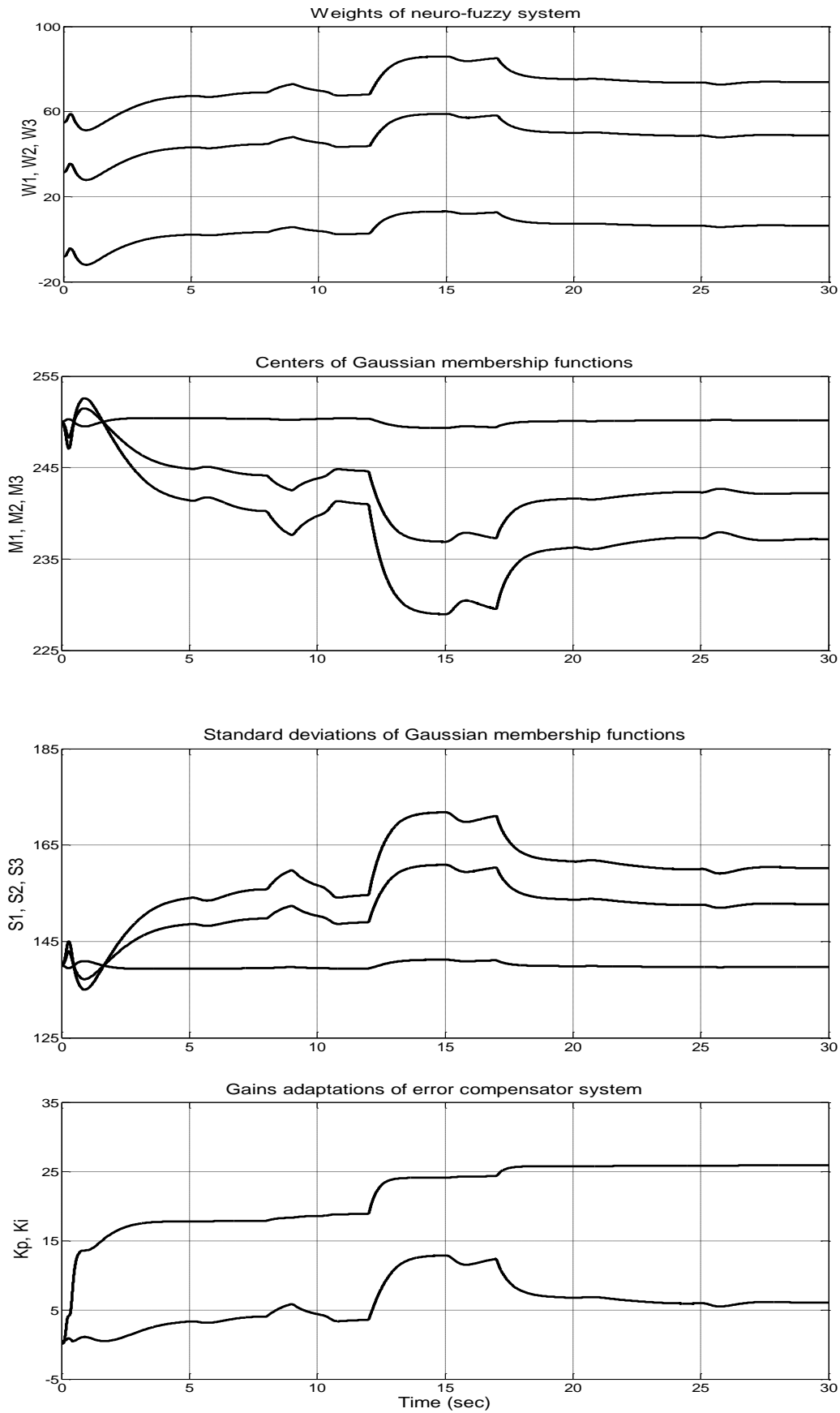
موتور القائی را به فرم زیر در نظر بگیرید

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (۵۴-۳)$$

که در آن  $x = [i_{sa} \ i_{sb} \ \psi_{ra} \ \psi_{rb} \ \omega]^T$  بردار حالت سیستم،  $f(x)$  و  $g(x)$  نیز توابعی هستند که شامل پارامترهای موتور و متغیرهای حالت می‌باشند. از آنجایی که درجه نسبی موتور القائی ۲ است، با دو بار مشتق گرفتن از خروجی می‌توان به یک فرم خطی سازی فیدبک به شکل زیر رسید [۱۲۵]:

$$\ddot{y} = L_f^2 h + B(x)u \quad (۵۵-۳)$$

که در آن عبارات  $L_f^2 h$  مشتق دوم  $f(x)$  نسبت به  $h(x)$  می‌باشند.



شکل ۳-۷: چگونگی تغییرات پارامترهای سیستم عصبی فازی و سیستم جبران ساز خطای به کاررفته

با کمی محاسبات ریاضی می‌توان به این نتیجه رسید که  $|B(x)| \neq 0$  یعنی ماتریس  $B(x)$  غیر ویژه بوده و قانون کنترلی خطی ساز فیدبکی برای سیستم به فرم زیر خواهد بود:

$$u = B(x)^{-1}(-L_f^2 h + v) \quad (56-3)$$

که در آن  $v$  ورودی جدید است. از آنجایی که توابع غیرخطی  $B(x)$  و  $L_f^2 h$  در رابطه (56-3) شامل پارامترهای موتور هستند، اصلی ترین مشکل این است که قانون کنترلی (56-3) نیازمند دانش دقیقی از پارامترهای موتور است و هر تغییری در پارامترها و گشتاور بار باعث کاهش عملکرد سیستم کنترل خواهد شد. به منظور حل این مشکل در [70] ابتدا در قانون کنترلی توابع غیرخطی فوق نامعلوم در نظر گرفته می‌شوند. یعنی:

$$u = \beta(\underline{x})^{-1}(-\alpha(\underline{x}) + v) \quad (57-3)$$

و سپس یک سیستم فازی تطبیقی پیشنهاد می‌شود که توابع غیرخطی نامعلوم ظاهر شده در کنترل خطی ساز فیدبکی یعنی  $\alpha(\underline{x})$  و  $\beta(\underline{x})$  را به صورت زیر با مدل فازی تاکاگی سوگنو تخمین زند.

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}(\underline{x}) &= \underline{\theta}^T \underline{\zeta}(\underline{x}) \\ \hat{\beta}(\underline{x}) &= \underline{\varphi}^T \underline{\zeta}(\underline{x}) \end{aligned} \quad (58-3)$$

که در آن تابع فازی پایه  $\underline{\zeta}_i(\underline{x})$  به صورت زیر تعریف شده است [119]

$$\zeta_i(\underline{x}) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{il}(x_i)}{\sum_{l=1}^M \left( \prod_{i=1}^n \mu_{il}(x_i) \right)} \quad (59-3)$$

در رابطه (59-3)  $n$  تعداد حالت‌ها،  $\mu_{il}(x_i)$  درجه تابع عضویت  $i$  امین متغیر  $x_i$  به تابع عضویت متناظر آن در  $l$  امین تابع است،  $M = \prod_{i=1}^n m_i$  تعداد قوانین،  $m_i$  تعداد توابع عضویت متناظر با هر حالت  $x_i$  و  $l = 1, \dots, M$ . همچنین  $\theta$  و  $\varphi$  پارامترهای قابل تنظیمی هستند که به وسیله ارائه قوانین تطبیق مناسب به روز می‌شوند. اگر خطای ردیابی برای خروجی را به صورت  $e = y_{ref} - y$

تعریف کنیم که در آن  $y_{ref}$  سیگنال مرجع مناسب است ، ورودی‌های جدید  $v$  را می‌توان به فرم زیر انتخاب کرد:

$$v = \ddot{y}_{ref} + \underline{k}^T \underline{e} \quad (۶۰-۳)$$

که در آن  $\underline{e} = [e \quad \dot{e}]^T$  ،  $e = \omega_{ref} - \omega$  و  $\underline{k} = [k_1 \quad k_2]^T$  بوده و قانون کنترلی فازی تطبیقی موتور القائی به فرم زیر تبدیل خواهد شد :

$$u = \hat{\beta}(\underline{x})^{-1} (-\hat{\alpha}(\underline{x}) + \ddot{y}_{ref} + k_1 e + k_2 \dot{e}) \quad (۶۱-۳)$$

توجه کنید که ثابت‌های  $k_1$  و  $k_2$  به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که کلیه ریشه‌های چند جمله‌ای  $p(s) = s^2 + k_2 s + k_1$  در نیمه چپ صفحه  $s$  باشند.

با استفاده از این قانون کنترلی ، معادله‌ی خطا به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\ddot{e} = \underline{k}^T \underline{e} + w \quad (۶۲-۳)$$

که در آن  $w$  خطای تقریب توابع بوده و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$w = [\hat{\alpha}(\underline{x}|\underline{\theta}) - \alpha(\underline{x})] + [\hat{\beta}(\underline{x}|\underline{\varphi}) - \beta(\underline{x})]u \quad (۶۳-۳)$$

معادله (۶۲-۳) را می‌توان به صورت معادله فضای حالت زیر نوشت:

$$\dot{\underline{e}} = A \underline{e} + b w \quad (۶۴-۳)$$

که در آن  $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 \end{bmatrix}$  و  $b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ . همچنین خطای تخمین مینیمم  $w^*$  به صورت زیر

تعریف می‌شود:

$$w^* = [\hat{\alpha}(\underline{x}|\underline{\theta}^*) - \alpha(\underline{x})] + [\hat{\beta}(\underline{x}|\underline{\varphi}^*) - \beta(\underline{x})]u \quad (۶۵-۳)$$

که  $\underline{\theta}^*$  و  $\underline{\varphi}^*$  تخمین‌های بهینه پارامترها به صورت زیر هستند:

$$\underline{\theta}^* = \arg \min_{\theta \in \Omega_1} \left[ \sup_{x \in U_c} \left\| \underline{\theta}^T \underline{\zeta}(x) - \alpha(x) \right\| \right] \quad (66-3)$$

$$\underline{\varphi}^* = \arg \min_{\varphi \in \Omega_2} \left[ \sup_{x \in U_c} \left\| \underline{\varphi}^T \underline{\zeta}(x) - \beta(x) \right\| \right]$$

با استفاده از (66-3) و (58-3) معادله ی خطای (64-3) به صورت زیر نوشته می شود

$$\dot{\underline{e}} = A\underline{e} + b w^* + b \left[ \underline{\Theta}^T \underline{\zeta}(x) + \underline{\Phi}^T \underline{\zeta}(x) u \right] \quad (65-3)$$

که  $\underline{\Theta} = \underline{\theta} - \underline{\theta}^*$  و  $\underline{\Phi} = \underline{\varphi} - \underline{\varphi}^*$  خطاهای پارامترها هستند.

برای تحلیل پایداری خطای ردیابی و همگرایی خطاهای پارامترها، در [70] تابع مثبت معین زیر

را پیشنهاد شده است :

$$V = \frac{1}{2} \underline{e}^T P \underline{e} + \frac{1}{2\gamma} \underline{\Theta}^T \underline{\Theta} + \frac{1}{2\eta} \underline{\Phi}^T \underline{\Phi} \quad (66-3)$$

اگر قوانین تطبیق به صورت زیر تعریف شوند

$$\begin{aligned} \dot{\underline{\theta}} &= -\gamma \underline{e}^T P b \underline{\zeta}^T(x) \\ \dot{\underline{\varphi}} &= -\eta \underline{e}^T P b u \underline{\zeta}^T(x) \end{aligned} \quad (67-3)$$

در این صورت مشتق  $V$  در طول مسیر (65-3) به صورت زیر بدست می آید:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \frac{1}{2} \left( w^{*T} b^T P \underline{e} + \underline{e}^T P b w^* \right) \quad (68-3)$$

در (67-3) ماتریس  $P$  یک ماتریس مثبت معین منحصر به فرد است که در معادله لیاپانوف زیر

صدق می کند:

$$\Lambda^T P + P \Lambda = -Q \quad (69-3)$$

و از آنجایی که  $\frac{1}{2}(w^{*T} b^T P \underline{e} + \underline{e}^T P b w^*)$  از مرتبه حداقل خطای تقریب است که یا خیلی کوچک و یا صفر است در نتیجه  $\dot{V} \leq 0$  و بنابر این هر دو خطای تقریب و خطای پارامترها به صورت مجانبی پایدارند [۱۲۶].

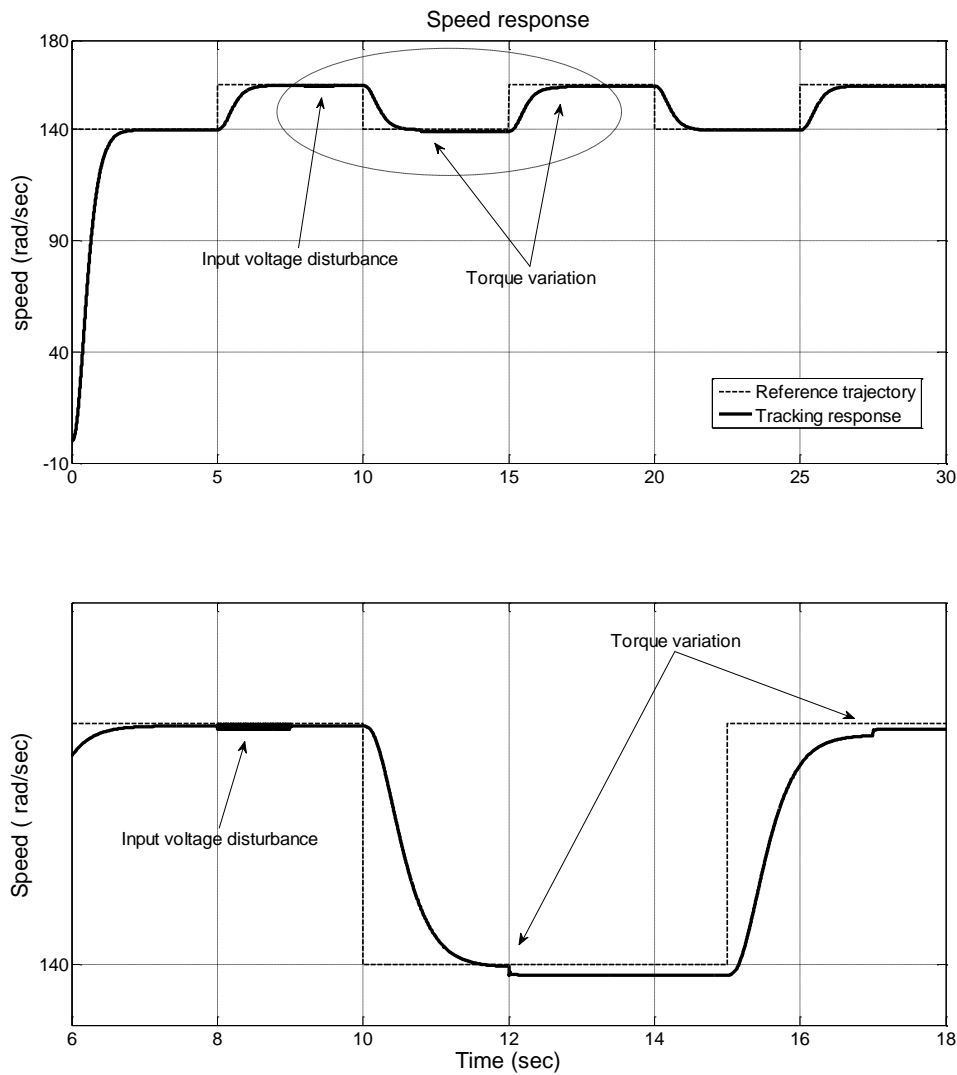
با مشابه در نظر گرفتن مدل مرجع، گشتاور بار خارجی و اغتشاشات ولتاژ ورودی این قسمت با شبیه سازی قسمت قبل، عملکرد ردیابی این کنترل کننده در شکل ۳-۸ نشان داده شده است. همانگونه که در قسمت بزرگ شده شکل ۳-۸ مشاهده می شود این سیستم کنترلی در حذف اغتشاشات ناشی از گشتاور بار خارجی و همچنین اغتشاشات ولتاژ ورودی نسبت به روش پیشنهادی در این فصل که در شکل ۳-۳ نشان داده شده بود از عملکرد پایین تری برخوردار است. لازم به ذکر است که برای پیاده سازی روش فازی تطبیقی [۷۰] نیاز به گرفتن فیدبک از تمامی متغیرهای حالت و همچنین سیگنال شتاب است ولی روش ارائه شده در این رساله تنها از فیدبک سرعت استفاده می کند. همچنین در سیستم کنترلی [۷۰] برای تخمین هر تابع ۲۴۳ قانون فازی نیاز است در حالی که سیستم کنترل ارائه شده در این فصل دارای ساختار بسیار ساده تر و حجم محاسباتی کم تر است. به علاوه نامنفرد بودن ماتریس بهره ورودی در [۷۰] یک شرط اساسی است که می تواند به راحتی نقض شده و سیستم کنترل حلقه بسته را ناپایدار سازد. از دیگر مزایای کنترل کننده پیشنهادی توانایی آن در جبران خطای تقریب تخمینگر عصبی فازی است که عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی را بهبود بخشیده است.

### ۳-۴. نتیجه گیری

در این فصل یک کنترل کننده سرعت پایدار برای موتورهای القائی پیشنهاد شد به صورتی که در آن برای تخمین نامعینی ها شامل دینامیک های مدل نشده، تغییرات پارامترهای موتور، تغییرات گشتاور بار و اغتشاشات ولتاژ ورودی از یک سیستم عصبی فازی ساده استفاده شده است. همچنین خطای تخمین سیستم عصبی فازی در قانون کنترل جبران شده است. قوانین تطبیق برای آموزش



پارامترهای سیستم عصبی فازی و جبران ساز خطای تخمین بر اساس آنالیز پایداری بدست آورده شد و همچنین برای تضمین همگرایی مجانبی خطای ردیابی از لم باربالت استفاده شده است. به علاوه کران دار بودن تمامی متغیرهای حالت در تحلیل پایداری در نظر گرفته شده است که روش ارائه شده را در مقایسه با روش‌های قبلی متمایز می‌کند.



شکل ۳-۸: عملکرد ردیابی سیستم کنترل فازی تطبیقی ارائه شده در مقاله [۷۰]



## فصل چهارم

**کنترل سرعت تطبیقی غیر مستقیم موتور**

**القایی با استفاده از تخمین گرهای عصبی فازی**

## ۴-۱. مقدمه

در طراحی سیستم‌های کنترل غیرخطی روش‌های کنترلی مبتنی بر مدل مانند خطی سازی فیدبکی دارای جایگاه ویژه‌ای هستند ولی استفاده از آن‌ها در کنترل دور موتورهای القائی به علت تغییرات پارامترهای مدل و وجود اغتشاشات ناشی از تغییرات گشتاور بار خروجی به تنهایی توصیه نمی‌شود. در نتیجه برای بهبود بخشیدن کارایی روش خطی سازی فیدبکی و غلبه بر نامعینی‌های سیستم شامل نامعینی‌های پارامتری، دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاشات خارجی تحقیقات قابل توجهی در حوزه کنترل تطبیقی صورت گرفته است [۱۰، ۷۱-۷۵]. کنترل تطبیقی می‌تواند عدم قطعیت‌های پارامتری سیستم را پوشش دهد [۸۲] ولی به منظور طراحی قانون کنترل تطبیقی، ساختار دینامیک‌های سیستم باید در دسترس باشند به عبارت دیگر بردار رگرسور باید معلوم باشد. بنابر این سیستم‌های کنترل تطبیقی مرسوم ممکن است در مواجهه با سیستم‌های پیچیده که دارای دینامیک‌های ناشناخته اند از عملکرد مناسبی برخوردار نباشند.

با توجه به موارد مطرح شده و به منظور بهبود عملکرد کنترل‌کننده‌های تطبیقی و با توجه به قابلیت تقریب جهانی از شبکه‌های عصبی و سیستم‌های فازی به طور وسیعی در کنترل تطبیقی موتورهای القائی استفاده شده است [۷۰، ۸۸-۹۰]. در این مقالات دو هدف کلی وجود دارد تخمین عدم قطعیت‌ها و جبران آن‌ها. به طور کلی رویکردهای عصبی فازی تطبیقی را می‌توان به دو دسته اصلی تقسیم کرد: مستقیم و غیرمستقیم. در روش عصبی فازی مستقیم، یک سیستم عصبی فازی برای تقریب قانون کنترل ایده آل طراحی می‌شود در حالی که در روش‌های غیرمستقیم، ابتدا دینامیک‌های غیرخطی نامعلوم سیستم شناسایی می‌شوند و سرانجام ورودی کنترلی ساخته می‌شود.

در این فصل بر اساس نظریه خطی سازی فیدبکی یک سیستم کنترل سرعت برای موتورهای القائی ارائه می‌شود که در آن از دو سیستم عصبی فازی برای تخمین توابع غیرخطی نامعلوم موجود در قانون کنترل استفاده شده است. قوانین تطبیق برای تنظیم پارامترهای تخمینگرهای عصبی فازی بر اساس یک آنالیز پایداری بدست می‌آیند به گونه‌ای که محدود بودن یا کراندار بودن شارها و

جریان‌ها نیز تضمین می‌شوند. به علاوه در این فصل به منظور تضمین همگرایی مجانبی خطای تخمین و همچنین افزایش کارایی سیستم کنترلی، خطاهای تخمین سیستم‌های عصبی فازی با استفاده از یک جمله مقاوم ساز در قانون کنترل جبران می‌شوند. لازم به ذکر است در سال‌های اخیر الگوریتم‌های زیادی برای جبران خطای تقریب ارائه شده اند اغلب این الگوریتم‌ها به دلیل برخورداری از تابع علامت مربوط به قوانین کنترلی گسسته در زمان می‌باشند و می‌توانند باعث افزایش پدیده لرزش در سیستم کنترلی شوند [۸۸، ۱۲۷-۱۲۸]. مزیت دیگر سیستم کنترل پیشنهادی استفاده از جمله مقاوم ساز پیوسته در قانون کنترل است. همانگونه که نتایج شبیه سازی نشان می‌دهند کنترل کننده پیشنهادی در مقابل تغییرات پارامترهای مدل و گشتاور بار خارجی از قوام خوبی برخوردار بوده و قادر است اثرات نامطلوب ناشی از اغتشاشات اعمالی بر روی ولتاژ ورودی موتور را نیز به سرعت از بین ببرد.

## ۴-۲. سیستم کنترل پیشنهادی

مدل کلی یک سیستم غیرخطی را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\dot{x}_n = f_1(X) + g(X)u \quad (۱-۴)$$

که در آن  $f_1(X)$  و  $g(X)$  توابع غیرخطی نامعلوم و  $X$  بردار حالات است که به صورت

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n]^T$$

تعریف می‌شود و بر اساس (۲-۲۷) به راحتی می‌توان فهمید که

$$X = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad \psi_{ra} \quad \psi_{rb} \quad \omega]^T$$

با گرفتن مشتق از آخرین معادله (۲-۲۷) داریم:

$$\ddot{\omega} = h(X, t) + g(X, t)u \quad (۲-۴)$$

که در آن

$$\begin{aligned}
h(X,t) = & -\frac{n_p^2 M}{JL_r} i_{sa} \psi_{ra} \omega + \frac{R_r n_p M}{JL_r^2} i_{sa} \psi_{rb} + \left( \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) \left( \frac{n_p M}{JL_r} \right) i_{sa} \psi_{rb} \\
& - \frac{n_p^2 M^2}{\sigma J L_s L_r} \omega \psi_{rb}^2 - \frac{n_p R_r M}{JL_r^2} i_{sb} \psi_{ra} - \frac{n_p^2 M}{JL_r} i_{sb} \psi_{rb} \omega \\
& - \left( \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) \left( \frac{n_p M}{JL_r} \right) i_{sb} \psi_{ra} - \frac{n_p^2 M^2}{\sigma J L_s L_r} \omega \psi_{ra}^2
\end{aligned} \tag{۳-۴}$$

9

$$\begin{aligned}
g(X,t) = & \frac{n_p M}{\sigma J L_s L_r} \psi_{ra} \left( \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \left( 2\pi ft - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \left( 2\pi ft + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
& - \frac{n_p M}{\sigma J L_s L_r} \psi_{rb} \left( \frac{2}{3} \sin(2\pi ft) - \frac{1}{3} \sin \left( 2\pi ft - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \sin \left( 2\pi ft + \frac{2\pi}{3} \right) \right)
\end{aligned} \tag{۴-۴}$$

قانون کنترلی مبتنی بر خطی سازی فیدبکی زیر را در نظر بگیرید:

$$u = \frac{\ddot{\omega}_r + k_d \dot{e} + k_p e - h(X,t)}{g(X,t)} \tag{۵-۴}$$

که در آن  $\ddot{\omega}_r$  مشتق دوم سرعت مرجع  $\omega_r$ ،  $e = \omega_r - \omega$  خطای ردیابی سرعت و  $k_p$  و  $k_d$  پارامترهای طراحی هستند. بنابر این برای پیاده سازی قانون کنترلی باید از شتاب فیدبک بگیریم و با توجه به اینکه سیگنال شتاب با نویز آغشته است، عملکرد سیستم کنترلی تضعیف خواهد شد. به منظور کاهش مرتبه سیستم و حذف فیدبک شتاب از قانون کنترلی، معادله (۲-۴) را به صورت زیر بازنویسی می‌کنیم:

$$\ddot{\omega} = h(X,t) + g(X,t)u + \dot{\omega} - \dot{\omega} \tag{۶-۴}$$

و می‌توان آن را به فرم (۱-۴) به صورت زیر نمایش داد

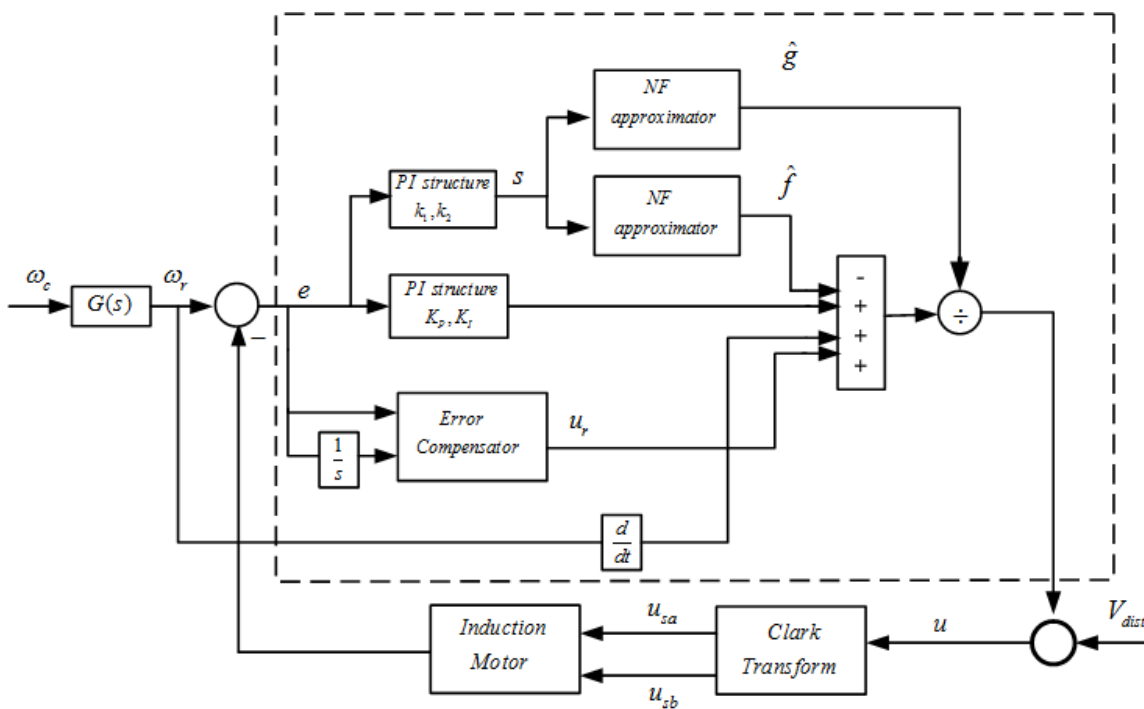
$$\dot{\omega} = f(X,t) + g(X,t)u \tag{۷-۴}$$

که در آن  $f(X,t) = h(X,t) + \dot{\omega} - \ddot{\omega}$  و  $g(X,t)$  توابعی نامعلوم اند.

حال قانون کنترلی مبتنی بر خطی سازی فیدبکی زیر را در نظر بگیرید:

$$u = \frac{-\hat{f}(X,t) + \dot{\omega}_r + k_p e + k_i \int e dt + u_r}{\hat{g}(X,t)} \quad (۸-۴)$$

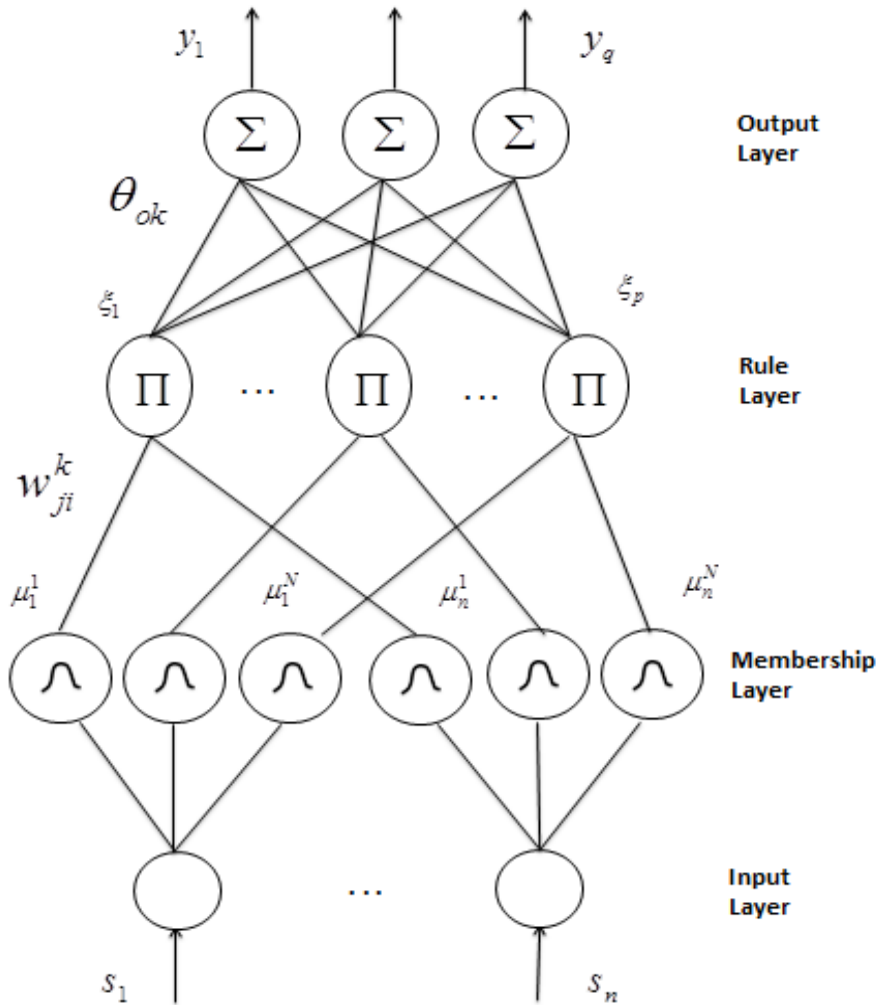
که در آن  $\hat{g}(X,t)$  و  $\hat{f}(X,t)$  تقریب‌های عصبی فازی از  $g(X,t)$  و  $f(X,t)$  بوده و  $u_r$  نیز در این رابطه همان جمله مقاوم ساز است که برای جبران خطاهای تقریب سیستم‌های عصبی فازی در قانون کنترل گنجانیده شده است. ساختار سیستم کنترل سرعت در شکل ۱-۴ توضیح داده شده است. در این شکل  $V_{dist}$  نشان دهنده اغتشاشات نامطلوب ولتاژ ورودی می‌باشد.



شکل ۱-۴: ساختار دومین سیستم کنترل سرعت عصبی فازی ارائه شده

ساختار تخمینگرهای عصبی فازی و چگونگی انتشار سیگنال‌ها در لایه‌های آن‌ها در شکل ۲-۴

توضیح داده شده است.



شکل ۴-۲: ساختار تخمینگرهای عصبی فازی

در این شکل متغیرهای ورودی شبکه عصبی فازی هستند و توابع عضویت گوسی به صورت  $\mu_i^j(s_i) = \exp[-(s_i - m_i^j)^2 / (\sigma_i^j)^2]$  می‌باشند که در آن میانگین  $m_i^j$  امین تابع عضویت برای  $i$  امین متغیر ورودی یا  $s_i$  بوده و  $\sigma_i^j$  انحراف از میانگین استاندارد متناظر است. همچنین در  $k$  امین نود در لایه قانون  $(k=1, \dots, p)$ ، خروجی اپراتور AND فازی به صورت حاصلضرب سیگنال‌های ورودی تحت رابطه  $\xi_k = \prod_{i=1}^n w_{ji}^k \mu_i^j(s_i)$  بدست می‌آید که در آن  $w_{ji}^k$  وزن-های واحد بین لایه عضویت و لایه قانون بوده و  $p$  تعداد قوانین است.



خروجی کلی شبکه عصبی فازی نیز با جمع ورودی‌های لایه آخر و با در نظر گرفتن وزن‌های

مربوطه  $\theta_{ok}$  به صورت  $y_o = \sum_{k=1}^p \theta_{ok} \xi_k$  حاصل می‌شود. همانگونه که در شکل ۴-۱ نشان داده شده

است، در این فصل  $\hat{f}(X, t)$  و  $\hat{g}(X, t)$  با استفاده از دو سیستم عصبی فازی تخمین زده می‌-

شوند که ورودی هر سیستم عصبی فازی به وسیله یک ساختار PI تولید می‌شود. این فیلتر که دارای

رابطه خروجی ورودی به شکل  $s(t) = k_1 e(t) + k_2 \int_0^t e(\tau) d\tau$  است در طراحی سیستم‌های کنترل

دور موتور القائی بسیار استفاده می‌شود و معمولاً موجب افزایش کارائی سیستم کنترلی می‌گردد. لازم

به ذکر است که در رابطه فوق  $k_1$  و  $k_2$  پارامترهای مثبت قابل تنظیم هستند.

از آنجایی که در این رساله ورودی و خروجی سیستم‌های عصبی فازی اسکالر می‌باشند می‌توان

رابطه خروجی تقریبگرهای عصبی فازی را به فرم زیر نوشت:

$$y = \theta^T \xi \quad (9-4)$$

که در آن  $\theta = [\theta_1, \theta_2]^T$  بردار پارامترهای قابل تنظیم و  $\xi = [\xi_1, \xi_2]^T$ . با توجه به رابطه (۴-۷)

معادله حلقه بسته به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{\omega}_r - \dot{\omega} = \dot{\omega}_r - f(X, t) - g(X, t)u \quad (10-4)$$

با جایگذاری  $u$  از رابطه (۴-۸) داخل رابطه (۴-۱۰) رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{e} + k_p e + k_I \int e dt = (\hat{f} - f) + (\hat{g} - g)u - u_r \quad (11-4)$$

مطابق رابطه (۴-۹) رابطه (۴-۱۱) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{e} = -k_p e - k_I \int e dt + (\hat{\theta}_f - \theta_f)^T \xi + (\hat{\theta}_g - \theta_g)^T \eta u - u_r \quad (12-4)$$

با تعریف  $E = \left[ \int e dt \quad e \right]^T$  داریم:

$$\dot{E} = AE + B\{(\hat{f} - f) + (\hat{g} - g)u - u_r\} \quad (13-4)$$

$$. B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ و } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_f & -k_p \end{bmatrix} \text{ که در آن}$$

فرض کنید که  $f^* = \theta_f^{*T} \xi$  و  $g^* = \theta_g^{*T} \eta$  بهترین تقریب‌های  $f$  و  $g$  باشند بنابراین

$$\dot{E} = AE + B\{(\hat{f} - f^*) + (\hat{g} - g^*)u + \varepsilon - u_r\} \quad (14-4)$$

که در آن  $\varepsilon = [f^* - f] + [g^* - g]u$  خطای تقریب است. براساس قضیه تقریب جهانی  $\varepsilon$  به صورت  $|\varepsilon| < \rho$  کراندار است و فرض می‌شود که  $\rho$  یک ثابت مثبت معلوم است. با تعریف

$$\tilde{\theta}_g = \hat{\theta}_g - \theta_g^* \text{ و } \tilde{\theta}_f = \hat{\theta}_f - \theta_f^* \text{ داریم:}$$

$$\dot{E} = AE + B\{\tilde{\theta}_f^T \xi + \tilde{\theta}_g^T \eta u + \varepsilon - u_r\} \quad (15-4)$$

**قضیه ۱:** سیستم غیرخطی (۷-۴) و قانون کنترلی (۸-۴) را در نظر بگیرید، اگر شرایط زیر برقرار

باشد سیگنال‌های درون سیستم کنترل کراندار هستند و خطای ردیابی به صورت مجانبی به صفر همگرا می‌شود.

$$\dot{\tilde{\theta}}_f = -\gamma_1 E^T P B \xi \quad (16-4)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_g = -\gamma_2 E^T P B \eta u \quad (17-4)$$

**اثبات:** تابع مثبت معین زیر را در نظر بگیرید

$$L = \frac{1}{2} E^T P E + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g \quad (18-4)$$

با مشتق گیری از رابطه (۱۸-۴) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{L} = & \frac{1}{2} \left( E^T A^T + \left\{ \xi^T \tilde{\theta}_f + u \eta^T \tilde{\theta}_g + \varepsilon - u_r \right\} \right) P E \\ & + \frac{1}{2} \left( E^T P \left( A E + b \left( \tilde{\theta}_f^T \xi + \tilde{\theta}_g^T \eta u + \varepsilon - u_r \right) \right) \right) \\ & + \frac{\tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f}{\gamma_1} + \frac{\tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g}{\gamma_2} \end{aligned} \quad (19-4)$$

بنابر این:

$$\dot{L} = \frac{-1}{2} E^T Q E + E^T P B \left( \tilde{\theta}_f^T \xi + \tilde{\theta}_g^T \eta u + \varepsilon - u_r \right) + \frac{\tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f}{\gamma_1} + \frac{\tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g}{\gamma_2} \quad (20-4)$$

یا به عبارت دیگر

$$\begin{aligned} \dot{L} = & \frac{-1}{2} E^T Q E + \left( E^T P B \tilde{\theta}_f^T \xi + \frac{\tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f}{\gamma_1} \right) \\ & + \left( E^T P B \tilde{\theta}_g^T \eta u + \frac{\tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g}{\gamma_2} \right) + E^T P B \varepsilon - E^T P B u_r \end{aligned} \quad (21-4)$$

با استفاده از (۱۶-۴) و (۱۷-۴) رابطه (۲۱-۴) می‌تواند به صورت زیر ساده شود:

$$\dot{L} = \frac{-1}{2} E^T Q E + E^T P B \varepsilon - E^T P B u_r \quad (22-4)$$

با توجه به اینکه  $|\varepsilon| < \rho$  از رابطه (۲۲-۴) می‌توان نتیجه گرفت که:

$$\dot{L} \leq \frac{-1}{2} E^T Q E + |E^T P B| \rho - E^T P B u_r \quad (23-4)$$

با تعریف  $z = E^T P B$  و  $y = \rho z$  داریم:

$$\dot{L} \leq \frac{-1}{2} E^T Q E + |E^T P B| \rho - E^T P B u_r \quad (24-4)$$

با توجه به مرجع [۸۳] می‌توان ترم مقاوم کننده پیوسته زیر را ارائه داد

$$u_r = \frac{y\rho}{|y| + \lambda e^{-\beta t}} \quad (25-4)$$

که در آن  $\lambda$  و  $\beta$  ثابت‌های مثبتی هستند. بنابر این:

$$\dot{L} \leq \frac{-1}{2} E^T Q E + |z|\rho - \frac{zy\rho}{|y| + \lambda e^{-\beta t}} \quad (26-4)$$

و پس از مقداری عملیات ریاضی می‌توان به رابطه زیر رسید:

$$\dot{L} \leq \frac{-1}{2} x^T Q x + \frac{|y|\lambda e^{-\beta t}}{|y| + \lambda e^{-\beta t}} \quad (27-4)$$

از آنجایی که  $b < a$  و  $0 < b < a$ :  $\frac{ab}{a+b} < b < a$ ، می‌توان نتیجه گرفت که  $\frac{|y|\lambda e^{-\beta t}}{|y| + \lambda e^{-\beta t}} \leq \lambda e^{-\beta t}$  و در

نتیجه

$$\dot{L} \leq \frac{-1}{2} E^T Q E + \lambda e^{-\beta t} \quad (28-4)$$

و مطابق با مرجع [۸۳] رابطه فوق بیانگر این است که خطای ردیابی سرعت به صورت مجانبی به سمت صفر همگرا می‌شود.

### ۳-۴. بیه سازی و نتایج

در این قسمت به منظور بررسی کارایی روش کنترل پیشنهاد شده، ابتدا عملکرد سیستم کنترل مستقلاً مورد بررسی قرار می‌گیرد و سپس عملکرد روش کنترلی پیشنهادی با روش ارائه شده در مقاله [۷۰] که ساختار آن در بخش ۳-۳-۲ این رساله توضیح داده شده است مقایسه خواهد شد.

### ۴-۳-۱- بررسی عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی

مدل موتور القائی مطرح شده در (۲۷-۲) را به همراه پارامترهای ارائه شده در جدول ۱-۲ در نظر بگیرید. برای بررسی قوام سیستم کنترل در مقابل تغییرات گرمایی پارامترهای موتور القائی و اغتشاش ناشی از گشتاور بار خارجی فرض می‌شود که:

$$\begin{aligned} R_s &= R_{s0}(1 + 0.2 \sin(t)) \\ R_r &= R_{r0}(1 + 0.2 \cos(t)) \\ L_s &= L_{s0}(1 + 0.1 \sin(t)) \\ L_r &= L_{r0}(1 + 0.1 \cos(t)) \end{aligned} \quad (۲۹-۴)$$

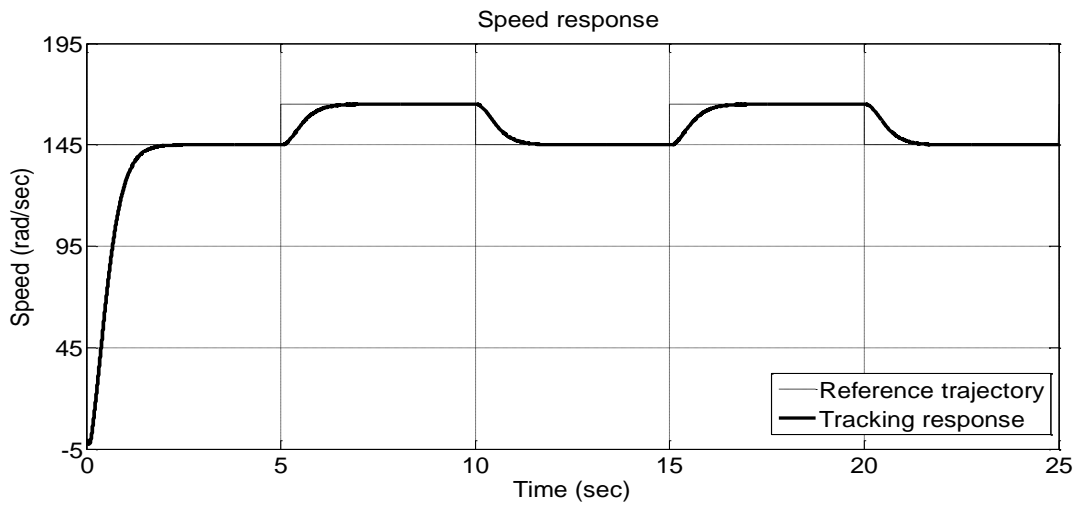
$$T_L = \begin{cases} 2 & t < 12 \\ 8 & 12 \leq t \leq 17 \\ 3 & t > 17 \end{cases} \quad (۳۰-۴)$$

همچنین به منظور بررسی قابلیت سیستم کنترل در ردیابی تغییرات ناگهانی سرعت، سرعت مرجع به صورت مجموع مقدار ثابت ۱۵۵ رادیان بر ثانیه و یک موج مربعی با دامنه ۱۰ و فرکانس ۰٫۱ هرتز در نظر گرفته می‌شود. به علاوه با استفاده از یک مدل مرجع مناسب پاسخ گذرای سیستم کنترل شده و در نهایت به منظور بررسی توانایی سیستم کنترل در حذف اغتشاش ولتاژ ورودی، اغتشاش ولتاژ زیر به سیگنال  $u_{sb}$  وارد می‌شود:

$$v_{dist} = \begin{cases} 15 & 8 \leq t \leq 9 \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (۳۱-۴)$$

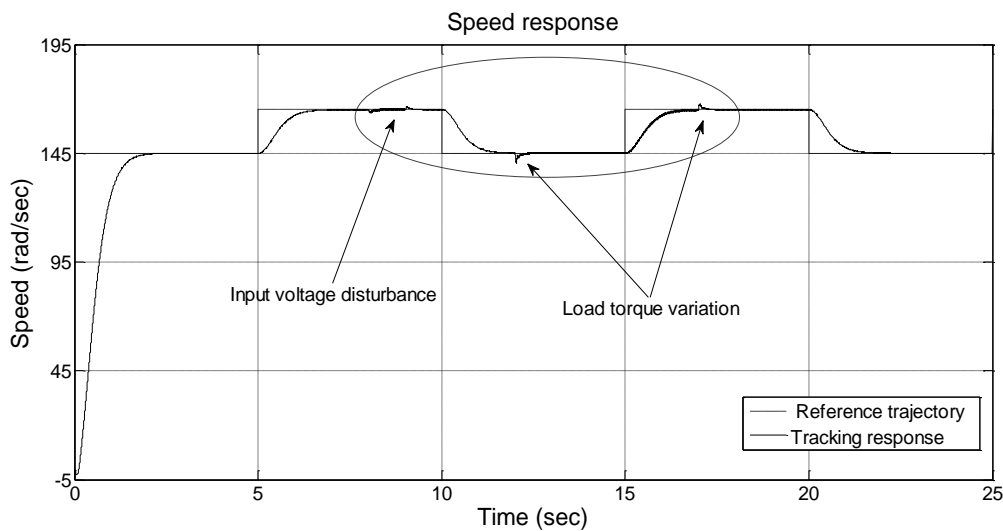
مقادیر اولیه  $\theta_f$  و  $\theta_g$  در سیستم‌های عصبی فازی برابر واحد در نظر گرفته شده است. نرخ‌های یادگیری در قانون‌های تطبیق (۱۶-۴)، (۱۷-۴) و بهره‌های تناسبی  $K_p$  و  $K_I$  در (۸-۴) به صورت  $\gamma_1 = 1000$ ،  $\gamma_2 = 0.1$ ،  $K_p = 20$  و  $K_I = 100$  تنظیم شده است. همچنین  $\lambda$  و  $\beta$  در رابطه (۲۵-۴) به ترتیب برابر ۱ و ۰٫۱ در نظر گرفته شده اند. کران بالای خطای تقریب نیز برابر  $\rho = 1$  در نظر گرفته شده است. بدون در نظر گرفتن تغییرات پارامترهای موتور و اغتشاشات ناشی از تغییر

گشتاور بار خروجی و اغتشاش ولتاژ ورودی عملکرد ردیابی سیستم کنترلی در شکل ۳-۴ نشان داده شده است.

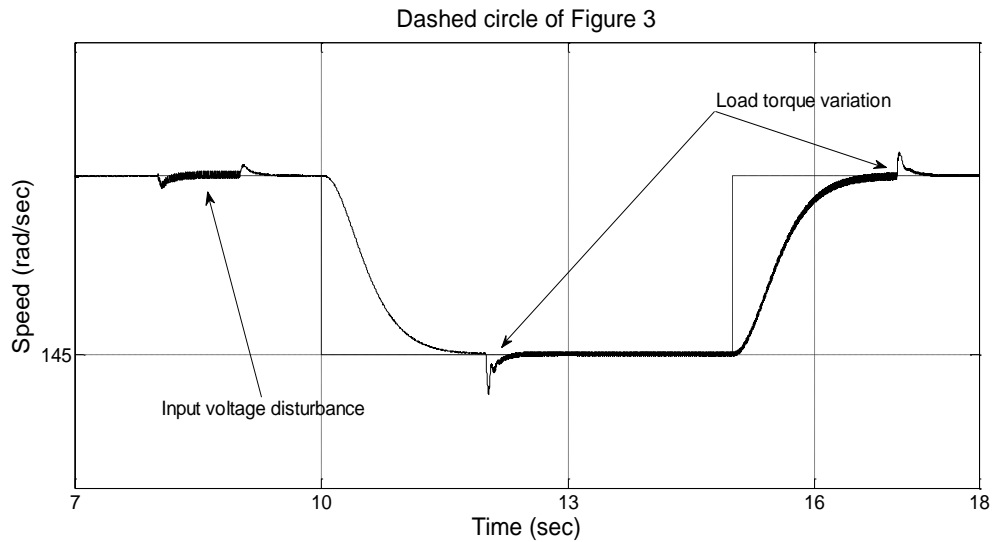


شکل ۳-۴: عملکرد سیستم کنترل در ردیابی ورودی‌های متغیر با زمان

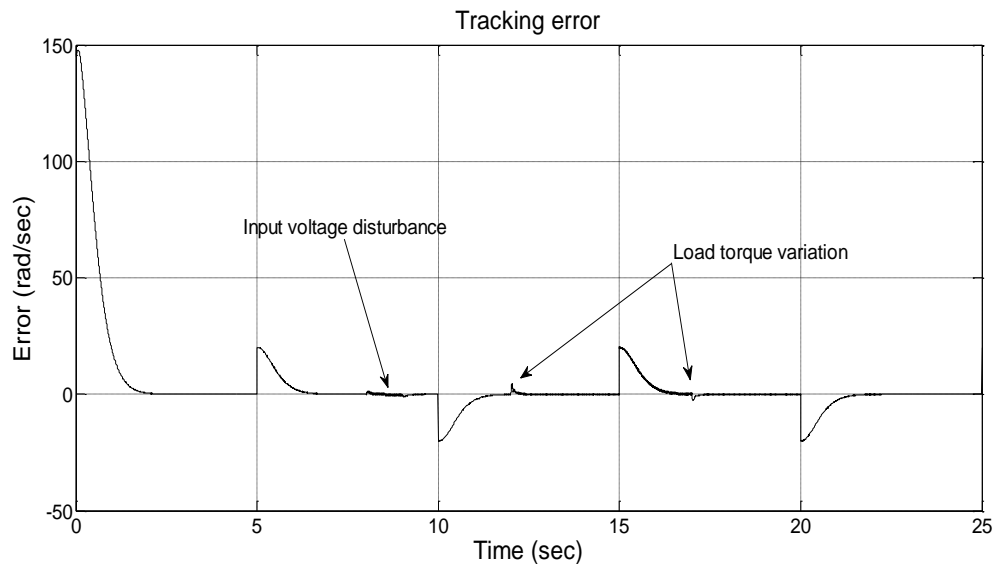
همچنین با در نظر گرفتن اغتشاشات ناشی از گشتاور بار خارجی، اغتشاش ولتاژ استاتور و تغییرات سینوسی مقاومت‌ها و اندوکتانس‌ها پاسخ سیستم حلقه بسته و خطای ردیابی به ترتیب در شکل‌های ۴-۴، ۴-۵ و ۴-۶ نشان داده شده اند.



شکل ۴-۴: عملکرد سیستم کنترل در ردیابی ورودی پس از اعمال اغتشاشات و تغییرات پارامترها

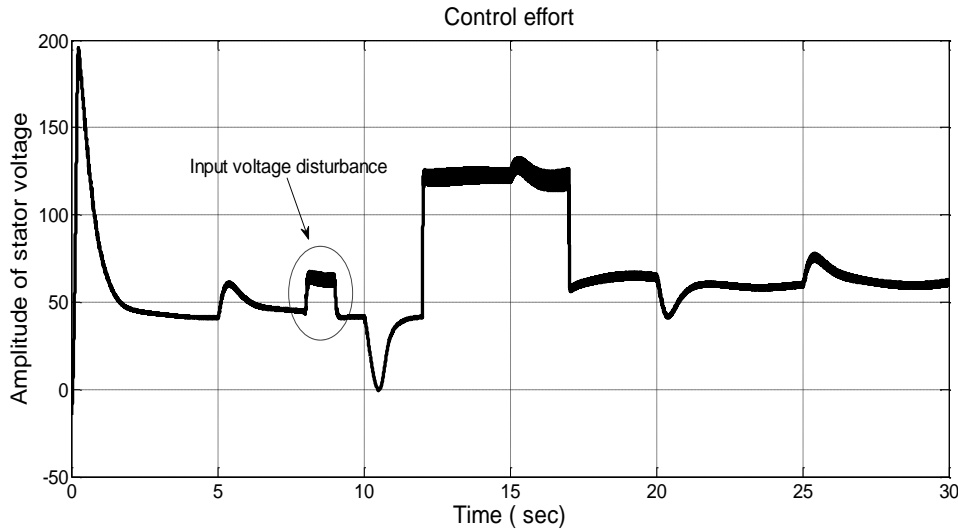


شکل ۴-۵: ناحیه مشخص شده در شکل ۴-۴



شکل ۴-۶: سیگنال کنترلی

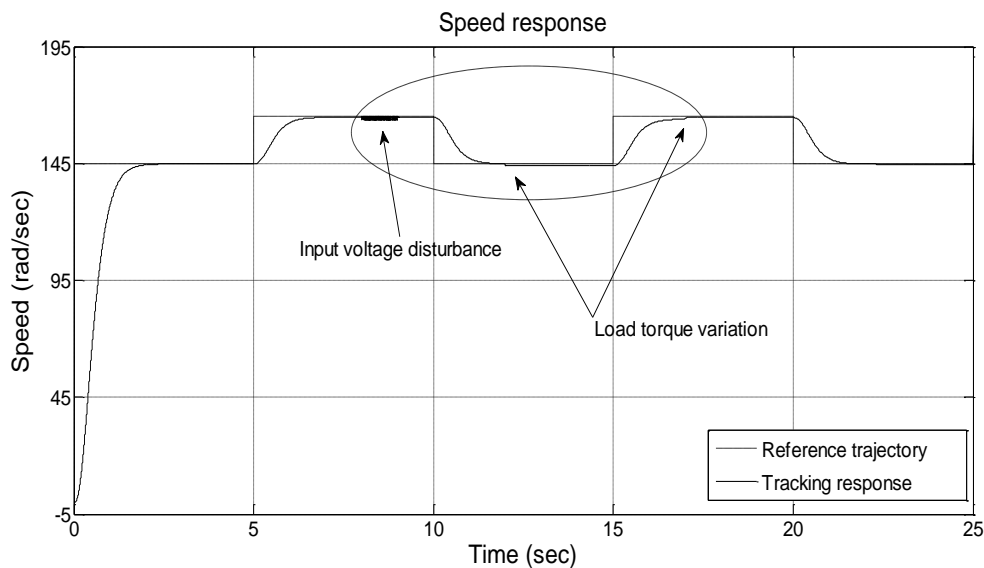
همانطور که در این شکل‌ها مشاهده می‌شود عملکرد سیستم کنترلی در تعقیب سریع سیگنال مرجع بسیار مناسب بوده و دارای مقاومت مطلوبی در برابر تغییرات پارامترهای موتور و اغتشاشات ولتاژ ورودی است. سیگنال کنترلی (اندازه ولتاژ استاتور) نیز در شکل ۴-۷ نمایش داده شده است. این شکل هموار بودن سیگنال کنترلی را تایید کرده و همچنین تایید می‌کند که اندازه ولتاژ ورودی موتور در رنج مجاز است.



شکل ۴-۷: سیگنال کنترلی

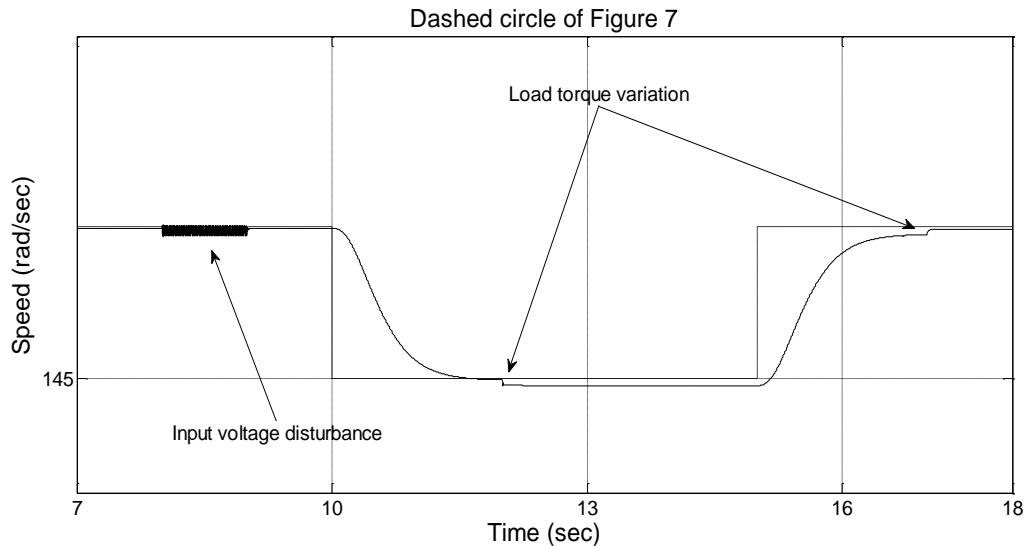
### ۴-۳-۲ - مقایسه عملکرد کنترل پیشنهادی با روش [۷۰]

در این قسمت قانون کنترل فازی تطبیقی ارائه شده در [۷۰] که در بخش ۳-۳-۲ به طور کامل توضیح داده شد برای کنترل سرعت موتور القائی مورد مطالعه پیاده سازی می‌شود. با مشابه در نظر گرفتن مدل مرجع، گشتاور بار خارجی و اغتشاشات ولتاژ ورودی این قسمت با شبیه سازی قسمت قبل، عملکرد ردیابی این سیستم کنترل در شکل‌های ۴-۸ و ۴-۹ نشان داده شده است.



شکل ۴-۸: عملکرد ردیابی سیستم کنترل فازی تطبیقی ارائه شده در مقاله [۷۰]





شکل ۴-۹: بزرگ شده ناحیه مشخص شده در شکل ۴-۸

همانگونه که در شکل ۴-۹ مشاهده می‌شود این سیستم کنترلی در حذف اغتشاشات ناشی از گشتاور بار خارجی و همچنین اغتشاشات ولتاژ ورودی نسبت به روش پیشنهادی در این فصل که در شکل ۴-۵ نشان داده شده بود از عملکرد پایین تری برخوردار است. لازم به ذکر است که برای پیاده سازی روش چند متغیره فازی تطبیقی [۷۰] نیاز به گرفتن فیدبک از تمامی متغیرهای حالت و همچنین سیگنال شتاب است ولی روش ارائه شده در این رساله تنها از فیدبک سرعت استفاده می‌کند. همچنین در سیستم کنترلی [۷۰] شش تابع نامعلوم وجود دارد و برای تخمین هر تابع ۲۴۳ قانون فازی نیاز است در حالی که سیستم کنترل ارائه شده در این رساله دارای ساختار بسیار ساده تر و حجم محاسباتی بسیار کمتر است. به علاوه نامفرد بودن ماتریس بهره ورودی در [۷۰] یک شرط اساسی است که می‌تواند به راحتی نقض شده و سیستم کنترل حلقه بسته را ناپایدار سازد. از دیگر مزایای کنترل کننده پیشنهادی توانایی آن در جبران خطای تقریب تخمینگر عصبی فازی است که عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی را بهبود بخشیده است.

#### ۴-۴. نتیجه گیری

در این فصل یک سیستم تطبیقی غیرمستقیم برای کنترل سرعت موتورهای القائی پیشنهاد شد که در آن برای تخمین نامعینی‌ها شامل دینامیک‌های مدل نشده، تغییرات پارامترهای موتور،

تغییرات گشتاور بار و اغتشاشات ولتاژ ورودی دو سیستم عصبی فازی طراحی شده است. قوانین تطبیق برای آموزش پارامترهای سیستم‌های عصبی فازی بر اساس آنالیز پایداری لیاپانوف می‌باشد که تضمین کننده همگرایی مجانبی خطای ردیابی است. همچنین خطاهای تخمین سیستم‌های عصبی فازی در قانون کنترل جبران می‌شود. مساله دیگری که روش ارائه شده را در مقایسه با روش‌های قبلی متمایز می‌کند این است که کراندار بودن تمامی متغیرهای حالت در تحلیل پایداری در نظر گرفته شده است.

## فصل پنجم

**کنترل سرعت موتور القائی با استفاده از**

**روش مد لغزشی دینامیک عصبی فازی**

## ۵-۱. مقدمه

از میان روش‌های کنترل مقاوم روش کنترل مد لغزشی به علت سادگی ساختار و توانایی در پوشش دادن نامعینی‌های پارامتری و غیرپارامتری بسیار شناخته شده و پرکاربرد است [۸۶]. مزیت اصلی کنترل مد لغزشی این است که با رسیدن و باقی ماندن مسیر سیستم در داخل سطح لغزش، سیستم کنترلی به تغییرات پارامترها و اغتشاشات خارجی حساسیت چندانی ندارد [۹۵ و ۹۶]. ولی در این روش باند بالای عدم قطعیت‌ها باید از قبل مشخص بوده و یا تخمین زده شود [۸۳]. تخمین زیاد این باند می‌تواند اندازه سیگنال کنترلی را زیاد کرده و در نتیجه به سیستم ضربه وارد سازد و تخمین کم این باند باعث افزایش خطای ردیابی و بدتر کردن عملکرد سیستم می‌شود [۸۴ و ۸۵]. معمولاً این باند با فرایند آزمون و خطا و به گونه‌ای تعیین می‌شود که بین دقت و پدیده لرزش مصالحه مناسبی برقرار شود. به منظور کاهش پدیده لرزش در کنترل مد لغزشی متداول تا کنون روش‌هایی ارائه شده است که معروف‌ترین آن‌ها جایگزین کردن تابع سوئیچینگ با یک تابع اشباع است [۸۶]. ولی این عمل باعث ایجاد خطا در حالت ماندگار خواهد شد. از بین روش‌های مختلف ارائه شده در این زمینه کنترل مد لغزشی دینامیک کارائی بیشتری دارد [۱۰۲-۱۰۴]. در این روش قانون کنترلی با انتگرال‌گیری از یک تابع که شامل تابع علامت است بدست می‌آید. این انتگرال‌گیری نقش بسزائی در کاهش پدیده لرزش دارد. اما در هر حال در کنترل مد لغزشی دینامیک نیز باند بالای عدم قطعیت‌ها باید مشخص باشد.

امروزه روش‌های کنترل مقاوم مبتنی بر شبکه‌های عصبی مصنوعی و سیستم‌های فازی تطبیقی در طراحی کنترل‌کننده برای سیستم‌های غیرخطی و دارای نامعینی از جایگاه ویژه‌ای برخوردار هستند. علت این امر را می‌توان قابلیت این روش‌ها در یادگیری الگوها، پردازش موازی و به طور خاص خاصیت تقریب جهانی دانست. این خواص ما را بر آن داشت که برای تخمین نامعینی‌ها در روش مد لغزشی دینامیک، از تقریب زنده‌های فازی-عصبی استفاده کنیم. یعنی در این فصل یک روش جدید برای کنترل مقاوم سرعت یک موتور القائی ارائه شده است که در آن از کنترل مد لغزشی

دینامیک عصبی فازی<sup>1</sup> استفاده می‌شود. در روش پیشنهاد شده ابتدا با اضافه کردن یک سطح لغزش ثانویه از نوع PID، یک کنترل مد لغزشی دینامیک طراحی می‌شود که لرزش آن نسبت به مد لغزشی معمولی به شدت کمتر است. سپس به منظور حذف عملیات آزمون و خطا و انتخاب مناسب باند بالای نامعینی، کلیه عدم قطعیت‌ها با استفاده از یک سیستم عصبی فازی تخمین زده می‌شوند. آموزش آنلاین کنترل مد لغزشی دینامیک عصبی فازی به کار رفته در این فصل بر مبنای تحلیل پایداری لیاپانوف بوده و همچنین به منظور تضمین همگرایی مجانبی خطای ردیابی، خطای تقریب به وجود آمده توسط شبکه عصبی فازی به کار رفته نیز جبران خواهد شد.

با وجود اینکه رویکردهای مشابه کنترلی مبتنی بر مد لغزشی و منطق فازی در مراجع [۶۷ و ۶۶] پیشنهاد شده اند، چیزی که باعث نوآوری روش ارائه شده در این فصل می‌شود و آن را نسبت به سایر روش‌های فازی تطبیقی پایدار برتری می‌دهد عدم نیاز این روش به داشتن فیدبک از کلیه متغیرهای حالت مانند شارها و جریان‌ها است. زیرا این سیگنال‌ها معمولاً با نویز همراه اند و همچنین اندازه گیری آن‌ها مشکل و نیازمند سنسورهای متفاوتی است. در [۶۸] یک مدل عصبی فازی ترکیبی جدید ارائه شده است که نیاز به تعیین از قبل پارامترها را مرتفع می‌کند ولی این مقاله فاقد یک تحلیل ریاضی برای پایداری بوده و همگرایی مجانبی خطای ردیابی و محدود بودن حالات نیز اثبات نشده است. در [۶۹] یک کنترل سرعت فازی تطبیقی با تحلیل پایداری ارائه شده است ولی نیازمند فیدبک از کلیه متغیرهای حالت بوده و همچنین تعداد قوانین فازی آن بسیار زیاد است. در این فصل به منظور برطرف کردن مشکلات فوق و حذف فیدبک‌های شارها و جریان‌ها، ابتدا یک کنترل‌کننده مقاوم از نوع مد لغزشی دینامیک بر اساس معادله دیتامیکی سرعت طراحی می‌شود که ساختار ساده ای داشته و باعث کاهش بار محاسباتی می‌شود. سپس به منظور اجتناب از عملیات سعی و خطا در تعیین باند بالای نامعینی، کلیه نامعینی‌ها با استفاده از سیستم‌های عصبی فازی

<sup>1</sup> Neuro-Fuzzy Dynamic Sliding Mode Control

تخمین زده خواهند شد. در روش پیشنهادی پارامترهای موجود در سیستم عصبی فازی بر پایه یک تحلیل پایداری تنظیم شده و همچنین خطای تقریب نیز با اضافه کردن یک جمله مقاوم ساز پیوسته در قانون کنترلی جبران می‌شود. به علاوه کراندار بودن سایر متغیرهای حالت نیز اثبات می‌شود. همانگونه که در شبیه سازی‌های انتهای فصل مشاهده می‌شود مقاوت روش کنترلی پیشنهادی در تغییرات گشتاور بار نیز مناسب تر از نمونه‌های مشابه می‌باشد.

## ۵-۲. روش کنترل مد لغزشی

مساله کنترل ردیابی را برای سیستم به فرم زیر در نظر بگیرید:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x) + u \quad (1-5)$$

که در آن  $x \in \mathbb{R}^n$  بردار حالت بوده و  $u \in \mathbb{R}$  ورودی کنترلی است. تابع غیرخطی  $f(x) \in \mathbb{R}^n$  نامعین بوده و تخمین آن یعنی  $\hat{f}(x)$  به فرم زیر در دسترس می‌باشد:

$$f(x) = \hat{f}(x) + \Delta f(x) \quad |\Delta f(x)| \leq \delta_f \quad (2-5)$$

که در آن  $\delta_f$  یک ثابت معلوم است. فرض کنید که  $x_r$  یک مسیر مطلوب باشد در این صورت خطای ردیابی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$e = x - x_r \quad (3-5)$$

سطح لغزش زیر را در نظر بگیرید:

$$s(t) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t), \lambda > 0 \quad (4-5)$$

که  $\lambda$  یک پارامتر طراحی است. توجه دارید که در سطح  $s(t) = 0$ ، دینامیک خطا به صورت زیر می‌باشد:

$$\left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e(t) = 0 \quad (5-5)$$

که همگرایی مجانبی خطا به صفر را تایید می‌کند. بنابراین ما باید  $u(t)$  را به گونه‌ای طراحی کنیم که سطح لغزش  $s(t)$  به صفر همگرا شده و در آنجا باقی بماند. به عبارت دیگر  $\dot{s}(t) = 0$  نیز باید برآورده شود. با استفاده از (3-5) و (4-5)،  $\dot{s}$  به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= e^{(n)} + \dots + \lambda^{n-1} \dot{e} = x^{(n)} - x_r^{(n)} + \dots + \lambda^{n-1} \dot{e} \\ &= f(x) + u - x_r^{(n)} + \dots + \lambda^{n-1} \dot{e} \end{aligned} \quad (6-5)$$

و بنابر این بهترین تقریب پیوسته از قانون کنترل  $\hat{u}$  که عبارت  $\dot{s}(t) = 0$  را نتیجه می‌دهد عبارتست از:

$$\hat{u} = x_r^{(n)} - \hat{f}(x) - \dots - \lambda^{n-1} \dot{e} \quad (7-5)$$

به منظور غلبه بر نامعینی‌ها نیز یک جمله گسسته به صورت زیر به  $\hat{u}$  اضافه می‌شود:

$$u = \hat{u} - (\delta_f + \eta) \text{sgn}(s) \quad (8-5)$$

که در آن  $\eta$  یک ثابت مثبت بوده و  $\text{sgn}(s)$  تابع علامت است که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\text{sgn}(s) = \begin{cases} -1 & s < 0 \\ 0 & s = 0 \\ 1 & s > 0 \end{cases} \quad (9-5)$$

برای اثبات رسیدن به مد لغزش باید نشان داد که با این قانون کنترل،  $s$  در زمان محدود به سمت صفر همگرا می‌شود. بدین منظور تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V(t) = \frac{1}{2} s^2 \quad (10-5)$$

مشتق زمانی آن عبارتست از:

$$\dot{V} = s\dot{s} \quad (11-5)$$

با استفاده از (۵-۶)، (۵-۷) و (۵-۸)، معادله (۵-۱۱) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{V} = s(\Delta f(x) - (\delta_f + \eta) \operatorname{sgn}(s)) \quad (۵-۱۲)$$

از (۵-۱۲) می‌توان به این نتیجه رسید که

$$\dot{V} \leq |s| (|\Delta f(x) - \delta_f| - \eta) |s| \quad (۵-۱۳)$$

و از آنجایی که  $|\Delta f(x) - \delta_f| \leq 0$  می‌توان گفت:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s| \quad (۵-۱۴)$$

که بیانگر این است که مربع فاصله از سطح لغزش که با  $s^2$  نشان داده می‌شود، در طول تمامی مسیرهای سیستم در حال کم شدن است و سرانجام  $s(t) = 0$  خواهد شد.

### ۵-۳. روش مد لغزشی دینامیک برای کنترل دور موتور القائی

به منظور پیاده سازی قانون کنترلی مد لغزشی بر روی موتور القائی ابتدا باید دینامیک‌های سیستم را به فرم  $\omega^{(n)} = f(X, T_L) + G(X, T_L)u_s$  تبدیل کرد و برای این منظور از آخرین رابطه در دسته معادلات (۲-۲۷) مشتق می‌گیریم و رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\ddot{\omega} = f(X, T_L) + G(X)u_s \quad (۵-۱۵)$$

بنابر این درجه نسبی سیستم  $n = 2$  است. حال فرض می‌شود که  $f(X, T_L)$  و  $G(X)$  در دست نیستند. برای طراحی قانون کنترلی برای این چنین سیستمی یک روش، استفاده از مدل‌های نامی  $f_n(X, T_L)$  و  $G_n(X)$  می‌باشد. البته با به کار بردن روش‌های کنترلی مستقل از مدل فرایند طراحی ساده تر خواهد شد زیرا این روش‌ها نیازی به مدل‌های نامی ندارند. برای رسیدن به این هدف می‌توان دینامیک سیستم غیرخطی (۵-۱۵) را به صورت زیر نوشت:

$$\ddot{\omega} = L(X, T_L, u_s) + u_s \quad (۵-۱۶)$$



که در آن  $L(X, T_L, u_s) = f(X, T_L) + G(X)u_s - u_s$  همان نامعینی است.

حال سطح لغزش از نوع PID را به صورت زیر در نظر بگیرید

$$s(t) = \dot{e}(t) + c_1 e(t) + c_2 \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (17-5)$$

که در آن  $c_1$  و  $c_2$  ثابت‌های مثبت،  $e = \omega_r - \omega$ ، خطای ردیابی سرعت و  $\omega_r$  سرعت مرجع می‌باشد. با فرض این که  $\omega_r$  و مشتقات زمانی آن‌ها تا هر درجه لازم کراندار باشند و با مشتق‌گیری از  $s(t)$  و استفاده از (5-16) می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= \ddot{e}(t) + c_1 \dot{e}(t) + c_2 e(t) = \ddot{\omega}_r(t) - \ddot{\omega}(t) + c_1 \dot{e}(t) + c_2 e(t) \\ &= \ddot{\omega}_r(t) - u(t) - L(X; t) + c_1 \dot{e}(t) + c_2 e(t). \end{aligned} \quad (18-5)$$

قانون کنترلی  $U(t)$  باید به گونه ای پیشنهاد شود که برای همه لحظات  $t \geq t_0$  که در آن  $t_0$  زمانی است که حرکت لغزشی شروع می‌شود رابطه  $\dot{s}(t) = 0$  برقرار باشد. مطابق با مرجع [75] اگر سیگنال کنترلی  $U(t)$  به صورت زیر ارائه شود پایداری مجانبی سرتاسری رابطه (5-18) تضمین خواهد شد.

$$u(t) = U_{SMC}(t) = \ddot{\omega}_r + c_1 \dot{e}(t) + c_2 e(t) + \delta_{SMC} \operatorname{sgn}(s(t)) \quad (19-5)$$

که در آن  $\operatorname{sgn}(\cdot)$  تابع علامت است و  $\delta_{SMC}$  باند بالای نامعینی  $L(X, T_L, u_s)$  به صورت  $|L(X, T_L, u_s)| < \delta_{SMC}$  می‌باشد. مهمترین مشکل قانون کنترلی (5-19) پدیده لرزش است. به منظور کاهش لرزش در کنترل مد لغزشی معمولی، کنترل مد لغزشی دینامیک ارائه شده است [102-104]. در کنترل مد لغزشی دینامیک، سطح لغزشی ثانویه به صورت زیر پیشنهاد می‌شود.

$$\sigma(t) = \dot{s}(t) + \lambda_1 s(t) + \lambda_2 \int_0^t s(\tau) d\tau \quad (20-5)$$

که  $\lambda_1$  و  $\lambda_2$  ثابت‌هایی مثبت هستند. با مشتق‌گیری از  $\sigma(t)$  و استفاده از روابط (5-16) و (5-18) رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned}
\dot{\sigma}(t) &= \ddot{s}(t) + \lambda_1 \dot{s}(t) + \lambda_2 s(t) = \ddot{\omega}_r(t) - \dot{U}(t) - \dot{L}(X;t) + c_1 \ddot{e}(t) \\
&+ c_2 \dot{e}(t) + \lambda_1 [\ddot{e}(t) + c_1 \dot{e}(t) + c_2 e(t)] + \lambda_2 \left[ \dot{e}(t) + c_1 e(t) + c_2 \int_0^t e(\tau) d\tau \right] \\
&= \ddot{\omega}_r(t) - \dot{U}(t) - \dot{L}(X;t) + (c_1 + \lambda_1) \ddot{e}(t) + (c_2 + c_1 \lambda_1 + \lambda_2) \dot{e}(t) \\
&+ (c_2 \lambda_1 + c_1 \lambda_2) e(t) + c_2 \lambda_2 \int_0^t e(\tau) d\tau \\
&= \ddot{\omega}_r(t) - \dot{U}(t) + p_1 E(X;t) + p_2 \dot{e}(t) + p_3 e(t) \\
&+ p_4 \int_0^t e(\tau) d\tau - [p_1 L(X;t) + \dot{L}(X;t)]
\end{aligned} \tag{۲۱-۵}$$

که در این رابطه  $p_2 = c_2 + \lambda_1 c_1 + \lambda_1$  ،  $p_1 = c_1 + \lambda_1$  ،  $E(X;t) = \ddot{\omega}_r(t) - U(t)$  ،  $p_3 = c_2 \lambda_1 + c_1 \lambda_2$  و  $p_4 = c_2 \lambda_2$  . اگر  $\dot{U}(t)$  به گونه ای طراحی شود که عبارت  $\dot{\sigma}(t) = 0$  برآورده شود در این صورت  $\ddot{s}(t) + \lambda_1 \dot{s}(t) + \lambda_2 s(t) = 0$  و بنابر این سطح لغزش اولیه  $s(t)$  به صفر همگرا خواهد شد. در این قسمت  $\dot{U}(t)$  را به صورت زیر پیشنهاد می کنیم:

$$\dot{U}(t) = \ddot{\omega}_r(t) + p_1 E(X;t) + p_2 \dot{e}(t) + p_3 e(t) + p_4 \int_0^t e(\tau) d\tau + \delta_{DSMC} \operatorname{sgn}(\sigma(t)) \tag{۲۲-۵}$$

که در آن  $\delta_{DSMC}$  باند بالای عدم قطعیت بوده و به صورت زیر تعریف می شود:

$$|(c_1 + \lambda_1) L(X;t) + \dot{L}(X;t)| < \delta_{DSMC} \tag{۲۳-۵}$$

بنابر این:

$$u(t) = U_{DSMC}(t) = \int_0^t \dot{U}(\tau) d\tau \tag{۲۴-۵}$$

با توجه به وجود انتگرال در (۲۴-۵) روش مد لغزشی دینامیک به طور قابل توجهی از لرزش سیستم کم می کند. ولی در هر صورت در این روش باید بهره  $\delta_{DSMC}$  از پیش معین باشد. معمولاً اندازه باند مورد نظر با روش آزمون و خطا تعیین می شود ولی در این رساله به منظور حل این مشکل از یک قانون تطبیق برای تخمین  $\delta_{DSMC}$  استفاده می شود. با وجود این هنوز مشکل لرزش باقی است زیرا اصلی ترین دلیل پدیده لرزش وجود تابع علامت در قانون کنترل می باشد و روش های فوق

هنوز نتوانسته اند آن را حذف کنند. در این رساله برای حذف کلی لرزش عدم قطعیت زیر با استفاده از سیستم عصبی فازی تطبیقی تخمین زده می‌شود.

$$y(t) = -[p_1 L(X;t) + \dot{L}(X;t)] \quad (25-5)$$

در نتیجه تابع علامت در (5-19) حذف شده و همچنین برای تعیین  $\delta_{DSMC}$  نیاز به انجام آزمون و خطا نیست.

## ۴-۵. کنترل مد لغزشی دینامیک عصبی فازی

در این قسمت به منظور بهبود بخشیدن کارایی سیستم کنترل، یک کنترل مد لغزشی دینامیک عصبی فازی ارائه می‌شود. در این روش هدف از سیستم عصبی فازی تخمین نامعینی  $y(t)$  است که خود تابعی از متغیرهای حالت و مشتقات آنها است. فراهم کردن یک سیستم عصبی فازی با این ورودی‌ها کار چندان ساده ای نیست زیرا تعدادی از این سیگنال‌ها در دسترس نیستند و همچنین احتمال نویز آلود بودن این سیگنال‌ها وجود دارد. در این رساله مطابق با [۱۲۹]، به جای استفاده از سیگنال‌های فوق در سیستم عصبی فازی از سیگنال‌های  $e$  و  $\dot{e}$  استفاده کرده و به این ترتیب از تعداد فیدبک‌های مورد نیاز کاسته می‌شود. مطابق با قضیه تقریب جهانی [۱۲۹]، مقادیر  $m$ ،  $\sigma$  و  $\bar{y}$  به گونه ای وجود دارند که

$$y = y^*(t) + \Delta(t) \quad (26-5)$$

و در آن  $y^*(t)$  یک سیستم عصبی فازی به صورت زیر است:

$$y^*(t) = \sum_{i=1}^N \bar{y}_i \xi_i(e, \dot{e}) = \Theta^{*T} \xi(e, \dot{e}) \quad (27-5)$$

$$\xi_i(e, \dot{e}) = \frac{\mu_{A_i}(e) \mu_{B_i}(\dot{e})}{\sum_{i=1}^9 \mu_{A_i}(e) \mu_{B_i}(\dot{e})}$$

که در آن  $\mu_{Bi}(\dot{e}) \in [0,1]$  و  $\mu_{Ai}(e) \in [0,1]$  به ترتیب توابع عضویت گوسی شکل مربوط به  $i^{th}$  قانون مرتبط با ورودی‌های  $e$  و  $\dot{e}$  هستند که میاتگین و پراکندگی استاندارد آن‌ها بر اساس حداکثر تغییرات  $e$  و  $\dot{e}$  انتخاب می‌شوند. همچنین در این رابطه  $\Delta(t)$  خطای تقریب سیستم عصبی فازی است. فرض کنید که خروجی سیستم عصبی فازی که باید به  $y(t)$  همگرا شود به صورت زیر باشد

$$\hat{y} = \hat{\Theta}^T \xi(e, \dot{e}) \quad (28-5)$$

که در آن  $\hat{\Theta}$  تخمین  $\Theta^*$  است. به علت وجود خطای تقریب  $\Delta(t)$  در (26-5) در حالت ایده آل که  $\hat{\Theta} = \Theta^*$  نمی‌توان انتظار داشت که  $\hat{y}(t) = y(t)$  و به همین منظور و برای جبران خطای تقریب یک قسمت مقاوم ساز  $u_r(t)$  به قانون کنترلی اضافه می‌شود. بنابر این قانون کنترل پیشنهادی به صورت زیر تعریف خواهد شد:

$$U_{NFDSMC}(t) = \int_0^t \dot{U}_{NFDSMC}(\tau) d\tau \quad (29-5)$$

و در نتیجه :

$$\dot{U}_{NFDSMC} = \ddot{\omega}_r + p_1 E + p_2 \dot{e} + p_3 e + p_4 \int_0^t e(\tau) d\tau + \hat{y} + u_r \quad (30-5)$$

در شکل ۵-۱ ساختار سیستم کنترل مد لغزشی دینامیک عصبی فازی نشان داده شده است.

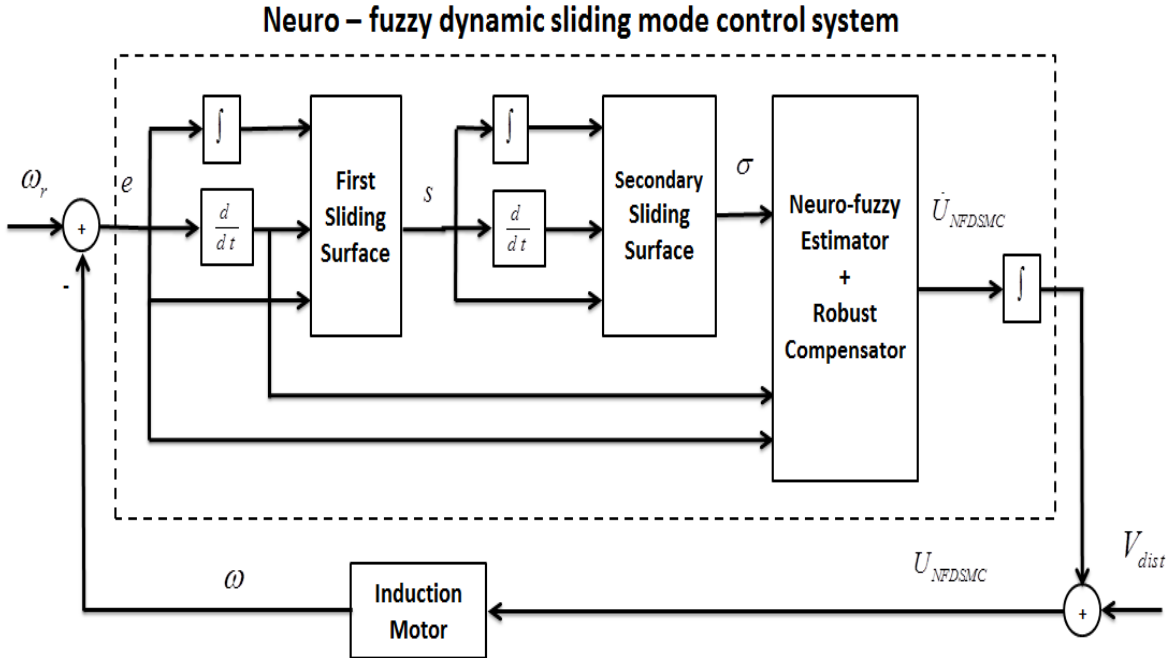
**قضیه ۱:** مدل موتور القائی ارائه شده در (۱۶-۵) را در نظر بگیرید اگر قانون کنترلی به صورت (۲۹-۵) و (۳۰-۵) طراحی شود، قوانین تطبیق تخمینگر عصبی فازی به صورت (۳۱-۵) باشد و قسمت مقاوم ساز کنترل‌کننده مشابه با (۳۲-۵) و (۳۳-۵) طراحی شوند پایداری سیستم کنترل مد لغزشی دینامیک عصبی فازی پیشنهادی تضمین خواهد شد.

$$\dot{\hat{\Theta}} = \eta_{\theta} \sigma(t) \xi \quad (31-5)$$

$$u_r = \hat{h}(t) + k_2 \sigma(t) \quad (32-5)$$

$$\dot{\hat{h}}(t) = k_1 \sigma(t) \quad (33-5)$$

در این روابط  $\eta_\theta$  و  $k_1$  مقدير ثابت مثبت هستند و  $\hat{h}(t)$  یک مقدار تخمینی آنلاین از  $h$  است.



شکل ۵-۱: ساختار سومین سیستم کنترل سرعت عصبی فازی پیشنهادی

اثبات: تابع مثبت معین زیر را در نظر بگیرید

$$V(t) = \frac{1}{2} \sigma^2(t) + \frac{1}{2\eta_\theta} \tilde{\Theta}^T \tilde{\Theta} + \frac{1}{2k_1} \tilde{h}^2(t) \quad (34-5)$$

که در آن  $\tilde{h}(t) = h(t) - \hat{h}(t)$  و  $\tilde{\Theta} = \Theta^* - \hat{\Theta}$ . با مشتق گیری از  $V(t)$  و استفاده از روابط (۵-۵)

(۲۱)، (۲۸-۵) و (۳۰-۵) داریم

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \sigma(t)\dot{\sigma}(t) - \frac{1}{\eta_\theta} \tilde{\Theta}^T \dot{\tilde{\Theta}} - \frac{1}{k_1} \tilde{h}(t)\dot{\tilde{h}}(t) = \sigma(t)\{y - \hat{y} - u_r\} - \frac{1}{\eta_\theta} \tilde{\Theta}^T \dot{\tilde{\Theta}} \\ & - \frac{1}{k_1} \tilde{h}(t)\dot{\tilde{h}}(t) \end{aligned} \quad (35-5)$$

از روابط (۲۶-۵) الی (۲۸-۵) و (۳۲-۵) استنباط می شود که:

$$\dot{V} = \sigma(t) \left[ \tilde{\Theta}^T \xi + \tilde{h}(t) - k_2 \sigma(t) \right] - \frac{1}{\eta_\theta} \tilde{\Theta}^T \dot{\tilde{\Theta}} - \frac{1}{k_1} \tilde{h}(t) \dot{\tilde{h}}(t) \quad (36-5)$$

با جایگذاری  $\dot{\tilde{\Theta}}$  و  $\dot{\tilde{h}}(t)$  از (31-5) و (32-5) در رابطه (36-5) داریم:

$$\dot{V} = -k_2 \sigma^2(t) \quad (37-5)$$

از آنجایی که  $V(\sigma, \tilde{\Theta}, \tilde{h}) \leq 0$  و  $V(\sigma, \tilde{\Theta}, \tilde{h})$  منفی نیمه معین است نتیجه می‌گیریم که:

$$V(\sigma(t), \tilde{\Theta}(t), \tilde{h}(t)) \leq V(\sigma(0), \tilde{\Theta}(0), \tilde{h}(0)) \quad (38-5)$$

که مویید این است که  $\sigma(t)$ ،  $\tilde{\Theta}(t)$  و  $\tilde{h}(t)$  کراندار هستند. با تعریف تابع مثبت

$$P(t) = k_1 \sigma^2(t) = -\dot{V}(\sigma(t), \tilde{\Theta}(t), \tilde{h}(t)) \quad (39-5)$$

و با انتگرال گیری  $P(t)$  نسبت به زمان داریم:

$$\int_0^t P(\tau) d\tau = V(\sigma(0), \tilde{\Theta}(0), \tilde{h}(0)) - V(\sigma(t), \tilde{\Theta}(t), \tilde{h}(t)) \quad (40-5)$$

به علت اینکه  $V(\sigma(0), \tilde{\Theta}(0), \tilde{h}(0))$  محدود و  $V(\sigma(t), \tilde{\Theta}(t), \tilde{h}(t))$  غیر افزایشی و محدود می‌-

باشد نتیجه می‌گیریم که:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t P(\tau) d\tau < \infty \quad (41-5)$$

از آنجایی که  $\dot{P}(t)$  کراندار است می‌توان نتیجه گرفت که  $P(t)$  به طور یکنواخت پیوسته است.

با استفاده از لم باربالت [75] و [130] می‌توان نشان داد که  $\lim_{t \rightarrow \infty} P(t) \rightarrow 0$  و این رابطه بیانگر این

است که  $\sigma(t)$  در  $t \rightarrow \infty$  به صورت مجانبی به سمت صفر همگرا می‌شود و بدین ترتیب پایداری

سیستم کنترل پیشنهادی تضمین خواهد شد.

## ۵-۵. شبیه سازی و نتایج

در این قسمت به منظور بررسی عملکرد روش کنترل مد لغزشی دینامیک عصبی فازی (NFDSMC) پیشنهاد شده، ابتدا عملکرد سیستم کنترل مستقلاً مورد بررسی قرار می‌گیرد و سپس عملکرد روش کنترلی پیشنهادی با روش ارائه شده در مقاله [۸۷] که ساختار آن در بخش ۵-۵-۲ این رساله توضیح داده خواهد شد مقایسه می‌شود.

### ۵-۵-۱- بررسی عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی

یک موتور القائی سه فاز استاندارد را با معادلات (۲-۲۷) که پارامترهای آن در جدول ۱-۲ داده شده است در نظر بگیرید. برای بررسی قوام سیستم کنترل در مقابل تغییرات گرمایی پارامترهای موتور القائی و اغتشاش ناشی از گشتاور بار خارجی تغییرات سینوسی به صورت زیر به پارامترهای موتور اعمال می‌شود:

$$\begin{aligned} R_s &= R_{s0}(1+0.2\sin(t)) \\ R_r &= R_{r0}(1+0.2\cos(t)) \\ L_s &= L_{s0}(1+0.1\sin(t)) \\ L_r &= L_{r0}(1+0.1\cos(t)) \end{aligned} \quad (۴۲-۵)$$

تغییرات گشتاور خارجی بار نیز به صورت پله ای زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$T_L = \begin{cases} 1 & t < 12 \\ 7 & 12 \leq t \leq 17 \\ 2 & t > 17 \end{cases} \quad (۴۳-۵)$$

همچنین به منظور بررسی قابلیت سیستم کنترل در ردیابی تغییرات ناگهانی سرعت، سرعت مرجع به صورت مجموع مقدار ثابت ۱۵۵ رادیان بر ثانیه و یک موج مربعی با دامنه ۱۰ و فرکانس ۰٫۱ هرتز در نظر گرفته می‌شود. همچنین مدل مرجع زیر برای کنترل کردن پاسخ گذرای سیستم انتخاب می‌شود

$$\frac{\omega_d(s)}{\omega_c(s)} = \frac{27}{(s+3)^4} \quad (۴۴-۵)$$

و به علاوه به منظور بررسی توانایی سیستم کنترل پیشنهادی در حذف اغتشاش ولتاژ ورودی، اغتشاش ولتاژ زیر به سیگنال  $u_{sb}$  وارد می‌شود:

$$v_{dist} = \begin{cases} 15 & 38 \leq t \leq 39 \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (45-5)$$

مقادیر اولیه  $\theta$  در تقریب‌گر عصبی فازی برابر صفر در نظر گرفته شده‌اند. همانطور که قبلاً بحث شد اگر شرط  $\dot{\sigma}(t) = 0$  برآورده شود در این صورت  $s(t)$  به سمت صفر همگرا خواهد شد بنابراین پارامترهای طراحی  $c_1, c_2, \lambda_1$  و  $\lambda_2$  در  $s(t)$  و همچنین  $\sigma(t)$  باید به گونه‌ای انتخاب شود که سرعت همگرا شدن  $\dot{\sigma}(t)$  از سرعت همگرا شدن  $\dot{s}(t)$  بیشتر باشد. بنابراین در این بخش  $s(t)$  و  $\sigma(t)$  را اینگونه تعریف می‌کنیم:

$$s(t) = \dot{e}(t) + 0.02e(t) + 0.0001 \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (46-5)$$

$$\sigma(t) = \dot{s}(t) + 10s(t) + 25 \int_0^t s(\tau) d\tau$$

پارامترهای  $k_1$  و  $k_2$  نیز در  $u_r$  به ترتیب برابر  $0.001$  و  $0.01$  انتخاب شده‌اند. پس از تنظیمات فوق و بدون در نظر گرفتن تغییرات پارامترهای موتور، اغتشاشات ناشی از گشتاور بار خارجی و اغتشاشات ولتاژ ورودی قابلیت ردیابی سیستم کنترل NFDSMC پیشنهادی در شکل ۵-۲ نشان داده شده است. تاثیر اعمال تغییرات ۲۰ درصدی پارامترهای موتور و همچنین اغتشاشات بار و ولتاژ ورودی بر عملکرد سیستم کنترلی نیز در شکل ۵-۳ نشان داده شده است. همانگونه که در این شکل‌ها نشان داده شده است عملکرد سیستم کنترلی در تعقیب سریع سیگنال مرجع و همچنین قوام آن در برابر تغییرات پارامترهای موتور و اغتشاشات ولتاژ ورودی بسیار مناسب است. سیگنال کنترلی (اندازه ولتاژ استاتور) نیز در شکل ۵-۴ نمایش داده شده است. این شکل هموار بودن سیگنال کنترلی را تایید کرده و همچنین همانگونه که در شکل نشان داده شده است اندازه ولتاژ ورودی موتور در رنج مجاز است.



در برخی از سیستم‌های کنترل شبیه سازی شده [۳۳، ۵۶، ۸۰ و ۸۳]، افزایش نرخ آموزش باعث کاهش خطای ردیابی شده و عملکرد سیستم کنترل را بهبود می‌بخشد. در این شبیه سازی نرخ آموزش  $\eta_\theta$  برابر ۲۰ در نظر گرفته شده است. برای مطالعه بر روی تاثیرات نرخ‌های آموزش مختلف و امکان مقایسه کمی، معیار عملکردی زیر را در نظر بگیرید:

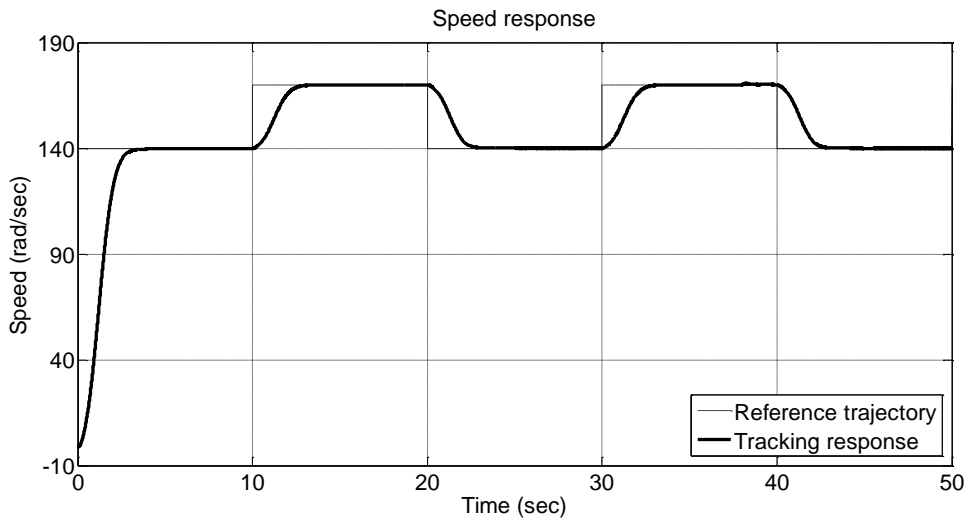
$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{50} \int_0^{50} e^2(t) dt} \quad (47-5)$$

جدول ۱-۵ مقادیر RMSE را برای مقادیر مختلف نرخ آموزش  $\eta_\theta$  نشان می‌دهد. نتایج این جدول پاراگراف فوق را تأیید می‌کند. البته ما مجاز نیستیم که نرخ یادگیری را تماماً افزایش دهیم زیرا باعث ناپایداری سیستم کنترل خواهد شد.

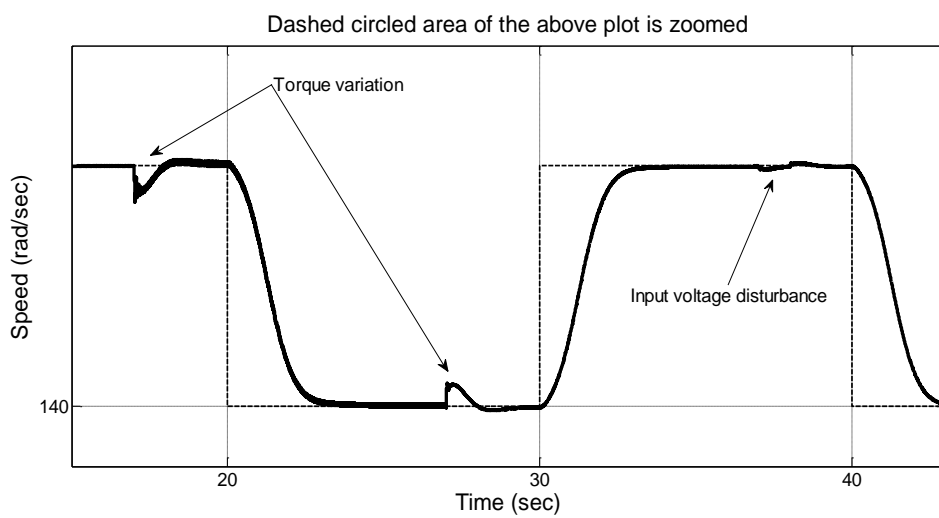
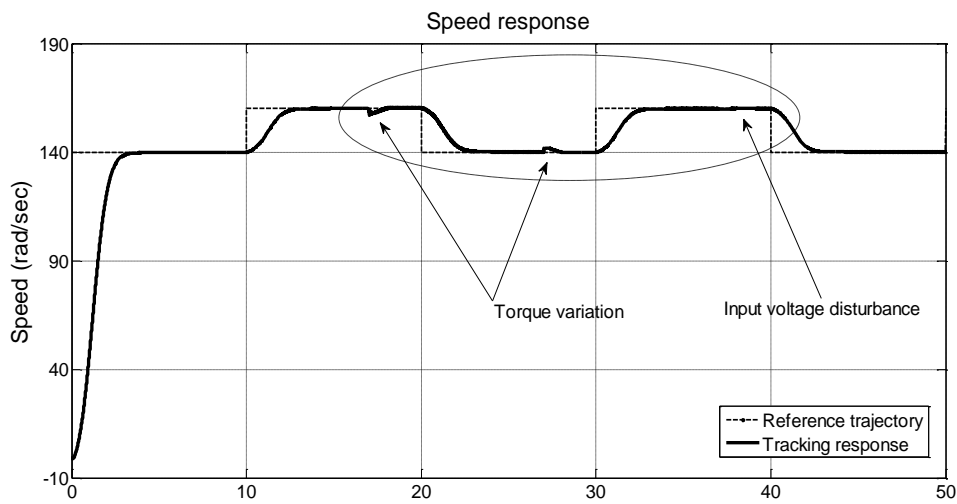
جدول ۱-۵: اندازه RMSE برای مقادیر مختلف  $\eta_\theta$

$\eta_\theta$	۱۵	۲۰	۲۵	۳۰	۳۵	۴۰	۵۰
RMSE	۰,۶۹	۰,۴۷	۰,۵۴	۰,۵۸	۰,۷۰	۰,۸۸	۱,۱۸۱

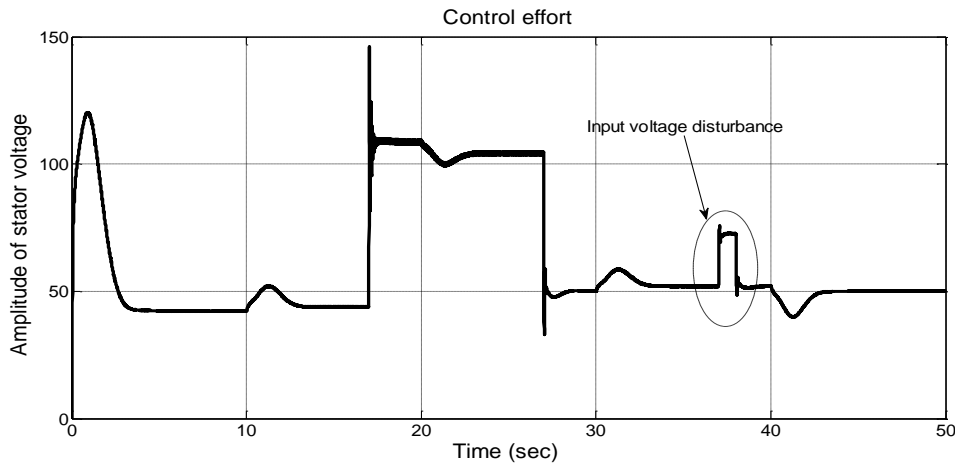
به منظور تاکید بر نقش مهم تخمینگر عصبی فازی در بهبود عملکرد کنترلی، در این قسمت مقایسه ای بین NFDSMC و DSMC انجام شده است. با اعمال قوانین کنترلی (۵-۲۱) الی (۵-۲۴) به موتور القایی مورد نظر و تعیین باند بالای عدم قطعیت  $\delta_{DSMC}$  برابر ۶۰۰ پاسخ سیستم کنترلی DSMC در شکل ۴-۵ ارائه شده است. این مقدار برای باند بالای عدم قطعیت با روش سعی و خطا انتخاب شده است. در مقالات مختلف برای تعیین مناسب این مقدار از روش‌های بهینه سازی نیز استفاده شده است. مثلاً در [۸۴] از روش PSO برای تعیین باند بالای نا معینی در کنترل مقاوم یک بازوی ربات استفاده شده است. در پیاده سازی‌های عملی مقدار دقیق این باند نامعلوم است و به همین دلیل در این رساله از سیستم عصبی فازی برای تخمین نا معینی‌ها استفاده شده است.



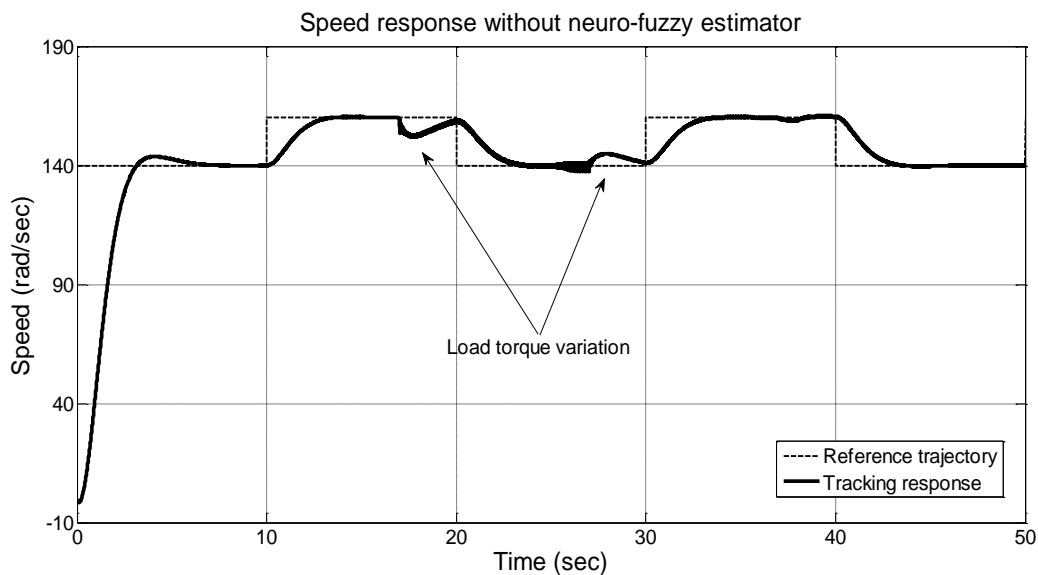
شکل ۵-۲: عملکرد سیستم کنترل در ردیابی ورودی‌های متغیر با زمان



شکل ۵-۳: عملکرد سیستم کنترل در ردیابی ورودی پس از اعمال اغتشاشات و تغییر پارامترهای مدل



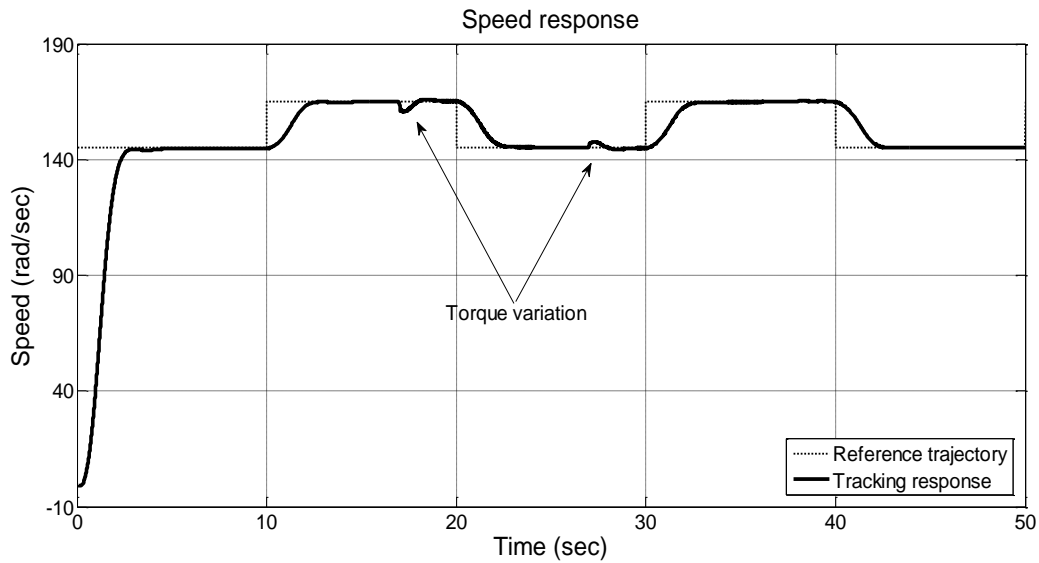
شکل ۴-۵: سیگنال کنترلی



شکل ۵-۵: پاسخ سیستم کنترل DSMC (بدون استفاده از تخمینگر عصبی فازی)

با مقایسه شکل ۲-۵ و شکل ۵-۵ به راحتی می‌توان به برتری روش NFDSMC در مقایسه با روش DSMC پی برد. به ویژه هنگامی که گشتاور بار خارجی اعمال می‌شود تغییرات سرعت در NFDSMC بسیار کمتر از DSMC است.

برای بررسی عملکرد سیستم ارائه شده بر روی انواع دیگر از موتورهای القایی با ابعاد و توان‌های مختلف این روش را بر روی دو موتور القائی دیگر با مشخصات ارائه شده در جداول ۲-۵ و ۳-۵ به کار برده و عملکرد ردیابی سرعت در آن‌ها به ترتیب در شکل‌های ۶-۵ و ۷-۵ توضیح داده شده اند.



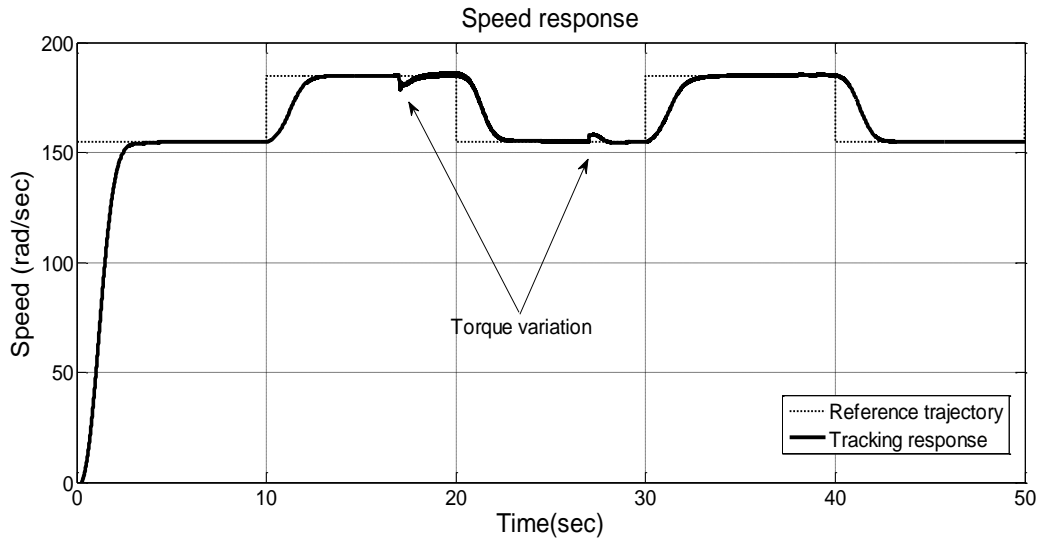
شکل ۵-۶: عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی در اعمال به موتور القائی جدول ۵-۲

جدول ۵-۲: پارامترهای مربوط به دومین موتور القائی استفاده شده در شبیه سازی

مقدار	نماد	پارامتر
۳۷,۳	$P$	توان نامی (kW)
۶۰	$f$	فرکانس (Hz)
۴۶۰	$V$	ولتاژ موثر خط (V)
۲	$n_p$	تعداد زوج قطب
۰,۰۹۹۶۱	$R_s$	مقاومت استاتور ( $\Omega$ )
۰,۰۵۸۳۷	$R_r$	مقاومت روتور ( $\Omega$ )
۰,۰۰۰۸۶۷	$L_s$	اندوکتانس استاتور (H)
۰,۰۰۰۸۶۷	$L_r$	اندوکتانس روتور (H)
۰,۰۳۰۳۹	$M$	اندوکتانس متقابل (H)
۰,۴	$J$	ممان اینرسی ( $\text{kgm}^2$ )

و گشتاور خارجی بار نیز در شبیه سازی دوم به صورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$T_L = \begin{cases} 5 & t < 17 \\ 70 & 17 \leq t \leq 27 \\ 20 & t > 27 \end{cases} \quad (۴۸-۵)$$



شکل ۵-۷: عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی در اعمال به موتور القائی جدول ۳-۵

جدول ۳-۵: پارامترهای مربوط به سومین موتور القائی استفاده شده در شبیه سازی

مقدار	نماد	پارامتر
۱۴۹,۲	$P$	توان نامی (kW)
۶۰	$f$	فرکانس (Hz)
۴۶۰	$V$	ولتاژ موثر خط (V)
۲	$n_p$	تعداد زوج قطب
۰,۰۱۸۱۸	$R_s$	مقاومت استاتور ( $\Omega$ )
۰,۰۹۹۵۶	$R_r$	مقاومت روتور ( $\Omega$ )
۰,۰۰۰۱۹	$L_s$	اندوکتانس استاتور (H)
۰,۰۰۰۱۹	$L_r$	اندوکتانس روتور (H)
۰,۰۰۹۴۱۵	$M$	اندوکتانس متقابل (H)
۲,۶	$J$	ممان اینرسی ( $\text{kgm}^2$ )

و گشتاور خارجی بار نیز در شبیه سازی سوم به صورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$T_L = \begin{cases} 20 & t < 17 \\ 350 & 17 \leq t \leq 27 \\ 100 & t > 27 \end{cases} \quad (۴۹-۵)$$

همانطور که در شکل‌های ۵-۶ و ۵-۷ دیده می‌شود، روش کنترلی پیشنهاد شده در مواجهه با انواع دیگر موتورهای القایی دارای عملکرد مناسبی است و در برابر تغییرات گشتاور متناظر و تغییرات پارامترهای موتور رفتار مطلوبی دارد.

### ۵-۵-۲- مقایسه عملکرد کنترل پیشنهادی با روش [۸۷]

در مقاله [۸۷] به منظور کنترل سرعت موتور القائی، از روش کنترلی مد لغزشی استفاده شده است. در این مقاله ابتدا سطح لغزش به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$s_{\omega} = c_{\omega}(\omega_r^* - \omega_r) + \frac{d}{dt}(\omega_r^* - \omega_r) \quad (5-50)$$

که در آن  $\omega_r^*$  همان سرعت مرجع روتور می‌باشد سپس به منظور تولید سیگنال کنترلی یعنی ولتاژ استاتور، مشتق سطح لغزش به فرم زیر محاسبه شده است:

$$\dot{s}_{\omega} = F + Du = -(Q_{\omega} \operatorname{sgn}(s_{\omega}) + K_{\omega} s_{\omega}) \quad (5-51)$$

که در آن  $F$  و  $D$  به پارامترهای سیستم، متغیرهای حالت و مشتقات آنها وابسته بوده و  $u$  بردار ورودی کنترل است. همچنین در این رابطه  $Q_{\omega}$  نرخ ثابت رسیدن به  $s_{\omega}$  و مقدار مثبت  $K_{\omega}$  نرخ تناسبی رسیدن به این سطح لغزش است. بنابراین قانون کنترل عبارتست از:

$$u = -D^{-1} [F + Q_{\omega} \operatorname{sgn}(s_{\omega}) + K_{\omega} s_{\omega}] \quad (5-52)$$

در ادامه مقاله به منظور بررسی پایداری سیستم کنترل در هر دو حالت ممکن یعنی حالت رسیدن و حالت لغزش، تابع لیاپانوف مثبت معین زیر پیشنهاد شده است:

$$V = \frac{1}{2} s_{\omega}^T s_{\omega} \quad (5-53)$$

با مشتق گرفتن از تابع لیاپانوف فوق داریم:

$$\dot{V} = s_{\omega} \dot{s}_{\omega} \quad (5-54)$$

و با جایگزاری مشتقات سطوح سوئیچینگ، معادله (۵-۵۴) به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\dot{V} = -Q_{\omega} |s_{\omega}| - K_{\omega} s_{\omega}^2 \quad (5-55)$$

و کاملاً مشخص است که اگر نرخ‌های انتخاب شده مثبت باشند معادله (۵-۵۵) منفی معین است. طرف راست معادله (۵-۵۵) در وضعیت رسیدن به سطح لغزش منفی و در حالت لغزش صفر است. بنابر این سیستم کنترل در حالت رسیدن به سطح لغزش پایدار و در حالت لغزش پایدار مجانبی است.

در کنترل مد لغزشی، باند بالای عدم قطعیت‌ها که شامل تغییرات پارامترهای موتور و اغتشاشات ناشی از بار خارجی می‌باشد باید در دسترس باشد و بدست آوردن مقدار این باند در کاربردهای عملی مشکل است. بنابراین در مقاله [۸۷] از یک ماشین استنتاج فازی برای تنظیم این مقدار استفاده می‌شود. در کنترل‌کننده‌های مد لغزشی فازی، به جای متغیر خطای استفاده شده در کنترل‌کننده‌های فازی متداول، از تابع سطح لغزش مربوط به کنترل‌کننده مد لغزشی استفاده می‌شود. البته مشکل انتخاب مناسب قوانین فازی هنوز پا برجاست که یا به دانش خبره قبلی نیازمند است و یا به وسیله سعی و خطا بدست می‌آید.

در روش کنترل مد لغزشی هرچه نرخ‌های ثابت و تناسبی رسیدن به سطح لغزش یعنی  $Q$  و  $K$  بیشتر باشند، کنترل‌کننده به تغییرات پارامترها و اغتشاشات مقاوم‌تر است. همچنین اثبات می‌شود که جمله شامل ضریب تناسبی باتوجه به مقدار تابع سوئیچینگ به طور خودکار تنظیم می‌شود. بنابر این هدف مقاله [۸۷] تنظیم مقدار پارامتر  $Q_{\omega}$  با استفاده از یک ماشین استنتاج فازی است به گونه‌ای که مقدار آن به مقدار تابع لغزش و نرخ نزدیک شدن به سطح  $s_{\omega} = 0$  یا دور شدن از آن وابسته باشد. در این مقاله از موتور استنتاج فازی Min-Max [۱۲۶] استفاده می‌شود و از آنجایی که برای هر ورودی  $s_{\omega}$  و  $\dot{s}_{\omega}$  تنها سه مجموعه فازی (N,Z,P) در نظر گرفته شده است، موتور استنتاج فازی تنها

۹ قانون دارد. همچنین برای غیرفازی ساز از روش میانگین وزن دار استفاده می‌شود و بنابر این مقدار قطعی  $Q_\omega$  با معادله زیر بدست می‌آید:

$$Q_\omega = \frac{\sum \mu_i c_i}{\sum \mu_i} = \frac{[c_1 \ \dots \ c_1] \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \vdots \\ \mu_9 \end{bmatrix}}{\sum \mu_i} = C^T W \quad (5-56)$$

که در آن  $C$  برداری است که شامل مراکز مجموعه فازی خروجی است،  $W = [\mu_1 \ \dots \ \mu_9]^T / \sum \mu_i$  و  $\mu_i$  بیانگر مقدار عضویت  $Q_\omega$  به مجموعه فازی  $i$ ام از خروجی است که در آن  $i = 1, \dots, 9$ .

در مقاله [۸۷] برای کاهش سیگنال کنترلی و یا به عبارت دیگر تخمین بهینه باند عدم قطعیت، مکانیزم استنتاج فازی با تنظیم توابع عضویت خروجی بهبود می‌یابد. در واقع هدف این مقاله این است که اندازه بهره کنترل کننده مد لغزشی و در نتیجه اندازه سیگنال کنترلی تا حد امکان کوچک بوده و توأمأ به پاسخ ردیابی مناسب مورد نظر نیز برسیم. قانون تطبیق به مقدار تابع سوئیچینگ  $s_\omega$  و نرخ  $\dot{s}_\omega$  در نزدیکی و یا دوری از سطح سوئیچینگ  $s_\omega = 0$  بستگی دارد. در مقاله [۴۹] مراحل طراحی کنترل کننده مد لغزشی فازی تطبیقی به صورت زیر آورده شده است:

- ۱- انتخاب مجموعه فازی اولیه یا همان  $Q_\omega$  ، با تعیین مقادیر اولیه مراکز مجموعه فازی
- ۲- تولید ورودی کنترلی با انتخاب غیر فازی ساز مناسب
- ۳- فرموله سازی قانون تطبیق مناسب برای بهبود عملکرد سیستم و تحلیل پایداری آن با انتخاب یک تابع لیاپانوف مناسب برگرفته از [۱۳۱].

از آنجایی که در کنترل مد لغزشی محدوده نامعینی‌ها را نمی‌توان دقیقاً تعیین کرد، برای مطمئن بودن از وجود شرایط لغزش باید مقدار سیگنال کنترلی زیاد باشد و در نتیجه هزینه اجرا و پیاده سازی زیاد خواهد شد. در این مقاله از یک رویکرد کنترلی فازی تطبیقی برای تخمین باند بالای



نا معینی‌ها و تولید سیگنال کنترلی مینیمم استفاده می‌شود [۱۳۲] زیرا همواره یک مقدار بهینه  $q^*$  برای  $Q_\omega$  وجود دارد که شرط حالت لغزش را تضمین کند ولی این مقدار را به علت پیچیدگی سیستم و نا معینی‌های نا معلوم نمی‌توان تعیین کرد. همچنین برای تحلیل پایداری قانون تطبیق، فرض می‌شود که یک  $\hat{Q}_\omega$  به فرم زیر وجود دارد که سیگنال کنترلی را مینیمم کرده و شرط مد لغزش را نیز بر آورده سازد.

$$\hat{Q}_\omega - q^* = \varepsilon \quad (57-5)$$

که در آن  $\varepsilon$  یک ثابت مثبت کوچک است. با مراجعه به معادله (56-5) مقدار بهینه  $\hat{Q}_\omega$  را می‌توان به صورت زیر بدست آورد:

$$\hat{Q}_\omega = \hat{C}^T W \quad (58-5)$$

که در آن بردار  $C$  شامل مراکز بهینه مجموعه‌های فازی است که کمترین مقدار سیگنال کنترلی مد لغزشی را می‌دهند.

برای بدست آوردن قانون تطبیق یک تابع مثبت معین به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$V = \frac{1}{2} \left( s_\omega^T s_\omega + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \tilde{C} \right) \quad (59-5)$$

که در آن  $\alpha$  یک ثابت مثبت (نرخ تطبیق) است و  $\tilde{C}$  بردار خطای پارامتر به صورت زیر است:

$$\tilde{C} = C - \hat{C} \quad (60-5)$$

با مشتق گیری از  $V$  نسبت به زمان داریم:

$$\dot{V} = s_\omega^T \dot{s}_\omega + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} \quad (61-5)$$

با جایگزین کردن مقدار  $\dot{s}_\omega$  در معادله (61-5) داریم:

$$\dot{V} = s_\omega (F_\omega + Du) + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \dot{C} \quad (62-5)$$

همچنین با جایگزینی مقدار  $u$  از معادله (52-5) در معادله (62-5):

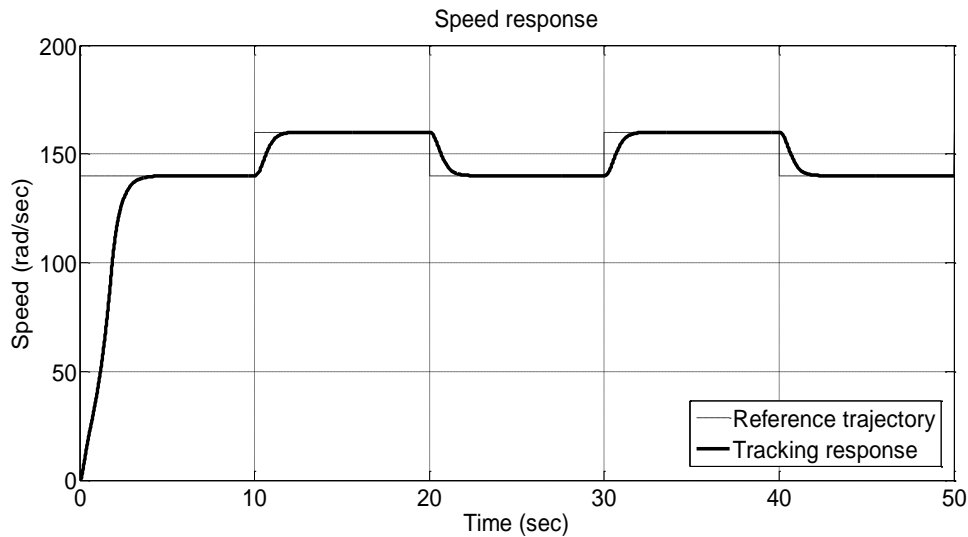
$$\begin{aligned} \dot{V} &= -Q_\omega |s_\omega| - K_\omega s_\omega^2 + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \dot{C} \\ &= -K_\omega s_\omega^2 - (q^* + \varepsilon) |s_\omega| + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T (\dot{C} - \alpha |s_\omega| W) \end{aligned} \quad (63-5)$$

همانطور که ملاحظه می‌شود برای منفی معین شدن سمت راست معادله (63-5) آخرین قسمت از معادله باید صفر باشد که نتیجه می‌دهد:

$$\dot{C} = \alpha |s_\omega| W \quad (64-5)$$

معادله (64-5) تغییرات مورد نیاز در مراکز مجموعه‌های فازی را برحسب مقدار تابع سوئیچینگ  $s_\omega$  می‌دهد. لازم به ذکر است که تاهنگامی که تابع سوئیچینگ صفر نشود، مراکز مجموعه‌های فازی و در نتیجه مقدار  $Q_\omega$  به منظور افزایش قوام سیستم به تغییرات پارامترها و اغتشاشات بار خارجی طبق رابطه فوق افزایش می‌یابد.

با در نظر گرفتن مدل مرجع یکسان با شبیه سازی قسمت قبل و بدون در نظر گرفتن گشتاور بار خارجی و اغتشاشات ولتاژ ورودی، عملکرد ردیابی سیستم کنترل ارائه شده در [87] به صورت نشان داده شده در شکل 8-5 نشان داده شده است. همانگونه که در شکل 8-5 مشاهده می‌شود این سیستم کنترلی در تعقیب ورودی مربعی از عملکرد مناسبی برخوردار است. با اعمال و تغییر گشتاور بار خارجی در شبیه سازی به این نتیجه می‌رسیم که سیستم کنترل مدلفزشی فازی تطبیقی پیشنهاد شده در مقاله [87] نسبت به روش پیشنهاد شده در این فصل دارای عملکرد بسیار پایین تری در مواجهه با اغتشاشات ناشی از تغییر گشتاور بار خارجی است.

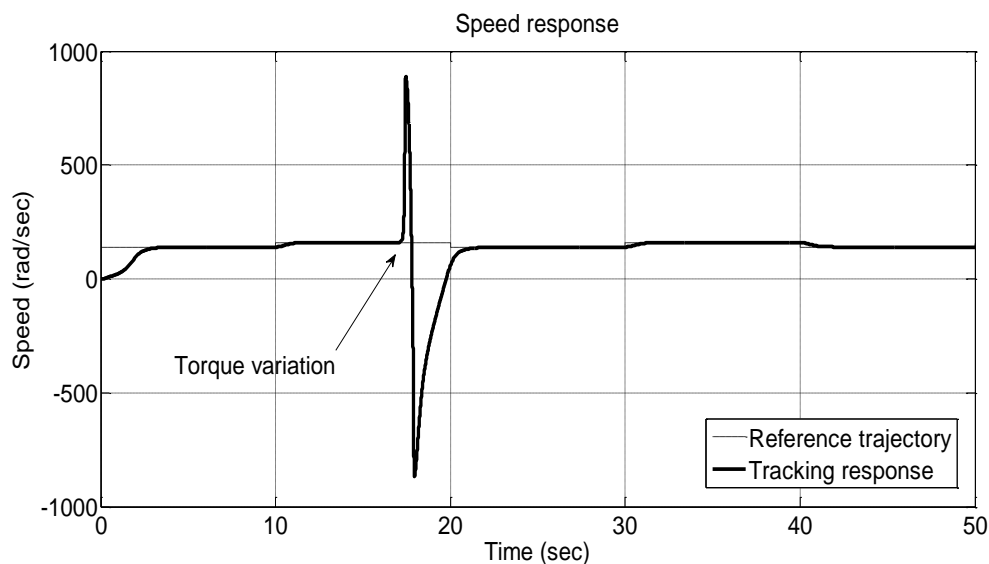


شکل ۵-۸: عملکرد ردیابی سیستم کنترل مد لغزشی فازی تطبیقی ارائه شده در مقاله [۸۷]

برای نمونه پاسخ سیستم کنترل ارائه شده در بسته در [۸۷] به همراه تغییرات گشتاور بار زیر

در شکل ۵-۹ نشان داده شده است.

$$T_L = \begin{cases} 1 & t < 17 \\ 2 & 17 \leq t \leq 27 \\ 0.5 & t > 27 \end{cases} \quad (۵-۶۵)$$



شکل ۵-۹: عملکرد ردیابی سیستم کنترل مد لغزشی فازی تطبیقی ارائه شده در مقاله [۸۷]

پس از اعمال اغتشاشات و تغییر پارامترهای موتور

از دیگر مزیت‌های روش ارائه شده در این فصل نسبت به روش ارائه شده در مقاله [۸۷] می‌توان به

عدم نیاز به دینامیک متغیرهای شار و جریان در مدل موتور اشاره نمود زیرا آن‌ها جزء نامعینی‌های

سیستم د نظر گفته شده اند. در حالی که در مقاله [۸۷] برای پیاده سازی قانون کنترل باید کلیه متغیرها در دست باشند و علاوه بر سرعت از شارها و جریانهای مدل فضای حالت نیز فیدبک گرفته می شود.

## ۵-۶. نتیجه گیری

در این فصل یک سیستم کنترل مقاوم بر اساس رویکرد مد لغزشی دینامیک عصبی فازی برای کنترل سرعت موتورهای القائی پیشنهاد شد. ابتدا یک کنترل مد لغزشی معمولی ارائه شد و سپس برای کاهش پدیده لرزش با استفاده از یک سطح لغزش ثانویه از نوع PID یک کنترل مد لغزشی دینامیک ارائه گردید. در سیستم کنترل ارائه شده برای حذف عملیات سعی و خطا، مقدار مطلوب باند بالای عدم قطعیتها با استفاده از یک سیستم عصبی فازی تخمین زده شد و آموزش شبکه عصبی فازی به کار رفته بر اساس آنالیز پایداری لیاپانوف می باشد که تضمین کننده همگرایی مجانبی خطای ردیابی است. همچنین خطاهای تخمین سیستمهای عصبی فازی در قانون کنترل جبران می - شود. نتایج شبیه سازی موید عملکرد مطلوب سیستم کنترل پیشنهاد شده در حضور اغتشاشات ناشی از تغییر گشتاور بار خارجی، اغتشاشات ولتاژ ورودی و تغییر پارامترهای مدل است.

## فصل ششم

# جمع بندی و نتیجه گیری

## ۶-۱. نتیجه گیری

در این رساله، کنترل سرعت موتورهای القائی با استفاده از شبکه‌های عصبی فازی مورد بررسی قرار گرفته است بدین صورت که از ویژگی تقریب عمومی شبکه‌های عصبی فازی برای تخمین عدم قطعیت‌های موجود در سیستم‌های کنترل استفاده شده است. منظور از عدم قطعیت‌ها در موتور القائی تغییرات دمایی مقاومت‌ها و اندوکتانس‌های مدل، دینامیک‌های مربوط به شار و جریان و همچنین اغتشاش خارجی مربوط به گشتاور بار و تغییرات در ولتاژ منابع تغذیه موتور است. با توجه به این نامعینی‌ها بدست آوردن یک مدل ریاضی دقیق برای یک موتور القائی دشوار بوده و روش‌های کنترل غیرخطی مبتنی بر مدل نیز در مواجهه با موتورهای القائی عملکرد مناسبی نخواهند داشت به همین دلیل و برای غلبه بر نامعینی‌های سیستم در این رساله با استفاده از رویکردهای تطبیقی و مقاوم سیستم‌های کنترل سرعت طراحی شد.

از آن جایی که برای طراحی قانون کنترل تطبیقی که توانایی پوشش دادن عدم قطعیت‌های پارامتری را دارد ساختار دینامیک‌های سیستم باید در دسترس باشد و یا به عبارت دیگر بردار رگرسور باید معلوم باشد کنترل‌کننده‌های تطبیقی به تنهایی دارای عملکرد مطلوبی در مواجهه با موتورهای القائی ندارند. از طرف دیگر در طراحی کنترل‌کننده‌های مقاوم که توانایی جبران عدم قطعیت‌های پارامتری و غیرپارامتری را نیز دارند باند بالای نامعینی باید معلوم باشد. تخمین بیشتر از حد این باند می‌تواند باعث افزایش اندازه سیگنال کنترلی و ایجاد صدمه به سیستم شود و تخمین کمتر از حد این باند باعث افزایش خطای ردیابی و بدتر کردن عملکرد سیستم می‌شود. با توجه به موارد مطرح شده و با توجه به ویژگی‌های شبکه‌های عصبی فازی در تخمین و جبران عدم قطعیت‌ها، در این رساله از این سیستم‌ها جهت افزایش عملکرد سیستم کنترلی در مواجهه با نامعینی‌ها موتور استفاده شد.

با توجه به اینکه بسیاری از روش‌های مبتنی بر شبکه‌های عصبی فازی ارائه شده جهت کنترل سرعت موتورهای القائی فاقد اثبات پایداری هستند، همگرایی خطای ردگیری سرعت به سمت صفر و همچنین کران‌دار بودن سایر متغیرهای حالت از قبیل مولفه‌های شار و جریان در آن‌ها تضمین نشده است. در این رساله برای حل این مشکل، کنترل‌کننده‌های پیشنهادی بر اساس تحلیل پایداری لیاپانوف طراحی شدند که تضمین‌کننده همگرایی مجانبی خطای ردگیری سرعت و محدود بودن سایر متغیرهای حالت در مدل موتور هستند.

لازم به ذکر است با وجود مزایای سیستم کنترل عصبی فازی، هنوز در صنعت تمایل چندانی به استفاده از این کنترل‌کننده‌ها در درایوهای تجاری وجود ندارد و علت آن حجم بالای محاسبات ناشی از تعداد زیاد توابع عضویت، وزن‌ها و قوانین به کار رفته در کنترل‌کننده است. حجم محاسبات بالا موجب پایین آمدن فرکانس نمونه برداری شده و این برای پیاده‌سازی عملی مناسب نخواهد بود. برای حل این مشکل، شبکه‌های عصبی فازی طراحی شده در این رساله دارای ساختار ساده‌ای بوده و تعداد قوانین و پارامترهای تنظیم نسبت به سایر کنترل‌کننده‌های عصبی فازی بسیار کمتر است که علاوه بر کاهش حجم محاسبات کنترل‌کننده در پیاده‌سازی‌های عملی، موجب آسانتر شدن تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده نیز می‌شوند.

یکی دیگر از مزایای ساده‌تر شدن ساختار شبکه کاهش تعداد فیدبک‌های مورد نیاز کنترل‌کننده می‌باشد می‌باشند که علاوه بر کاهش هزینه‌های پیاده‌سازی عملی منجر به کاهش ورود نویز به سیستم کنترل خواهد شد. روش‌های اصلی به کار رفته برای طراحی سیستم‌های کنترل در این رساله روش عصبی فازی غیرمستقیم و مد لغزشی دینامیک به همراه تخمینگر عصبی فازی است. و در این روش‌ها به منظور بهبود عملکرد سیستم کنترل، خطای مدلسازی (خطای تقریب) شبکه‌های عصبی فازی به کار رفته نیز جبران شده است. همچنین برای کاهش پدیده لرزش در سیگنال کنترل راهکارهای مفیدی ارائه شده است.

مباحث مطرح شده در فصل‌های مختلف رساله به شرح ذیل می‌باشد.

- در فصل سوم یک کنترل‌کننده سرعت پایدار برای موتورهای القائی پیشنهاد شد به صورتی که در آن برای تخمین نامعینی‌ها از یک سیستم عصبی فازی ساده استفاده شده است. همچنین خطای تخمین سیستم عصبی فازی در قانون کنترل جبران شده است. قوانین تطبیق برای آموزش پارامترهای سیستم عصبی فازی و جبران ساز خطای تخمین بر اساس آنالیز پایداری بدست آورده شد و همچنین برای تضمین همگرایی مجانبی خطای ردیابی از لم باربالت استفاده شده است. به علاوه کران دار بودن تمامی متغیرهای حالت در تحلیل پایداری در نظر گرفته شده است.
- در فصل چهارم یک سیستم تطبیقی غیرمستقیم برای کنترل سرعت موتورهای القائی پیشنهاد شد که در آن برای تخمین نامعینی‌ها شامل دینامیک‌های مدل نشده، تغییرات پارامترهای موتور، تغییرات گشتاور بار و اغتشاشات ولتاژ ورودی دو سیستم عصبی فازی طراحی شده است. قوانین تطبیق برای آموزش پارامترهای سیستم‌های عصبی فازی بر اساس آنالیز پایداری لیاپانوف می‌باشد که تضمین کننده همگرایی مجانبی خطای ردیابی است. همچنین خطاهای تخمین سیستم‌های عصبی فازی در قانون کنترل جبران شده است.
- در فصل پنجم یک سیستم کنترل مقاوم بر اساس رویکرد مد لغزشی دینامیک عصبی فازی برای کنترل سرعت موتورهای القائی پیشنهاد شد. ابتدا یک کنترل مد لغزشی معمولی ارائه شد و سپس برای کاهش پدیده لرزش با استفاده از یک سطح لغزش ثانویه از نوع PID یک کنترل مد لغزشی دینامیک ارائه گردید. در سیستم کنترل ارائه شده برای حذف عملیات سعی و خطا، مقدار مطلوب باند بالای عدم قطعیت‌ها با استفاده از یک سیستم عصبی فازی تخمین زده شد و آموزش شبکه عصبی فازی به کار رفته بر اساس آنالیز پایداری لیاپانوف می‌باشد که تضمین کننده همگرایی مجانبی خطای ردیابی است.



همانگونه که در نتایج شبیه سازی‌ها مشاهده شد سیستم‌های کنترل پیشنهادی در برابر تغییرات پارامترهای مدل موتور، اغتشاش‌های ناشی از تغییرات گشتاور بار و ولتاژ ورودی بسیار مقاوم هستند و این عوامل تاثیر ناچیزی در خطای ردگیری سرعت دارند. در مقایسه با سایر کنترل‌کننده‌های عصبی فازی، سادگی ساختار شبکه‌های پیشنهادی آشکارتر می‌شود. علاوه بر این، برتری کنترل‌کننده‌های پیشنهادی از نظر خطای ردگیری سرعت و مقاومت در برابر اغتشاش خارجی و عدم قطعیت‌ها نیز نشان داده شده است.

## ۶-۲. پیشنهادات

مهم‌ترین موضوعات مورد بحث در این زمینه را که نیازمند تحقیقات بیشتری هستند، می‌توان بصورت زیر بیان کرد.

- پیاده سازی عملی قوانین کنترل پیشنهاد شده در این رساله
- تخمین عدم قطعیت‌ها با استفاده از سایر تخمینگرهای عمومی از قبیل چندجمله‌ای‌های لژاندر، سری فوریه، توابع بسل و ....
- طراحی قوانین کنترلی با استفاده از سایر الگوریتم‌های هوشمند از قبیل یادگیری تقویتی و یادگیری عاطفی مغز برای موتور القائی

## مراجع

1. Cochran P. L. (1989), “**Polyphase Induction Motors: Analysis, Design, and Applications**”, Marcel Dekker, New York.
2. Azzedine Denai M., Attia S.A, (2002) “Fuzzy and Neural Control of an Induction Motor”, **Int. J. Appl. Math. Comput. Sci.**, 12, pp. 221–233.
3. Denai MA. And Attia SA. (2002) "Fuzzy and Neural Control of an Induction Motor". **Int. J. Appl. Math. Comput. Sci.** 12: pp. 221–233.
4. Kim G. S., Ha I. J. and Ko M. S. (1992) “Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency”. **IEEE Trans. Ind. Electron.** 39: pp. 323–333.
5. Bodson M., Chiasson J. and Novotnak R. (1994) “High-performance induction motor control via input–output linearization”. **IEEE Contr. Syst. Mag.** 14: pp.25–33.
6. Liaw C. M., Kung Y. S. and Wu C. M. (1991) “Design and implementation of a high-performance field-oriented induction motor drive”. **IEEE Trans. Ind. Electron.** 38: pp. 275-282.
7. Takahashi and Noguchi T. (1986) “A new quick-response and high-efficiency strategy of an induction motor”. **IEEE Trans. Ind. Appl.** pp. 820-827.
8. Nash J. N. (1997) “Direct torque control, induction motor vector control without an encoder”. **IEEE Trans. Ind. Appl.** 33: pp. 333 -341.
9. Buja G. (1998) “A new control strategy of the induction motor drives: The direct flux and torque control”. **IEEE Ind. Electron. Newslett.** 45: pp. 14–16.
10. Alonge F. and Raimondi T. (1995), “Indirect adaptive speed control of induction motor systems based on model reference identifiers”, Proceedings of the IEEE IECON 21st International Conference, pp. 1035-1040.

11. Bottura C. P., Neto M. F. S. and Filho S. A. A. (2000) “Robust speed control of an induction motor: an  $H_\infty$  control theory approach with field orientation and  $\mu$ -analysis”. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 15: pp. 908-915.
12. Fitzgerald, Kingsley C. J. (2002), “**Electric Machinery**”, New York: McGraw-Hill.
13. Halbaoui K., Boukhetala D. and Boudjema F. (2008), “New robust model reference adaptive control for induction motor drives using a hybrid controller”, **SPEEDAM 2008**, pp. 1109-1113.
14. Bose B.K., (2002), “**Modern Power Electronics and AC Drives**,” Pearson Education, Inc., India.
15. Arulmozhiyal R., and Baskaran K., (2009) “Space Vector Pulse Width Modulation Based Speed Control of Induction Motor using Fuzzy PI Controller”, **International Journal of Computer and Electrical Engg.**, 1, pp. 98-103.
16. Lee C.C., (1990) “**Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic controller–Part 2**”, IEEE.
17. Lee C.C., (1990) “**Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic controller–Part 1**”, IEEE.
18. Kovacic Z., and Bogdan S., (2002) “**Fuzzy Controller design Theory and Applications**”, Taylor & Francis Group International,.
19. Baghgar Bostan Abad H, Yazdian Varjani A, and Taheri A, (2005) “Using Fuzzy Controller in Induction Motor Speed Control with Constant Flux”, **Proc. of world academy of science, engineering and technology**, 5
20. Mir. S.A and Malik. E. Elbuluk, (1994) “Fuzzy controller for Inverter fed Induction Machines”, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 30, pp. 78-84.

21. Lin F.J., Wai R.J., and Chen H.P. (1998), “A PM synchronous servo motor drive with an on-line trained fuzzy neural network controller,” **IEEE Trans. Energy Conversion**, 13, pp. 319–325.
22. Lin F.J., Hwang W.J., and Wai R. J., (1990) “A supervisory fuzzy neural network control system for tracking periodic inputs,” **IEEE Trans. Fuzzy Syst.**, 7, pp. 41–52.
23. Chen Y.C. and Teng C.C, (1995), “A model reference control structure using a fuzzy neural network,” **Fuzzy Sets Syst.**, 73, pp. 291–312.
24. Wang L.X., (1997), “**A Course in Fuzzy Systems and Control**”, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
25. Narendra K.S. and Parthasarathy K., (1990), “Identification and control of dynamical systems using neural networks,” **IEEE Trans. Neural Networks**,1, pp. 4–27.
26. Park Y.M., Choi M.S., and Lee K. Y., (1996 ), “An optimal tracking neuro-controller for nonlinear dynamic systems,” **IEEE Trans. Neural Networks**, 7, pp. 1099–1110.
27. Bose B. K. (1986), “**Power electronics and ac drives**”, Prentice Hall.
28. Boldea and Nasar S. A. (1992), “**Vector Control of AC Drives.**” CRC Press.
29. Benchaib, Rachid A., and Audrezet E. (1999) “Sliding mode Input-Output Linearization and Field Orientation for Real-Time Control of Induction Motors”. **IEEE Trans. Ind. Electron.** 14: pp. 3-13.
30. Luca D. and Ulivi G. (1989) “Design of Exact nonlinear controller for induction motor”. **IEEE Trans. Automat. Contr.** 34: pp. 1304-1307.
31. Raumer T. V., Dion J. M., Dugard L. and Thomas J. L. (1994) “Applied non-linear control of an induction motor using digital signal processing”. **IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.** 2: pp. 327-335.
32. Trzynadlowski A.M. (1994), “**The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors**”. Kluwer Pub. Dordrecht.

33. Zhang J. and Burton T.H. (1998) "New approach to field orientation control of CSI induction motor drive", IEE Proceedings. 135, Pt. B. No.1.
34. Trzynadlowski A.M., (1994) "**The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors**", Kluwer Pub., Dordrecht.
35. Zhang Y., Zhenhua Z., Jiang Z., and Yu X., Xunwei,(2008), "Indirect Field Oriented Control of Induction Machines Based on Synergetic Control Theory", IEEE Int. Conf. on Power and Energy Society, pp. 20-24.
36. Consoli A, E. Cerruto, A. Raciti, A. Testa, (1994) "Adaptive vector control of induction motor drives based on a neuro fuzzy approach", IEEE Paper, pp. 225-232.
37. Zelechowski M., (2005), PhD. thesis, "Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive", Warsaw- Poland.
38. Zelechowski M., (2005), PhD. thesis, "Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive", Warsaw- Poland.
39. Chuen ling T., (2004) PhD. Thesis, "Implementation of direct torque control of induction machines utilizing digital signal processor (DSP) and field programmable gate arrays (FPGA)", university of technology of malaysia.
40. Rahman M.F and Zhong L., (1999) "Voltage switching tables for DTC controlled interior permanent magnet motor," Industrial Electronics Society,. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE , vol.3, pp:1445-1451.
41. Badrul, A and Choedhury H, (2007), "Sensorless control of inverterfed induction motor drives," **Electric Power Systems Research**, 77, pp.619-629.
42. Kazmierkowski, M.P and Tunia, H., (1994) "**Automatic Control of Converter-Fed Drives**," Elsevier, Amsterdam,.

43. Kazmierkowski, M.P and Kasprowicz. A, (1995), "Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives", **IEEE Trans. Ind. Electron.** 45, pp.344-350.
44. Damiano A. and Vas P (1997), "Comparison of Speed-Sensor-less DTC Induction Motor Drives", in Proc. PCIM, Nuremberg, Germany, pp. 1-11.
45. BUJA, G.(1998) "A new Control Strategy of the Induction Motor Drives: The Direct Flux and Torque Control", **IEEE Ind. Electron. Soc. Newslett.** 45.
46. Vas, P. (1998), "**Sensorless Vector and Direct Torque Control**", Oxford Univ. Press, Oxford, U.K.
47. Grabowski P,Z. BOSE B and K.BLAABJERG F, (1999) "A Simple Direct Torque Neuro Fuzzy Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drive", **IEEE Trans. Ind. Electron.** 47, pp. 863-870.
48. Vas P,(1999), "**Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural and Genetic Algorithm Based Techniques**", Oxford University Press,.
49. Mokrani L and Abdessemed R, (2003) "A Fuzzy self-tuning PI controller for speed control of induction motor drive", Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications, 2, pp.785-790.
50. Jinlian D and Tu Li, (2006), "Improvement of direct torque control low-speed performance by using fuzzy logic technique", IEEE Conference on Mechatronics and Automation, Luoyang, pp.2481-2485.
51. Dong X., Wang G and Wang J, (2005) "Study on application of the asynchronous motor direct torque control based on neural network, International Conference on Communications, Circuits and Systems, 2, pp.1027-1031.
52. Chen TC, Sheu TT, (2002), "Model reference neural network controller for induction motor speed control", **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 17, pp. 157-163.

53. Draou A. and Miloudi A, (2010) "A simplified speed controller for direct torque neuro fuzzy controlled induction machine drive based on a variable gain PI controller," Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), pp: 533-538.
54. Miloudi A, Radadi E.A.A, Draou A and Miloud Y, (2004) "Simulation and modelling of a variable gain PI controller for speed control of a direct torque neuro fuzzy controlled induction machine drive," Power Electronics Specialists Conference, 5, pp.3493-3498 .
55. Ahn T.C., Kwon Y.W., Hwang H.S., and Pedrycz, W., (2001 ), "Design of neuro-fuzzy controller on DSP for real-time control of induction motors," IFSA World Congress and 20th NAFIPS International Conference, vol.5, pp:3038-3043.
56. Depebrock M. (1988) "Direct self-control of inverter-fed induction machine". **IEEE Trans. Power Electron.** 3: pp. 420-429.
57. Kai. Xu, Guowei. Xu, Li. Qi (2011), "The neural network speed controller based on Fuzzy PI for direct torque control," Electrical and Control Engineering (ICECE), 2011 International Conference on, pp.2718-2721.
58. GRABOWSKI P.Z., BOSE, B.K. and BLAABJERG, F, (2000) "A Simple Direct Torque Neuro Fuzzy Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drive", **IEEE Trans. Ind. Electron.** pp. 863-870.
59. JANG J.S.R and SUN, C.T.(1995), "Neuro-Fuzzy Modeling and Control" Proc. IEEE 83, pp.378-406.
60. JANG, J.S.R. (1993) "ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System", **IEEE Trans. Syst.**, 23,pp. 665-684.
61. JANG, J.S.R, (2001) "Self-Learning Fuzzy Controllers Based on Temporal Back Propagation", **IEEE Trans. Neural Networks**, 3, pp. 714-723.

62. Cao S.G., Rees N.W. and Feng G., (1999) "Analysis and design of fuzzy control systems using dynamic fuzzy state space Models", **IEEE Trans. Fuzzy Syst.**, 7, pp. 192–199.
63. Kusagur A. and Pujar J, (2007) "Design of A VAR Compensator", Proc. International Conference on Trends in Intelligent Electronic Systems, India.
64. Shaw A. and Doyle F., (1997) "Multivariable non-linear control application for a high purity distillation column using a recurrent dynamic neuron model", **J.Process Contr.**, 7, pp. 255–268.
65. Barrero F., A. Gonziilez, A. Torralba, E. GalvBn and L.G.Franquelo, (2007) "Speed Control of Induction Motors Using a Novel Fuzzy-Sliding Mode Structure", IEEE Conf. paper, pp. 1073-1078.
66. Wang WJ and Chen JY. (2005) "Passivity-based sliding mode position control for induction motor drives". **IEEE Trans Energy Convers.** 20: pp.316-321.
67. Shiau LG and Lin JL. (2001), "Stability of sliding-mode current control for high performance induction motor position drives". In: IEE Proceedings of Electric Power Applications, pp. 69 -75.
68. Cecati C and Rotondale N. (2007), "High performance AC drives using passivity based controllers". In: Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 97, pp. 575-580.
69. Barambones O and Alkorta P. (2011), "An Adaptive Sliding Mode Position Control for Induction Motor Drives". In: International Conference on Computer as a Tool, EUROCON 2011, Lisbon, Portugal. pp. 1-4.
70. Yousef H. A. and Wahba M. A. (2009) "Adaptive fuzzy mimo control of induction motors". **Expert Systems with Applications.** 36: pp. 4171–4175.
71. Lin YC, Fu LC and Tsai CY. (1999), "Nonlinear sensorless indirect adaptive speed control of induction motor with unknown rotor resistance and load". In: American Control Conference, San Diego, CA: USA. pp. 2168-2172.



72. Halbaoui K., Boukhetala D. and Boudjema F. (2008), “New robust model reference adaptive control for induction motor drives using a hybrid controller”. In: Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2008; Ischia, Italy. pp. 1109-1113.
73. Bottura CP, Neto MFS and Filho SAA. (2000) “Robust speed control of an induction motor: an  $H_{\infty}$  control theory approach with field orientation and  $\mu$ -analysis”. **IEEE Trans Power Electron.** 15: pp. 908-915.
74. Khalil HK and Strangas E. (1996) “Robust speed control of induction motors using position and current measurements”. **IEEE Trans Automat Contr.** 41: pp. 1216-1220.
75. Li j and Zhong Y. (2012), “Robust speed control of induction motor drives employing first-order auto-disturbance rejection controllers”. In: Industry Applications Society Annual Meeting, IAS; Las Vegas, NV: USA. pp. 1-7.
76. Wang L. X. (1994), “**Adaptive fuzzy systems and control: Design and stability analysis**”. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Inc.
77. Wang W. J. and Wang C. C. (1998) “A new composite adaptive speed controller for induction motor based on feedback linearization”. **IEEE Transactions on Energy Conversion.** 13(1): pp. 1–6.
78. Hu J., Dawson D. M. and Qu Z. (1994) “Adaptive tracking control of an induction motor with robustness to parametric uncertainty”. **IEEE Proceedings in Electrical Power Applications.** 141(2): pp. 85–94.
79. Jeon S. H. and Choi J. Y. (2000) “Adaptive feedback linearization control based on stator fluxes model for induction motors”. In Proceedings of the 15th international symposium on intelligent control (ISIC2000), Greece, pp. 273–278.
80. Jeon S. H., Baang D., and Choi J. Y. (2004). “Adaptive feedback linearization control based on air-gap flux model for induction motors”. In The 30th annual conference of the IEEE industrial electronics society, Korea, pp. 1099–1104.

81. Rashed M., Maconnell P. F. A and Stronach A. F. (2006) “Nonlinear adaptive state feedback speed control of a voltage-fed induction motor with varying parameters”. **IEEE Transactions on Industry Applications**. 42(3): pp. 723–732.
82. Astrom KJ and Wittenmark B. (1994), “**Adaptive Control**”. 2nd ed. Prentice Hall.
83. Qu Z and Dawson DM. (1996), “**Robust Tracking Control of Robot Manipulators**”. New York, NY, USA: IEEE Press.
84. Fateh MM, Ahmadi SM and Khorashadizadeh S. (2014) “Adaptive RBF Network Control for Robot Manipulators”. **Journal of AI and Data Mining**; in press.
85. Fateh MM, Azargoshasb S and Khorashadizadeh S. (2014) “Model-free discrete control for uncertain robot manipulators using a fuzzy estimator”. **COMPEL**. 33: pp. 1051-1067.
86. Slotine J. J. E. and Li W. (1991), “**Applied Nonlinear Control**”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
87. Agamy MS, Yousef HA and Sebakhly OA. (2004), “Adaptive fuzzy variable structure control of induction motors”. In: *Electrical and Computer Engineering. Canadian Conference on; Niagara Falls: Canada*. pp. 89-94.
88. Lin CM and Hsu CF. (2002) “Neural-network-based adaptive control for induction motor servomotor drive system”. **IEEE Trans Ind Electron**. 49: pp. 115-123.
89. Kusagur A, Kodad SF and Sankar Ram BV. (2002) “Modelling & Simulation of an ANFIS controller for an AC drive”. **World J of Model Simul**. 8: pp. 36-49.
90. Zerikat M and Hekroun S. (2008) “High performance speed tracking of IM using an adaptive fuzzy NN control”. **Int J Sci Tech Autom Control Comp Eng IJ-STA**. pp. 516-531.

91. Ha Q. P, Nguyen Q. H, Rye D. C and Durrant-Whyte H. F. (2001) “Fuzzy sliding mode controllers with applications”. **IEEE Trans. Ind. Electron.** 48(1): pp. 38-46.
92. Tong S., Tang J and Wang T. (2000) “Fuzzy adaptive control of multivariable nonlinear systems”. **Fuzzy Sets and Systems.** 11: pp. 153–167.
93. Mihoub M, Mazari B. and Fasla S., “Neuro-fuzzy controller used to control the speed of an induction motor”, Conference paper.
94. Lin F.J, Wai R.J, (2002) “Adaptive fuzzy neural network control for IM spindle motor drive”, **IEEE Trans. Energy Conversion**, 17, pp. 507-513.
95. Utkin V. I. (1993) “Sliding mode control design principles and applications to electric drives”. **IEEE Trans. Ind. Electron.** 40: pp. 23–36.
96. Lai K and Shyu K. K. (2005) “A novel motor drive designs for incremental motion system via sliding-mode control method”. **IEEE Trans. Ind. Electron.** 52(2): pp. 449–507.
97. Slotine J.J.E. and Li W. (1991) “**Applied Nonlinear Control**”. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
98. Astrom K.J. and Wittenmark B.(1995), “**Adaptive Control.**”, MA: Addison-Wesley.
99. V. I. Utkin, (1993) “Sliding mode control design principles and applications to electric drives,” **IEEE Trans. Ind. Electron.**, 40, pp. 23–36.
100. Shyu K.K. and Shieh H.J.,(1996), “A new switching surface sliding-mode speed control for induction motor drive systems,” **IEEE Trans. Power Electron.**, 11, pp. 660–667.
101. Wai R.J, (2000), “Adaptive sliding-mode control for induction servo motor drive,” in Proc. Inst. Elect. Eng. Electr. Power Appl., 147, pp. 553–562.
102. Shtessel Y.B. (1997) “Nonlinear output tracking in conventional and dynamic sliding manifolds”. **IEEE Trans. Autom. Control.** 42: pp. 1282–1286.

103. Zribi M., Sira-Ramirez H and A. Ngai. (2001) "Static and dynamic sliding mode control schemes for a permanent magnet stepper motor". **Int. J. Control.** 74: pp. 103–17.
104. Koshkouei J., Burnham K. J. and Zinober A. S. I. (2005), "Dynamic sliding mode control design", *IEE Proc. Control Theory Appl.* 152: pp. 392–396.
105. Wang L.X., "A Course in Fuzzy Systems and Control". Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1997.
106. Wong L.K., Leung F.H.F., and Tam P.K.S., (1998) "Lyapunov-functionbased design of fuzzy logic controllers and its application on combining controllers," **IEEE Trans. Ind. Electron.**, 45, pp. 502–509.
107. Wong L.K., Leung F.H.F., and Tam P.K.S.,(2001) "A fuzzy sliding controller for nonlinear systems," **IEEE Trans. Ind. Electron.**, 48, pp. 32–37.
108. Haider A.F., Mohamed E.L., Yang S.S, and Moghavvemi M, (2008) "Fuzzy-SMC-PI Flux and Speed Control for Induction Motors", *Proc. of RAM*, pp. 325-328.
109. Q. P. Ha, (1996) "Robust sliding mode controller with fuzzy tuning," **Electron.Lett.** 32, pp. 1626–1628.
110. Ha Q.P., (1997) "Sliding performance enhancement with fuzzy tuning," **Electron.Lett.** 33, pp. 1421–1423.
111. Lin F.J. and Chiu S.L., (1998), "Adaptive fuzzy sliding-mode control for PM synchronous servo motor drives," *Proc. Inst. Elect. Eng. Contr. Theory Appl.*, 145, pp. 63–72.
112. Wai R.J. and Lin F.J., (1999) "Fuzzy neural network sliding-mode position controller for induction servo motor drive," *Proc. Inst. Elect. Eng. Electr. Power Appl.*, 146, pp. 297–308.
113. Lin F.J., Wai R.J., Lin C.H., and Liu D.C., (2000) "Decoupled stator-fluxoriented induction motor drive with fuzzy neural network uncertainty observer," **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 47, no. 2, pp. 356–367, Apr.

114. Rong-Jong Wai, (2007) "Fuzzy Sliding-Mode Control Using Adaptive Tuning Technique," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54, pp. 586-594,
115. Phung Quang N and Dittrich J. (2005), "**Vector Control of Three Phase AC Machines**", Springer.
116. Krause P. C. (1986), "**Analysis of Electric Machinery**", New York McGraw-Hill.
117. Barut M., Bogosyan S and M. Gokasan. (2007) "Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs". **Journal of Energy Conversion and Management**. 48: pp. 3120-3134.
118. Talole S.E., Kolhe J.P. and Phadke S.B. (2010) "Extended-State-Observer-Based Control of Flexible-Joint System with Experimental Validation". **IEEE Trans. Ind. Electron.** 57: pp. 27-39.
119. Wang L. X. (1994), "**Adaptive fuzzy systems and control: Design and stability analysis**", Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Inc.
120. Wang LX. (1992) "Fuzzy systems are universal approximates". IEEE International Conference on Fuzzy Systems, San Diego, California, USA, pp. 1163-1170.
121. Wang L.X. and Mendel J.M. (1993) "Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning". **IEEE Trans. Neural Networks**. 23: 807-814.
122. Shahnazi R., Modir Shanechi H. and Pariz N. (2008) "Position Control of Induction and DC Servomotors: A Novel Adaptive Fuzzy PI Sliding Mode Control". **IEEE Trans. energy conversion**. 23: pp. 1718-1731.
123. Akbarzadeh M.R. and Shahnazi R. (2005), "Direct adaptive fuzzy PI sliding mode control for a class of uncertain nonlinear systems", IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Waikoloa, Hawaii, pp. 2548-2553.

124. Ho H.F., Wong Y.K and Rad A.B. (2004), “Adaptive fuzzy sliding mode control design: Lyapunov approach”, 5th Asian Control Conference, Melbourne, Australia, pp. 1502–1507.
125. Marino, R. and Tomei, P. (1995), “**Nonlinear control design**”. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.
126. Ross T. (1995), “**Fuzzy logic with engineering applications**”, McGraw-Hill.
127. Agamy M. S., Yousef H. A. and Sebakhy O. A. (2004), “Adaptive fuzzy variable structure control of induction motors,” IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, pp: 89-94.
128. Wai R.J. (2002) “Development of new training algorithms for Neuro-Wavelet systems on the robust control of induction servo motor drive”. **IEEE Trans Indust Electron.** 49: pp. 1323-1341.
129. Wang L. (1997), “**A Course in Fuzzy Systems and Control**”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
130. Leonhard W, (1985), “**Control of Electrical Drives**”, Springer-Verlag, Berlin.
131. Berstecher R.G., Palm R. and Unbehauen H. D. (2001) “An adaptive fuzzy sliding mode controller”. **IEEE Trans. Ind. Electron.** 48(1): pp.18-31.
132. Lin F.J. and Chiu S.L. (1998) “Adaptive fuzzy sliding mode control for PM synchronous servo motor drives”, IEE Proc. Control Theory App. 145(1): pp.63-72.

## Abstract

This thesis presents several approaches for the speed control of induction motors (IMs) using the approximation capability of neural networks and fuzzy systems. The uncertainties including parametric variations, the external load and input voltage disturbances and unmodeled dynamics are estimated and compensated by designing proper neuro-fuzzy controllers. The main contribution of this thesis is developing speed controllers for medium sized IMs with guaranteed stability. Also, the structure of the proposed neuro-fuzzy systems is simple and leads to less computational load in practical implementation and easier tuning of controller parameters is needed. Another advantage of this method is compensating of the reconstruction error in neuro-fuzzy estimators in order to guarantee the asymptotic convergence of the speed tracking error. In addition, the boundedness of all signals in the closed loop system is obtained. The control systems are proposed based on the indirect adaptive fuzzy and dynamic sliding mode strategies and in order to simulate these systems, the proper mathematical models of induction motor are presented. Finally, simulation results show that the proposed controllers provide high-performance characteristics and are robust with regard to plant parameter variations, external load and input voltage disturbance.

## Keywords:

Induction motor, neuro-fuzzy network, indirect adaptive fuzzy control, dynamic sliding mode control, reconstruction error compensation, stability analysis.



University of shahrood  
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

# **Neuro-fuzzy Speed Control of An Induction Motor**

**Mojtaba Vahedi**

Supervisor:

**Dr. Mohammad Hadad Zarif**

Advisor:

**Dr. Ali Akbarzadeh Kalat**

June 2015