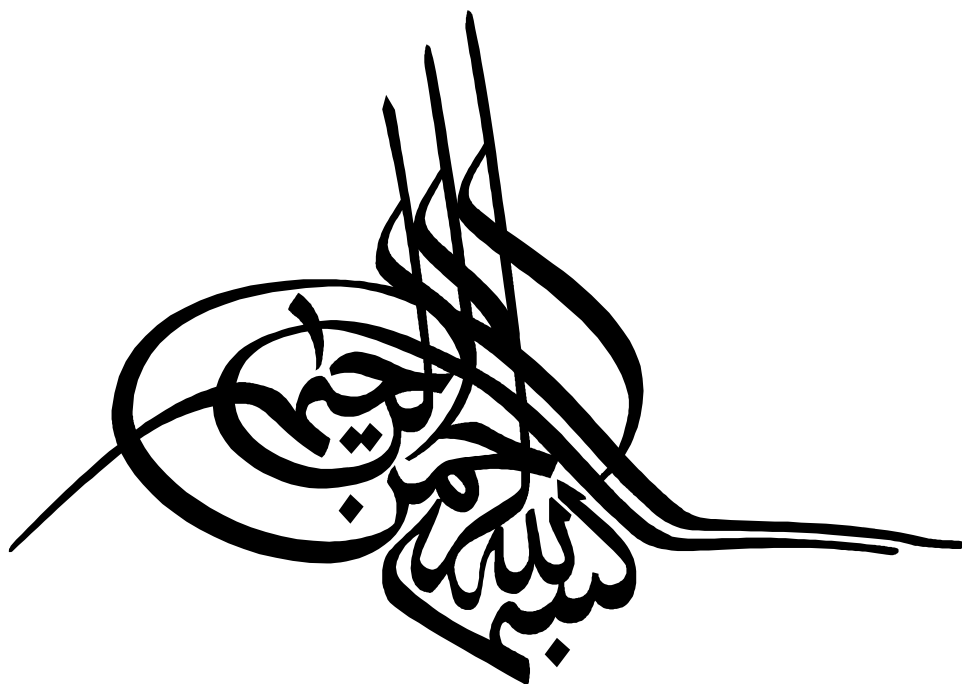






دانشکده مهندسی برق

پایان نامه کارشناسی ارشد

مهندسی برق - کنترل

عنوان:

کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز بوسیله کنترل کننده

فازی تطبیقی

استاد راهنما:

دکتر حسین قلی زاده نرم

نگارش:

مهدی محمدی شیرکلای

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد آقای مهدی محمدی شیرکلای

تحت عنوان: کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز بوسیله کنترل کننده

فازی تطبیقی

ر تاریخ توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد

مورد ارزیابی و با درجه مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	اساتید مشاور	امضاء	اساتید راهنما
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :

امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء	اساتید داور
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :

سپاسگزاری:

با تشکر از جناب آقای دکتر حسین قلی زاده نرم استاد ارجمندم به خاطر
زحمات فراوانی که در به ثمر رسیدن این پروژه متحمل شدند و تقدیر از راهنمایی
های دلسوزانه ایشان در چندین سالی که افتخار داشتم شاگرد ایشان باشم.

با آرزوی توفیق الهی برای ایشان

تقدیم به

پدر، مادر و همسر، و تمامی کسانی که در به

انجام رسیدن این کار یاریم نموده‌اند.

.

تعهد نامه

اینجانب مهدی محمدی شیرکلای دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی کنترل دانشکده

برق دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز

بوسیله کنترل کننده فازی تطبیقی تحت راهنمایی جناب آقای دکتر حسین قلی زاده نرم متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است 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 می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- 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

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. 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 نمی باشد.

چکیده:

در سالهای اخیر تغییراتی بر روی ساختار موتور سنکرون رلوکتانسی صورت گرفته است. در این نوع موتورها ماده‌ی مغناطیس دائم و لغزش وجود ندارد. لذا این موتور به دلیل داشتن ضریب توان بالا و چگالی گشتاور زیاد، برای استفاده در سیستم راه انداز AC مورد توجه قرار گرفته است. در این پایان نامه، طراحی کنترل کننده تطبیقی برای سیستم راه انداز بدون سنسور، با کنترل مستقیم گشتاور برای موتور سنکرون رلوکتانسی پیشنهاد می‌شود. الگوریتم کنترل فازی تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم، برای بهبود عملکرد کنترلی طراحی می‌گردد. آنالیز تئوری‌های مختلف برای طراحی کنترل کننده‌های فوق انجام شده و پایداری سیستم‌های حلقه بسته به اثبات می‌رسد. کنترل کننده‌های طراحی شده روی یک موتور نوعی اعمال شده و عملکرد مناسب آنها نشان داده خواهد شد. در ادامه مقایسه‌ای میان عملکرد کنترل کننده‌ها از نظر خطا، لرزش گشتاور، پاسخ گذرا و ردگیری انجام خواهد شد. همچنین اغتشاش بار بر روی سیستم اعمال شده، و مقاوم بودن کنترل کننده بررسی می‌گردد.

کلمات کلیدی: موتور سنکرون رلوکتانسی، سیستم راه انداز AC، کنترل کننده

تطبیقی، کنترل فازی تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم.

فهرست مطالب:

فصل اول: مقدمه.....	۱
۱-۱ پیشگفتار	۲
۲-۱ ساختار پایان نامه:	۷
فصل دوم: موتور سنکرون رلوکتانسی.....	۹
۱-۲ مقدمه:	۱۰
۲-۲ پیشینه مقالات:	۱۰
۱-۲-۲ طراحی و تولید موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM:	۱۰
۲-۲-۲ توسعه مدل ریاضی برای موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM:	۱۱
۳-۲-۲ طراحی کنترل کننده:	۱۱
۴-۲-۲ تکنیکهای تخمین روتور:	۱۲
۵-۲-۲ استراتژی کلیدزنی اینورتر موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM:	۱۲
۳-۲ مدل ریاضی:	۱۳
۱-۳-۲ معادلات حرکت موتور در متغیرهای a, b, c :	۱۴
۴-۲ راهاندازی موتور با استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت:	۲۱
۵-۲ کنترل گشتاور مستقیم (DTC):	۲۴
فصل سوم: سیستمهای فازی و تطبیقی.....	۲۹
۱-۳ مقدمه:	۳۰
۲-۳ سیستم های فازی:	۳۰
۱-۲-۳ فازی سازها:	۳۴
۲-۲-۳ پایگاه قواعد فازی:	۳۶
۳-۲-۳ موتور استنتاج فازی:	۳۸
۴-۲-۳ غیرفازی ساز:	۴۰
۳-۳ کنترل کننده های تطبیقی:	۴۲
۴-۳ سیستم های تطبیقی:	۴۳
۵-۳ نحوه استفاده از کنترل تطبیقی:	۴۵

۳-۶ ساختار کنترل کننده های تطبیقی: ۴۵

۳-۷ انواع کنترل تطبیقی : ۴۶

۳-۷-۱ کنترل تطبیقی غیر مستقیم: ۴۶

۳-۷-۲ کنترل تطبیقی مستقیم: ۴۷

۳-۱۰ سیستم های فازی تطبیقی: ۴۹

۳-۱۱ مزیت کنترل کننده فازی-تطبیقی نسبت به کنترل کننده تطبیقی رایج: ۵۰

۳-۱۲ جمع بندی: ۵۳

فصل چهارم: طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی..... ۵۵

۴-۱ مقدمه: ۵۶

۴-۱-۱ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی غیر مستقیم: ۵۶

۴-۲-۱ بحث پایداری: ۵۸

۴-۲-۲ طراحی توابع فازی: ۵۹

۴-۳-۱ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم: ۶۸

۴-۳-۱-۱ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم: ۶۹

۴-۳-۲ طراحی قاعده تطبیق: ۷۱

فصل پنجم: شبیه سازی..... ۷۷

۵-۱ شبیه سازی سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم : ۷۸

فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهاد..... ۸۵

۶-۱ نتیجه گیری: ۸۶

۶-۲ پیشنهادات: ۸۷

منابع و مراجع:..... ۸۸

فهرست اشکال

- شکل ۱-۱. موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز [۴]..... ۴
- شکل ۱-۲. اینورتر نیم پل [۳۱]..... ۲۲
- شکل ۲-۲. اینورتر سه فاز [۳۱]..... ۲۳
- شکل ۳-۲. نمودار بلوکی کنترل گشتاور مستقیم [۳۴(DTC)]..... ۲۴
- شکل ۴-۲. بردارهای ولتاژ اینورتر [۷]..... ۲۸
- شکل ۳-۱. اجزا بنیادین یک سیستم فازی..... ۳۴
- شکل ۳-۲. نحوه عملکرد موتور استنتاج مینیمم..... ۴۰
- شکل ۳-۳. ساختار کلی کنترل کننده های تطبیقی..... ۴۶
- شکل ۳-۴. نمایش کنترل کننده تطبیقی غیر مستقیم..... ۴۷
- شکل ۳-۵. دیاگرام کنترل تطبیقی مستقیم..... ۴۸
- شکل ۴-۱. توابع تعلق e ۶۰
- شکل ۴-۲. توابع تعلق e ۶۱
- شکل ۴-۳. توابع تعلق e ۷۰
- شکل ۴-۴. توابع تعلق e ۷۱
- شکل ۴-۵. نمودار بلوکی کنترل فازی تطبیقی مستقیم موتور سنکرون

رلوکتانسی ۷۵

- شکل ۵-۱. خروجی مدل مرجع و سیستم حلقه بسته در شرایط فوق..... ۷۹
- شکل ۵-۲. خطای دائم حاصل از اعمال شرایط فوق..... ۸۰
- شکل ۵-۳. همگرایی پارامترهای کنترل کننده..... ۸۰
- شکل ۵-۴. سیگنال کنترل ورودی فرایند (گشتاور و شار اعمالی به موتور)..... ۸۱
- شکل ۵-۵. خروجی مدل مرجع و سیستم حلقه بسته در شرایط فوق..... ۸۲
- شکل ۵-۶. خطای دائم حاصل از اعمال شرایط فوق..... ۸۲
- شکل ۵-۷. همگرایی پارامترهای کنترل کننده..... ۸۲
- شکل ۵-۸. سیگنال کنترل ورودی فرایند (گشتاور و شار اعمالی به موتور)..... ۸۳

فصل اول: مقدمه

۱-۱ پیشگفتار

موتور سنکرون رلوکتانس^۱ SynRM امتیازات زیادی نسبت به دیگر موتورهای AC دارد. برای مثال ساختار ساده و نیرومندی دارد. روتور آن هیچ سیم‌پیچ یا ماده مغناطیسی ندارد. در دو دهه قبل SynRM نسبت به دیگر موتورهای AC به علت میانگین گشتاور پایین و نوسان گشتاور بالا در درجه دو اعتبار قرار داشته است. اخیراً تعدادی محقق روشهای مختلفی با توسعه عملکرد سیستم راه‌انداز موتور^۲ پیشنهاد کردند [۱]-[۳].

این موتورها در درایوهای الکتریکی صنعتی سرعت بالا استفاده می‌شوند و پایین (در مقایسه با موتور دارای قابلیت بالای انداز معایب آن اثربخشی پایین) در مقایسه با موتور سنکرون مغناطیس دائم و ماشین القایی (نوسان بالا و کنترل پذیری ضعیف است. تلاشهای زیادی که در طی این سالها برای بهبود عملکرد موتور SynRM انجام گرفت منجر به تضمین عملکرد دینامیکی مورد نیاز برای درایوهای پیشرفته با عملکرد بالا گشت. در شکل ۱ موتور سنکرون رلوکتانسی مشاهده می‌شود.

که استاتور آن مانند استاتور موتورهای القایی است. سیم‌پیچ استاتور با ۱۲۰ درجه اختلاف فاز بصورت سینوسی توزیع شده است، بوسیله جریان گذرنده از سیم‌پیچ متقارن استاتور نیرو محرکه مغناطیسی^۳ در فاصله هوایی ساخته می‌شود و گشتاور الکترومغناطیسی به علت اثر متقابل نیرو محرکه مغناطیسی mmf را تولید می‌شود. [۴]

مزیت های موتور سنکرون رلوکتانسی، باعث شده است که این موتور بعنوان جایگزین مناسبی برای دیگر موتورهای AC مطرح شود. نبودن تلفات روتور آشکارا به سادگی کنترل آن اشاره می کند. امکان عملکرد مناسب و هزینه کم از امتیازات موتور سنکرون نسبت به

^۱-Synchronous Reluctance Motor

^۲- Motor Drive System

^۳- mmf

موتور القایی است. نبود ماده مغناطیسی (بعلت وابسته بودن آن به دما و رفع مشخصات مغناطیسی) و ساختار ناهموار روتور را می‌توان از مزیت‌های آن نسبت به موتور مغناطیسی دائم دانست. تولید گشتاور نرم، نویز صوتی پایین، عملکرد مطلوب در سرعت پایین، و رپل گشتاور پایین‌تر، مزیت‌هایش بر موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده است.

بهبود طراحی آن در پیکربندی روتور آن می‌باشد. کلید طراحی پارامترها در برجستگی

نرخ $\gamma = L_{md} / L_{mq}$ و بدین ترتیب موضوع اصلی طراحی، ماکزیمم شدن شار جاری فراهم

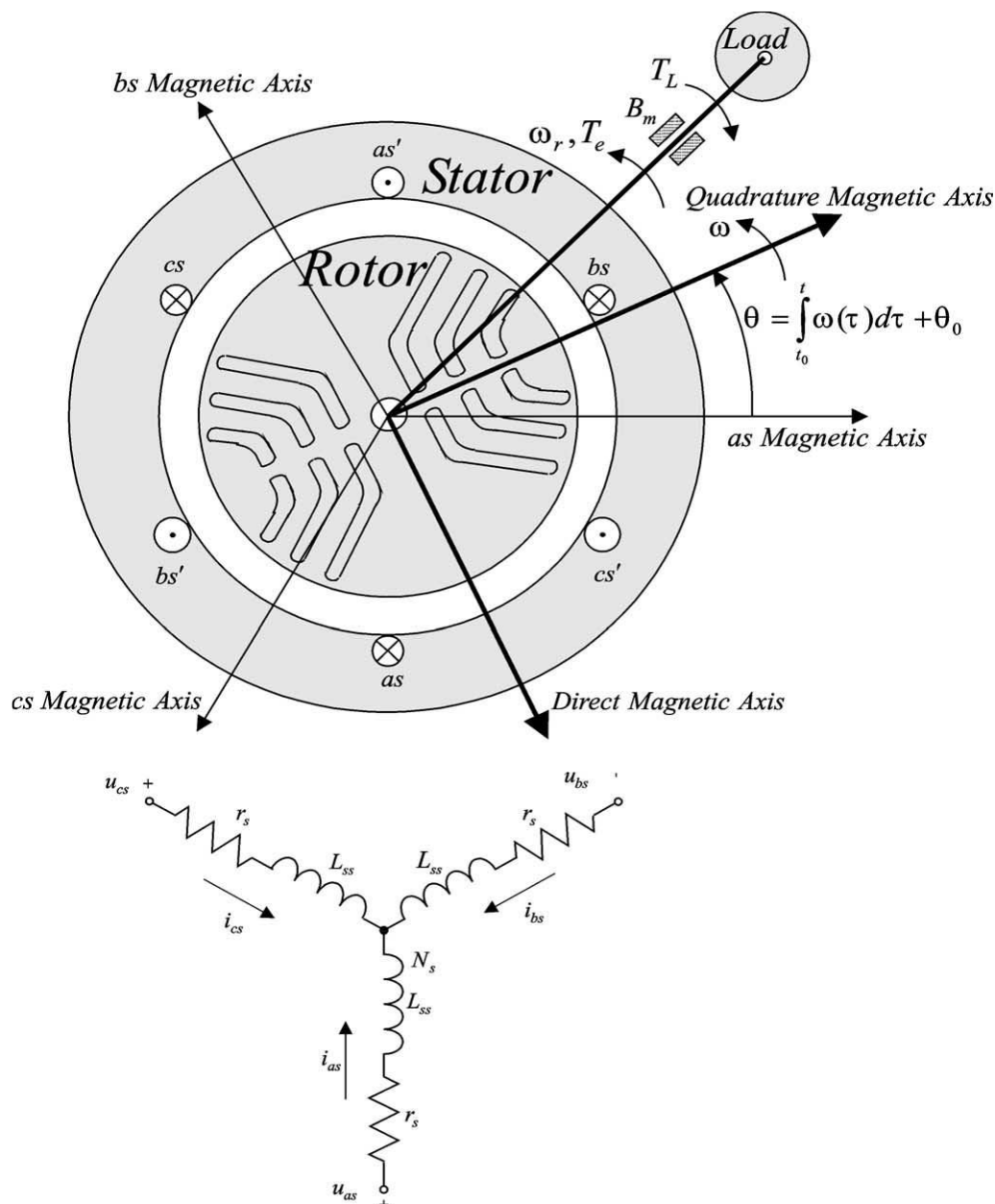
شده به سوی محور حقیقی با بدست آوردن اندوکتانس مغناطیسی L_{md} بالا، و ممانعت از

حرکت شار به سوی محور q با کاهش اندوکتانس مغناطیسی L_{mq} است. در مجموع برای

بهبود طراحی و اثربخشی بهینه موتور SynRM می‌توان با اختصاص کنترل به متغیرهای ورودی

موتور دست یافت. بنابراین SynRM اغلب در سیستم راه انداز سرعت قابل تنظیم بکار

می‌رود [۵].



شکل ۱-۱. موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز [۴]

گرچه موتورهای القای در صنعت بسیار مورد توجه می‌باشند. اما موتورهای SynRM جایگزینی ماندنی برای آنها هستند در صورتیکه گشتاور قابل مقایسه‌ای نسبت به موتور القای هم اندازه خود فراهم می‌کنند، تلفات در موتور SynRM حدود ۵۰٪ (نصف) آن در موتور القایی است. لذا بنظر می‌رسد SynRM توجه روز افزونی را در آینده دریافت کند. SynRM بوسیله ساختار روتور با استفاده از تکنولوژی لایه لایه سازی از دیگر موتورها متمایز می‌شود که هم مقاومت مغناطیسی (رلوکتانس) کم و هم بالا را برای عبور شار مغناطیسی فراهم می‌کند. محور با رلوکتانس کم را محور مستقیم یا d

می‌نامند. و محور با رلوکتانس بالا را محور موهومی یا معکوس و یا q می‌نامند. و استاتور موتور یک سیم پیچ توزیع شده سه فاز مثل اشتراک با دیگر موتورهای AC است. این موتور گشتاور را بوسیله هم‌تراز کردن محور رلوکتانس کم با میدان استاتور توسعه داده است. [۶]

آنها جایگزین سودمندی بجای موتور القایی در کاربردهای مختلف مثل درایوهای نساجی، درایوهای رباتیک، درایوهای انقباضی و کلاس بزرگی از درایوها که به درایوهای عملکرد متوسط و کم هزینه موسومند می‌باشند. اینها شامل کنترل سرعت و گشتاور اند در جایکه نیازمند دقت و استارت شدن با تاخیر است. از جمله کاربردهای آن شامل لوازم خانگی و محصولات مصرفکنندگان با رنج توانی از 0.5kw تا $3-4\text{kw}$ و هزینه کمتر از 10% دلار می‌باشد. [۷]

در عمل نشان داده شده که برای سیستم راه‌انداز AC، موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM بنابر دلایل مختلف مناسب است. برای مثال در آن نیازی به محاسبه لغزش^۱ به عنوان یک موتور القایی نداریم. همچنین نتایج مسئله حساسیت پارامترها نیز وجود ندارد. برخلاف موتور سنکرون مغناطیس دائم^۲ PMSM نیاز به ماده مغناطیسی دائم ندارد. سیستم‌های راه‌انداز بدون سنسور برای موتور رلوکتانسی بیشتر مورد توجه می‌باشد. عمده دلیل آن مربوط به کاهش هزینه و ذخیره فضا، در راه‌اندازهای بدون سنسور است.

عموماً دو روش عمده برای دستیابی سیستم راه‌انداز بدون سنسور وجود دارد :

^۱-Slip

^۲-Permanent Magnet Synchronous Motor

الف-کنترل برداری

ب-کنترل گشتاور

بیشتر محققان بر روی کنترل برداری تمرکز می‌کنند. ولی در سیستم راه‌انداز بدون سنسور در موتور سنکرون رلوکتانسی [۱۶]-[۸]، روش کنترل گشتاور مستقیم نسبت به کنترل برداری روشی ساده تر است.

در روش کنترل مستقیم گشتاور، بردار ولتاژ دستگاه به ۶ یا ۱۲ بخش تقسیم، سپس یک استراتژی سوئیچینگ بهینه‌ای را به هریک از بخش اختصاص داده می‌شود. روش کنترل گشتاور مستقیم، مبتنی بر محدود کردن خطای گشتاور و خطای شار استاتور درون باند هیتزریس است.

قبل از اجرای کنترل هیتزریس یک الگوی سوئیچینگ بهینه با تولید شار و گشتاور خواسته شده از موتور انتخاب می‌شود. در نتیجه یک سیستم راه‌انداز حلقه بسته شامل موارد فوق است.

گرچه تعدادی از مقالات کنترل گشتاور را شرح داده اند [۱۳]-[۱۱] تنها تعداد اندکی از مقالات کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون رلوکتانس را شرح داده اند. برای مثال [۱۰] کنترل گشتاور بدون سنسور را برای موتور SynRM پیشنهاد داده است. در این مقاله اگرچه تنها کنترل کننده PI استفاده شده در نتیجه پاسخ گذرا و پاسخ اغتشاش بار رضایت بخش نیست. برای حل مسئله، کنترل کننده فازی تطبیقی برای سیستم کنترل مستقیم گشتاور SynRM پیشنهاد شده است. بوسیله پیشنهاد این کنترل کننده ها قابلیت رد پاسخ گذرا و اغتشاش بار بطور بدیهی توسعه داده می‌شود. در مجموع سیستم پیشنهاد شده قابلیت ردیابی خوبی خواهد داشت.

۱-۲ ساختار پایان نامه:

این پایان نامه مشتمل بر شش فصل می باشد. در فصل دوم مروری بر روشهای مختلف اجرای عملکرد سیستم راه انداز موتور سنکرون رلوکتانسی ، تحلیل مدل ریاضی و توزیع مختصری از کنترل گشتاور مستقیم می پردازیم. در فصل سوم سیستم های فازی و تطبیقی معرفی می گردند. در فصل چهارم کنترل کننده های تطبیقی از قبیل، کنترل کننده تطبیقی پسگام، کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع، کنترل کننده فازی تطبیقی غیر مستقیم و مستقیم طراحی گشته است . شبیه سازی در فصل پنجم گنجانده شده است. در نهایت، فصل ششم به نتیجه گیری و پیشنهادات اختصاص خواهد داشت.

فصل دوم: موتور سنکرون رلوکتانسی

۲-۱ مقدمه:

در این بخش موتور SynRM و روش کنترل مستقیم گشتاور شرح داده شده است.

موتور سنکرون رلوکتانسی در پمپ‌ها، فن‌های با کارایی بالا و ... مورد استفاده می‌باشند. اخیراً توسعه لایه لایه سازی محور روتور در موتور سنکرون رلوکتانسیسبب رسیدن به ضریب توان بالا و چگالی گشتاور بالا شده است. موتور SynRM امتیازات زیادی دارد: برای مثال تلفات مسی روتور را به عنوان موتور القائی ندارد. در مجموع موتور SynRM نوسان گشتاور کوچکی دارد و وقتی با موتور رلوکتانس سوئیچ شده مقایسه می‌شود نوسان گشتاور کوچکی دارد.

۲-۲ پیشینه مقالات:

موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM در تحقیقات زیادی مورد مطالعه قرار گرفته که مبتنی بر روشهای مختلف با اجرای عملکرد سیستم راه‌انداز موتور SynRM استفاده شده است. عمده کارهای انجام شده شامل پنج روش زیر می باشد:

۲-۲-۱ طراحی و تولید موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM:

موثرترین راه بهبود عملکرد موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM طراحی ساختار موتور است که شامل پیکربندی روتور، سیم پیچی و مواد می باشد. میلر یک پیکربندی جدید با طراحی پیکر بندی روتور پیشنهاد داده است با استفاده از این روش پیشنهادی به یک نرخ $\frac{L_d}{L_q}$ ماکزیمم با رسیدن به ضریب توان بالا، گشتاور بالا، و نوسان گشتاور پایین دست یافت [۱۳]. همچنین وگاتی برای طراحی روتور موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM از تکنیک بهینه سازی استفاده کرده است بوسیله اعمال روش عنصر محدود، موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM با عملکرد بالا و نوسان گشتاور پایین طراحی نمود [۱۸]. معمولاً طراحی و ساخت موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM نیازمند تجربه و دانش بسیار زیادی است.

۲-۲-۲ توسعه مدل ریاضی برای موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM:

تشریح مدل ریاضی، برای آنالیز مشخصات موتور و طراحی کنترل کننده سیستم راه انداز حلقه بسته مورد نیاز است بطور معمول مدل ریاضی شامل تلفات هسته و اثر اشباع نیست گرچه اخیرا چندین محقق تاثیر تلفات هسته و اشبا را مورد بررسی قرار دادند. برای مثال در [۱۹] یک مدل ریاضی موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM که شامل تلفات آهنی استاتور، را استنتاج کرد. در [۲] معادله گشتاور موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM با رسیدگی اثر اشباع پیشنهاد داد. در [۲۰] روش اندازه گیری پارامتر موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM خطی را با استفاده از جریان، موقعیت روتور، شار نشتی و نیروی اصطکاک مطرح کرد. در [۹] تکنیک تخمین روتور را با استفاده از روش شناسای روی خط ۱ پارامتر با گرفتن میزان اشباع مغناطیسی پیشنهاد کرد.

۳-۲-۲ طراحی کنترل کننده:

بطوریکه می دانیم، با طراحی کنترل کننده می توان پاسخ گذرا، پاسخ اغتشاش بار، و پاسخ ردیابی برای یک سیستم راه انداز حلقه بسته را بهبود موثرتری داد. کنترل کننده PI یک کنترل کننده محبوب، که طراحی و اجرای آن آسان است. متأسفانه بدست آوردن پاسخ گذرای سریع و پاسخ گشتاور بار خوب بوسیله کنترل کننده PI نشدنی است. به سختی چندین کنترل کننده توسعه داده شدند. بطور مثال چیانگ، کنترل کننده سرعت حالت لغزشی با یک کنترل کننده پیش بین ۲ با حذف لرزش ۳ و کاهش خطای ماندگار پیشنهاد داده است [۲۱].

۱- On line

۲- Model Predictive Controller

۳- Chattering

لین، کنترل کننده شبکه عصبی فازی تطبیقی را برای راهانداز موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM استفاده کرد [۲۲]. موریموتو، با یک انکودر ۱ با دقت پایین به یک راهانداز حلقه بسته با عملکرد بالا دست یافت [۱۱]

۲-۲-۴ تکنیکهای تخمین روتور:

سیستم راهانداز بدون سنسور موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM دارای چند مزیت است. برای مثال سیستم راهانداز بدون سنسور نیازی به انکودر ندارد، که باعث افزایش هزینه، تولید نویز و نیازمند فضاست در نتیجه با سیستم راهانداز بدون سنسور می توان به کاهش هزینه و بهبود قابلیت اطمینان دست یافت. محققان زیادی روی تکنیکهای تخمین روتور با واقعی کردن راهانداز بدون سنسور مطالعه میکنند. برای مثال در [۸]، با استفاده از جریان شیبدار به تخمین سرعت روتور، و موقعیت روتور پرداخته است. در [۱۳]، به اجرای کنترل کننده برداری بدون سنسور برای موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM نمود. در [۲۳]، با ترکیب روش تخمین شار نشتی و روش جریان سوزنی با فرکانس بالا به سیستم راهانداز سرعت، موقعیت روتور بدون سنسور دست یافت. در [۱۴]، مدل EMF توسعه داده شده و تخمین موقعیت اولیه را برای موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM ارائه داد.

۲-۲-۵ استراتژی کلیدزنی اینورتر موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM:

بعضی از محققین استراتژی کلید زنی اینورتر موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM را پیشنهاد دادند. برای مثال شی، و تولی یات، کنترل کننده برداری یک موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM پنج فاز با مدولاسیون پهنای پالس ۲PWM بردار فضای را برای کم کردن تلفات سوئیچینگ پیشنهاد کردند [۲۴]. اخیراً تعدادی محقق موضوع جدیدی برای راه اندازی موتور

۱- Encoder

۲-Pulse Width Modulation

سنکرون رلوکتانسی SynRM ایجاد کردند. برا مثال [۲۵]، رخداد انشعاب و بی‌نظمی در کاربرد سیستم راه‌انداز موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM ارائه دادند. [۲۶]، روش جبران هارمونیک گشتاور برای موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM ارائه دادند. در [۲۷]، آنالیز عملکرد دینامیکی راه‌انداز موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM پنج فاز کنترل شده برداری را بوسیله پژوهش تجربی انجام داد.

در [۲۸]، کنترل گشتاور مستقیم پیش‌بین بدون انکودر را برای ماشین سنکرون رلوکتانسی SynRM را در سرعت خیلی پایین و صفر انجام داد. در [۲۹] یک کنترل کننده غیرخطی برای راه‌انداز موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM با کاهش فرکانس کلید زنی پیشنهاد نمود.

۲-۳ مدل ریاضی:

در این بخش به آنالیز مدل ریاضی کامل در قاب ثابت (abc) و در قاب مرجع روتوری (qd۰) متغیرهای معکوس i_q ، مستقیم i_d و صفر i_0 بیان می‌گردد. در مدل توسعه داده شده ما از قوانین کیرشهف و قانون دوم نیوتن با مدل مداری و دینامیکهای پیچشی ۴ استفاده می‌کنیم.

۱- *quadrature*,

۲- *direct*

۳ *zero*

۴- *torsional-mechanical dynamics*

۲-۳-۱ معادلات حرکت موتور در متغیرهای a,b,c :

می‌خواهیم معادلات دیفرانسیل را با مدل دینامیک‌های مداری موتور SynRM بدست

آوریم. برای ماشینهای سه فاز SynRel از قانون ولتاژ کیرشهف معادله دیفرانسیل ماتریسی زیر

را بدست می‌آوریم [۸] :

$$u_{abcs} = r_s i_{abcs} + \frac{d\psi_{abcs}}{dt} \quad (۱-۲)$$

که

$$r_s = \begin{bmatrix} r_s & \cdot & \cdot \\ \cdot & r_s & \cdot \\ \cdot & \cdot & r_s \end{bmatrix}$$

$$\psi_{abcs} = L_s i_{abcs} \quad (۲-۲)$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos(\gamma \theta_r) & -\frac{1}{\gamma} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos \gamma \left(\theta_r - \frac{1}{\gamma} \pi \right) & -\frac{1}{\gamma} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos \gamma \left(\theta_r + \frac{1}{\gamma} \pi \right) \\ -\frac{1}{\gamma} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos \gamma \left(\theta_r - \frac{1}{\gamma} \pi \right) & L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos \gamma \left(\theta_r - \frac{\gamma}{\gamma} \pi \right) & -\frac{1}{\gamma} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos \gamma \left(\theta_r + \pi \right) \\ -\frac{1}{\gamma} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos \gamma \left(\theta_r + \frac{1}{\gamma} \pi \right) & -\frac{1}{\gamma} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos \gamma \left(\theta_r + \pi \right) & L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos \gamma \left(\theta_r + \frac{\gamma}{\gamma} \pi \right) \end{bmatrix}$$

$$\bar{L}_m = \frac{1}{\gamma} (L_{mq} + L_{md}) \quad \text{and} \quad L_{\Delta m} = \frac{1}{\gamma} (L_{md} - L_{mq})$$

در اینجا متغیرهای ماشین عبارتند از :

$$\psi_{cs}, \psi_{bs}, \psi_{as} \text{ ، جریانهای فاز } i_{cs} \text{ و } i_{bs} \text{ و } i_{as} \text{ ، ولتاژهای فاز } u_{cs} \text{ و } u_{bs} \text{ و } u_{as}$$

شارهای ناشی استاتوراند. θ_r و ω_r تغییر و سرعت زاویه الکتریکی اند. L_{ls} اندوکتانس ناشی، و

L_{md} و L_{mq} اندوکتانس متقابل محور d و q هستند.

دینامیکهای مکانیک پیچشی با استفاده از قانون دوم حرکت نیوتون بدست می آید.

و داریم:

$$T_e - B_m \frac{2}{p} \omega_r - T_l = J \frac{2}{p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3-2)$$

$$, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

T_e گشتاور الکترومغناطیسی، T_l گشتاور بار خارجی، و P تعداد قطب موتور، B ضریب اصطکاک موتور و J اینرسی لحظه ای هستند.

تغییر مکان زاویه الکتریکی θ_r استفاده شده در معادله مداری حرکت (۲-۲)

استفاده شده است. در عمل اندوکتانس تابعی از تغییر مکان زاویه روتور است. بعلاوه گشتاور

الکترو مغناطیسی که در ماده (۲-۲) آمده است تابعی از جریان فاز و تغییر مکان زاویه روتور می باشد. بطور ویژه:

$$T_e = \frac{p}{2} L_{\Delta m} [i_{as}^2 \sin 2\theta_r + 2i_{as}i_{bs} \sin 2\left(\theta_r - \frac{1}{3}\pi\right) + 2i_{as}i_{cs} \sin 2\left(\theta_r + \frac{1}{3}\pi\right) + i_{bs}^2 \sin 2\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + 2i_{bs}i_{cs} \sin 2\theta_r + i_{cs}^2 \sin 2\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right)] \quad (4-2)$$

بنابر این معادلات دیفرانسیل (۲-۱) و (۲-۲) که معادلات دیفرانسیل غیرخطی با تزویج سنگین حاصل از دینامیکهای مدل متغیرهای abc ر موتور سنکرون رلوکتانسی ان باید تکمیل شوند.

بطور خاص معادلات دیفرانسیل غیر خطی زیر را برای جریانهای فاز داریم:

$$\begin{aligned} \frac{di_{as}}{dt} = \frac{1}{L_d} [(r_s i_{as} - u_{as})(4L_{ls}^2 + 3\bar{L}_m^2 - 3L_{\Delta m}^2 + 8\bar{L}_m L_{ls} & \quad (5-2) \\ - 4L_{ls} L_{\Delta m} \cos 2\theta_r) \\ + (r_s i_{bs} - u_{bs})(3\bar{L}_m^2 - 3L_{\Delta m}^2 + 2\bar{L}_m L_{ls} & \\ + 4L_{ls} L_{\Delta m} \cos 2\left(\theta_r - \frac{1}{3}\pi\right)) & \\ + (r_s i_{cs} - u_{cs})(3\bar{L}_m^2 - 3L_{\Delta m}^2 + 2\bar{L}_m L_{ls} & \\ + 4L_{ls} L_{\Delta m} \cos 2\left(\theta_r + \frac{1}{3}\pi\right)) & \\ + 6\sqrt{3}L_{\Delta m}^2 L_{ls} \omega_r (i_{cs} - i_{bs}) & \\ + (8L_{\Delta m} L_{ls} \omega_r + 12L_{\Delta m} \bar{L}_m L_{ls} \omega_r)(\sin 2\theta_r i_{as} & \\ + \sin 2\left(\theta_r - \frac{1}{3}\pi\right) i_{bs} & \\ + \sin 2\left(\theta_r + \frac{1}{3}\pi\right) i_{cs})] & \end{aligned}$$

(۶-۲)

$$\begin{aligned} \frac{di_{bs}}{dt} = \frac{1}{L_d} [(r_s i_{as} - u_{as}) \left(3\bar{L}_m^2 - 3L_{\Delta m}^2 + 2\bar{L}_m L_{ls} \right. & \\ \left. + 4L_{ls} L_{\Delta m} \cos 2\left(\theta_r - \frac{1}{3}\pi\right) \right) & \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +(r_s i_{bs} - u_{bs}) \left(4L_{ls}^2 + 3\bar{L}_m^2 - 3L_{\Delta m}^2 + 8\bar{L}_m L_{ls} \right. \\
& \quad \left. - 4L_{ls} L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right) \right) \\
& +(r_s i_{cs} - u_{cs}) (3\bar{L}_m^2 - 3L_{\Delta m}^2 + 2\bar{L}_m L_{ls} \\
& \quad + 4L_{ls} L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right)) \\
& + 6\sqrt{3} L_{\Delta m}^2 L_{ls} \omega_r (i_{as} - i_{cs}) \\
& +(8L_{\Delta m} L_{ls} \omega_r + 12L_{\Delta m} \bar{L}_m L_{ls} \omega_r) (\sin 2 \left(\theta_r - \frac{1}{3} \pi \right) i_{as} \\
& \quad + \sin 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right) i_{bs} + \sin 2 \theta_r i_{cs})]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{di_{cs}}{dt} &= \frac{1}{L_d} [(r_s i_{as} - u_{as}) \left(3\bar{L}_m^2 - 3L_{\Delta m}^2 + 2\bar{L}_m L_{ls} \right. \\
& \quad \left. + 4L_{ls} L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right) \right) \\
& +(r_s i_{bs} - u_{bs}) (3\bar{L}_m^2 - 3L_{\Delta m}^2 + 2\bar{L}_m L_{ls} + 4L_{ls} L_{\Delta m} \cos 2 \theta_r) \\
& +(r_s i_{cs} - u_{cs}) \left(4L_{ls}^2 + 3\bar{L}_m^2 - 3L_{\Delta m}^2 + 8\bar{L}_m L_{ls} \right. \\
& \quad \left. - 4L_{ls} L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{1}{3} \pi \right) \right) \\
& + 6\sqrt{3} L_{\Delta m}^2 L_{ls} \omega_r (i_{bs} - i_{as}) \\
& +(8L_{\Delta m} L_{ls} \omega_r + 12L_{\Delta m} \bar{L}_m L_{ls} \omega_r) (\sin 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right) i_{as} \\
& \quad + \sin 2 \theta_r i_{bs} + \sin 2 \left(\theta_r - \frac{1}{3} \pi \right) i_{cs})]
\end{aligned} \tag{V-2}$$

لذا معادله حرکت بصورت زیر حاصل خواهد گشت:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2}{4J} L_{\Delta m} & \left[i_{as}^2 \sin 2\theta_r + 2i_{as}i_{bs} \sin 2\left(\theta_r - \frac{1}{3}\pi\right) \right. \\ & + 2i_{as}i_{cs} \sin 2\left(\theta_r + \frac{1}{3}\pi\right) \\ & + i_{bs}^2 \sin 2\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + 2i_{bs}i_{cs} \sin 2\theta_r \\ & \left. + i_{cs}^2 \sin 2\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \right] - \frac{B_m}{J} \omega_r - \frac{p}{2J} T_l \end{aligned} \quad (۸-۲)$$

معادله موقعیت روتور بصورت زیر است:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (۹-۲)$$

$$L_d = L_{ls}(9L_{\Delta m}^2 - 4L_{ls}^2 - 12\bar{L}_m L_{ls} - 9\bar{L}_m^2) \quad (۱۰-۲)$$

جریان‌های فاز برای تغذیه سیم‌پیچ:

$$i_{as} = \sqrt{2}i_M \sin\left(\theta_r + \frac{1}{3}\varphi_i\pi\right), \quad (۱۱-۲)$$

$$i_{bs} = \sqrt{2}i_M \sin\left(\theta_r - \frac{1}{3}(2 - \varphi_i)\pi\right),$$

$$i_{cs} = \sqrt{2}i_M \sin\left(\theta_r + \frac{1}{3}(2 - \varphi_i)\pi\right),$$

برای $\varphi_i = ۰.۳۲۴۵$ گشتاور $T_e = \sqrt{2}L_{\Delta m}i_M^2$ خواهد گشت.

معادلات حرکت موتور برای متغیرهای qd :

در فریم مرجع روتور ، تبدیل پارک را بصورت زیر اعمال می کنیم:

$$K_s^r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r - \frac{4}{3}\pi) \\ \sin\theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta_r - \frac{4}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (12-2)$$

$$u_{qd0s}^r = K_s^r u_{abcs}$$

$$i_{qd0s}^r = K_s^r i_{abcs} ,$$

$$\psi_{qd0s}^r = K_s^r \psi_{abcs}$$

$u_{qs}, u_{ds}, u_{\cdot s}$ و $i_{qs}, i_{ds}, i_{\cdot s}$ ولتاژها و جریانه‌ها و شارهای ناشی

از qd می‌باشند. معادلات دیفرانسیل غیر خطی زیر را برای جریانه‌های فاز در فریم مرجع qd .

بفرم زیر داریم:

$$\begin{aligned} \frac{di_{qs}^r}{dt} = & -\frac{r_s}{L_{ls} + L_{mq}} i_{qs}^r - \frac{L_{ls} + L_{md}}{L_{ls} + L_{mq}} i_{ds}^r \omega_r \\ & + \frac{1}{L_{ls} + L_{mq}} u_{qs}^r \end{aligned} \quad (13-2)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}^r}{dt} = & -\frac{r_s}{L_{ls} + L_{md}} i_{ds}^r - \frac{L_{ls} + L_{mq}}{L_{ls} + L_{md}} i_{qs}^r \omega_r \\ & + \frac{1}{L_{ls} + L_{md}} u_{ds}^r \end{aligned}$$

$$\frac{di_{0s}^r}{dt} = -\frac{r_s}{L_{ls}} i_{0s}^r + \frac{1}{L_{ls}} u_{0s}^r$$

معادله گشتاور :

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P_0}{2} (L_{md} - L_{mq}) i_{qs}^r i_{ds}^r \quad (۱۴-۲)$$

معادله حرکت در فریم مرجع qd بصورت زیر حاصل خواهد گشت:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p^2}{8J} (L_{md} - L_{mq}) i_{qs}^r i_{ds}^r - \frac{B_m}{J} \omega_r \\ - \frac{p}{2J} T_l \end{aligned} \quad (۱۵-۲)$$

که در فرم فضای حالت که یک معادله دیفرانسیل غیر خطی است به شکل زیر

توصیف می شود.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = F_x(x, \omega_{ref}, z) + B_u(p)u \quad , \quad u_{min} \leq u \\ \leq u_{max} \end{aligned} \quad (۱۶-۲)$$

$x \in X \subset R^n$ بردار فضای حالت (سرعت زاویه الکتریکی ω_r ، تغییر زاویه

الکتریکی θ_r) ، $u \in U \subset R^m$ بردار ورودی های محدود شده (جریان و ولتاژ اعمال شده qd

و abc) ، $\omega_{ref} \in R \subset R^1$ و $\omega_{rm} \in Y \subset R^1$ اندازه گیری های مرجع (سرعت زاویه ای

مطلوب) و بردار خروجی (سرعت زاویه‌ای واقعی)، $Z \in \mathbf{Z} \subset \mathbf{R}^d$ نامعینی پارامتر محدود شده و نامعلوم، $F_x(\cdot): \mathbf{R}^n * \mathbf{R}^1 * \mathbf{R}^d \rightarrow \mathbf{R}^n$ و $B_u(\cdot): \mathbf{R}^k \rightarrow \mathbf{R}^{n*m}$ نگاشته‌های هموار کننده، و خطا بفرم زیر تعریف می‌شود:

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_{rm} \quad (17-2)$$

۲-۴ راه‌اندازی موتور با استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت:

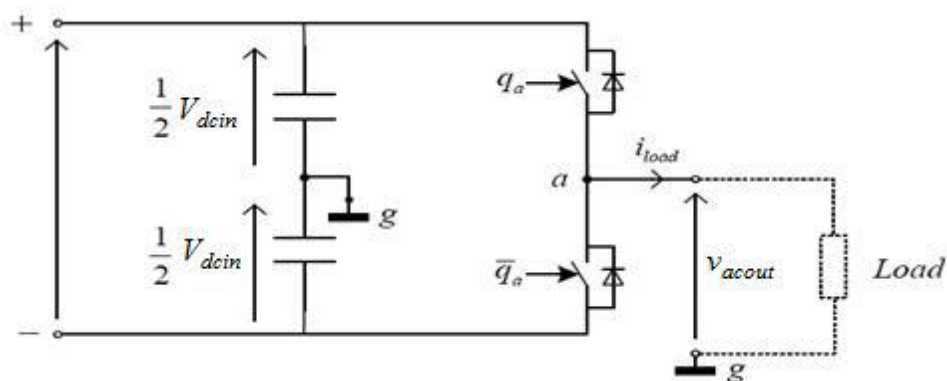
مبدل‌های الکترونیک قدرت توسط اجزای نیمه‌هادی ولتاژ مستقیم رابه ولتاژ متناوب بافرکانس و دامنه دلخواه تبدیل می‌کنند. مبدل‌های تشکیل شده با سوئیچ‌های الکترونیک قدرت می‌توانند در توان کم (چند میلی وات (توان بسیار بالا) چند صد مگاوات (باحتفظ بازده و قابلیت اطمینان کار کنند.

استراتژی کلید زنی شامل فرکانس کلیدزنی، مکان هرپالس در پریود کلیدزنی و...، در مبدل‌های الکترونیک قدرت مدولاسیون نامیده می‌شود. مدولاسیون مهمترین بخش از کنترل مبدل است. یکی از مهمترین مدولاسیون‌ها در درایو موتورها مدولاسیون پهنای باند می‌باشد و چندین روش مدولاسیون پهنای باند در مقالات ارائه شده است. در این قسمت اساس اینورترهای دو سطحی و مفهوم روش‌های مدولاسیون پهنای باند توضیح داده می‌شود.

شکل ۱-۲ اینورتر نیم‌پل ۱ را نشان می‌دهد. این ساختار شامل دو سوئیچ، دیودهای هرزگرد و بار می‌باشد. ولتاژ خروجی می‌تواند هم مثبت (زمانی که q_a روشن است) و هم

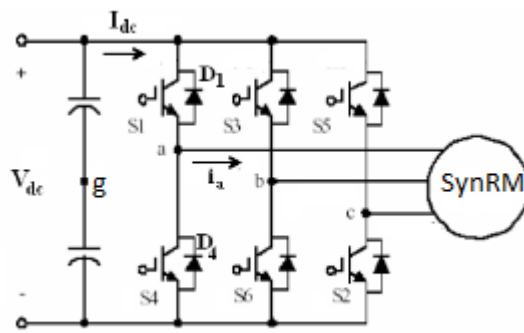
منفی (زمانی که $\bar{q}_a$ روشن است) باشد. حداکثر ولتاژ خروجی u_{acout} نصف ولتاژ dc ورودی U_{dcin} است. بمنظور جلوگیری از اتصال کوتاه منبع dc ورودی، نباید دو سوئیچ باهم روشن شوند. تغییر وضعیت سوئیچها به یک زمان کوتاه نیاز دارد.

بنابراین برای جلوگیری از روشن شدن همزمان سوئیچها، بعد از خاموش شدن، یکی دیگر را باید با تأخیر روشن کرد. اینکار برای اطمینان از خاموش شدن سوئیچ مورد نظر می باشد. این زمان به زمان مرده ۱ موسوم است. زمان مرده باعث خطا در مدولاسیون می شود. مرجع [۳۰] روشی، برای جبران سازی این خطا ارائه می دهد.



شکل ۲-۱. اینورتر نیم پل [۳۱]

دیودهای هرزگرد امکان جاری شدن انرژی در هر دو جهت را فراهم می سازند و از آسیب دیدن سوئیچها هنگام خاموش شدن در حضور بارهای اندوکتیو جلوگیری می کنند به عبارت دیگر دیودها هنگام خاموش شدن سوئیچ، مسیری برای عبور جریان می شوند در صورت نبود این دیودها با توجه به خاصیت سلفی بار، ولتاژ سوئیچهای q_a و q_b هنگام خاموش شدن بشدت افزایش می یابد. در بیشتر صنایع برای تغذیه موتورهای AC از اینورترهای سه فاز استفاده می کنند. اینورتر سه فاز که در شکل ۲-۲ نشان داده شده است که از اتصال سه اینورتر نیم پل به یک منبع ولتاژ dc بدست می آید.



شکل ۲-۲ اینورتر سه فاز [۳۱].

در بیشتر موارد موتورهای ac به جریان سه فاز متعادل برای فازهای خود نیاز دارند. این جریانه‌ها باید دارای دامنه و فرکانس برابر و اختلاف فاز 120° درجه باشند. در ساختار شکل ۲-۲ برای تولید جریانه‌های متعادل لازم نیست که نقطه وسط ستاره به زمین متصل شود. بنابراین دو نوع ولتاژ سه فاز می‌توانیم که عبارتند از: ولتاژ خط (v_{ab}, v_{ac}, v_{bc}) و ولتاژ فاز (v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}) (تعریف کنیم ولتاژهای خط می‌توانند بصورت تابعی از ولتاژهای فاز بیان شوند).

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ag} - v_{bg} \\ v_{ac} = v_{ag} - v_{cg} \\ v_{bc} = v_{bg} - v_{cg} \end{cases}$$

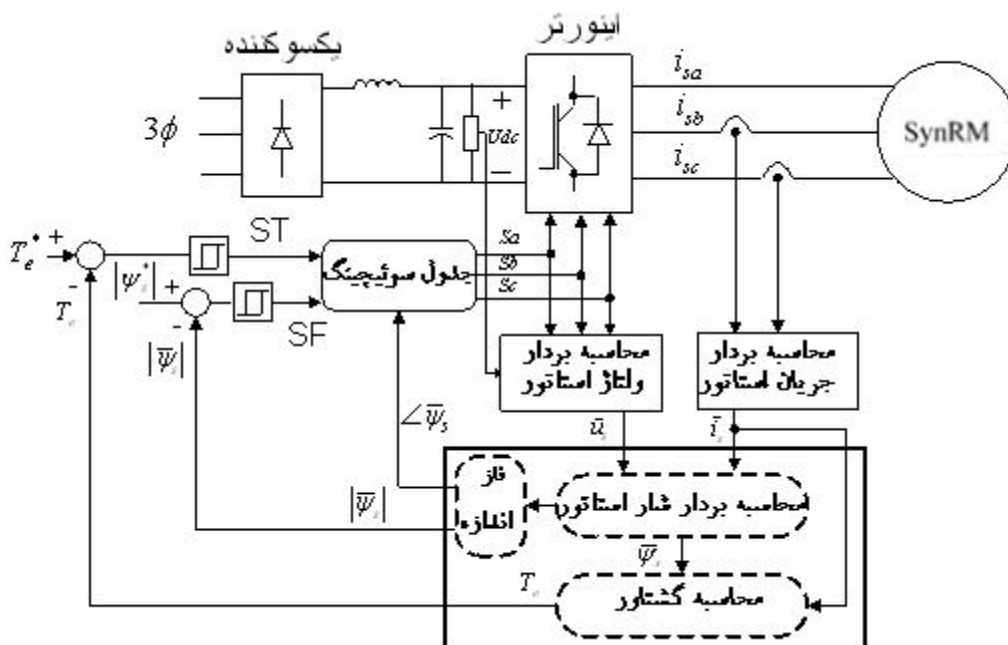
برای عملکرد صحیح موتور *SynRM* لازم است که در هر لحظه از گشتاور الکتریکی و موقعیت رتور آن نمونه گرفته شود و سپس با توجه به این مقادیر کلیدزنی به نحوی انجام شود که موتور در حالت سنکرون به کار خود ادامه دهد. برای انجام اینکار، بیشتر از دو روش مدولاسیون پهنای باند بردار حالت ۱ و کنترل مستقیم گشتاور^{۱۴} استفاده می‌شود که ما از روش DTC استفاده می‌کنیم که در ادامه به توضیح این روش پرداخته شده است.

۱- Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)

۵-۲ کنٹرل گشتاور مستقیم (DTC):۱

کنترل مستقیم گشتاور اولین بار در [۳۲] برای کنترل موتور القایی تغذیه شده توسط اینورتر منبع ولتاژی، ارائه شده است. مزیت اصلی این روش دینامیک خوب گشتاور با استفاده از ساختار کنترلی ساده می‌باشد و در کاربردهایی که گشتاور دارای اهمیت بیشتری نسبت به سرعت است بسیار جذاب می‌باشد. البته از مشکلاتی همچون ریزل زیاد جریان و گشتاور رنج می‌برد، که متناسب با انتخاب محدوده باند هیستریزس می‌باشد [۳۳].

شکل زیر نمودار بلوکی DTC را نشان می دهد:



شکل ۲-۳: نمودار بلوکی کنترل گشتاور مستقیم [۳۴(DTC)]

این نمودار دارای دو حلقه اصلی و عمده است:

الف-حلقه کنترول گشتار

ب- حلقه کنترل شار

که در آن می توانیم ببینیم که کنترل مستقیم شارو گشتاور منحصر بفرد است. در مجموع حلقه کنترل جریان در اینجا نیاز نمی باشد. کنترل گشتاور مستقیم مبتنی بر محدود نمودن خطای گشتاور و خطای شار در محدوده باند هیستریزیس، بوسیله انتخاب مناسب حالت سوئیچ های اینورتور می باشد.

با انتخاب مناسب حالت سوئیچ های اینورتور که توسط جدول سوئیچینگ انتخاب می شود، بردار ولتاژ دستگاه به شش بخش کاربردی تقسیم شده و یک حالت سوئیچینگ مناسب با هر بخش انتخاب می شود. در نتیجه، وقتی محور بردار ولتاژ را داریم، حالت سوئیچینگ به صورت اتوماتیکی می تواند تغییر کند. برای اجرای کاربردی روش سوئیچینگ بوسیله انتخاب از روی جدول که قبلا محاسبه شده است. موقعیت شار فعلی استاتور بوسیله حس کردن ولتاژ و جریان استاتور بدست می آید. دقت هر بخش (قطاع) 60° در هر بخش است. همچنین گشتاور مستقیم خیلی ساده است، و آن عملکرد دینامیکی خوبی را در تنظیم گشتاور و تنظیم شار نشان داده است. در عمل دو حلقه گشتاور و شار، نقص جهت میدان را به سبب تغییر پارامتر جبران می کند.

عیب کنترل گشتاور مستقیم، رپل فرکانس بالا گشتاور و شار می باشد که ممکن عملکرد سیستم درایو راه انداز را خراب کند. در مجموع، یک کنترل کننده پیشرفته به دلیل نوسان گشتاور بالای موتور به سادگی بدست نمی آید.

در شکل ۱۰ از جریانهای استاتور i_a و i_b و ولتاژ باس dc اینورتر U_{dc} نمونه گرفته می شود. برای بدست آوردن ولتاژ، جریان و گشتاور موتور می توان از روابط موتوری آنها استفاده

کرد. اما با توجه به این که ولتاژ موتور وابسته به حالت سوئیچهای اینورتر است و محدود به هفت حالت می شود بنابراین می توان از این مسئله هم، برای بدست آوردن گشتاور الکتریکی و شار موتور استفاده کرد. مرجع [۳۳] اجزاء α و β ولتاژ در دستگاه قاب مرجع ثابت (شکل ۲-۳) را در روابط نشان داده است.

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \frac{2}{3} U_{dc} (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}})$$

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{3} U_{dc} (S_a - \frac{S_b - S_c}{\sqrt{3}})$$

$$V_{s\beta} = \frac{2}{3} U_{dc} (\frac{S_b - S_c}{\sqrt{3}})$$

تعیین بخشی که بردار ولتاژ در آن قرار دارد توسط زاویه δ بفرم زیر بدست می آید:

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}} \right)$$

که در آن S_a, S_b, S_c نشان دهنده وضعیت سوئیچهای اینورتر هستند یعنی اگر در

هر leg اینورتر سوئیچ بالا روشن باشد

$$S_j = 1, j = a, b, c$$

و اگر سوئیچ پایین روشن باشد آنگاه

$$S_j = 0$$

است. برای محاسبه اجزای α, β جریان در دستگاه قاب مرجع ساکن برای حالتی

که اتصال استاتور ستاره است، از استفاده می کنیم.

$$I_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$$

$$i_{s\alpha} = i_a$$

$$i_{s\beta} = \frac{i_a + \sqrt{3}i_b}{\sqrt{3}}$$

شار استاتور بصورت ذیل محاسبه می‌شود.

$$\lambda_\alpha = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt$$

$$\lambda_\beta = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt$$

R_s مقاومت استاتور می‌باشد. مسیر گردش شار استاتور به شش قسمت $S_1 - S_6$

تقسیم می‌شود که در آن برای تعیین قسمت یک به بردار شار استاتور در آن قرار دارد استفاده می‌شود. اندازه شار استاتور و گشتاور الکتریکی از روابط زیر بدست می‌آیند.

$$|\lambda| = \sqrt{\lambda_\alpha^2 + \lambda_\beta^2}$$

$$T_e = \frac{3}{\sqrt{2}} p (\lambda_\alpha i_{s\beta} - \lambda_\beta i_{s\alpha})$$

که در آن P تعداد جفت قطب موتور می‌باشد.

روابط زیر مقایسه‌گرهای هیستریزیس^۱، گشتاور الکتریکی و شار استاتور را توصیف

می‌کنند برای مثال اگر مقدار محاسبه شده برای اندازه گشتاور الکتریکی از مرجع آن بزرگتر

باشد عدد منفی یک انتخاب، و اگر کوچکتر باشد عدد یک انتخاب می‌گردد. برای شار T^* نشان

می‌دهد. مقدار شار استاتور نیز به همین صورت عمل می‌شود. با توجه به خروجی مقایسه‌گرها

و مکان شار استاتور، بردار ولتاژ مناسب، که در شکل ۲ نشان داده شده‌اند از جدول زیر [۷]

[انتخاب شده و توسط اینورتر به موتور اعمال می‌شود. بردارهای ولتاژ در شکل نشان دهنده

وضعیت اینورتر سه فاز می‌باشند برای مثال بردار $u_1(100)$ به این معنی است که در leg a

leg b ، leg c ، بترتیب سوئیچ بالا، پایینی روشن باشند.

^۱ -Hysteresis comparator

$$\text{Torque hysteresis control} = \begin{cases} T_e > T_e^* \rightarrow \text{output} = -1 \\ T_e < T_e^* \rightarrow \text{output} = 1 \end{cases}$$

$$\text{Flux hysteresis control} = \begin{cases} |\lambda| > \lambda^* \rightarrow \text{output} = -1 \\ |\lambda| < \lambda^* \rightarrow \text{output} = 1 \end{cases}$$

باند هیستریزس کوچک شار باعث ایجاد شکل موج سینوسی جریان و شار می‌شود (

کاهش هارمونیک‌های مرتبه پایین). باند هیستریزس کوچک گشتاور باعث کاهش ریپل گشتاور

می‌شود. کاهش باند هیستریزس‌ها موجب افزایش فرکانس سوئیچینگ می‌گردد که افزایش

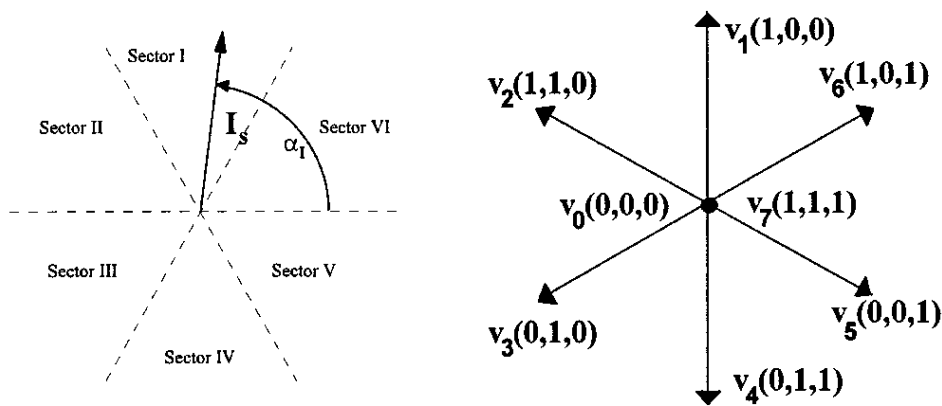
تلفات سوئیچینگ را بدنبال دارد.

در جدول ۲-۱ از بردارهای صفر استفاده نشده است اما مرجع [۳۵] نشان می‌دهد که

بردارهای صفر باعث کاهش گشتاور می‌شود و شیب کاهش آن کمتر از زمانی است که از

بردارهای فعال برای کاهش گشتاور استفاده شود. بنابراین استفاده از بردارهای صفر برای کاهش

گشتاور منجر به کاهش ریپل گشتاور خواهد شد.



شکل ۲-۴. بردارهای ولتاژ اینورتر [۷]

فصل سوم: سیستم‌های فازی و تطبیقی

۳-۱- مقدمه:

واژه فازی (*Fuzzy*) در فرهنگ لغت آکسفورد به معنای "مبهم، گنگ، نادقیق، گیج، مغشوش، درهم و نامشخص" تعریف شده است. تئوری فازی به وسیله پروفسور لطفی زاده در سال ۱۹۶۵ در مقاله ای به نام "مجموعه های فازی" معرفی گردید. در اوائل دهه ۶۰ به این نتیجه دست یافت که تئوری کنترل کلاسیک بیش از حد بر روی دقت تاکید داشته و از این رو با سیستم های پیچیده نمیتواند کار کند. در سال ۱۹۶۲ چیزی را بدین مضمون برای سیستم های بیولوژیک نوشت: "ما اساساً به نوع جدیدی ریاضیات نیازمندیم، ریاضیات مقادیر مبهم یا فازی که توسط توزیع های احتمالات قابل توصیف نیستند." پس از آن وی ایده اش را در مقاله "مجموعه های فازی" تجسم بخشید. وی معتقد است که باید به دنبال ساختن مدل هایی بود که ابهام را به عنوان بخشی از سیستم مدل کند [۳۶].

منطق فازی یک سیستم منطقی بی نهایت مقداره است، با هدف فراهم آوردن مدلی برای استدلالها و استنتاجات انسانی که بیشتر دارای طبیعتی تقریبی اند تا دقیق. به عبارت دیگر منطق فازی شاخه ای از ریاضیات است که به کامپیوترهای متداول این امکان را می دهد تا بتوان انواع مختلف ابهامات و عدم قطعیت هایی که در زندگی روزمره با آن مواجهیم را شبیه سازی کند [۲۶].

۳-۲- سیستم های فازی:

سیستم های فازی تلاش می کنند با تقریب زیاد آنگونه استنتاج کنند و تصمیمی اتخاذ نمایند که فرد خبره انجام می دهد. در واقع تئوری فازی، فرد خبره را با فرمول بندی نمودن عدم قطعیت ها و مسائل شهودی که در بیان مهارت ها ونحوه ارائه و یادگیری آنها نشان می دهد، مدل سازی می نماید [۳۷].

از منظر کلی سیستم های فازی را می توان به عنوان یک سیستم های در نظر گرفت که قادرند سیستم های واقعی را هرچقدر پیچیده، از روی داده های تجربی و بر اساس محاسبات عددی با دقت خاصی تقریب بزنند. سیستم های فازی، سیستم هایی مبتنی بر دانش و یا قواعد می باشند. جنبه مهم تئوری سیستم های فازی این است که یک فرایند سیستماتیک، برای تبدیل یک پایگاه دانش به یک نگاشت غیرخطی فراهم می سازد. مهمترین کاربرد منطق فازی در مهندسی کنترل را می توان در مدلسازی سیستم و همچنین طراحی کنترل کننده فازی دانست.

یک مدل فازی را می توان به دست آورد اگر:

✓ توصیف های زبانی کافی موجود باشد (یا بتوان استخراج نمود) طوری که فرایند تحت بررسی به طور کیفی قابل فهم باشد و به عبارتی دیگر بتوان یک دسته از قوانین اگر-آنگاه را به طور مستقیم ایجاد نمود.

✓ معادلات مشخصی موجود باشد که توسط آن بتوان رفتار فرایند تحت بررسی را توصیف نمود. (جایی که پارامترهای فرایند را نتوان به طور دقیق شناسایی نمود).

✓ برای اینکه فرایند شناسایی شود، بایستی معادلات بسیار پیچیده ای برقرار باشند که آن ها را به طریقی به جز استفاده از عبارات کیفی نتوان تعریف نمود.

✓ داده های تجربی مورد استفاده جهت تخمین قوانین اگر-آنگاه کیفی، که رفتار سیستم تحت بررسی را مدل می نماید، موجود باشند [۳۷].

✓ مهمترین مشخصه کنترل فازی، قابلیت آن در بیان استراتژی کنترل به صورت عبارات زبانی می باشد [۳۸].

مهمترین مزیت های استفاده از کنترل فازی در مورد سیستم ها عبارتند از:

✓ منطق فازی از نظر ادراکی بسیار ملموس و قابل فهم می‌باشد. زیرا کنترل فازی استراتژی کنترل انسان را تقلید می‌کند و مبانی آن برای افراد غیر متخصص نیز بسادگی قابل درک است..

✓ انعطاف‌پذیر بوده و به راحتی می‌توان در آن تغییرات به وجود آورد.

✓ در برابر عدم دقت و ابهامات مقاوم است.

✓ با استفاده از آخرین تجربیات و دانش افراد کارشناس (در مورد فرایند) ساخته می‌شود.

✓ کنترل کننده فازی بر مبنای زبان طبیعی انسان بنیان‌گذاری می‌شود و بدین ترتیب فهم آن بسیار ساده می‌باشد و این قابلیت را دارد که در کنار سیستم‌های کنترل سنتی کار کند.

✓ پیچیدگی‌های طراحی را آسان‌نموده و زمان کمتری برای طراحی نیاز دارد.

✓ به شما این امکان را می‌دهد که سیستم خود را با استفاده از قوانین بیانی ساده معرفی کنید و نیاز به استفاده از فرمول‌های پیچیده ریاضی نداشته باشید.

✓ با ترکیب کردن ورودی‌ها در یک قانون If-Then، در ساده سازی مدل کمک می‌کند.

✓ با استفاده از قوانین و توابع عضویت، می‌توان توابع پیوسته را با هر درجه تقریب دلخواهی تقریب زد.

✓ درمورد سیستم‌های غیرخطی، نسبت به کنترل غیرخطی ارجح‌تر می‌باشد، چراکه به مدل واقعی سیستم نزدیک‌تر است.

✓ در مقایسه با کنترل کننده های سنتی کم هزینه تر می باشد. از آنجایی که کنترل فازی بسادگی قابل درک است، زمان یادگیری روش کوتاه است یعنی « هزینه نرم افزاری » کمتر میگردد.

✓ بسادگی قابل اجرا میباشد به عنوان مثال، تراشه های فازی VLSI بسیاری تولید شده اند که پیاده سازی کنترلرهای فازی را ساده و سریع می کنند.

✓ کنترل فازی یک روش بی نیاز از مدل است، یعنی نیازی به مدل ریاضی سیستم تحت کنترل نیست.

✓ در برابر تغییرات سیستم مقاوم می باشد [۳۸].

یک سیستم فازی شامل چهار بخش است:

۱- فازی ساز

۲- پایگاه قواعد فازی

۳- موتور استنتاج فازی

۴- غیرفازی ساز

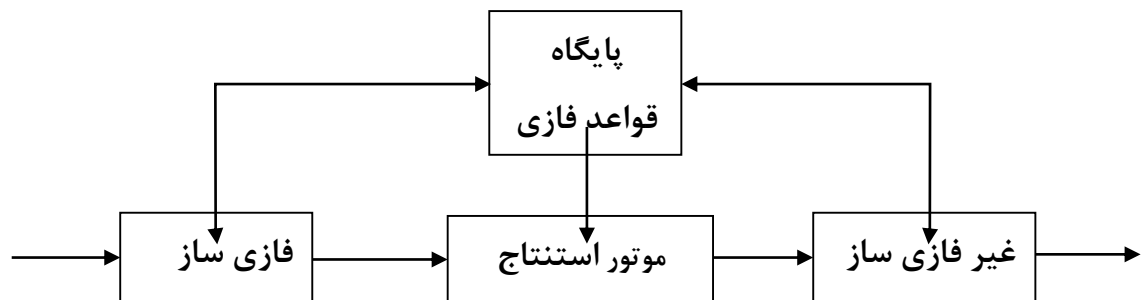
5- Fuzzifier

6- knowledge base

7- Inference mechanism

8- DeFuzzifier

در شکل زیر این اجزاء و نحوه ارتباط آنها نشان داده شده است. هر کدام از این قسمت ها و روش های مورد استفاده در آنها در ادامه به تفصیل مورد بررسی قرار خواهند گرفت.



شکل ۳-۱- اجزا بنیادین یک سیستم فازی

۳-۲-۱- فازی سازها:

در عمل هیچ چیز فازی در پروسه کار و تصمیم گیری موجود نیست. ورودی خاصی به سیستم مورد نظر اعمال می شود و خروجی واقعی، به دست می آید. بنابراین به دلیل اینکه در اغلب کاربردها ورودی و خروجی سیستم فازی اعداد حقیقی هستند، ما باید واسطه هایی بین موتور استنتاج فازی و محیط به وجود آوریم. این واسطه ها همان فازی سازها و غیرفازی سازها می باشند.

فازی ساز به عنوان نگاشتی از یک نقطه X^* در U به یک مجموعه فازی A در U تعریف شده است. وظیفه اصلی فازی ساز این است که مقادیر *Crisp* را به عنوان ورودی گرفته و با توجه به توابع تعلق (توابع عضویت) تعریف شده برای ورودی های سیستم، میزان عضویت را که عددی در بازه $[0, 1]$ می باشد، به ازای هر کدام از توابع تعلق تعیین نموده و آن را در اختیار موتور استنتاج قرار دهد.

برای تعیین توابع تعلق مطلوب می توان از دانش فرد خبره در مورد آن پروسه ی خاص استفاده کرد، بدین مفهوم که از او بخواهیم که با توجه به دانش و تجربه خود در مورد پروسه، توابع تعلق مناسب را مشخص نماید. البته این راه یک فرمول ساده و خام برای توابع تعلق به ما می دهد و برای استفاده باید آن را تنظیم و تطبیق کرد. روش دیگر استفاده از مجموعه های جمع آوری شده برای تعیین توابع تعلق می باشد که در این روش ما ابتدا ساختار توابع تعلق را تعیین کرده و سپس پارامترهای توابع تعلق را بر اساس داده های جمع آوری شده به طور دقیق تنظیم می کنیم.

در انتخاب فازی ساز مطلوب، بایستی نکات زیر را مدنظر قرار داد:

✓ مجموعه فازی A باید بیشترین مقدار عضویت را در در نقطه X^* که همان مقدار قطعی است، داشته باشد.

✓ اگر ورودی سیستم فازی توسط نویز تخریب شود، فازی ساز باید بتواند تاثیر نویز را کاهش دهد. فازی ساز باید بتواند در ساده تر کردن محاسبات مربوط به استنتاج فازی نقش ایفا نماید.

با در نظر گرفتن نکات بالا سه فازی سازی که بیشترین استفاده را دارند عبارتند از:

۱- فازی ساز منفرد^۱: که محاسبات فازی مربوط به موتور استنتاج را در قواعد اگر-

آنگاه فوق العاده ساده می کند.

۲- فازی ساز مثلثی ۱: که در صورت استفاده از توابع تعلق مثلثی، محاسبات را ساده‌نموده و همچنین نویز ورودی را تضعیف می‌کند.

۳- فازی ساز گوسی ۲: که در صورت استفاده از توابع تعلق به شکل گوسین، محاسبات را ساده‌نموده و نویز ورودی را تضعیف می‌نماید.

۳-۲-۲ پایگاه قواعد فازی:

یک پایگاه قواعد فازی از مجموعه‌ای از قواعد اگر-آنگاه فازی تشکیل می‌شود. پایگاه قواعد فازی از این نظر که سایر اجزاء سیستم فازی برای پیاده سازی این قواعد به شکل موثر و کارا استفاده می‌شوند، قلب یک سیستم فازی محسوب می‌شود. به طور مشخص، پایگاه قواعد فازی شامل قواعد اگر-آنگاه فازی زیر است:

$$Rule^{(i)} : IF x_1 \text{ is } A_1^i \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_n^i \text{ THEN } y \text{ is } B^i \quad (3)$$

(۱)

A^i و B^i به ترتیب مجموعه‌هایی فازی در U_i و V هستند و x و y به ترتیب متغیرهای ورودی و خروجی (متغیرهای زبانی) سیستم فازی هستند.

حداقل هفت منبع عمده برای پیدا کردن قوانین کنترلی مناسب وجود دارند که به ترتیب عبارتند از:

10- Triangular Fuzzifier

11- Gaussian Fuzzifier

- ۱- تجربیات و دانش کنترلی فرد کارشناس: معمولترین راه برای تولید قوانین در این روش این است که از فرد کارشناس یا اپراتور با توجه به یک پرسشنامه از قبل تهیه شده، در مورد عملکرد پروسه سؤال بپرسیم.
- ۲- تولید قوانین با توجه به عمل‌های کنترلی اپراتور: در این روش به فعالیت‌های اپراتور در حین کار با پروسه توجه کرده و بدین ترتیب رابطه بین ورودی‌ها (اتفاقات) و خروجی‌های سیستم کنترل (عکس‌العمل‌های اپراتور) را در قالب قوانین، به دست می‌آوریم.
- ۳- با استفاده از مقادیر عددی ورودی و خروجی‌های سیستم قوانین را تولید کنیم.
- ۴- سیستم حلقه بسته را با داشتن مدل ریاضی‌اش شبیه‌سازی کنیم.
- ۵- تولید قوانین با توجه به مدل فازی فرآیند: قوانین زبانی ممکن است به منظور تولید مدل معکوس فرآیند در فرایند کنترل به کار رود. در این صورت قوانین کنترل فازی با معکوس کردن مدل فازی سیستم به دست خواهد آمد. این روش در مورد سیستم‌های با درجه پایین کاربرد دارد و برای سیستم‌هایی که مدل فازی حلقه بسته و یا حلقه باز آن‌ها وجود دارد، روش دقیقی محسوب می‌شود.
- ۶- تولید قوانین با استفاده از روش‌های آموزشی: کنترل کننده‌های خود سامانده نمونه‌ای از کنترلرهایی می‌باشد که خودشان قوانین را تنظیم می‌کنند. شبکه عصبی نیز نمونه دیگری از این سیستم‌ها می‌باشد.
- ۷- در صورت نبود هیچ کدام از روش‌ها و منابع اطلاعاتی ذکر شده، خودمان سیستم را در آزمایشگاه و یا کارخانه مورد آزمایش قرار داده و به تدریج اطلاعات لازم برای تولید قوانین را بدست آوریم.

۳-۲-۳ موتور استنتاج فازی:

در این مرحله، تعدادی قاعده فازی به وجود می آوریم و با استفاده از این قواعد، مقدار سیگال کنترل را تعیین می کنیم. در یک موتور استنتاج فازی، اصول منطق فازی برای ترکیب قواعد اگر-آنگاه در پایگاه قواعد فازی به نگاهی از مجموعه فازی A در U به مجموعه فازی B در V استفاده شده اند.

با توجه به اینکه هر پایگاه قواعد فازی در عمل شامل بیش از یک قاعده می شود، دو روش کلی برای نتیجه گیری از روی این مجموعه قواعد وجود دارد، استنتاج مبتنی بر ترکیب قواعد و استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه.

در استنتاج مبتنی بر ترکیب قواعد، تمامی قواعد موجود در پایگاه قواعد فازی بصورت یک رابطه فازی در $U \times V$ ترکیب شده و یک قاعده اگر-آنگاه فازی تنها ایجاد می گردد.

دو نظر مخالف در رابطه با آنچه که یک مجموعه از قواعد فازی می گوید، وجود دارد. اولین نظر در این مورد، قواعد را به دیده عبارت های شرطی مستقل نگاه می کند. اگر ما این نقطه نظر را بپذیریم آنگاه عملگر معقول و مناسب برای ترکیب قواعد، عملگر اجتماع می باشد. دومین نظر در این باره، قواعد را به دیده ترکیب های شرطی، که به شدت به هم وابسته هستند، می نگیرد. اگر ما این نقطه نظر را بپذیریم باید از عملگر اشتراک برای ترکیب قواعد استفاده نماییم.

در استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه، هر قاعده در پایگاه قواعد فازی یک خروجی فازی را معین کرده و خروجی نهایی، ترکیب M خروجی جداگانه مجموعه های فازی خواهد بود. عمل ترکیب را می توان به وسیله اجتماع یا اشتراک انجام داد. در انتخاب موتور استنتاج بایستی نکات زیر را مدنظر قرار داد:

۱- انتخاب بایستی از نقطه نظر شهودی دارای معنا باشد. به عنوان مثال اگر یک مجموعه قواعد به وسیله یک انسان خبره داده شده باشد، که معتقد است این قواعد مستقل از یکدیگر هستند، آنگاه این قواعد بایستی به وسیله اجتماع باهم ترکیب شوند.

۲- انتخاب موتور استنتاج باید بگونه ای باشد که فرمولی قابل پیاده سازی در رابطه با A و B نتیجه دهد..

با در نظر گرفتن موارد ذکر شده تعدادی از موتورهای استنتاج پرکاربرد عبارتند از:

✓ موتور استنتاج حاصلضرب:

فرمول استفاده شده در این نوع موتور استنتاج، که مبتنی بر استفاده از قواعد جداگانه با ترکیب اجتماع می باشد، به صورت زیر است:

$$\mu_B(y) = \max_{i=1}^M [\sup_{x \in U} (\mu_A(x) \prod_{i=1}^n \mu_{A_i}(y) \mu_B(y))] \quad (2-3)$$

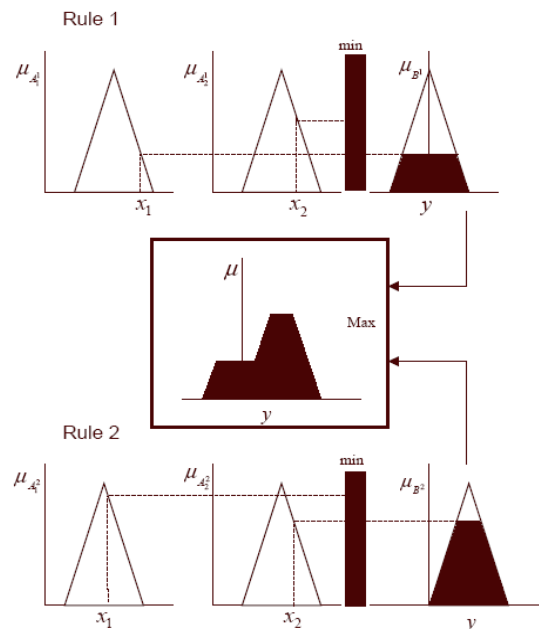
✓ موتور استنتاج مینیمم:

این موتور استنتاج نیز مبتنی بر استفاده از قواعد جداگانه با ترکیب اجتماع می باشد و فرمول آن به صورت زیر است:

$$\mu_B(y) = \max_{i=1}^M [\sup_{x \in U} \min(\mu_A(x), \mu_{A_1}(x_1), \dots, \mu_{A_n}(x_n), \mu_B(y))] \quad (3-3)$$

موتورهای استنتاج حاصلضرب و مینیمم مهمترین موتورهای استنتاج مورد استفاده در سیستم های فازی و کنترل فازی هستند. مهمترین مزیت آنها در سادگی محاسباتشان می باشد. این

مسئله بخصوص در مورد موتور استنتاج حاصلضرب برقرار است، ضمن اینکه برای بسیاری از کاربردهای عملی بخصوص برای کنترل فازی معنای خاصی دارند.



شکل ۳-۲- نحوه عملکرد موتور استنتاج مینیمم

۴-۲-۳ غیرفازی ساز:

غیرفازی ساز به عنوان یک نگاشت از مجموعه فازی B در U (که خروجی موتور استنتاج فازی است) به یک نقطه قطعی y^* در U تعریف می گردد. در واقع وظیفه غیرفازی ساز مشخص کردن نقطه ای است که بهترین نماینده مجموعه فازی B باشد.

نکات اساسی که در انتخاب غیر فازی ساز بایستی مدنظر قرار داد عبارتند از:

✓ توجیه پذیری: بدین مفهوم که نقطه y^* از نظر شهودی باید نشان دهنده مجموعه فازی مربوطه باشد.

✓ سادگی در محاسبات رعایت شده باشد. این معیار مخصوصاً برای کنترل فازی که در آن کنترل کننده به صورت بلادرنگ عمل می کند، بسیار مهم و حیاتی می باشد.

✓ پیوستگی: بدین مفهوم که تغییر کوچکی در B نباید به تغییر بزرگی در y^* منجر شود.

با در نظر گرفتن معیارهای مذکور، معروفترین غیر فازی سازها عبارتند از:

الف - غیر فازی ساز مرکز ثقل ۱:

غیر فازی ساز مرکز ثقل، نقطه y^* را به عنوان مرکز ناحیه ای که به وسیله تابع تعلق B پوشش داده شده تعریف می کند، بدین معنا:

$$y^* = \frac{\sum_v \mu(y).y.dy}{\sum_v \mu(y).dy} \quad (4-3)$$

مزیت غیر فازی ساز مرکز ثقل در توجیه پذیری شهودی آن بوده و اشکال آن در پیچیدگی محاسبات آن می باشد.

ب - غیر فازی ساز میانگین مراکز ۲:

از آنجا که مجموعه فازی B ، اجتماع یا اشتراک M مجموعه فازی می باشد، یک تقریب خوب، میانگین وزنی مراکز M مجموعه فازی با وزنهایی برابر با ارتفاع مجموعه های فازی متناظر می باشد.

بافرض اینکه y_i مرکز مجموعه فازی i ام و w_i درجه ارتفاع آن باشد، غیرفازی ساز میانگین مراکز y^* را بدین ترتیب تعریف می کنیم:

$$y^* = \frac{\sum_{i=1}^m y_i \cdot w_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \quad (5-3)$$

این روش این متداولترین غیرفازی ساز مورد استفاده در سیستم های فازی و کنترل فازی می باشد. در ضمن از نظر محاسباتی نیز ساده بوده و از نظر شهودی نیز توجیه پذیر می باشد.

ج - غیرفازی ساز ماکزیمم:

غیرفازی ساز ماکزیمم نقطه y^* را به عنوان نقطه ای در V که $\mu_B(y)$ به ماکزیمم مقدار خودش می رسد، تعریف می کند.

$$y^* = \{y \in V \mid \mu_B(y) = \sup_{y \in V} \mu_B(y)\} \quad (3-3)$$

(۶)

که از نظر شهودی توجیه پذیر بوده، ضمن اینکه از نظر محاسباتی نیز ساده می باشد. با این حال تغییرات کوچک در B ممکن است باعث تغییرات بزرگ در y^* گردد.

۳-۳ کنترل کننده های تطبیقی:

تقریباً تمامی ایده های کنترلی بر اساس یک مدل دینامیکی موجود از فرایند تنظیم می شوند. مدل های بدست آمده از فرایند کاملاً منطبق بر آن نمی باشند. به بیانی دیگر بین

مدل و فرایند تفاوت‌هایی وجود دارد که آنرا نامعینی^۱ می‌توان نامید. روش‌های کنترلی پیشرفته برای غلبه بر این نامعینی ابداع شده‌اند. یکی از این روش‌ها مبتنی بر مدل‌هایی است که در هر لحظه از زمان به روز می‌شوند، یعنی فاصله مدل و فرایند در هر لحظه به حداقل می‌رسد. برای مثال پارامترهای مدل تابع تبدیل فرایند می‌توانند در هر لحظه نمونه برداری بر اساس داده‌های ورودی-خروجی بروز شوند. این دسته از کنترل‌کننده‌ها را کنترل‌کننده‌های تطبیقی گویند و از اوایل دهه ۱۹۵۰ میلادی کار بر روی آنها بطور جدی آغاز شده است. بنابراین کنترل‌کننده تطبیقی دارای ساز و کار تنظیم خودکار بر اساس یک مدل با نامعینی کم می‌باشد و هدف اصلی آن افزایش قوام سیستم کنترلی در مقابل نامعینی مختلف مانند تغییر پارامترهای فرایند و دینامیک‌های مدل نشده و یا شدیداً غیر خطی است و توانایی غلبه بر اغتشاش را دارا است.

در روش کنترل تطبیقی، واژه تطابق و یا تطابق یافتن به معنی تغییر چیزی است به منظور اینکه رفتار آن با شرایط تغییر کرده و از شرایط جدید تبعیت نماید. این شیوه کنترلی از دهه ۱۹۵۰ ابداع شده است و می‌توان اولین کاربرد آنرا در کنترل خلبان خودکار^۲ برای هواپیماهای پیشرفته دانست.

در واقع کنترل‌کننده تطبیقی، کنترل‌کننده‌ای است که رفتارش در پاسخ به تغییرات در دینامیک‌های فرایند و ماهیت اغتشاش‌ها تغییر می‌کند. انجام شده است.

۳-۴ سیستم‌های تطبیقی:

نخست بایستی بگوئیم که هیچ تعریف کاملاً مشخصی که مورد قبول همگان باشد برای سیستم‌های تطبیقی موجود نیست. آنچه مسلم است بایستی سیستم‌های تطبیقی را در

14-Uncertainty

15-Autopilot

ارتباط با داده ها(دانش از سیستم وسیگنالهای محیطی)و تنظیم(تغییرات در رفتار خود) مورد ملاحظه قرار داد.یک سیستم تطبیقی مثلا کنترل کننده تطبیقی، بایستی اطلاعاتی در مورد سیستم تحت بررسی را در خلال اجرای سیستم جمع آوری نمایدو رفتار خود را بتواند مطابق با قاعده یا قانونی تنظیم نماید آنگونه که توافقی حاصل آید.

واضح است که هر چقدر میزان یا حجم اطلاعات کمتر باشد،میزان تطبیقی بودن و وفق یافتن بیشتر می گردد و هر چقدر نحوه تنظیم یا قاعده تطبیقی بهتر باشد،سرعت وفق بیشتر خواهد بود.

یک سیستم تطبیقی سیستمی است که می تواند بطور پیوسته بر نحوه عملکردخود وقوف یابد و توانائی آن را دارد که پارامتر هایش را طوری تغییر دهد که کل سیستم به سمت شکل بهینه اش سوق پیدا کند.

بطور کلی سیستم های (کنترلی) تطبیقی دارای خصوصیات زیر هستند:

الف - سیستم برگشتی(دارای فیدبک)

یعنی هر سیستم تطبیقی یک سیستم حلقه بسته است.به عبارت دیگر تطبیقی بودن فقط از دید طراح است و برای یک مشاهده کننده یک سیستم تطبیقی چیزی جز یک سیستم برگشتی نیست.

ب- توانائی یادگیری

سیستم تطبیقی توانائی یادگیری دارد و پارامتر هایش بر اساس قاعده یادگیری تنظیم می شود.به عبارتی روشنی تر فرق یک کنترل کننده تطبیقی با یک کنترل کننده کلاسیک معمولی در این است که پارامتر هایش ثابت نیستند، بلکه توسط مکانیسمی در حین

اجرا تنظیم می شوند و هر چقدر اطلاعات حاصله از سیستم بیشتر می گردد، پارامتر ها سریعتر به سمت مقادیر بهینه همگرا می گردند.

ج- خاصیت بهینه سازی

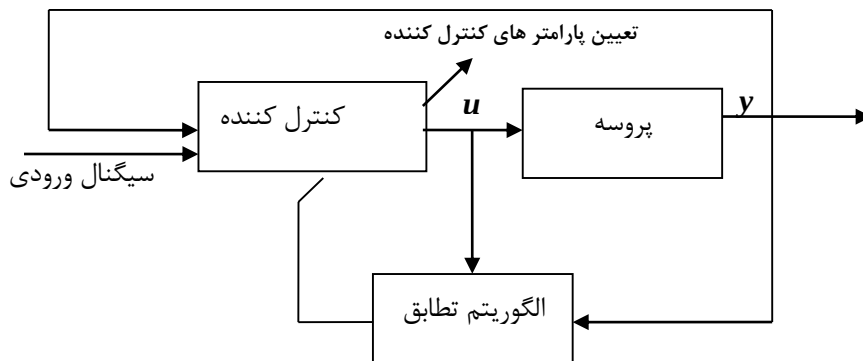
این خاصیت یعنی اینکه پارامتر های کنترل کننده تطبیقی توسط قانون تطبیقی که به طور ضمنی شاخص عملکردی را بهینه می کند، تنظیم می شوند.

۳- ۵ نحوه استفاده از کنترل تطبیقی :

کنترل تطبیقی بطور ذاتی غیر خطی است و متناسب با وجود الگوریتم تطابق خیلی پیچیده تر از کنترل با بهره ثابت است. از آنجایی که همواره سهل الوصول بودن ایده کنترلی (پیچیده نبودن) یکی از معیارهای مهم طراح در انتخاب شیوه کنترلی است، باید همواره پیش از انتخاب ایده کنترلی، دلایل انتخاب را بدقت بررسی کنیم. بطور کلی در شرایطی که دینامیک های فرایند با زمان یا تحت شرایط کاری مختلف تغییر می کنند، یا آگاهی از دینامیک های فرایند دشوار باشد می توان از کنترل تطبیقی استفاده نمود. تغییر ماهیت اغتشاش های وارد بر فرایند و سیستم کنترلی نیز می تواند عامل قابل قبولی برای انتخاب کنترل تطبیقی به عنوان روش کنترلی بیان شود.

۳- ۶ ساختار کنترل کننده های تطبیقی:

همان گونه که مطرح شد هر کنترل کننده تطبیقی دارای پارامترهای تغییر پذیر با زمان است. بنابراین علاوه بر وجود حلقه اولیه و اصلی فیدبک- که همانند همه حلقه های کنترلی دیگر است- حلقه دیگری در آن وجود دارد که هدف آن انجام عملیات تطابق است. شکل زیر ساختار کلی این دسته از کنترل کننده ها را نشان می دهد .



شکل ۳-۳- ساختار کلی کنترل کننده های تطبیقی

۷-۳ انواع کنترل تطبیقی :

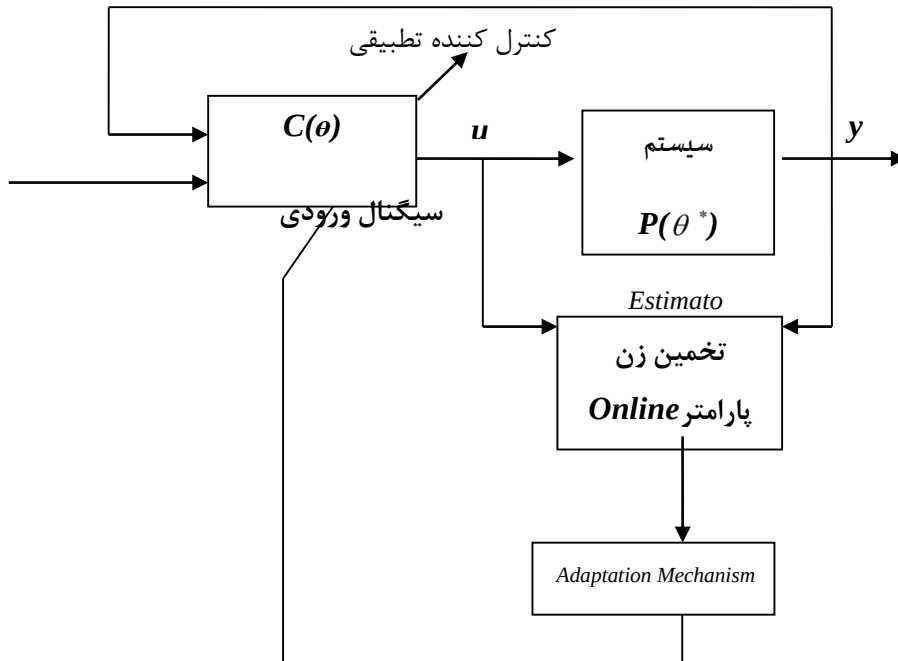
یک سیستم کنترل تطبیقی به این منظور بکار گرفته می شود که نامعینی سیستم را تخمین بزند و بطور خودکار کنترل کننده ای را برای نامعینی تخمین زده شده طراحی کند. به این ترتیب سیستم کنترلی از اطلاعاتی که بصورت بر خط جمع آوری می شوند برای کاهش نامعینی مدل استفاده می کند. به بیان دیگر تعیین مدل دقیق از یک سیستم در زمان حاضر منجر به یک کنترل خوب شود. در حالت کلی کنترل تطبیقی به دو دسته تقسیم می شود: کنترل تطبیقی مستقیم و کنترل تطبیقی غیر مستقیم .

۷-۳-۱ کنترل تطبیقی غیر مستقیم:

در این شیوه نخست پارامترهای سیستم به صورت روی خط تخمین زده می شود (شناسائی در حین اجرا) و سپس پارامترهای کنترل کننده بر اساس همین تخمین ها تنظیم می شوند. به این روش کنترل تطبیقی صریح هم گفته میشود، چرا که بر اساس مدل صریح و مشخص فرایند انجام می گیرد. در این نوع کنترل کننده تطبیقی همانند آن چه تاکنون بیشتر بر آن تاکید شد حلقه تطابق شامل یک شناساگر ۲ یا تخمین زن است که

مدل سیستم را در هر لحظه تعیین می‌کند. الگوریتم تطابق بر اساس این مدل تخمین زده شده و ویژگی‌های حلقه بسته مطلوب پارامترهای کنترل کننده را تنظیم می‌کند.

شمای کنترل کننده تطبیقی غیر مستقیم بصورت زیر است:



شکل ۳-۴- نمایش کنترل کننده تطبیقی غیر مستقیم

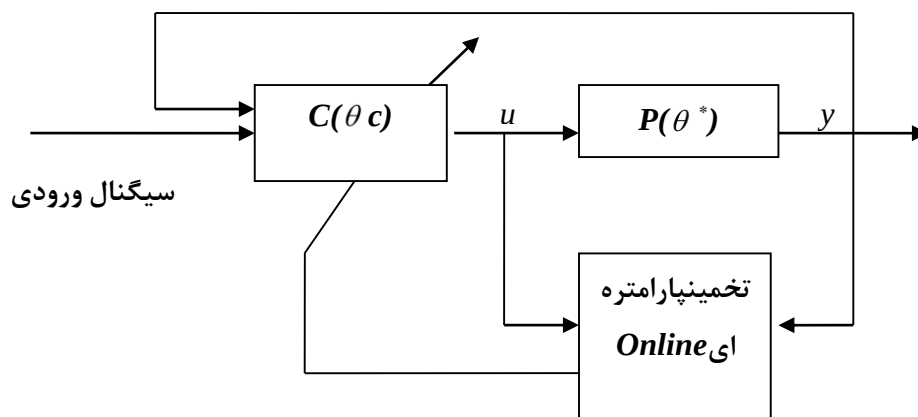
در شکل بالا سیستم دارای ساختار تابع P است که خود تابعی از پارامترهای θ^* می‌باشد. شناساگر به هدف تخمین پارامترهای واقعی θ^* در نظر گرفته شده است و $\theta(t)$ را به عنوان تخمین در اختیار مکانیزم تطابق قرار می‌دهد. این مکانیزم بر اساس تخمین انجام شده و با فرض درست بودن پارامترهای کنترل کننده، θ_c را تعیین می‌کند.

۳-۷-۲ کنترل تطبیقی مستقیم:

در این روش هیچ کوششی در جهت شناسائی پارامترهای سیستم به عمل نمی‌آید، بلکه پارامترهای کنترل کننده با بهبود یک شاخص اجرائی تنظیم می‌شوند. این

شیوه به شناسائی ضمنی یا غیر صریح هم موسوم است، چرا که طراحی مبتنی است به تخمین ضمنی پارامترهای فرآیند و از سوی دیگر نظر به اینکه در اینجا از هیچ نگاهی برای تبدیل تخمین پارامترهای فرایند به پارامترهای کنترل کننده استفاده نمی‌شود به این روند کنترل تطبیقی مستقیم گویند.

این طرح کنترلی در شکل زیر داده شده است. در این مکانیزم تطابق و تخمین زن مدل در هم ادغام شده اند. اطلاق واژه مستقیم به این کنترل کننده نیز به سبب تنظیم پارامترهای کنترل کننده بدون نیاز به تخمین پارامترهای مدل است. کنترل تطبیقی مستقیم معمولاً نسبت به حالت غیر مستقیم کمتر رایج است بویژه در کنترل فازی و کنترل شبکه عصبی.



شکل ۳-۵- دیاگرام کنترل تطبیقی مستقیم

طراحی مستقیم یا غیر مستقیم بر اساس اصلی ساده بنا نهاده شده است. طراحی
کنترل کننده
(θ_c) بر اساس تخمین θ_c یا تخمین θ انجام می‌شود. گویی که θ_c و θ ، که پارامترهای تخمین زده شده هستند، واقعاً برابر پارامترهای حقیقی قرار دارند. این روش طراحی را هم ارزی قطعی می‌نامند و می‌تواند در تولید یک محدوده وسیع از کنترل کننده های تطبیقی

بکار گرفته شود. ساختارهای کنترلی که در نحوه تخمین زدن و یا طراحی قانون کنترلی با هم متفاوت هستند .

۳-۱۰ سیستم های فازی تطبیقی:

در بخشهای گذشته روند طراحی کنترل کننده های فازی مورد بررسی قرار گرفت. کنترل کننده های فازی با اینفرض استفاده می شوند، که در ساختارها و پارامترهای سیستم، تغییرات نامعلومی وجود داشته باشد.

با این وجود، این روش دارای نقاط ضعفی می باشد که عبارتند از:

✓ با توجه به اینکه طراحی این نوع کنترل کننده ها مبتنی بر دانش فرد خبره می باشد، به روشنی و دقیقاً مشخص نمی شود که انتخاب ها و تنظیم پارامترهای کنترلر فازی، بر چه اساسی صورت گرفته است.

✓ تعیین و تنظیم پارامترهای قوانین موجود در پایگاه دانش امری زمان بر و مشکل می باشد.

✓ تحلیل و بررسی عملکردشان مشکل می باشد زیرا *Rule Base* بودن ساختار کنترلر فازی، تحلیل ریاضی عملکرد حلقه بسته را تا حد زیادی دشوار می نماید.

✓ ساختار کنترل کننده های فازی طراحی شده برای سیستم، ممکن است در آینده در اثر تغییرات غیر قابل پیش بینی در پارامترها و ساختار سیستم و اغتشاشات محیط، عملکرد مطلوبی نداشته باشد.

این مسائل انگیزه ای برای استفاده از روش های تطبیقی- فازی می باشد که هدف اصلی در این روش، تنظیم خودکار و روی خط پارامترهای کنترل کننده می باشد. لذا

مهندسين کنترل، تلاش‌های فراوانی کردند تا به تعريف مشترکی در مورد کنترل تطبیقی دست یابند.

کنترل فازی تطبیقی چیست؟ عبارت غیر علمی، اگر کنترل کننده ای مبتنی بر سیستمهای فازی تطبیقی ساخته شود (سیستم فازی تطبیقی یک سیستم منطق فازی است که مجهز به الگوریتم آموزشی (تطبیقی) می باشد)، کنترل کننده فازی تطبیقی خوانده می شود. کنترل کننده فازی تطبیقی ممکن است یک سیستم فازی تطبیقی منفرد باشد، یا از چندین سیستم فازی تطبیقی ساخته شده باشد

۳-۱۱ مزیت کنترل کننده فازی-تطبیقی نسبت به کنترل کننده تطبیقی

رایج:

مهمترین مزیت کنترل فازی تطبیقی بر کنترل تطبیقی رایج اینست که کنترل کننده های فازی تطبیقی قادر به بکارگیری اطلاعات زبان فازی از کاربر انسان هستند، درحالیکه کنترل کننده های تطبیقی رایج این امکان را ندارند. این موضوع بویژه در سیستمهای با درجه بالای عدم قطعیت اهمیت دارد. زیرا علیرغم آنکه این سیستمها از دیدگاه تئوری کنترل، بسختی قابل کنترل هستند، اغلب با موفقیت توسط انسان کنترل می شوند. چگونه انسان می تواند چنین سیستم پیچیده ای را بدون مدل ریاضی، با موفقیت کنترل کند؟ اگر از افراد سؤال شود که استراتژی کنترلی آنها چیست، تنها ممکن است اصول محدودی را آنها با ادبیات فازی در پاسخ بگویند و نیز توصیفاتى در رابطه با رفتار سیستم تحت شرایط گوناگون که البته این نیز به زبان فازی است، مطرح کنند. گرچه این قواعد کنترل فازی و تعاریف دقیق نیستند و ممکن است برای ساخت یک کنترل کننده موفق کافی نباشند، اما اطلاعات بسیار مهمی در مورد چگونگی کنترل سیستم و رفتار آن بدست می

دهند. کنترل فازی تطبیقی ابزاری جهت استفاده از اطلاعات فازی، بروشی سیستماتیک و کارا، مهیا می سازد.

اساس معماری کنترل کننده فازی تطبیقی یک کنترل کننده منطق فازی استاندارد، بعلاوه یک کنترل نظارتی، که تنها در وضعیت نزدیک شدن به شرایط مرزی (بحرانی) فعال می شود، می باشد. کنترل کننده فازی اولیه با استفاده از قواعد *IF-THEN* فازی ساخته شده اند که با توجه به تجربیات انسانی و چند اصل قراردادی بدست آمده. سپس یک اصل تطبیقی بکار گرفته می شود تا پارامترهای کنترل کننده فازی تطبیقی را در طول فرآیند تطبیق، بروز نماید. اگر قواعد *IF-THEN* فازی بدست آمده از تجربیات انسانی استراتژی های کنترلی خوبی ارائه کنند، در نتیجه فرایند تطبیق بسرعت همگرا خواهد شد. از سوی دیگر اگر قواعد زبانی انسان وجود نداشته باشد، کنترل کننده فازی تطبیقی به یک کنترل کننده تطبیقی غیرخطی تبدیل می شود .

بدین ترتیب مفاهیم مربوط به کنترل کننده های فازی و کنترل کننده های تطبیقی به هم پیوستند و مفهوم کنترل کننده های فازی تطبیقی را به وجود آورند. از یکسو مفاهیم تطبیقی شدن در طراحی کنترل کننده های فازی وارد شد، بدین صورت که تعیین شکل و محدوده و موقعیت توابع عضویت، تنظیم قواعد موجود در پایگاه دانش و... به صورت تطبیقی و با توجه به تغییرات موجود در پارامترهای سیستم صورت گرفت. از سوی دیگر مفاهیم فازی در روش های طراحی کنترل کننده های تطبیقی کلاسیک، مورد استفاده قرار گرفتند که ماحصل آن ایجاد کنترل کننده های مدل پیرو فازی، کنترل کننده های مبتنی بر جدول بندی فازی تطبیقی و... گردید.

اگر کنترلی از سیستمهای فازی تطبیقی ساخته شود (سیستم فازی تطبیقی یک سیستم منطق فازی ست که مجهز به یک الگوریتم آموزشی (تطبیقی) می باشد)، کنترلر

فازی تطبیقی خوانده می شود. کنترلر فازی تطبیقی ممکن است یک سیستم فازی تطبیقی منفرد باشد، یا از چندین سیستم فازی تطبیقی ساخته شده باشد.

مهمترین مزیت کنترلر تطبیقی فازی، نسبت به کنترلرهای تطبیقی کلاسیک این است که کنترلرهای تطبیقی فازی قادر هستند که اطلاعات زبانی اپراتور را در فرایند کنترل دخیل نمایند و این مطلب برای سیستم‌هایی که دارای درجه بالایی از نامعینی‌ها هستند، امری بسیار مهم و کلیدی می‌باشد مثل فرایندهای شیمیایی، هواپیماها و امثالهم. علیرغم آنکه این سیستمها از دیدگاه تئوری کنترل، بسختی قابل کنترل اند، اغلب با موفقیت توسط کاربر انسان کنترل می شوند. چگونه انسان می تواند چنین سیستم پیچیده ای را بدون مدل ریاضی در ذهن، با موفقیت کنترل کند؟ اگر از افراد سؤال شود که استراتژی کنترلی آنها چیست، تنها ممکن است اصول محدودی را آنها با ادبیات فازی در پاسخ بگویند و نیز توصیفاتی در رابطه با رفتار سیستم تحت شرایط گوناگون که البته این نیز به زبان فازی است، مطرح کنند. گرچه این قواعد کنترل فازی و تعاریف دقیق نیستند و ممکن است برای ساخت یک کنترلر موفق کافی نباشند، اطلاعات بسیار مهمی در مورد چگونگی کنترل سیستم و رفتار آن اصل می کند. کنترل فازی تطبیقی ابزاری جهت استفاده از اطلاعات فازی بروشی سیستماتیک و کارا، مهیا می سازد. برای نمونه کنترل فرایندهای شیمیایی و یا هواپیما، با استفاده از تئوری‌های کنترلی کلاسیک خیلی مشکل می‌باشند، در حالی که اغلباً به راحتی توسط اپراتور قابل کنترل می‌باشند.

مزیت دیگر اینکه با استفاده از این کنترلرها، به دانش کمتری از سیستم تحت کنترل نیاز می‌باشد، زیرا قانون تطبیقی می‌تواند در جهت یادگیری دینامیک سیستم در طی عملیات زمان حقیقی کمک کند. پس در بسیاری از موارد که دستیابی به دانش و تجربه اپراتورهای ماهر مشکل می‌باشد، استفاده از روش‌های فازی تطبیقی، بسیار مفید خواهد بود و درضمن

این کنترلرها بسبب تطبیقی بودنشان، دارای توانایی بسیار بالایی در مقابله با نامعینی‌های بزرگ و متغیر با زمان می‌باشند.

۳-۱۲ جمع بندی:

در این فصل مفاهیم فازی، منطق فازی و سیستم‌های فازی مورد بررسی قرار گرفت. همانگونه که گفته شد منطق فازی یک سیستم منطقی بی نهایت مقداره است، با هدف فراهم آوردن مدلی برای استدلالها و استنتاجات انسانی که بیشتر دارای طبیعتی تقریبی اند. همچنین ذکر شد، به طور کلی سیستم های فازی را می توان به عنوان یک سیستم دینامیکی غیرخطی در نظر گرفت که قادرند سیستم های واقعی را هرچقدر پیچیده، از روی داده های تجربی و بر اساس محاسبات عددی با دقت خاصی تقریب بزنند. سیستم های فازی، سیستم هایی مبتنی بر دانش و یا قواعد می باشند.

مهمترین مزیت‌های استفاده از کنترل فازی در مورد سیستم‌ها عبارتند از، از نظر ادراکی بسیار ملموس و قابل فهم هستند، انعطاف‌پذیر هستند، در برابر عدم دقت و ابهامات مقاوم هستند، پیچیدگی‌های طراحی را آسان کرده اند و....

در ادامه این فصل اجزاء یک سیستم فازی معرفی شدند که عبارتند از فازی ساز، پایگاه ی قواعد فازی، موتور استنتاج فازی و غیرفازی ساز. در ادامه در مورد هر یک از این اجزاء توضیحاتی ارائه شد و ذکر شد که یکی از مهمترین مسائل و مشکلاتی که در استفاده از سیستم‌های کنترل فازی وجود دارد این است که بتوان اولاً قوانین پایگاه دانش مناسب را تعیین نمود و در مرحله بعدی این پایگاه را به گونه‌ای تنظیم و اصلاح نمود که سیستم در نقاط مختلف کاری، عملکرد مطلوبی را داشته باشد.

در ادامه این فصل به بررسی کنترل کننده های تطبیقی پرداخته شد. این نوع کنترل کننده، کنترل کننده ای است که رفتارش در پاسخ به تغییرات در دینامیک های فرایند و

ماهیت اغتشاش ها تغییر می کند. سیستمهای تطبیقی دارای سه خاصیت عمده هستند: خصوصیت برگشتی، توانائی یادگیری و بهینه سازی. همچنین دو نوع کنترل کننده تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم و ساختارهای کنترل تطبیقی بصورت مشروح مورد بحث قرار گرفتند.

در پایان این فصل نیز کنترل کننده های فازی- تطبیقی مورد بحث قرار گرفتند. مهمترین مزیت کنترل فازی تطبیقی بر کنترل تطبیقی رایج اینست که کنترل کننده های فازی تطبیقی قادر به بکارگیری اطلاعات زبان فازی از کاربر انسان هستند، درحالیکه کنترل کننده های تطبیقی رایج این امکان را ندارند. مزیت دیگر این سیستم آنست که با استفاده از این کنترلرها، به دانش کمتری از سیستم تحت کنترل نیاز می باشد، زیرا قانون تطبیقی می تواند در جهت یادگیری دینامیک سیستم در طی عملیات زمان حقیقی کمک کند.

فصل چهارم: طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی

۴-۱ مقدمه:

موتور SynRM به علت نبود ماده مغناطیسی دائم به آسانی اشباع می گردد. در نتیجه تحت بار سنگین مشخصات غیر خطی دارد. برای حل مسئله نیازمند الگوریتم های کنترل تطبیقی می باشیم. در اینجا چهار کنترل کننده تطبیقی پیشنهاد می دهیم.

۴-۱ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی غیر مستقیم:

با توجه به معادلات (۲-۳) تا (۲-۱۷) داریم :

$$\dot{x}(t) = F_x(x, \omega_{ref}, z) + B_u(p)u \quad , \quad u_{min} \leq u \leq u_{max} \quad (۴-۱)$$

تعریف خطا:

$$e(t) = \theta_d - \theta \quad (۴-۲)$$

که معادله غیر خطی SynRM می باشد.

سیستم غیر خطی (موقعیت روتور SynRM و گشتاور آن) بفرم روابط (۴-۸۲) بوده که در این فرم f و g ناشناخته هستند [۸].

$$X^{(n)} = f(X, \dot{X}, \dots, X^{(n-1)}) + g(X, \dot{X}, \dots, X^{(n-1)})u \quad (۴-۳)$$

$$y = x$$

برای کنترل چنین سیستمی از قانون کنترل رابطه (۴-۸۳) استفاده می گردد.

$$u^* = \frac{1}{g(X)} [-f(X) + y_m^{(n)} + K^T e] \quad (4-4)$$

با توجه به آنکه f و g توابعی نامعلوم می باشند، در نتیجه برای اعمال قانون کنترل ناچاریم f و g را توسط توابع فازی $\hat{f}, \hat{g}$ که بروش گرادیان نزولی طراحی می گردند، تقریب بزنیم.

با ساختن توابع $\hat{f}, \hat{g}$ (سیستم های فازی که بر اساس گرادیان نزولی طراحی شده)، قانون کنترل بصورت رابطه - خواهد بود:

$$u^* = \frac{1}{\hat{g}(X|\theta_g)} [-\hat{f}(X|\theta_f) + y_m^{(n)} + K^T e] \quad (5-4)$$

$$K = (k_1, \dots, k_n) \quad , \quad e = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T$$

$$e = y_m - y = y_m - X \quad (6-4)$$

با جایگذاری این قانون کنترل در معادله دینامیکی سیستم اصلی به معادله دینامیکی

رابطه (۴-۳) خواهیم رسید:

$$e^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = [f - \hat{f}] + [g - \hat{g}]u \quad (7-4)$$

۴-۲-۱ بحث پایداری:

اگر بتوان $\hat{f}, \hat{g}$ را طور ساخت که $\hat{f} \rightarrow f, \hat{g} \rightarrow g$ میل کند در نتیجه به معادله دینامیکی سیستم حلقه بسته رابطه (۴-۸۷) خواهیم رسید و با انتخاب مناسب مقادیر k ، قطب های سیستم حلقه بسته دارای مقادیری با قسمت حقیقی منفی خواهند بود، در نتیجه سیستم پایدار می شود.

$$e^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = 0 \quad (8-4)$$

بدلیل انتخاب مناسب k ما داریم $e(t) \rightarrow 0$ هرگاه $t \rightarrow \infty$ ، یعنی خروجی

سیستم y به سوی خروجی حقیقی y_m بطور مجانبی همگرا می گردد.

معادله ورودی را به عنوان قانون کنترل ردگیری بفرم زیر پیشنهاد می شود:

$$u = \hat{G}^{-1}(\ddot{\theta}_d + k_d(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + k_p(\theta_d - \theta) - \hat{F}) \quad (9-4)$$

که در آن θ_d موقعیت مطلوب روتور، وضرایب ثابت k_p و k_d پارامترهای طراحی،

$\hat{F}$ و $\hat{G}$ تخمین های F و G هستند. با اعمال قانون کنترل (۴-۹) به سیستم (۴-۸)، سیستم

حلقه بسته زیر بدست می آید:

$$\ddot{\theta}_d - \ddot{\theta} + k_d(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + k_p(\theta_d - \theta) - (\hat{F} - F) = (\hat{G} - G)u \quad (10-4)$$

حال خطای ردگیری را بفرم زیر تعریف می کنیم:

$$e = \theta_d - \theta \quad (11-4)$$

لذا سیستم حلقه بسته زیر حاصل می شود:

$$\ddot{e} + k_d\dot{e} + k_p e = (\hat{G} - G)u + (\hat{F} - F) \quad (12-4)$$

برای محاسبه $\hat{F}$ و $\hat{G}$ دو سیستم فازی با ورودی های فازی خطای ردگیری e و

مشتق آن $\dot{e}$ ، طراحی می کنیم.

۲-۲-۴ طراحی توابع فازی:

برای هر یک از دو ورودی فازی، خطای ردگیری e و مشتق آن $\dot{e}$ ، را بعنوان ورودی

و سه گروه فازی P و Z و N بصورت توابع عضویت گوسین در نظر می گیریم. این توابع تعلق

با توابع ریاضی زیر تعریف می گردند.

$$\mu_P(e) = \begin{cases} 0 & e \leq 0 \\ 2e^2 & 0 \leq e \leq 1.25 \\ 1 - 2(e - 1)^2 & 0.5 \leq e \leq 2.5 \\ 1 & e \geq 2.5 \end{cases} \quad (13-4)$$

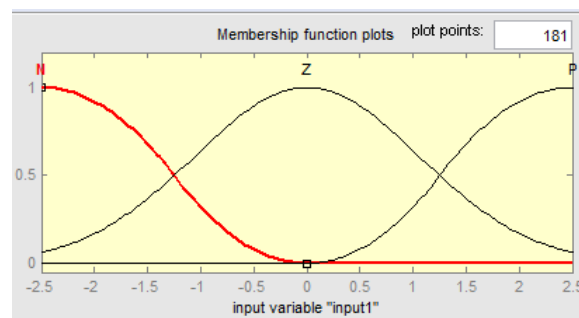
$$\mu_N(e) \quad (۱۴-۴)$$

$$= \begin{cases} 1 & e \leq -2.5 \\ 1 - 2(e + 1)^2 & -2.5 \leq e \leq -1.25 \\ 2e^2 & -1.25 \leq e \leq 0 \\ 0 & e \geq 0 \end{cases}$$

$$\mu_Z(e) = \exp\left(-\frac{e^2}{\sigma^2}\right), \quad \sigma = 0.5 \quad (۱۵-۴)$$

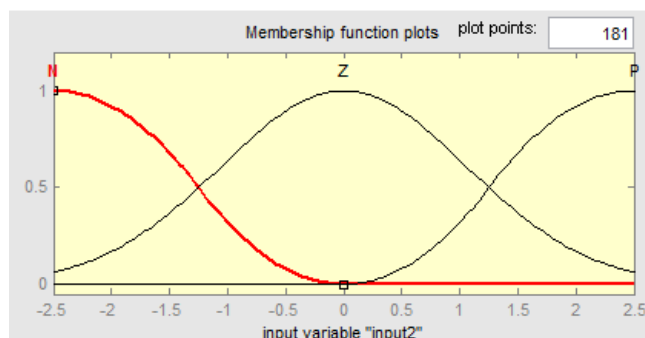
این توابع تعلق برای $\dot{e}$ نیز به همین فرم تعریف می شوند.

توابع تعلق e :



شکل ۴-۱. توابع تعلق e .

توابع تعلق $\dot{e}$:



شکل ۴-۲. توابع تعلق $\hat{\mu}$.

لازم به ذکر است که مراکز خروجی ها در هر قانون بعنوان پارامترهای سیستم فازی،

۹ قانون فازی ممدانی برای $\hat{F}$ نیز بصورت زیر است .

فرم کلی:

$L=1,2,\dots,9$: If (e is A_L) and (de is B_L) then

(۴-۱۶)

$(\hat{f} \text{ is } y_L)$

قوانین فازی:

۱ . If (e is N) and (de is N) then $(\hat{f} \text{ is } y_1)$

۲ . If (e is N) and (de is Z) then $(\hat{f} \text{ is } y_2)$

۳ . If (e is N) and (de is P) then $(\hat{f} \text{ is } y_3)$

۴ . If (e is Z) and (de is N) then $(\hat{f} \text{ is } y_4)$

۵ . If (e is Z) and (de is Z) then $(\hat{f} \text{ is } y_5)$

۶ . If (e is Z) and (de is P) then ($\hat{f}$ is y_6)

۷ . If (e is P) and (de is N) then ($\hat{f}$ is y_7)

۸ . If (e is P) and (de is Z) then ($\hat{f}$ is y_8)

۹ . If (e is P) and (de is P) then ($\hat{f}$ is y_9)

$$de = \dot{e}$$

و به همین ترتیب ۹ قانون فازی ممدانی برای $\hat{G}$ نیز بصورت زیر است

$L=1,2,...,9$: If (e is A_l) and (de is

(۱۷-۴)

B_l) then ($\hat{\beta}$ is y_l)

دستورات فازی که مجموعه قواعد را تشکیل می دهند باید:

الف-کامل : به ازای هر عضو حداقل یک قانون فعال شود.

ب - سازگار بودن: قوانین بگونه ای باشند که برای شرطهای یکسان ، نتایج یکسان

حاصل شود.

ج - پیوسته بودن: قوانین مجاور دارای وجه اشتراک بوده بطوری که هیچ ناحیه ای

در خروجی ناپیوستگی نداشته باشند.

توبع تعلق متغیرهای خروجی $\hat{F}$ و $\hat{G}$ بصورت توابع گوسین زیر بیان می گردند:

$$\mu_{y_l}(\hat{F}_i) = \exp\left(-\frac{(\hat{F}_i - \hat{f}_l)^2}{\sigma^2}\right) \quad (۱۸-۴)$$

که $\hat{f}_l$ مرکز y_l است و

$$\mu_{y_l}(\hat{G}_{il}) = \exp\left(-\frac{(\hat{G}_{il} - \hat{\beta}_l)^2}{\sigma^2}\right) \quad (۱۹-۴)$$

در سیستم فازی دوم $\hat{\beta}_l$ مرکز y_l است.

با استفاده از روابط فوق، قوانین فازی در جدول (۴-۱) نوشته شده اند.

جدول (۵-۱) قوانین فازی.

قانون	1	2	3	4	5	6	7	8	9
e	P	P	P	Z	Z	Z	N	N	N
de	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
y_l	LP	MP	Z	MP	Z	MN	Z	MN	LN

medium: M و large: L

اگر از موتور استنتاج فازی ضرب ممدانی، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین

مراکز استفاده شود خواهیم داشت [۱۸]:

$$\hat{F} = \sum_{l=1}^9 \hat{f}_l \omega_l(e, \dot{e}) = \hat{f}_l^T * \omega(e, \dot{e}) \quad (۲۰-۴)$$

$$\hat{G} = \sum_{l=1}^9 \hat{\beta}_l \omega_l(e, \dot{e}) = \hat{\beta}_l^T * \omega(e, \dot{e}) \quad (۲۱-۴)$$

پارامترهای $\hat{f}_l$ و $\hat{\beta}_l$ پارامترهای آزاد سیستم‌های فازی اند. چونکه سیستم‌های فازی

$\hat{F}(x)$ و $\hat{G}(x)$ نمی‌توانند $f(x)$ و $g(x)$ را بطور دقیق تقریب بزنند، برا بهبود تقریب

برخی پارامترهای $\hat{F}(x)$ و $\hat{G}(x)$ را آزاد گذاشته تا با گذشت زمان بصورت *on line* دقت تقریب را بهبود دهند. که توسط مکانیزم تطبیقی که در ادامه می‌آید بدست خواهند آمد.

که در معادلات فوق $\omega = [\omega_1, \dots, \omega_9]$ و ω_l عبارت است از:

$$\omega_l(e, \dot{e}) = \frac{\mu_{A_l}(e)\mu_{B_l}(\dot{e})}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_l}(e)\mu_{B_l}(\dot{e})} \quad (22-4)$$

یک ویژگی مهم سیستم‌های فازی آن است که می‌تواند یک مجموع قوانین زبانی را به یک تقریب غیر خطی تبدیل نماید که روابط (21-4) و (22-4) با توجه به همین ویژگی سیستم‌های فازی حاصل شده‌اند. بر اساس تئوری تقریب عمومی سیستم‌های f و g در (4-12) بصورت زیر قابل بیان است.

$$f = f^T * \omega(e, \dot{e}) + \varepsilon_f$$

$$g = \beta^T * \omega(e, \dot{e}) + \varepsilon_g$$

که در آنها ε_f و ε_g خطاهای تقریب هستند $\hat{f}_l$ و $\hat{\beta}_l$ در (20-4) و (21-4) بترتیب تقریب‌های f, β می‌باشند.

با جایگذاری معادلات (20-4) و (21-4) در (9-4) داریم:

$$\begin{aligned} \ddot{e} + k_d \dot{e} + k_p e &= (\hat{\beta} - \beta)^T \omega(e, \dot{e}) \tau + (\hat{f} - f)^T \omega(e, \dot{e}) \\ &+ \varepsilon \end{aligned} \quad (23-4)$$

$$\varepsilon = \varepsilon_f + \tau \varepsilon_g$$

که فرم فضای حالت آن بفرم زیر خواهد شد:

$$\dot{E} = AE + BW \quad (۲۴-۴)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_p & -k_d \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}$$

$$W = (\hat{\beta} - \beta)^T \omega(e, \dot{e}) \tau + (\hat{f} - f)^T \omega(e, \dot{e}) + \varepsilon \quad (۲۵-۴)$$

تابع لیاپانوف را برای دستیابی به پایداری، و دست یابی به مکانیزم تطبیقی که خطا را همگرا

نماید، بصورت زیر پیشنهاد می دهیم:

$$V = \frac{1}{2} E^T P E + \frac{1}{2\gamma} (\hat{\beta} - \beta)^T (\hat{\beta} - \beta) + \frac{1}{2\rho} (\hat{f} - f)^T (\hat{f} - f) \quad (۲۶-۴)$$

که V تابعی مثبت معین است. γ و ρ ثابت مثبت اند، و P و Q ماتریس های مثبت

معین متقارن منحصر به فردی هستند که در معادله ماتریسی لیاپانوف زیر صدق می کنند:

$$A^T P + P A = -Q \quad (۲۷-۴)$$

با مشتق گیری از تابع لیاپانوف داریم.

$$\begin{aligned}\dot{V} &= [E^T A^T + W^T B^T] + E^T P [A E + B W] + \frac{1}{\gamma} (\hat{\beta} - \beta)^T \dot{\hat{\beta}} \\ &\quad + \frac{1}{\rho} (\hat{f} - f)^T \dot{\hat{f}}\end{aligned}\tag{۲۸-۴}$$

$$\begin{aligned}&= E^T (A^T P + P A) E + 2 W^T B^T P E + \frac{1}{\gamma} (\hat{\beta} - \beta)^T \dot{\hat{\beta}} \\ &\quad + \frac{1}{\rho} (\hat{f} - f)^T \dot{\hat{f}}\end{aligned}$$

که با جای گذاری معادله (۲۵-۴) در (۲۸-۴) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -E^T Q E + (\hat{\beta} - \beta)^T \left(2\omega u B^T P E + \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\beta}} \right) \\ &\quad + \frac{1}{\rho} (\hat{f} - f)^T \left(-2\omega B^T P E + \frac{1}{\rho} \dot{\hat{f}} \right) + 2\varepsilon^T B^T P E\end{aligned}\tag{۲۹-۴}$$

با انتخاب قوانین تطبیق بفرم زیر:

$$\dot{\hat{\beta}} = -2\gamma\omega u B^T P E\tag{۳۰-۴}$$

$$\dot{\hat{f}} = 2\rho\omega B^T P E\tag{۳۱-۴}$$

خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -E^T Q E + 2\varepsilon^T B^T P E\tag{۳۲-۴}$$

لذا سیستم در صورتی پایدار است و خطای ردگیری آن کاهش می یابد که:

$$\dot{V} < 0 \rightarrow \epsilon B^T P E < E^T Q E$$

با در نظر گرفتن:

$$\lambda_{\min}(Q) \|E\|^2 \leq E^T Q E \leq \lambda_{\max}(Q) \|E\|^2$$

که $\lambda_{\max}(Q)$ و $\lambda_{\min}(Q)$ به ترتیب کمترین و بیشترین مقدار ویژه

ماتریس Q هستند لذا برای پایداری کافی است :

$$\epsilon B^T P E < \lambda_{\min}(Q) \|E\|^2$$

از نامساوی شوارتز داریم:

$$\epsilon B^T P E \leq \epsilon \|B^T P\| \|E\|$$

$$\Rightarrow \epsilon \|B^T P\| \|E\| < \lambda_{\min}(Q) \|E\|^2$$

لذا شرط برقراری پایداری ، و کاهش خطا بفرم زیر است:

$$\frac{\epsilon \|B^T P\|}{\lambda_{\min}(Q)} < \|E\|$$

با برقراری این شرط خطا وارد فضای کروی محدود به شعاع $\frac{\epsilon \|B^T P\|}{\lambda_{\min}(Q)}$ می شود.

لذا قانون کنترل نهایی با برقراری شرط فوق بصورت زیر است:

$$\begin{aligned} \tau = u = & \left(\hat{\beta}^T * \omega(e, \dot{e}) \right)^{-1} [\ddot{\theta}_d \\ & + k_d (\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + k_p (\theta_d - \theta) \\ & + \left(\hat{f}^T * \omega(e, \dot{e}) \right)] \end{aligned} \quad (33-4)$$

برای این سیستم پارامترهای تطبیق بصورت زیر بدست می آیند:

$$\hat{\beta} = -2\gamma \int_0^t \omega u(t) B^T P E dt + \hat{\beta}(0) \quad (34-4)$$

$$\hat{f} = 2\rho \int_0^t \omega B^T P E dt + \hat{f}(0) \quad (35-4)$$

قانون کنترل نهایی وقتی بدست می آید که $\hat{\beta}$ بدست آمده باشد و مشاهده می شود که $\hat{\beta}$ از قانون کنترل فعلی $u(t)$ بدست می آید . لذا برای حل این مشکل ما باید از قانون کنترل قبلی $u(t-\epsilon)$ تاخیر زمانی کوچک است) که مشخص است برای محاسبه $\hat{\beta}$ استفاده کنیم.

پس خواهیم داشت:

$$\hat{\beta} = -2\gamma \int_0^t \omega u(t - \epsilon) B^T P E dt + \hat{\beta}(0) \quad (36-4)$$

۳-۴ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم:

هدف طراحی کنترل کننده فیدبک $u(X|\theta)$ برپایه سیستم های فازیوارائهیک قاعده تطبیق برای تنظیم بردارپارامتر θ ، بطوریکه خروجی سیستم y ، خروجی ایده آل y_m را تا حد ممکن نزدیک به آن دنبال نماید. کنترل تطبیقی مستقیم می تواند سیستم های غیرخطی و

همراه با عدم قطعیت را کنترل نماید در این روش از دانش کنترلی برای طراحی سیستم فازی استفاده می‌کند. اگر ما اطلاعات افراد خبره را در اختیار داشته باشیم سراغ روش فازی تطبیقی غیر مستقیم می‌رویم و اگر اطلاعات ما از سیستم ضعیف باشد به سراغ فازی تطبیقی مستقیم می‌رویم که طراحی آن آسانتر از روش غیر مستقیم است.

۱-۳-۴ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم:

اگر معادله دینامیکی در اختیار ما باشد با توجه به معادلات (۲-۳) تا (۲-۱۷) داریم :

$$\dot{x}(t) = F_x(x, \omega_{ref}, z) + B_u(p)u \quad , \quad u_{min} \leq u \leq u_{max} \quad (۳۷-۴)$$

تعریف خطا:

$$e(t) = \theta_d - \theta \quad (۳۸-۴)$$

که F یک تابع نامعلوم بوده و B یک مقدار ثابت و مثبت نامعلوم است. اگر ضریب u که B است ثابت نباشد یا باید اثر آن را با روش های کنترلی حذف کرد و یا به سراغ روش های غیر مستقیم رفت.

معادله سیستم در اختیار ما که در آن ضریب u ، $B = \frac{1}{J_m}$ یک مقدار ثابتی است لذا ما با روش مستقیم به طراحی خود ادامه می دهیم. بطور مشخص، ما دانش کنترلی زیر را طوری طراحی می کنیم که قواعد اگر، آنگاه فازی بتوانند بطور طبیعی با یکدیگر ترکیب شوند. یک انتخاب اینکه سیستم فازی منفرد بعنوان کنترل کننده استفاده شود، یعنی کنترل کننده فازی به شکل زیر است:

$$u = u_D(X|Y) = Y^T \xi(x) \quad (۳۹-۴)$$

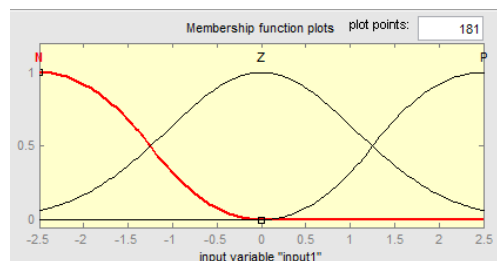
که u یک سیستم فازی بوده و Y مجموعه ای از پارامترهای تنظیم می باشد.

بدین منظور کنترل کننده فازی مشابه سیستم فازی تطبیقی غیر مستقیم طراحی میکنیم بطوریکه خطای ردگیری و مشتق خطا بعنوان ورودی سیستم فازی و گشتاور بعنوان خروجی آن در نظر گرفته می شود.

$$\xi_l(e, \dot{e}) = \frac{\mu_{A_l}(e)\mu_{B_l}(\dot{e})}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_l}(e)\mu_{B_l}(\dot{e})} \quad (4-40)$$

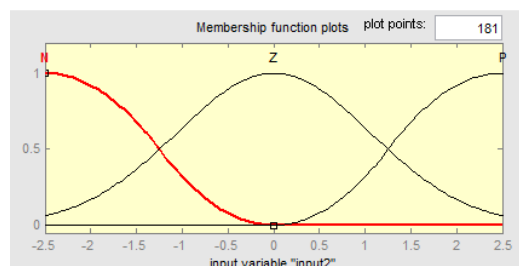
اگر برای هر ورودی فازی ۳ تابع تعلق به صورت زیر در نظر گرفته شود:

توابع تعلق e :



شکل ۴-۳. توابع تعلق e

توابع تعلق $\dot{e}$:



شکل ۴-۴. توابع تعلق $\dot{e}$.

فضای کنترل با ۹ قانون فازی پوشش داده می شود که قوانین فازی زبانی به فرم ممدانی

نوشته می شود:

فرم کلی:

$$L=1,2,\dots,9 : \text{If } (e \text{ is } A_l) \text{ and } (\dot{e} \text{ is } B_l) \quad (4-41)$$

then $(\hat{Y} \text{ is } y_l)$

بنابراین دانش کنترلی از طریق تنظیم پارامترهای اولیه در کنترل کننده فازی

دخالته داده می شوند.

۴-۳-۲ طراحی قاعده تطبیق:

فرق این روش با روش قبلی در این است که در اینجا- را به صورت معادله ۱

پیشنهاد دادیم.

با جایگذاری u در سیستم، سیستم حلقه بسته را بدست می آوریم.

$$\ddot{\theta} = F(x) + bY^T \xi(e, \dot{e}) \quad (4-42)$$

$$u = b(\hat{Y}^T \xi(e, \dot{e}) + \epsilon')$$

با توجه به اینکه سیستم های فازی یک تقریبزن عمومی است و هر تابعه ای را می

تواند تقریب بزند، فرض می کنیم که Y وجود دارد که رابطه زیر را برقرار نماید:

$$\ddot{\theta}_d + KE = F(x) + b\hat{Y}^T \xi(e, \dot{e}) + \epsilon \quad (43-4)$$

برای آنکه خطا به سمت صفر میل نماید معادله (43-4) را از (42-4) کسر می

کنیم.

$$\ddot{\theta}_d - \ddot{\theta} + KE = b\hat{Y}^T \xi(x) - bY^T \xi(e, \dot{e}) + \epsilon \quad (44-4)$$

$$\ddot{\theta}_d - \ddot{\theta} + KE = b(\hat{Y}^T - Y^T) \xi(e, \dot{e}) + \epsilon$$

که معادله دینامیکی سیستم شکل گرفت رابطه (44-4) را می توان به فرم فضای

حالت زیر تبدیل نمود:

$$\dot{E} = AE + BW \quad (45-4)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_p & -k_d \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix},$$

$$W = b(\hat{Y}^T - Y^T) \xi(e, \dot{e}) + \epsilon \quad (46-4)$$

اگر $\hat{Y} \rightarrow Y$ برود خطا صفر می شود و برای پایداری و بدست آوردن پارامتر تنظیم از

قضیه پایداری لیاپانوف استفاده میکنیم . که تابع لیاپانوف پیشنهادی زیر را مطرح می نمایم:

$$V = \frac{1}{2} E^T P E + \frac{1}{2\gamma} (\hat{Y} - Y)^T (\hat{Y} - Y) \quad (47-4)$$

در رابطه فوق ضریب ثابت گاما مثبت و P و Q ماتریس مثبت معین متقارن هستند

که در معادله ماتریسی لیاپانوف صدق میکند:

$$A^T P + P A = -Q \quad (48-4)$$

اگر در این تابع لیاپانوف که بر گرفته از معادله انرژی است مشتقش صفر گردد یعنی

خطا به سمت صفر می‌رود و حتما سیستم پایدار خواهد شد لذا از (47-4) مشتق می‌گیریم.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} ([E^T A^T + W^T B^T] P E + E^T P [A E + B W]) \\ &\quad + \frac{1}{\gamma} (\hat{Y} - Y)^T \dot{\hat{Y}} \end{aligned} \quad (49-4)$$

$$= \frac{1}{2} E^T (A^T P + P A) E + W^T B^T P E + \frac{1}{\gamma} (\hat{Y} - Y)^T \dot{\hat{Y}}$$

که با جای گذاری معادله (46-4) در (49-4) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -E^T Q E + (\hat{Y} - Y)^T (\xi B^T P E + \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{Y}}) \\ &\quad + \epsilon^T B^T P E \end{aligned} \quad (50-4)$$

$$\epsilon^T = \epsilon$$

چون خطای تقریب ϵ اسکالر است با انتخاب قانون تطبیق بفرم زیر:

$$\dot{\hat{Y}} = -\gamma \xi B^T P E \quad (51-4)$$

خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -E^T Q E + \epsilon B^T P E \quad (52-4)$$

لذا سیستم در صورتی پایدار است و خطای ردگیری آن کاهش می یابد که:

$$\dot{V} < 0 \rightarrow \epsilon B^T P E < E^T Q E$$

با در نظر گرفتن:

$$\lambda_{\min}(Q) \|E\|^2 \leq E^T Q E \leq \lambda_{\max}(Q) \|E\|^2$$

که $\lambda_{\max}(Q)$ و $\lambda_{\min}(Q)$ بترتیب کمترین و بیشترین مقدار ویژه ماتریس Q

هستند لذا برای پایداری کافی است :

$$\epsilon B^T P E < \lambda_{\min}(Q) \|E\|^2$$

از نامساوی شوارتز داریم:

$$\epsilon B^T P E \leq |\epsilon| \|B^T P\| \|E\|$$

$$\Rightarrow |\epsilon| \|B^T P\| \|E\| < \lambda_{\min}(Q) \|E\|^2$$

لذا شرط برقراری پایداری ، و کاهش خطا بفرم زیر است:

$$\frac{|\epsilon| \|B^T P\|}{\lambda_{\min}(Q)} < \|E\|$$

با برقراری این شرط خطا وارد فضای کروی محدود به شعاع $\frac{|\epsilon| \|B^T P\|}{\lambda_{\min}(Q)}$ می شود.

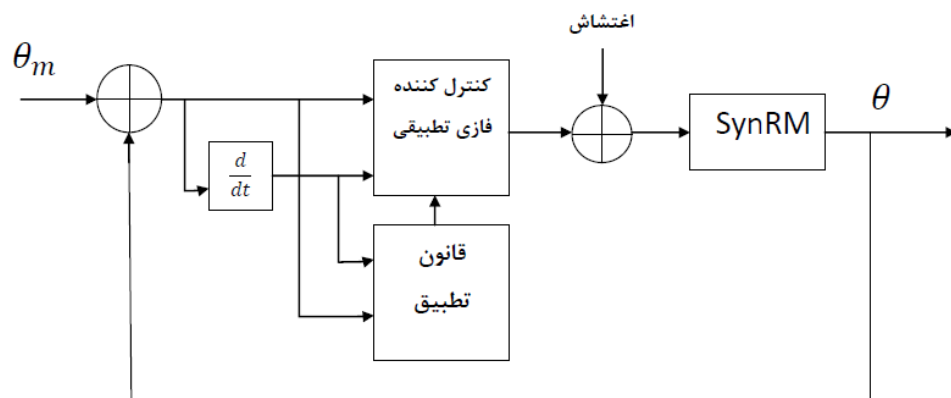
و خطا بسمت صفر رفته و سیستم پایدار خواهد شد. و قانون تطبیق بفرم زیر حاصل می شود:

$$\hat{Y} = -\gamma \int_0^t \xi B^T P E dt + \hat{Y}(0) \quad (53-4)$$

شبیه سازی روش کنترل تطبیقی مستقیم در فصل پنجم در بخش ۵-۳ مورد

بررسی قرار می گیرد.

نمودار بلوکی کنترل فازی تطبیقی مستقیم را بصورت زیر مشاهده می کنید.



شکل ۴-۵. نمودار بلوکی کنترل فازی تطبیقی مستقیم موتور سنکرون رلوکتانسی.

فصل پنجم: شبیه سازی

۵-۱ شبیه سازی سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم :

این شبیه سازی بر روی مدل واقعی موتور سنکرون رلوکتانسی با پارامترهای زیر اجرا

گردد.

جدول ۵-۱

P_n	$۱۱۲۰W$	r_s	۰.۹۱Ω	J_m	$۰.۰۱ kgm^2$
V_n	$۲۳۰V$	L_{ds}	$۱۳۵mH$	B_m	$۰.۰۰۲ Nms$
f_n	$۶۰Hz$	L_{qs}	$۵۰mH$	r_r	$\cong 0 \Omega$
P	۴	I_n	$۶/۶A$		

برای پیاده سازی بخش کنترل مستقیم گشتاور DTC برنامه‌ای بر اساس جدول ۲- و

معادلات ۲- اجرا گردید.

در شبیه‌سازی بخش کنترل کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم برای ردگیری موقعیت

وسرعت از قانون کنترل (۴-۳۳) و قوانین تطبیق (۴-۳۵) و (۴-۳۶) استفاده می‌نماییم و

پارامترهای قابل تنظیم بصورت زیر انتخاب می‌شوند:

$$A = \begin{bmatrix} \dot{} & 1 \\ -k_p & -k_d \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} \dot{} \\ 1 \end{bmatrix}, \quad Q = I, \quad \hat{f}(\cdot), \quad \hat{\beta}(\cdot)$$

$$A^T P + PA = -Q \rightarrow P_{k_p^* > k_d^*}.$$

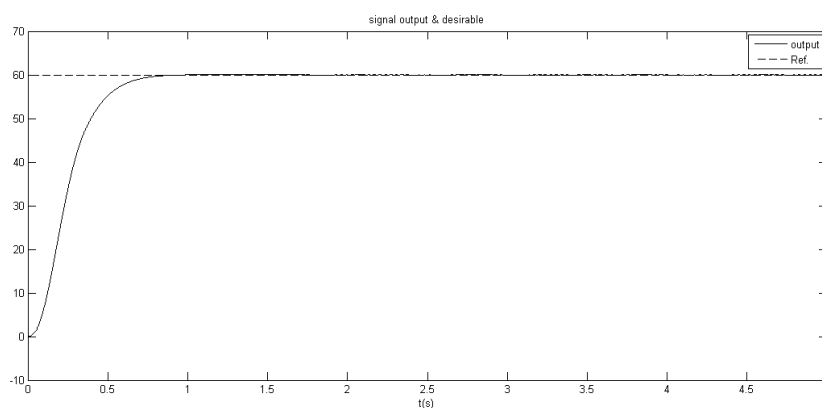
$$= \begin{bmatrix} \frac{k_p^* + k_d^* + k_d - 2k_p k_d}{2k_p k_d} & \frac{1}{2k_d} \\ \frac{1}{2k_d} & \frac{2k_d + 1}{2k_p k_d} \end{bmatrix}, \quad \rho, \quad \gamma$$

با اعمال شرایط اولیه $\hat{\beta}(0)$ ، $\hat{f}(0)$ دانش سیستمی را در قواعد اگر _ آنگاه فازی دخالت داده می‌شوند. اغتشاش بصورت ضربی از مربع سرعت روتور فرض گردید ، و زمان اجرای شبیه‌سازی ۵ ثانیه انتخاب شده است.

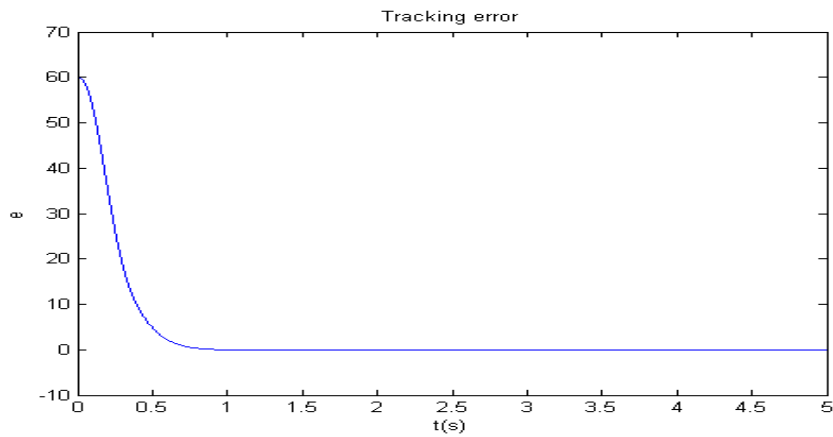
برای ردیابی سیگنال مرجع ثابت با مقدار دامنه ۶۰ پارامترهای تنظیم را بصورت زیر انتخاب می‌کنیم:

جدول (۵-۲)

k_p	k_d	γ	ρ	$\hat{f}(0)$	$\hat{g}(0)$
۱۰۰	۲۵	۵۰۰۰	۱۰۰۰۰۰۰	۱۰	۲۵

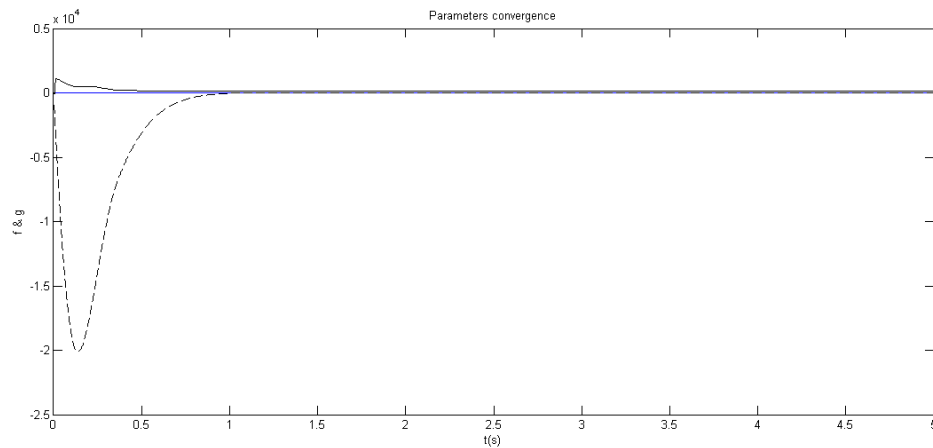


شکل ۵-۱. خروجی مدل مرجع و سیستم حلقه بسته در شرایط فوق

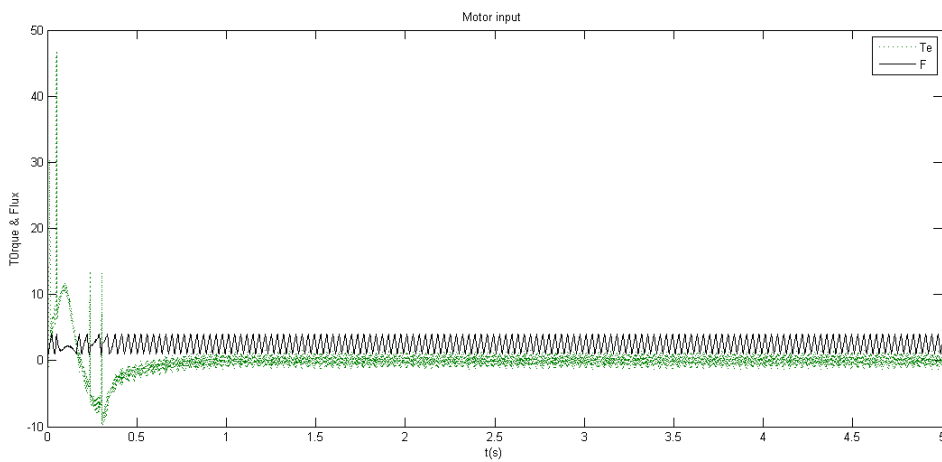


شکل ۲-۵. خطای دائم حاصل از اعمال شرایط فوق

همانگونه که مشاهده می‌شود سیستم کنترل بخوبی عمل می‌کند و نمودار خطا پس از مدت کوتاهی به صفر میل می‌کند. خطای ماندگار صفر است و فراجاهش دیده نمی‌شود. سیگنالهای کنترل در شکل (۴_۵) نمایش داده شده‌اند. گشتاور و شار در محدوده مجاز است. به دلیل وجود خطای اولیه بالا، تلاش سیگنالهای کنترل در آغاز زیاد است ولی تلاشهای کنترلی با کاهش خطای ردگیری کاهش می‌یابد. همگرایی پارامترها نیز در شکل (۳_۵) قابل مشاهده است. همانگونه که در شکل مشخص است پارامترها پس از مدت کوتاهی بخوبی به مقدار ثابتی همگرا می‌شوند و کنترل کننده‌ها عملکرد مناسبی را ارائه می‌دهند.



شکل ۳-۵. همگرایی پارامترهای کنترل کننده.



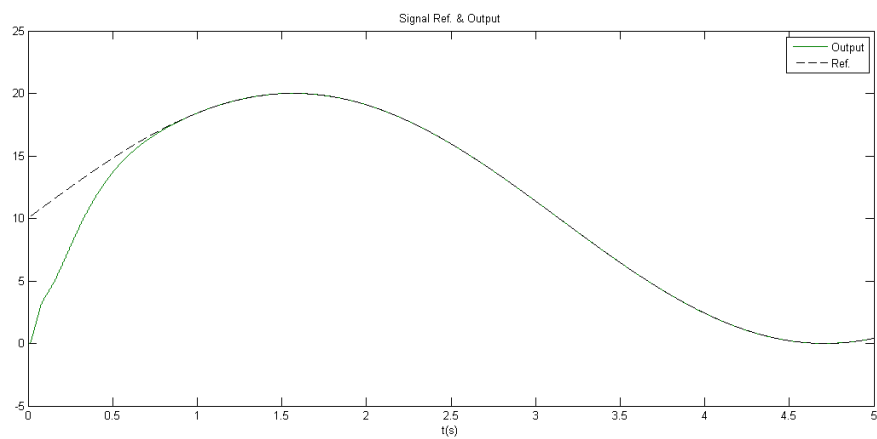
شکل ۴-۵. سیگنال کنترل ورودی فرایند (گشتاور و شار اعمالی به موتور)

ردیابی سیگنال مرجع سینوسی بصورت $R_{ref} = 10 + 10 \sin(\omega t)$ که در آن

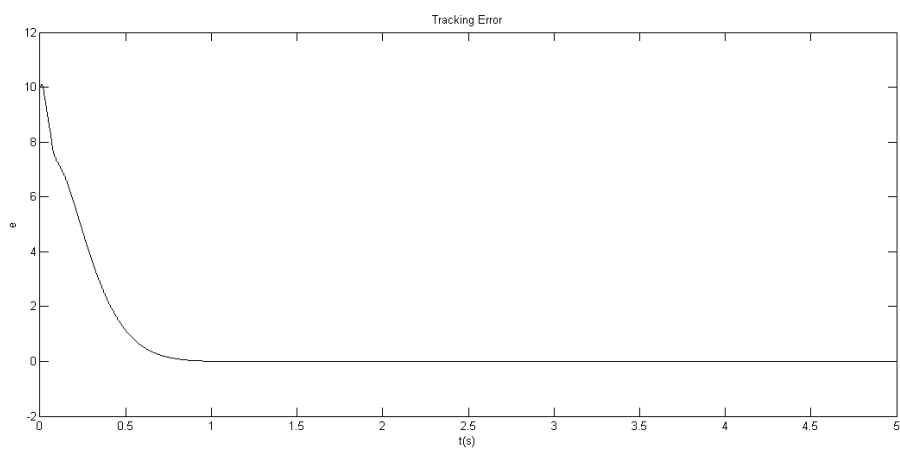
پارامترهای تنظیم بصورت جدول (۲-۵) انتخاب شده باشند، داریم :

جدول (۲-۵)

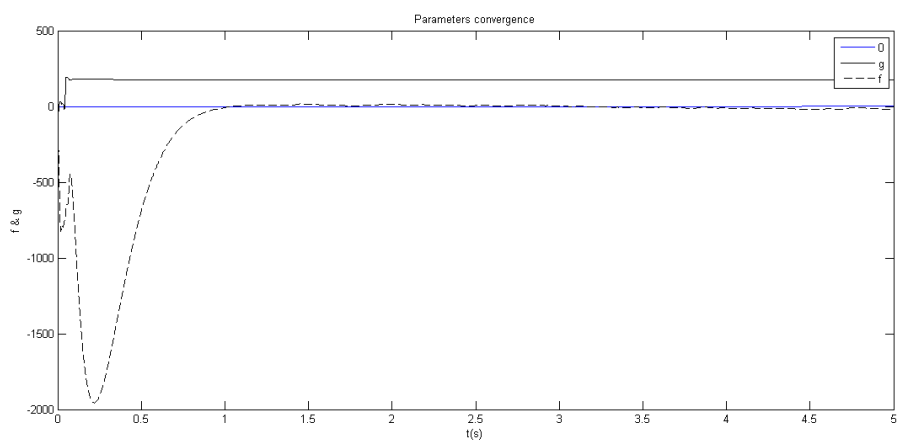
k_p	k_d	γ	ρ	$\hat{f}(0)$	$\hat{g}(0)$
۹۰۰	۲۲۰	۵۰۰۰	۵۰۰۰۰۰۰	.	۵۰۰



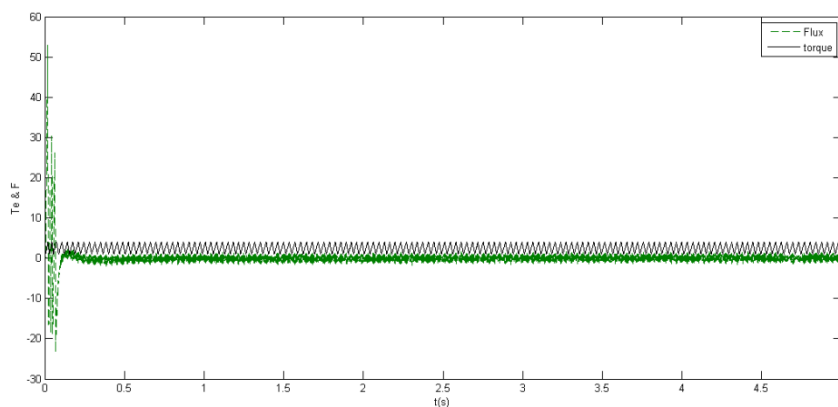
شکل ۵-۵. خروجی مدل مرجع و سیستم حلقه بسته در شرایط فوق



شکل ۵-۶. خطای دائم حاصل از اعمال شرایط فوق



شکل ۵-۷. همگرایی پارامترهای کنترل کننده.



شکل ۵-۸. سیگنال کنترل ورودی فرایند (گشتاور و شار اعمالی به موتور)

مشاهده میشود که با تغییر پارامترهای تنظیم عملکرد سیستم نیز تغییر می‌یابد، بدست آوردن عملکرد مطلوب پارامترهای طراحی سیستم کنترل فازی با روش سعی و خطا تنظیم شده‌اند. بنابر این ممکن است که نتیجه بهتر نیز حاصل شود. عملکرد سیستم نشان می‌دهد که در مقابل عدم قطعیت مقاوم است.

در نهایت، بطور کلی می‌توان گفت روش کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم بر مبنای کنترل مستقیم گشتاور دارای عملکرد ردگیری و تنظیم مناسب و خوبی است. و همچنین وابسته به مدل سیستم نمی‌باشد. در مواجهه با عدم قطعیت‌ها نیز مقاوم می‌باشد و قابلیت مقابله با آنها را دارد. همانگونه که تحلیل گردیده سیستم کنترل پایدار است.

فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهاد

۶-۱ نتیجه گیری:

در این پایان نامه، استراتژی کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون رلوکتانسی SynRM با استفاده از کنترل کننده تطبیقی پسگام و مدل مرجع، کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم و مستقیم مورد بررسی قرار گرفته است. هر یک از روش‌های کنترلی فوق طراحی، تحلیل و شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی پایداری سیستم‌ها را که در تحلیل ثابت گشته‌اند را بخوبی نشان می‌دهد. همچنین مقاوم بودن سیستم‌های طراحی شده در مقابل اغتشاش خارجی را، که تغییرات بار نیز جزئی از آن است را به نمایش می‌گذارد.

در روش کنترل تطبیقی پسگام سیستم دارای عملکرد نسبتاً مناسبی است. ولی در کنترل کننده‌های تطبیقی مدل مرجع و فازی تطبیقی مستقیم عملکرد سیستم بهبود یافت. در مقایسه بین کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع و کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم، کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع دارای سرعت پاسخ گذرای بیشتری است. ولی دارای خطا و لرزش گشتاور (سیگنال کنترل ورودی فرایند) کمتر و ردیابی بهتری است. در حالی که کنترل کننده فازی تطبیقی سرعت پاسخ گذرای سریعتری دارد اما خطا و لرزش گشتاور آن بیشتر و در حالت کلی دارای عملکرد مناسبی است. در نهایت با استفاده از سیستم‌های فوق به عملکرد کنترلی مطلوبی دست یافتیم.

انتخاب نرخ همگرایی در سیستم‌ها بر عهده طراح قرار داده شده است تا با استفاده از تجربه و دانش سیستمی خود بتواند با تنظیم آنها به بهترین عملکرد سیستم دست یابد. گرچه الگوریتم‌های هوشمند بسیاری وجود دارند که می‌توان با استفاده از آنها پارامترهای طراحی کاملاً هوشمندانه انتخاب کردند. که آینده واگذار می‌گردد.

۶-۲ پیشنهادات:

پیشنهادات زیر جهت ادامه تحقیقات ارائه می گردد.

- پیشنهاد می شود از روش عصبی برای تعیین قوانین فازی استفاده نمود.
- پیشنهاد می شود روش لغزشی را با روش فازی تطبیقی ادغام کرد تا عملکرد کنترلی را بیشتر بهبود بخشید.
- گسترش روشهای ارائه شده بر روی دیگر سیستمهای قدرت نیز پیشنهاد می گردد.
- پیاده سازی عملی سیستم کنترل نیز پیشنهاد می شود.

منابع و مراجع:

- [۱]- Bianchi, N., Bolognani, S., Bon, D., & Pre, M. (۲۰۰۸). Torque harmonic compensation in a synchronous reluctance motor. *IEEE Trans. Energy Conversion* , ۴۶۶-۴۷۳.
- [۲]- Gao, Y., & Chau, K. (۲۰۰۴). Hopf bifurcation and chaos in synchronous reluctance motor drives. *IEEE Trans. Energy Conversion* , ۲۹۶-۳۰۲.
- [۳]- Ha, J., Kang, S., & Sul, S. (۱۹۹۹). Position controlled synchronous reluctance motor without rotational transducer. *IEEE Trans. Ind. Appl* , ۱۳۹۳-۱۳۹۸.
- [۴]- Iqbal, A. (۲۰۰۸). Dynamic performance of a vector-controlled five-phase synchronous reluctance motor drive: an experimental investigation. *IET Electr. Power Appl* , ۲۹۸-۳۰۵.
- [۵]- Kang, S., Kim, J., & Sul, S. (۱۹۹۹). Position sensorless control of synchronous reluctance motor using high frequency current injection. *IEEE Trans. Energy Conversion* , ۱۲۷۱-۱۲۷۵.
- [۶]- Lin, C. (۲۰۰۴). Adaptive recurrent fuzzy neural network control for synchronous reluctance motor servo drive. *IEE Proc. Electr. Power Appl* , ۷۱۱-۷۲۴.
- [۷]- Morales-Caporal, R., & Pacas, M. (۲۰۰۸). Encoderless predictive direct torque control for synchronous reluctance machines at very low and zero speed. *IEEE Trans. Ind. Electron* , ۴۴۰۸-۴۴۱۶.
- [۸]- Shi, R., & Toliyat, H. (۲۰۰۲). Vector control of five-phase synchronous reluctance motor with space vector pulse width modulation (SVPWM) for minimum switching losses. *IEEE APEC* , ۵۷-۶۳.
- [۹]- Uezato, K., Senjyu, T., & Tomori, Y. (۱۹۹۴). Modeling and vector control of synchronous reluctance motors including stator iron loss. *IEEE Trans. Ind. Electron* , ۹۷۱-۹۷۶.
- [۱۰]- Vagati, A., Canova, A., Chiampi, M., Pastorelli, M., & Repetto, M. (n.d.). Design refinement of synchronous reluctance motors through finite-element analysis. *IEEE Trans. Ind. Electron*.
- [۱۱]- Xiang, Y., & Nasar, S. (۱۹۹۷). A fully digital control strategy for synchronous reluctance motor servo drives. *IEEE Trans. Ind. Appl* , ۷۰۵-۷۱۳.

- [12]- B, A. K. (1995). *Adaptive Control*. Addison Wesley.
- [13]- C.M. Lin, Y. M. (2003). *Hybrid Adaptive Fuzzy Controllers with application to Robotic Systems*. Fuzzy Sets and Systems.
- [14]- Chen, C., Liu, T., Lin, M., & Tai, C. (2004). Position control of a sensorless synchronous reluctance motor. *IEEE Trans. Ind. Appl* , 15-25.
- [15]- Chiang, H., & Tseng, C. (2004). Integral variable structure controller with grey prediction for synchronous reluctance motor drive. *IEE Proc. Electr. Power Appl* , 349-358.
- [16]- D., F., G., S., & J.P., L. (2003). Mathematical and experimental method to obtain the inverse modeling of nonsinusoidal and saturated synchronous reluctance motors. *IEEE Trans. Energy Conversion* , 494-500.
- [17]- Hofmann, H., Sanders, S., & Antably, A. (2004). Stator-flux-oriented vector control of synchronous reluctance machines with maximized efficiency. *IEEE Trans. Ind. Electron.* , 1066-1072.
- [18]- Ichikawa, S., Iwata, A., Tomitat, M., Doki, S., & Okuma, S. (2004). Sensorless control of synchronous reluctance motors using an on-line parameter identification method taking into account magnetic saturation,". *IEEE PESC* , 3311-3316.
- [19]- Ichikawa, S., Tomitat, M., Doki, S., & Okuma, S. (2003). Sensorless control of synchronous reluctance motors based on an extended EMF model and initial position estimation. *IEEE IECON* , 2150-2155.
- [20]- J. S. Banerjee, K. O. (2001). Design Considerations for a Model Reference Fuzzy Adaptive Controller. *Transactions of the Institute of Measurement and Control* .
- [21]- J. S. Banerjee, K. O. (2001). Design Considerations for a Model Reference Fuzzy Adaptive Controller. *Transactions of the Institute of Measurement and Control* .
- [22]- Jovanovic, M., Betz, R., & Platt, D. (1998). Sensorless vector controller for a synchronous reluctance motor. *IEEE Trans. Ind. Appl* , 346-354.
- [23]- Krstic, M. K. (1995). *Nonlinear and Adaptive Control Design*. (New York: John Wiley and Sons Inc) .
- [24]- Lin, M., & Liu, T. (2000). Sensorless synchronous reluctance drive with standstill Starting.
- [25]- Liu, T., Lin, M., & Yang, Y. (2006). Nonlinear control of a synchronous reluctance drive system with reduced switching frequency. *IEE Electr. Power Appl* , 47-56.

[۲۶]- Madarász, J. V. (۲۰۰۳). Automatic Adaptation of Fuzzy Controllers”, Department of Cybernetics and Artificial Intelligence. *Faculty of Electrical Engineering and Informatics* .

[۲۷]- Morimoto, S., Sanada, M., & Takeda, Y. (۲۰۰۳). High-performance current - sensorless drive for PMSM and SynRM with only low-resolution position sensor. *IEEE Trans. Ind. Appl* , ۷۹۲-۸۰۱.

[۲۸]- Narendra, K. S. (۱۹۸۹). *Stable Adaptive Systems*. New Jersey: Prentice-Hall.

[۲۹]- Park, J., Kim, S., Hong, J., & Lee, J. (۲۰۰۶). Rotor design on torque ripple reduction for a synchronous reluctance motor with concentrated winding using response surface methodology. *IEEE Trans. Magnet.* , ۳۴۷۶-۳۴۸۱.

[۳۰]- Staton, D., Miller, T., & Wood, S. (۱۹۹۳). Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor. *IEE Proc. Electr. Power Appl* , ۲۴۹-۲۵۹.

[۳۱]- Stumberger, G., Stumberger, B., & Dolinar, D. (۲۰۰۴). Identification of linear synchronous reluctance motor parameters. *IEEE Trans. Ind. Appl* , ۱۳۱۷-۱۳۲۴.

[۳۲]- Tao, G. (۲۰۰۳). *Adaptive Control Design and Analysis*. New Jersey: Wiley-Interscience.

[۳۳]- Vagati, A., Canova, A., Pastorelli, M., & Repetto, m. (۲۰۰۰). Design refinement of synchronous reluctance motors through finite-element analysis. *IEEE Trans. Ind. Electron.* , ۱۰۹۴-۱۱۰۲.

[۳۴]- Xu, L., Xu, X., Lipo, T., & Novotny, D. (۱۹۹۱.). Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss. *IEEE Trans. Ind. Appl* , ۹۷۷-۹۸۵.

[۳۵]- سیستم‌های فازی و کنترل فازی ۱۳۷۸ تهران دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

[۳۶]- کنترل تطبیقی ۱۳۷۷ تهران دانشگاه تربیت مدرس

[۳۷]- منهاج، م. ب. (۱۳۸۶). هوش محاسباتی (جلد سوم) محاسبات فازی. تهران: دانش نگار.

[۳۸]- منهاج، م. (۱۳۸۷). کنترل تطبیقی. دانشگاه صنعتی امیرکبیر تهران: پیش انتشار کتاب.

Abstract:

In recent years, changes were made on synchronous reluctance motor structure. These kinds of motors do not have slip and permanent magnetic material. So it is used in AC driver system due to its high power density and torque coefficients. In this thesis, the design of adaptive controllers for a sensorless synchronous reluctance drive system with direct torque control is proposed. Two adaptive control algorithms, which include adaptive backstepping control and model-reference adaptive control and two direct and indirect adaptive fuzzy control algorithms are designed to improve the control performance. The analysis of various theories is done to design the above controllers and the closed-loop system stability is proved. The designed controllers are applied on a typical motor and their performance will be shown. A comparison between the performance of the designed controllers in terms of errors, vibration torque, transient response and tracking will be done by then. The load disturbance will be applied on the system, and the robustness of the controller is considered.



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical & Robotic Engineering

***Adeptive Fuzzy Controller Design for a Synchronous
Reluctance Motor Drive System with Direct Torque
Control***

Mehdi Mohammadi Shirkolahi

Supervisors:

Dr. Hossein Gholizade

2014 February