

دانشگاه صنعتی شاهرود

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق-کنترل

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور

موتور سنکرون آهنربای دائم

ارائه دهنده: علی شاکری

استاد راهنما: دکتر حیدر طوسی‌ان شاندیز

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ اصول کنترل مستقیم گشتاور

بسم الله الرحمن الرحيم

تقدیم به پدر و مادر عزیزم

تشکر و قدردانی

از زحمات استاد ارجمند جناب آقای دکتر حیدر طوسی‌ان شاندیز که صمیمانه اینجانب را در دوران تحصیل و اجرای پروژه هدایت و راهنمایی نمودند تشکر و قدردانی می‌نمایم. همچنین از استاد گرامی جناب آقای دکتر دستفان که مشاور بنده بودند، صمیمانه سپاسگزارم.

دو

چکیده:

در این پروژه ابتدا به بررسی کنترل مستقیم گشتاور مرسوم خواهیم پرداخت. سپس روش کنترل فازی را ارائه خواهیم کرد. یک خصوصیت برجسته در کاربرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم پاسخ گذرای سریع می باشد. بنابراین ریپل های بزرگی در گشتاور و شار پیوندی تولید می شود. این مشکل به خاطر استفاده از کنترلر های هیستریزیس و موقعیت نامناسب بردار فضائی ولتاژ سوئیچینگ اینورتر منبع ولتاژ است. در این پروژه سعی شده تا با استفاده از کنترل فازی بهترین بردار فضائی ولتاژ سوئیچینگ بمنظور مینیمم کردن ریپل گشتاور و شار پیوندی انتخاب گردد. در این روش خطای گشتاور، خطای شار پیوندی استاتور و موقعیت زاویه ای شار استاتور همگی به خوبی در چندین زیر مجموعه فازی، فازی سازی می شود. سپس بهترین بردار فضائی ولتاژ به منظور مینیمم کردن ریپل گشتاور و شار پیوندی استاتور انتخاب می شود. شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور بروش مرسوم و فازی برای حالت مرجع سرعت و تحت شرایط بار مکانیکی نیز انجام می شود و در نهایت عملکرد روش مرسوم کنترل مستقیم گشتاور و روش مبتنی بر منطق فازی کنترل مستقیم گشتاور با یکدیگر مقایسه می شوند. نتایج بدست آمده بخوبی نشان می دهد که سرعت پاسخ بهبود یافته، ریپل گشتاور، ریپل شار پیوندی و ریپل جریان استاتور نیز بطور قابل توجهی کاهش یافته است.

کلمات کلیدی: بهبود عملکرد، کنترل مستقیم گشتاور، موتور سنکرون آهنربای دائم، کنترل فازی

سه

فهرست مطالب

مروری بر مطالعات انجام شده	۷
فصل اول	۹
مقدمه ای بر ماشینهای سنکرون و موتور های سنکرون مغناطیس دائم	
ماشینهای سنکرون	۱۰
موتور های سنکرون مغناطیس دائم	۱۳
فصل دوم	۱۴
اصول کنترل مستقیم گشتاور موتورهای سنکرون آهنربای دائم	
۱-۲ معادلات موتور درمختصات مرجع شار استاتور	۱۵

- ۱-۱-۲ معادله گشتاور در مختصات مرجع XY ۱۶
- ۲-۱-۲ معادلات شارپیوندی در مختصات مرجع XY ۱۷
- ۲-۲ موتورهای سنکرون آهنربای دائم ۱۷
- ۱-۲-۲ موتورهای سنکرون آهنربای دائم با قطب صاف ۱۷
- ۲-۲-۲ موتورهای سنکرون آهنربای دائم با قطب برجسته ۱۸
- ۳-۲ کنترل شار پیوندی استاتور بوسیله انتخاب مناسب بردار فضایی ولتاژ استاتور ۲۰
- ۴-۲ کنترل دامنه شار پیوندی استاتور ۲۲
- ۵-۲ ک ن ت ر ل چ ر خ ش φ_s
- 23.**.....
- ۶-۲ دسته بندی اطلاعات کنترل مستقیم گشتاور ۲۳
- فصل سوم ۲۶
- شبه سازی کنترل مستقیم گشتاور مرسوم موتور سنکرون آهنربای دائم
- ۱-۳ کنترل مستقیم گشتاور مرسوم یک موتور سنکرون آهنربای دائم بدون حلقه سرعت ۲۷
- ۲-۳ کنترل مستقیم گشتاور مرسوم یک موتور سنکرون آهنربای دائم با حلقه سرعت ۳۵

چهار

- فصل چهارم ۴۰

منطق فازی

- ۴- مقدمه‌ای بر منطق فازی ۴۱
- ۴-۲ ساختار سیستم‌های فازی ۴۲
- ۴-۳ مروری کلی بر تئوری منطق فازی ۴۴
- ۴-۴ مجموعه‌های فازی ۴۷
- ۴-۵ متغیرهای زبانی و قواعد فازی **IF-THEN** ۵۰
- ۴-۶ پایگاه قواعد فازی و موتور استنتاج فازی ۵۲
- ۴-۷ جزئیات چند موتور استنتاج ۵۴
- ۴-۸ فازی سازها و فازی زدها ۵۷

فصل پنجم ۵۹

کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از منطق فازی

- ۵-۱ طرح کنترل ۶۰
- ۵-۲ فازی سازها ۶۱
- ۵-۳ فازی زدا ۶۴
- ۵-۴ موتور استنتاج فازی ۶۴
- ۵-۵ پایگاه قواعد فازی ۶۵
- ۵-۶ شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از منطق فازی
- ۵-۶-۱ شبیه سازی بدون حلقه سرعت ۶۶
- ۵-۶-۲ شبیه سازی با حلقه سرعت ۷۴

پنج

۸۰.....	فصل ششم نتیجه گیری
۸۴.....	ضمائم
۸۵.....	فهرست منابع و مآخذ

شش

مروری بر مطالعات انجام شده

امروزه موتور سنکرون از نوع آهنربای دائم بعنوان رقیب جدی برای موتورهای DC و موتورهای القایی در کاربردهای سرو درایو با قابلیت‌های بالا مطرح می‌باشد. در حقیقت برتری این نوع موتورها جایگزینی سیم پیچ تحریک، منبع تغذیه DC رینگهای لغزان با مواد مغناطیس طبیعی بعنوان تحریک دائم می‌باشند. این امر باعث شده تا روشهای مختلف جهت دستیابی به انعطاف پذیرترین مشخصه‌های کنترلی بر روی آنها پیشنهاد شود. کنترل مستقیم گشتاور یا^۱ DTC یکی از پیشرفته‌ترین تکنولوژی درایوهای ac می‌باشد. این روش که توسط ABB ارائه شده در حقیقت جانشینی مناسب برای روش قدیمی درایوهای مدولاسیون پهنای پالس می‌باشد. در این روش کنترل گشتاور و سرعت مستقیماً بر پایه موقعیت الکترومغناطیسی موتور انجام می‌شود.

در مرجع [۱] مدل‌سازی و شبیه‌سازی دینامیکی ماشین‌های الکتریکی با استفاده از matlab/simulink انجام شده است. کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم در [۲-۴] آمده است. بررسی نحوه انتخاب مرجع شار پیوندی در کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم، در [۵] مطرح شده است. در مرجع [۶] جدول سوئیچینگ ولتاژ به کار برده شده در کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم ارائه شده است. مرجع [۷] به بررسی کنترل مستقیم گشتاور بدون سنسور سرعت در موتور سنکرون آهنربای دائم پرداخته است.

^۱ Direct torque control

یک خصوصیت برجسته در کاربرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم پاسخ گذرای سریع می باشد. بنابراین رپل های بزرگی در گشتاور و شار پیوندی تولید می شود. این مشکل به خاطر استفاده از کنترلر های هیستریسیس و موقعیت نامناسب بردار فضائی ولتاژ است.

بدلیل وجود یک رابطه غیر خطی بین گشتاور الکترومغناطیسی، زاویه δ و شار پیوندی استاتور در سیستم مبتنی بر DTC، تعیین یک باند هیستریسیس بهینه برای خطای گشتاور و شار پیوندی مشکل است. بنابراین روش استنتاج فازی که بر اساس قواعد زبانی بنا می شود، برای حل این موضوع غیر خطی بکار می رود. در سال ۱۹۹۴، [۸-۹] Mir از Fuzzy Logic Controller برای کنترل مستقیم گشتاور مرسوم بر روی یک موتور القائی استفاده نمود. وی هر ۶۰ درجه از ۳۶۰ درجه موقعیت زاویه ای شار پیوندی را توسط دو زیر مجموعه فازی، فازی سازی نمود و یک جدول برای قوانین فازی در هر ناحیه از زیر مجموعه ها ارائه کرد.

در این روش قواعد فازی بسیار زیادی در پایگاه قواعد فازی وجود دارد، که باعث کاهش سرعت کنترلر فازی می شود.

در سال ۱۹۹۷، [۱۰] yang با معرفی تکنیک نگاشت زاویه ای توانست کاربرد کنترل فازی را در موتور القائی بوسیله کاهش قواعد فازی بهبود بخشد. این امر سبب افزایش سرعت پاسخ فازی شد. در سال ۲۰۰۲ برای اولین بار استفاده از کنترل فازی در کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم مطرح شد [۱۱]. در سال ۲۰۰۴، [۱۲] Jun Liu و [۱۳] Dansun استفاده از کنترل فازی در DTC PMSM^۲ را مطرح کردند. در روش ارائه شده بوسیله Jun Liu، کنترلر فازی دارای دو ورودی خطای گشتاور و خطای شار پیوندی است. خروجی کنترلر فازی به همراه موقعیت زاویه ای شار پیوندی ورودیهای یک جدول برداری را تشکیل می دهند، که خروجی این جدول تعیین کننده بردار فضائی ولتاژ استاتور است. در روش ارائه شده بوسیله Dansun تعداد توابع عضویتی که برای خطای گشتاور، خطای شار پیوندی و موقعیت زاویه ای شار پیوندی در نظر گرفته شده است، به ترتیب ۵، ۳ و ۲ است و تعداد قواعد فازی به کار برده شده در پایگاه قواعد ۳۰ عدد می باشند.

در این پروژه کنترلر فازی ارائه شده، دارای سه ورودی خطای گشتاور، خطای شار پیوندی استاتور و موقعیت زاویه ای شار استاتور و یک خروجی بردار فضائی ولتاژ استاتور است. در این روش خطای گشتاور، خطای شار پیوندی استاتور و موقعیت زاویه ای شار استاتور همگی به خوبی در چندین زیر مجموعه فازی، فازی سازی می شود. بنابراین بهترین بردار فضائی ولتاژ به منظور مینیمم کردن رپل گشتاور و شار پیوندی انتخاب می شود. تعداد توابع عضویت به کار برده شده برای فازی سازی خطای گشتاور، خطای شار پیوندی و موقعیت زاویه ای شار پیوندی بترتیب ۲، ۲ و ۷ می باشند و تعداد قواعد فازی به کار برده شده ۲۸ عدد است. بنابراین تعداد قواعد فازی کاهش یافته است. شکل توابع عضویت نیز به گونه ای متفاوت با آنچه که در مراجع فوق آمده است انتخاب

^۲ Direct torque control permanent magnet synchronous motor

شده است. نتایج شبیه سازی به وضوح نشان می دهد که این روش بطور قابل توجهی سبب کاهش ریپل گشتاور، ریپل شارپیوندی و جریان استاتور در مقایسه با روش کنترل مستقیم گشتاور مرسوم خواهد شد.

درفصل اول به معرفی ماشین های سنکرون و موتور سنکرون آهنربای دائم خواهیم پرداخت. برای درک بهتر تئوری کنترل مستقیم گشتاور، در فصل دوم این تئوری آورده شده است. در فصل سوم شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور مرسوم بر روی موتور سنکرون آهنربای دائم بیان شده است. در فصل چهارم به بررسی منطق فازی خواهیم پرداخت و در فصل پنجم، کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از کنترل فازی ارائه شده است. در فصل ششم، نتایج مقایسه بین روش کنترل مستقیم گشتاور مبتنی بر منطق فازی و کنترل مستقیم گشتاور مرسوم آمده است.

فصل اول

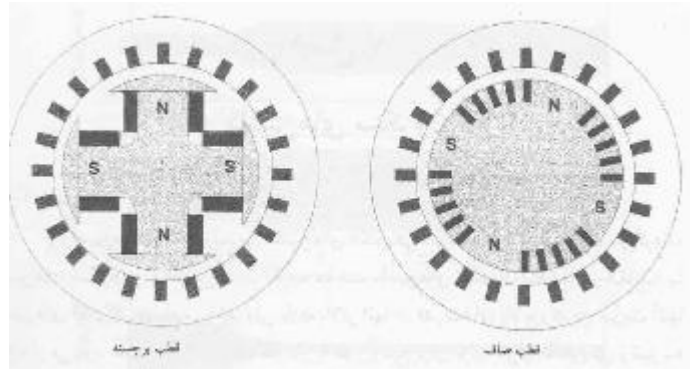
مقدمه ای بر ماشینهای سنکرون و موتور های سنکرون مغناطیس دائم

ماشینهای سنکرون

بزرگترین و شاید متداولترین ماشینهای الکتریکی که با سرعت سنکرون می‌گردند، ماشینهای سنکرون سه فاز می‌باشند. اگر چه ساخت ماشینهای سنکرون سه فاز در مقایسه با ماشینهای القائی پرهزینه می‌باشند، ولی بازده بالاتر آنها در قدرتهای بالا بزرگترین مزیت آنها به شمار می‌رود. ماشینهای سنکرون سه فاز به طور وسیعی برای تولید توان الکتریکی و نیز به منزله محرکه الکتریکی بزرگ به کار می‌روند.

استاتور ماشین سنکرون متشکل از یک هسته فرومغناطیس مورق با شیارهایی در داخل آن، سیم بندی سه فاز گسترده در شیارهای استاتور قرار گرفته و بدنه خارجی و بیرینگهای شفت روتور می‌باشند. کلاف های سیم بندی استاتور به طور مساوی روی زوج قطب ها توزیع شده اند و محور های فاز ها نسبت به هم به اندازه $2\pi/3$ رادیان الکتریکی فاصله دارند.

روتور می‌تواند به صورت قطب برجسته یا قطب صاف (دایره ای شکل) باشد. از ساختار قطب برجسته بیشتر در کاربرد های سرعت پائین که نسبت قطر به طول روتور برای امکان ازدیاد تعداد قطب ها بزرگ انتخاب می‌شود، استفاده می‌گردد. ماشین های سنکرون قطب صاف برجسته اغلب در ژنراتور های آبی به منظور تطبیق با عملکرد سرعت پائین توربین های آبی به کار می‌روند. قطب های روتور این ماشین ها به صورت قطعات جداگانه ساخته شده و سپس بر یک استوانه استوار می‌شوند. در اینجا برجستگی قطب بر برآمدگی قطب ها بر می‌گردد. چینش پی در پی قطب های آهنی و فاصله هوایی مابین آنها سبب جهت دهی دلخواه مسیر شار مغناطیسی می‌گردد. در شکل ۱-۱ سطح مقطع ماشینهای سنکرون با روتور قطب برجسته و قطب صاف که دارای چهار قطب می‌باشند، نشان داده شده است.



شکل ۱-۱ سطح مقطع ماشین های قطب برجسته و صاف با چهار قطب

ساختار روتور گرد یا قطب صاف برای کاربردهای سرعت بالا مناسب است، چون نسبت قطر به طول روتور را می توان برای محدود کردن تنش های مکانیکی ناشی از نیروهای گریز از مرکز کوچک گرفت. ماشین های سنکرون با روتور گرد دو یا چهار قطب به منزله ژنراتورهای نیروگاه بخاری به منظور تطابق با عملکرد سرعت بالای توربین های بخار به کار می روند.

روتور های استوانه ای طویل معمولاً از ماشین کاری فولاد با آلیاژ کروم-نیکل-مولیبدون که قبلاً ریخته گری شده است ساخته می شوند. در این ماشین کاری شیار هایی محوری برای سیم بندی میدان در دو طرف قطب اصلی ایجاد می گردد. سیم بندی تحریک از طریق یک جفت حلقه عایق شده که بر روی شفت روتور سوار شده اند توسط جریان تحریک مستقیم تغذیه می شوند. همین طور تحریک dc را میتوان از یک سو کردن خروجی یک ژنراتور کوچک که روی همان شفت روتور ماشین سنکرون قرار گرفته است به دست آورد. در این روش دیگر نیازی به آن دو حلقه نبوده و به همین دلیل تحریک بدون جاروبک خوانده می شود.

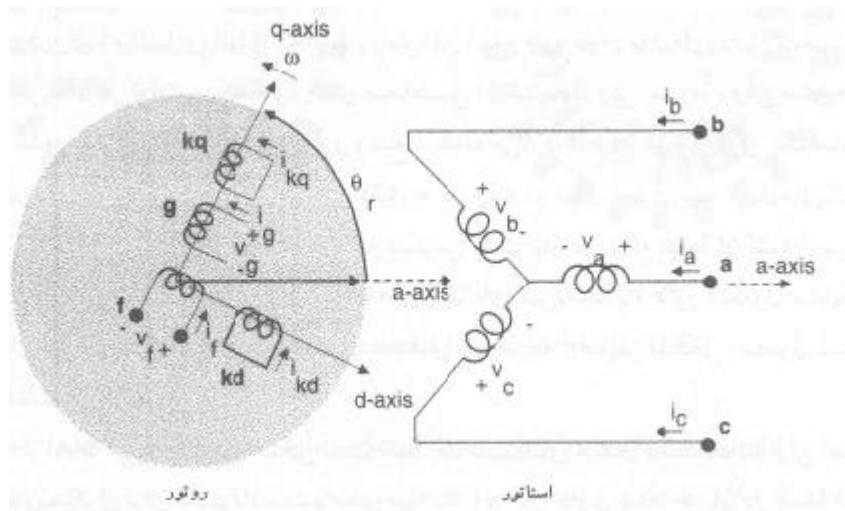
در نمایش دو قطبی یک ماشین سنکرون، محور قطب شمال محور d یا مستقیم خوانده می شود. محور q یا عمود 90° درجه الکتریکی جلوتر از محور d تعریف می گردد. تحت شرایط بی باری و فقط در امتداد میدان تحریک، mmf میدان در طول محور d بوده و ولتاژ داخلی استاتور $d_\phi a / d_t$ در امتداد محور q خواهد بود.

در این بخش توصیف ریاضی یا مدل بسط یافته بر اساس یک ماشین سنکرون دو قطب بنا شده است. فرض می کنیم که میدان حاصل از عبور جریان در سیم بندی ها به طور سینوسی حول فاصله هوایی توزیع شده است. با این فرض از هارمونیک های فضایی که ممکن است اثر ثانویه ای روی رفتار ماشین داشته باشد صرف نظر شده است. همچنین فرض می شود که شیار های استاتور سبب هیچ گونه تغییر محسوس در اندوکتانس های سیم بندی روتور با تغییر زاویه روتور نمی گردند.

هر چند اشباع به طور مستقیم در این مدل منظور نشده است. ولی آن را با تصحیح راکتانس های در طول دو محور با استفاده از ضریب اشباع و یا با داخل کردن مولفه ای جبران کننده در تحریک میدان اصلی، در مدل منظور خواهیم کرد.

به دلیل متداول بودن استفاده از ماشینهای سنکرون سه فاز به عنوان ژنراتور، مقالات بسیاری در زمینه مدلسازی آنها و محاسبه پارامتر های آنها وجود دارد. مدل های دقیق مختلفی از این ماشین ها را می توان بر پایه مدار های مغناطیسی آنها بنا نهاد، ولی عموماً روش مدار های تزویج شده آسانتر فهمیده شده و به طور وسیع استفاده می گردند. برای شبیه سازی یک ماشین علاوه بر مدل نمایشگر، نیاز به پارامتر های دقیق به کار رفته در مدل نیز داریم. مدل های کامل عموماً به داده های بیشتری از آنچه معمولاً در دسترس است نیاز دارند، که نتیجه آن اشغال بیشتر حافظه و طولانی شدن زمان اجرای برنامه رایانه ای می باشد. به طور معمول مدل های پیچیده ای که نیاز به پارامتر هایی دارند که از داده های مربوط به آزمایش ها قابل حصول نیست، کنار گذاشته می شوند.

از لحاظ فیزیکی روتور ممکن است فقط یک سیم بندی میدان داشته باشد. ولی اغلب سیم بندی دیگری برای نشان دادن سیم بندی میرا کننده و آثار جاری شدن جریان در هسته آهنی در مدل استفاده می شود. برای ماشین با روتور قطب برجسته معمولاً دو سیم اضافی، یکی بر روی محور d و یکی بر روی محور q در نظر گرفته می شود. تجربه چندین ساله در خصوص شبیه سازی سیستم های قدرت نشان داده که بیشتر ژنراتورهای سنکرون را می توان به وسیله مدلی که بر پایه یک ماشین ایده آل به همراه یک یا دو گروه از سیم بندی های میرا کننده در کنار سیم بندی تحریک بنا شده است، به طور کامل نشان داد. سیم بندی میرا کننده در مدل ماشین معادل را می توان برای نشان دادن سیم بندی های مستهلک کننده ماشین یا آثار میرا کنندگی جریان های فوکو جاری در قسمت هسته آهنی قطب های روتور به کار می رود. شکل ۱-۲ نشانگر مداری یک مدل ایده آل ماشین سنکرون که عموماً در تحلیل ها به کار می رود نشان داده شده است.

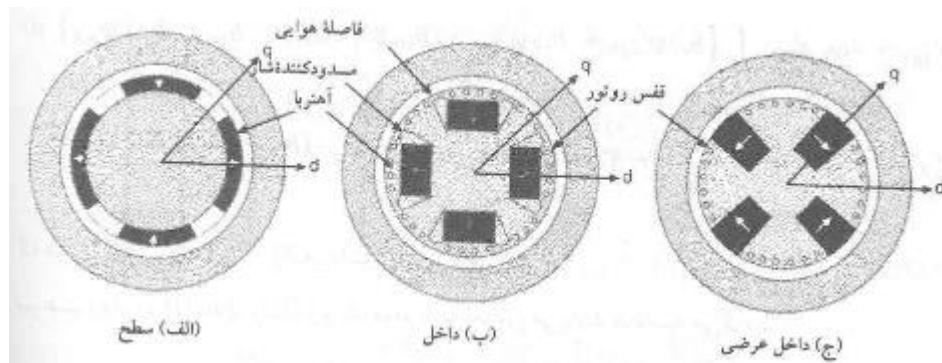


شکل ۱-۲ نشانگر مداری یک ماشین ایده آل

موتور های سنکرون مغناطیس دائم

تحریک dc سیم بندی میدان ماشین سنکرون را می توان با مغناطیس دائم فراهم آورد. یکی از مزایای این جایگزینی، حذف تلفات اهمی است. این ماشین ها دارای ساختار ساده تر، وزن و حجم کمتر و به دلیل کاهش تلفات، بازده بالاتر می باشند.

معایب آن هزینه بالای مواد مغناطیس دائم (بجز فریت ها) و تغییر مشخصات مغناطیس با زمان می باشد. انتخاب مغناطیس های دائم برای موتور متاثر از عواملی نظیر کارایی موتور، وزن، حجم، بازده و هزینه مواد و تولید است. قابلیت ماشین کاری ماده ترانس گذاری و آسانی کار با مواد مغناطیس دائم می تواند بر هزینه تولید تاثیر چشمگیری داشته باشد. در شکل ۱-۳ سه نوع چینش مغناطیس های دائم در موتورهای سنکرون نشان داده شده است.



شکل ۱-۳ چینش مغناطیس های دائم در موتورهای سنکرون

چینش روی سطح موتور متداول تر بوده و با مواد جدید مغناطیسی با H_c بالا که به آسانی مغناطیس زدا نمی شوند ساخته می شوند و چون پراکندگی شار مغناطیسی کم است حجم کمتری از ماده لازم خواهد بود. استفاده از مواد با H_c کمتر در جایی که خطر مغناطیس زدایی بالاست سبب می شود که آن را داخل روتور قرار داده و حفاظت کرد. این گونه چینش اجازه می دهد که مغناطیس از طول بیشتری نسبت به چینش روی سطح روتور بر خوردار باشد. علاوه بر این فضایی برای تمرکز شار خواهیم داشت که نیاز مواد با پس ماند کم را تامین می کند.

در حالت کلی موتوری که به منبعی با فرکانس ثابت تغذیه می شود، برای راه اندازی نیاز به یک قفس سنجایی در روتور خواهد داشت. مولفه گشتاور القایی این موتور می بایست بر گشتاور نوسانی ناشی از مغناطیس ها در حین راه اندازی غلبه کند. موتوری که با اینورتر تغذیه می شود چون فرکانس منبع می تواند با سرعت روتور سنکرون شود، دیگر نیازی به داشتن قفسه سنجایی نخواهد داشت. موتورهای تغذیه شده با اینورتر را می توان با ولتاژی به شکل موج سینوسی حاصل از PWM یا شکل موجهای مربعی با فواصل ۱۲۰ تا ۱۸۰ درجه تغذیه کرد.

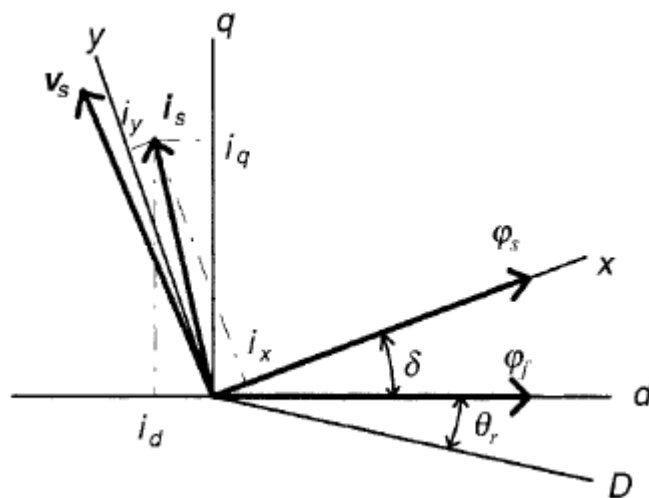
فصل دوم

اصول کنترل مستقیم گشتاور موتورهای سنکرون آهنربای دائم

اصول کنترل مستقیم گشتاور موتورهای سنکرون آهنربای دائم

۱-۲ معادلات موتور در مختصات مرجع شار استاتور

بردار شار پیوندی استاتور φ_s و بردار شار پیوندی مغناطیسی روتور φ_f در مختصات مرجع شار روتور dq ، مختصات مرجع شار استاتور xy و مختصات مرجع ایستا DQ مطابق شکل (۱-۲) نمایش داده می‌شود .



شکل (۱-۲) شار پیوندی روتور و استاتور در مختصات مرجع

متفاوت

اگر از مقاومت استاتور صرف نظر شود، δ زاویه بین شارهای پیوندی استاتور و روتور، زاویه بار است. در حالت ماندگار δ با توجه به گشتاور بار ثابت است. و شار پیوندی روتور و استاتور با سرعت سنکرون می چرخند. ولی در حالت گذرا δ متغییر است و شار پیوندی روتور و استاتور با سرعت هایی متفاوت می چرخند.

با توجه به اینکه ثابت زمانی الکتریکی در مقایسه با ثابت زمانی مکانیکی بسیار کوچک است. سرعت چرخش شار استاتور نسبت به شار روتور، به آسانی می تواند تغییر کند.

در این فصل نشان می دهیم که افزایش گشتاور می تواند با کنترل مستقیم تغییرات زاویه δ یا سرعت چرخش شار استاتور کنترل شود.

معادلات مرسوم شار پیوندی استاتور، ولتاژ استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی در مختصات مرجع dq بصورت زیر است.

$$\begin{aligned}\varphi_d &= L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q &= L_q i_q\end{aligned}\quad (1-2)$$

$$\begin{aligned}v_d &= R_s i_d + p\varphi_d - \omega_r \varphi_q \\ v_q &= R_s i_q + p\varphi_q + \omega_r \varphi_d\end{aligned}\quad (2-2)$$

$$T = \frac{3}{2} p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)\quad (3-2)$$

در روابط فوق φ_f ، L_d و L_q بترتیب شار پیوندی مغناطیسی روتور و اندوکتانسهای محور d و q می باشند. با استفاده از ماتریسهای تبدیل (۲-۴) و (۲-۵)، روابط (۱-۲) تا (۳-۲) می تواند به مختصات مرجع xy انتقال داده شود.

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix}$$

(۴-۲)

وانتقال معکوس آن

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (۵-۲)$$

است.

در اینجا F نمایشگر ولتاژ، جریان یا شار پیوندی می باشد.

۱-۱-۲ معادله گشتاور در مختصات مرجع xy

با توجه به شکل (۱-۱) داریم

$$\begin{aligned} \sin \delta &= \frac{\varphi_q}{|\varphi_s|} \\ \cos \delta &= \frac{\varphi_d}{|\varphi_s|} \end{aligned} \quad (۶-۲)$$

در رابطه فوق $|\varphi_s|$ نشان دهنده اندازه شار پیوندی استاتور است. با جایگذاری رابطه (۵-۲) و (۶-۲) در رابطه (۳-۲) با فرض اینکه F نشان دهنده جریان باشد، داریم.

$$\begin{aligned} T &= \frac{3}{2} p [\varphi_d (i_x \sin \delta + i_y \cos \delta) - \varphi_q (i_x \cos \delta - i_y \sin \delta)] \\ &= \frac{3}{2} p \left[i_x \frac{\varphi_d \varphi_q}{|\varphi_s|} + i_y \frac{\varphi_d^2}{|\varphi_s|} - i_x \frac{\varphi_d \varphi_q}{|\varphi_s|} + i_y \frac{\varphi_d^2}{|\varphi_s|} \right] = \frac{3}{2} p |\varphi_s| i_y \end{aligned} \quad (۷-۲)$$

از معادله فوق اینگونه استنباط می شود که گشتاور بصورت مستقیم با مولفه محور γ جریان استاتور متناسب است. اگر دامنه شار پیوندی استاتور ثابت باشد.

۲-۱-۲ معادلات شارپیوندی در مختصات مرجع xy

اگر معادله (۳-۲) را به شکل ماتریسی درآوریم داریم.

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۸-۲)$$

با جایگذاری رابطه (۵-۲) در رابطه (۸-۲) نتیجه زیر حاصل می شود.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_x \\ \varphi_y \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (۹-۲)$$

با ضرب کردن رابطه فوق در رابطه (۱۰-۲) رابطه (۱۱-۲) حاصل می شود.

$$\begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \quad (۱۰-۲)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \varphi_x \\ \varphi_y \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_d \cos \delta & L_q \sin \delta \\ -L_d \sin \delta & L_q \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_d \cos^2 \delta + L_q \sin^2 \delta & -L_d \sin \delta \cos \delta + L_q \sin \delta \cos \delta \\ -L_d \sin \delta \cos \delta + L_q \sin \delta \cos \delta & L_d \sin^2 \delta + L_q \cos^2 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (۱۱-۲)$$

۲-۲ موتورهای سنکرون آهنربای دائم

۱-۲-۲ موتورهای سنکرون آهنربای دائم با قطب صاف

در اینگونه موتورها $L_d = L_q = L_s$ بنا براین می توان رابطه (۱۱-۲) را به صورت زیر ساده نمود.

$$\begin{bmatrix} \varphi_x \\ \varphi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (۱۲-۲)$$

یا

$$\begin{aligned}\varphi_x &= L_s i_x + \varphi_f \cos \delta \\ \varphi_y &= L_s i_y - \varphi_f \sin \delta.\end{aligned}$$

(۱۳-۲)

φ_y صفر است. زیرا مطابق شکل (۱-۲) بردار شار پیوندی استاتور هم جهت با محور x است. بنابراین می توان از قسمت دوم رابطه فوق جریان i_y را بدست آورد.

$$i_y = \frac{1}{L_s} \varphi_f \sin \delta.$$

(۱۴-۲)

اگر رابطه فوق را در معادله گشتاور (۷-۲) جایگذاری کنیم داریم.

$$T = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} p |\varphi_s| |\varphi_f| \sin \delta = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} p |\varphi_s| |\varphi_f| \sin \dot{\delta} t \quad (۱۵-۲)$$

که در آن $\dot{\delta}$ سرعت زاویه ای شار پیوندی استاتور نسبت به شار پیوندی مغناطیسی روتور می باشد. معادله فوق نشان می دهد اگر دامنه شار پیوندی استاتور ثابت نگه داشته شود و زاویه δ در محدوده $-\pi/2$ تا $\pi/2$ قرار داشته باشد، اندازه گشتاور با افزایش زاویه δ افزایش می یابد. و ماکزیمم گشتاور هنگامی اتفاق می افتد که زاویه δ برابر $\pi/2$ باشد.

$$\frac{dT}{d\delta} = \frac{3}{2} p \frac{|\varphi_s| |\varphi_f|}{L_s} \dot{\delta} \cos \delta$$

با مشتق گیری از رابطه (۱۵-۲) داریم.

(۱۶-۲)

اگر δ در محدوده $-\pi/2$ تا $\pi/2$ قرار داشته باشد بخش سمت راست معادله فوق همواره مثبت است. این معادله تاکید می کند که افزایش گشتاور متناسب است با افزایش زاویه δ ، به عبارت دیگر شار پیوندی استاتور بایستی به گونه ای کنترل شود که دامنه آن ثابت نگه داشته شود، و سرعت چرخش آن تا حد ممکن سریع کنترل شود تا ماکزیمم تغییرات در گشتاور بدست آید.

۲-۲-۲ موتورهای سنکرون آهنربای دائم با قطب برجسته

در موتورهای سنکرون آهنربای دائم با قطب برجسته $L_d \neq L_q$ ، بنا براین معادله گشتاور بصورت تابعی از شار پیوندی استاتور و زاویه δ بدست می آید. اگر i_x را از رابطه (۲-۱۱) بدست آوریم، با توجه به اینکه φ_y صفر است داریم.

$$i_x = \frac{2\varphi_f \sin \delta - [(L_d + L_q) + (L_d - L_q) \cos 2\delta]}{(L_q - L_d) \sin 2\delta} i_y. \quad (17-2)$$

با جایگذاری رابطه فوق در بخش نخست رابطه (۲-۱۱) داریم.

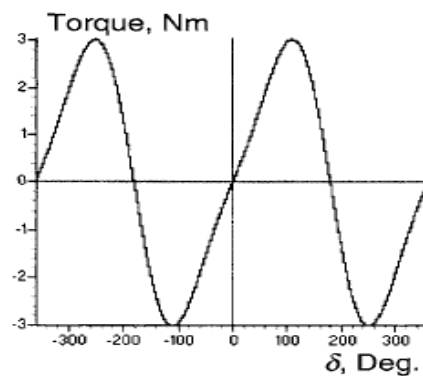
$$i_y = \frac{1}{2L_d L_q} [2\varphi_f L_q \sin \delta - |\varphi_s| (L_q - L_d) \sin 2\delta]. \quad (18-2)$$

از اینرو معادله گشتاور بصورت زیر بیان می شود.

$$T = \frac{3p|\varphi_s|}{4L_d L_q} [2\varphi_f L_q \sin \delta - |\varphi_s| (L_q - L_d) \sin 2\delta]. \quad (19-2)$$

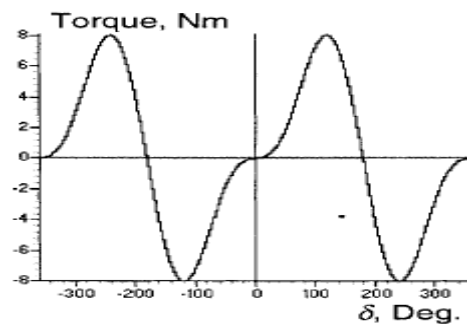
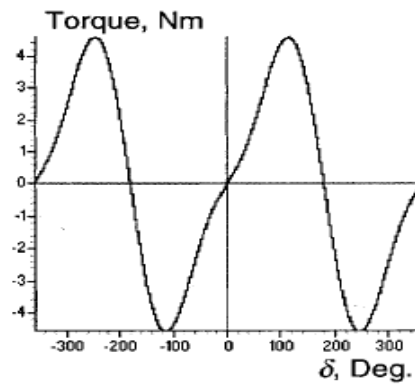
معادله فوق از دو بخش تشکیل شده است. بخش اول گشتاور تحریک است که بوسیله شار مغناطیسی دائم ایجاد می شود. و بخش دوم گشتاور رلوکتانسی است. به ازای هر مقدار شار پیوندی استاتور، مقدار ماکزیممی برای این معادله وجود دارد. در اینجا در باره نحوه کنترل دامنه شار پیوندی استاتور و زاویه بار برای رسیدن به ماکزیمم گشتاور بحث نمی شود. با این وجود لازم است تا در مورد رابطه بین دامنه شار پیوندی استاتور و تغییرات گشتاور بحث شود. شکل‌های (۲-۲) تا (۵-۲) مشخصه گشتاور بر حسب δ را هنگامی که دامنه شار پیوندی استاتور برابر $0.7 \varphi_f$ ، φ_f ، $1.5 \varphi_f$ و $2 \varphi_f$ است نمایش می دهد.

شکل (۲-۲) گشتاور نسبت به δ ، φ_f ، $0.7|\varphi_s|$

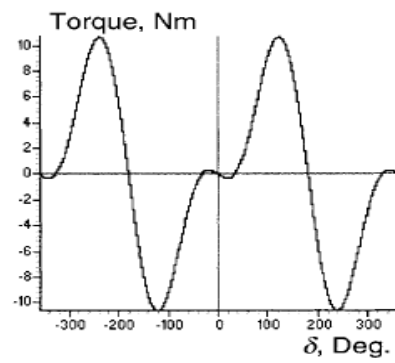


استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ اصول کنترل مستقیم گشتاور

شکل (۳-۲) گشتاور نسبت به δ ، $\varphi_s = \varphi_f$



شکل (۴-۲) گشتاور نسبت به δ ، $\varphi_s = 0.5 \varphi_f$



شکل (۵-۲) گشتاور نسبت به δ ، $\varphi_s = 2 \varphi_f$

همان گونه که از شکل (۵-۲) مشخص است، هنگامی که گشتاور به نقطه عبور از صفر می رسد تغییرات گشتاور نسبت به δ در نقطه عبور از صفر منفی است. این نکته بیانگر این است که در این مورد نمی توان از DTC استفاده نمود. بنابراین در موتور سنکرون آهنربای دائم با قطب بر جسته دامنه شار پیوندی استاتور با تغییرات گشتاور واقعی حتی برای گشتاور راه اندازی ثابت بایستی تغییر کند.

با فرض ثابت بودن شار استاتور و d_δ/d_t ، تغییرات گشتاور نسبت به زمان در رابطه (۲۰-۲) نشان داده شده است.

$$\frac{dT}{dt} = \frac{3p|\varphi_s|}{4L_dL_q} [2\varphi_f L_q \dot{\delta} \cos \delta - 2|\varphi_s|(L_q - L_d)\dot{\delta} \cos 2\delta], \quad (20-2)$$

در لحظه $t=0$

$$\left. \frac{dT}{dt} \right|_{t=0} = \frac{3p|\varphi_s|}{2L_dL_q} [\varphi_f L_q \dot{\delta} - |\varphi_s|(L_q - L_d)\dot{\delta}]. \quad (21-2)$$

شرط مثبت بودن تغییرات زمانی گشتاور با فرض اینکه تغییرات زمانی زاویه شار پیوندی استاتور نسبت به روتور مثبت باشد، این است که

$$|\varphi_s| < \frac{L_q}{L_q - L_d} \varphi_f. \quad (22-2)$$

بنا بر این برای داشتن یک پاسخ دینامیکی سریع دامنه شار پیوندی استاتور بایستی با توجه به رابطه (۲۲-۲) انتخاب شود. در غیر اینصورت باید دامنه شار پیوندی استاتور با گشتاور واقعی تغییر کند، اگر خطی بودن تغییرات زمانی گشتاور نسبت به تغییرات زمانی δ مهم باشد. باید توجه نمود که برای داشتن یک گشتاور مشابه، اگر دامنه شار پیوندی استاتور پایین باشد، جریان استاتور بیشتری نیاز است.

۳-۲ کنترل شار پیوندی استاتور بوسیله انتخاب مناسب بردار فضائی ولتاژ استاتور

در بخش قبلی اثبات شد که می توان تغییرات گشتاور را با استفاده از ثابت نگه داشتن دامنه شار پیوندی استاتور و تا حد ممکن افزایش سرعت چرخش شار پیوندی استاتور کنترل نمود. در این بخش نشان می دهیم که می توان با انتخاب مناسب بردار ولتاژ استاتور دامنه و سرعت چرخش شار پیوندی استاتور را کنترل نمود.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

بردار اولیه ولتاژ استاتور Vs بوسیله معادله زیر توصیف می شود.

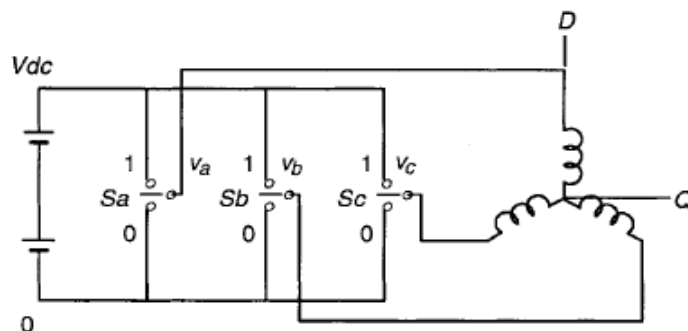
$$\mathbf{v}_s = \frac{2}{3}(v_a + v_b e^{j(2/3)\pi} + v_c e^{j(4/3)\pi}) \quad (23-2)$$

اگر سیم پیچهای اولیه بوسیله اینورتر منبع ولتاژ تغذیه شوند V_a ، V_b و V_c مقادیر لحظه ای ولتاژهای خط به زمین اولیه می باشند. همان گونه که در شکل (۲-۶) نشان داده شده است ولتاژهای اولیه V_a ، V_b و V_c بوسیله انتخاب وضعیت سه سوئیچ s_a ، s_b و s_c تعیین می شوند. V_a متصل به V_{dc} است اگر سوئیچ s_a وصل باشد در غیر اینصورت سوئیچ s_a متصل به صفر است. V_b و V_c نیز به همین شکل تعریف می شوند.

بنابراین شش بردار ولتاژ غیر صفر $V_1(1,0,0)$ ، $V_2(1,1,0)$ ، $V_3(1,1,1)$ ، $V_4(1,0,1)$ ، $V_5(1,0,0)$ و $V_6(1,0,1)$ خواهیم داشت. و دو بردار ولتاژ صفر عبارت اند از $V_7(0,0,0)$ و $V_8(1,1,1)$ ، همانگونه که در شکل (۲-۷) نشان داده شده است، این شش بردار غیر صفر نسبت به هم با 60 درجه الکتریکی جدا شده اند. تمامی هشت بردار ذکر شده را می توان بوسیله رابطه زیر بیان نمود.

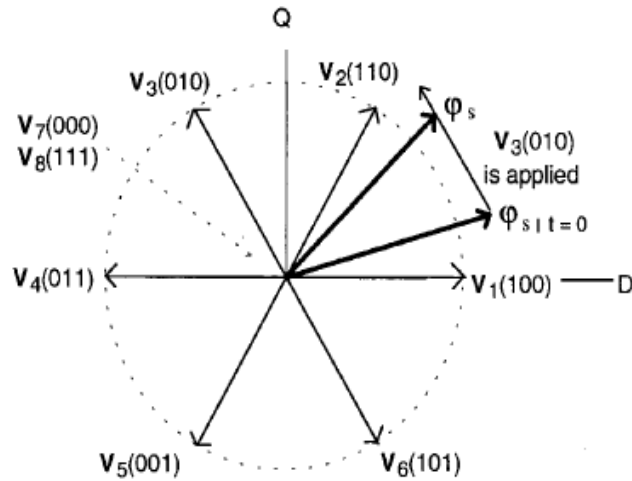
$$\mathbf{v}_s(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3}V_{dc}(S_a + S_b e^{j(2/3)\pi} + S_c e^{j(4/3)\pi}) \quad (24-2)$$

در این رابطه V_{dc} ولتاژ خط dc است و 2/3 فاکتور تبدیل پارک است.



شکل (۲-۶) منبع تغذیه ولتاژ موتور سنکرون آهنربای دائم

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



شکل (۷-۲) چرخش بردار شار پیوندی استاتور

۴-۲ کنترل دامنه شار پیوندی استاتور

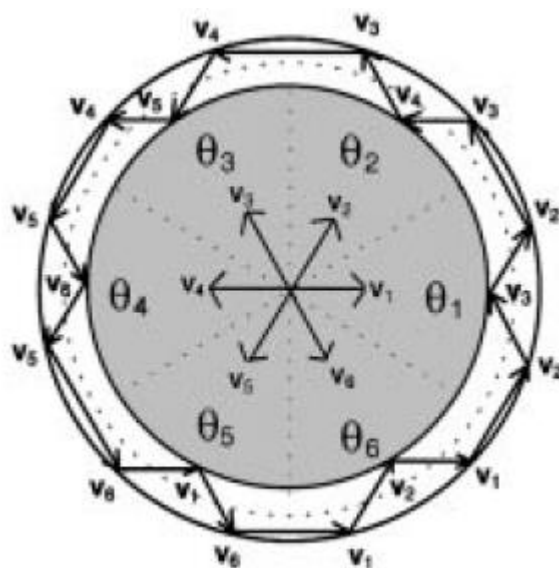
شار استاتور موتور سنکرون آهنربای دائم در مختصات مرجع ایستا بصورت رابطه زیر بیان می شود.

$$\varphi_s = \int (v_s - R i_s) dt. \quad (۲۵-۲)$$

در طول مدت زمان سوئیچینگ، بردار ولتاژ ثابت است. بنابراین رابطه (۲۵-۲) بصورت زیر بازنویسی می شود.

$$\varphi_s = v_s t - R \int i_s dt + \varphi_s|_{t=0}. \quad (۲۶-۲)$$

اگر از مقاومت استاتور صرف نظر شود، رابطه فوق بیانگر این است که بردار شار پیوندی استاتور φ_s ، در جهت بردار ولتاژ به کار برده شده حرکت می کند. این مطلب در شکل (۷-۲) نشان داده شده است. و $\varphi_s|_{t=0}$ شار پیوندی استاتور در ابتدای زمان سوئیچینگ است. برای انتخاب بردار بهینه ولتاژ سوئیچینگ اینورتر به منظور کنترل دامنه شار پیوندی استاتور، مطابق شکل (۸-۲) صفحه برداری ولتاژ به شش ناحیه تقسیم بندی می شود.



شکل (۸-۲) کنترل دامنه شار پیوندی استاتور

در هر ناحیه دو بردار ولتاژ مجاور که مینیمم فرکانس سوئیچینگ را دارند بترتیب برای کاهش یا افزایش دامنه φ_s انتخاب می‌شوند. به عنوان مثال، هنگامی که φ_s در ناحیه اول قرار دارد و خلاف جهت حرکت عقربه‌های ساعت می‌چرخد، بردارهای V_3 و V_2 برای افزایش و کاهش دامنه φ_s به کار می‌روند.

با استفاده از این روش می‌توان φ_s را بوسیله انتخاب مناسب بردار ولتاژ استاتور در مقدار مطلوب کنترل نمود. شکل (۸-۲) نحوه انتخاب بردار فضائی ولتاژ استاتور را برای محدود کردن φ_s در محدوده باند هیستریزیس، هنگامی که φ_s خلاف جهت حرکت عقربه‌های ساعت می‌چرخد، نشان می‌دهد.

۵-۲ کنترل چرخش φ_s

معادله (۲-۲۶) نشان می‌دهد که اگر بردار ولتاژ به کار برده شده صفر باشد φ_s در موقعیت ابتدائی خود می‌ایستد. این مطلب در موتورهای القایی صحیح است. زیرا شار پیوندی استاتور بصورت غیر یکنواخت بوسیله ولتاژ استاتور تعیین می‌شود. در حالی که در موتورهای سنکرون آهنربای دائم حتی اگر بردار ولتاژ بکار برده شده صفر باشد φ_s تغییر می‌کند. زیرا در اینگونه موتورها مغناطیس‌های دائم با روتور می‌چرخند. بنابراین در موتورهای سنکرون آهنربای دائم، برای کنترل φ_s از بردار ولتاژ صفر استفاده نمی‌شود. به عبارت دیگر، φ_s بایستی همیشه نسبت به شار پیوندی روتور حرکت کند.

با توجه به روابط (۲-۱۵) و (۲-۱۹) گشتاور الکترومغناطیسی می‌تواند با استفاده از کنترل دامنه و سرعت چرخش φ_s بطور موثر کنترل شود.

هنگامی که φ_s خلاف جهت حرکت عقربه‌های ساعت می‌چرخد، اگر گشتاور واقعی از گشتاور مرجع کمتر باشد یعنی خطای گشتاور مثبت باشد بردار ولتاژی که φ_s را ثابت نگه داشته و در جهت مشابه چرخش φ_s ، خلاف جهت حرکت عقربه‌های ساعت می‌چرخد، انتخاب می‌شود تا زاویه δ سریع افزایش یابد و گشتاور واقعی تا حد مطلوب افزایش یابد.

اگر گشتاور واقعی بزرگتر از مقدار مرجع باشد. یعنی خطای گشتاور منفی باشد بردار ولتاژی که اندازه φ_s را ثابت نگه داشته و جهت چرخش آن در جهت عکس چرخش φ_s ، هم جهت با حرکت عقربه‌های ساعت است، انتخاب می‌شود تا زاویه δ کاهش یابد و بدین وسیله گشتاور کاهش می‌یابد. با انتخاب بردارهای ولتاژ بدین روش، φ_s دائما در حال چرخش است و جهت چرخش آن با استفاده از خروجی کنترلر هیستریزس گشتاور تعیین می‌شود.

۲-۶ دسته بندی اطلاعات DTC

با توجه به توضیحات ارائه شده در بخش کنترل دامنه و جهت چرخش φ_s ، مطابق شکل (۲-۹) و با فرض اینکه φ_s خلاف جهت عقربه‌های ساعت می‌چرخد، اگر بردار شار پیوندی استاتور در ناحیه اول باشد. یعنی $-\pi/6 < \theta < \pi/6$ داریم.

الف) شار واقعی پیوندی استاتور از مقدار مرجع بزرگتر است. خطای شار منفی است.

در این حالت با توجه به شکل (۲-۹)، با انتخاب V_5 یا V_3 اندازه شار واقعی پیوندی استاتور کاهش می‌یابد. اگر گشتاور واقعی از مقدار مرجع بزرگتر باشد یا خطای گشتاور منفی باشد، بایستی برای کاهش اندازه گشتاور زاویه δ را کاهش داد. این عمل با انتخاب V_5 به عنوان بردار ولتاژ استاتور انجام می‌شود. اگر گشتاور واقعی از مقدار مرجع کوچکتر باشد یا خطای گشتاور مثبت باشد، بایستی برای افزایش اندازه گشتاور زاویه δ را افزایش داد. این عمل با انتخاب V_3 به عنوان بردار فضائی ولتاژ استاتور انجام می‌شود.

ب) شار واقعی پیوندی استاتور از مقدار مرجع کوچکتر است. خطای شار مثبت است.

در این حالت با انتخاب V_6 یا V_2 اندازه شار واقعی پیوندی استاتور افزایش می‌یابد. اگر گشتاور واقعی از مقدار مرجع بزرگتر باشد یا خطای گشتاور منفی باشد، بایستی برای کاهش اندازه گشتاور زاویه δ را کاهش داد.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

این عمل با انتخاب V_6 به عنوان بردار ولتاژ استاتور انجام می‌شود. اگر گشتاور واقعی از مقدار مرجع کوچکتر باشد یا خطای گشتاور مثبت باشد، بایستی برای افزایش اندازه گشتاور زاویه δ را افزایش داد این عمل با انتخاب V_2 به عنوان بردار ولتاژ استاتور انجام می‌شود. برای پنج حالت دیگر نیز بردار ولتاژ به همین روش تعیین می‌شوند.

اطلاعات فوق در جدولی تحت عنوان جدول بهینه وضعیت سوئیچینگ اینورتر دسته بندی شده است. این جدول برای هر دو جهت چرخش φ_s ، حرکت در جهت عقربه های ساعت و خلاف جهت عقربه های ساعت به کار می رود. شکل (۲-۹) نمایشگر وضعیت سوئیچینگ در هر مرحله است.

جدول ۲-۱: جدول بهینه وضعیت سوئیچینگ اینورتر

Out put of Switching table	$d_\varphi = 0$		$d_\varphi = 1$	
	$d_{te} = 0$	$d_{te} = 1$	$d_{te} = 0$	$d_{te} = 1$
1	$v_5(0,0,1)$	$v_3(0,1,0)$	$v_6(1,0,1)$	$v_2(1,1,0)$
2	$v_6(1,0,1)$	$v_4(0,1,1)$	$v_1(1,0,0)$	$v_3(0,1,0)$
Alpha				
3	$v_1(1,0,0)$	$v_5(0,0,1)$	$v_2(1,1,0)$	$v_4(0,1,1)$
4	$v_2(1,1,0)$	$v_6(1,0,1)$	$v_3(0,1,0)$	$v_5(0,0,1)$
5	$v_3(0,1,0)$	$v_1(1,0,0)$	$v_4(0,1,1)$	$v_6(1,0,1)$
6	$v_4(0,1,1)$	$v_2(1,1,0)$	$v_5(0,0,1)$	$v_1(1,0,0)$

در جدول ۲-۱، d_φ و d_{te} بترتیب خروجی کنترلرهای هیستریزس شار پیوندی و گشتاور هستند.

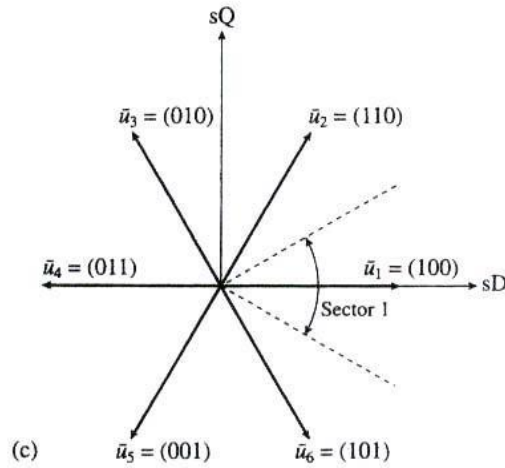
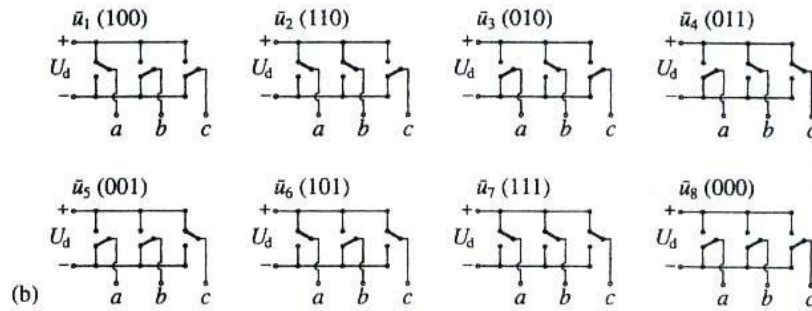
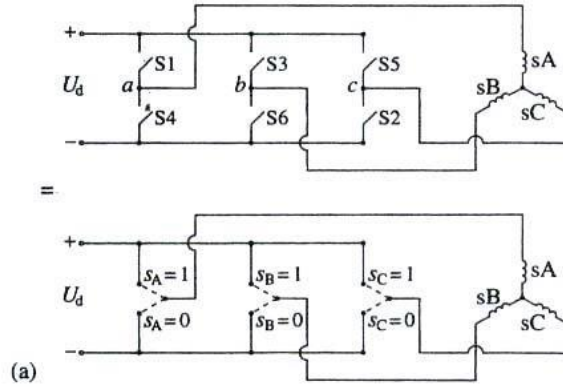
$d_\varphi = 1$ اگر شار واقعی پیوندی استاتور از مقدار مرجع کوچکتر باشد. خطای شار مثبت باشد.

$d_\varphi = 0$ اگر شار واقعی پیوندی استاتور از مقدار مرجع بزرگتر باشد. خطای شار منفی باشد.

$d_{te} = 1$ اگر گشتاور واقعی از مقدار مرجع کوچکتر باشد. خطای گشتاور مثبت باشد.

$d_{te} = 0$ اگر گشتاور واقعی از مقدار مرجع بزرگتر باشد. خطای گشتاور منفی باشد.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



شکل (۲-۹) وضعیت سوئیچینگ

فصل سوم

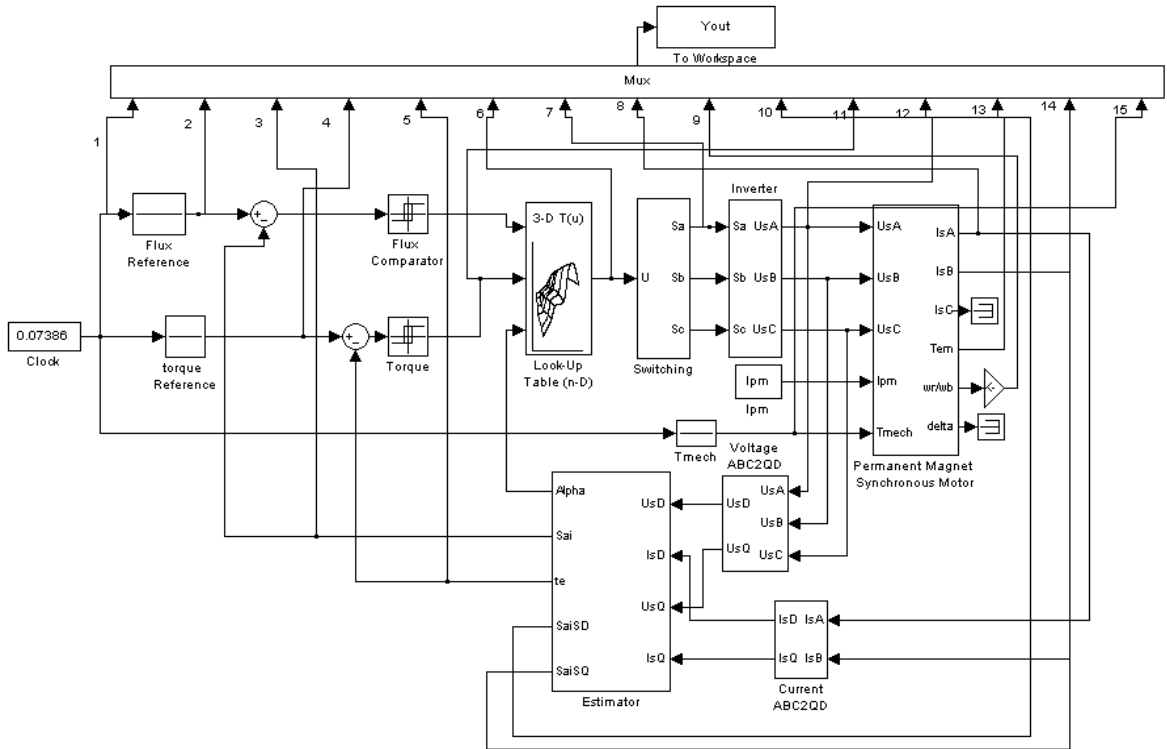
شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور مرسوم موتور سنکرون آهنربای دائم

کنترل مستقیم گشتاور مرسوم یک موتور سنکرون آهنربای دائم بدون حلقه سرعت

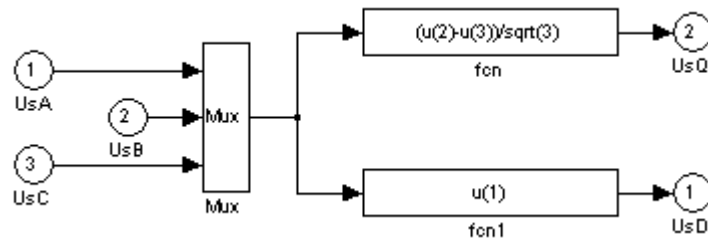
بلوک دیاگرام کلی کنترل مستقیم گشتاور مرسوم یک موتور سنکرون آهنربای دائم بدون حلقه سرعت در شکل (۳-۴) نشان داده شده است. این بلوک دیاگرام شامل زیر سیستم های: موتور سنکرون آهنربای دائم، تبدیلات سه فاز به دو فاز جریان، تبدیلات سه فاز به دو فاز ولتاژ، تخمینگر اندازه و زاویه شار استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی، مقایسه های شار و گشتاور، جدول سوئیچینگ بهینه، واسط بین جدول سوئیچینگ بهینه و اینورتر می باشد. معادلات مربوط به این زیر سیستم ها در فصل دوم آمده است. شکل های (۳-۵) تا (۳-۹) این زیر سیستم ها را نشان می دهند.

در این بخش از یک look-up table به منظور اعمال مناسب بردارفضائی ولتاژ استفاده شده است. فرمان خروجی با توجه به تئوری کنترل مستقیم گشتاور ارائه شده در فصل دوم، نسبت به ورودیها مطابق جدول ۳-۱ است.

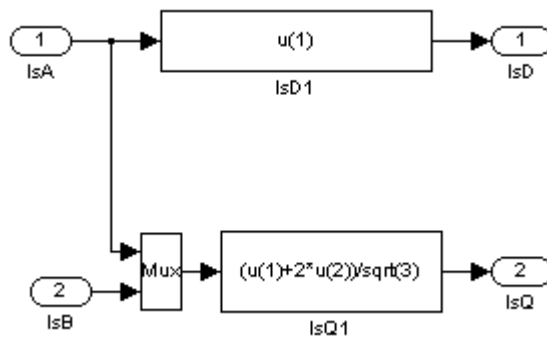
استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



شکل (۳-۴) بلوک دیاگرام کلی کنترل مستقیم گشتاور مرسوم یک موتور سنکرون آهنربای دائم بدون حلقه سرعت

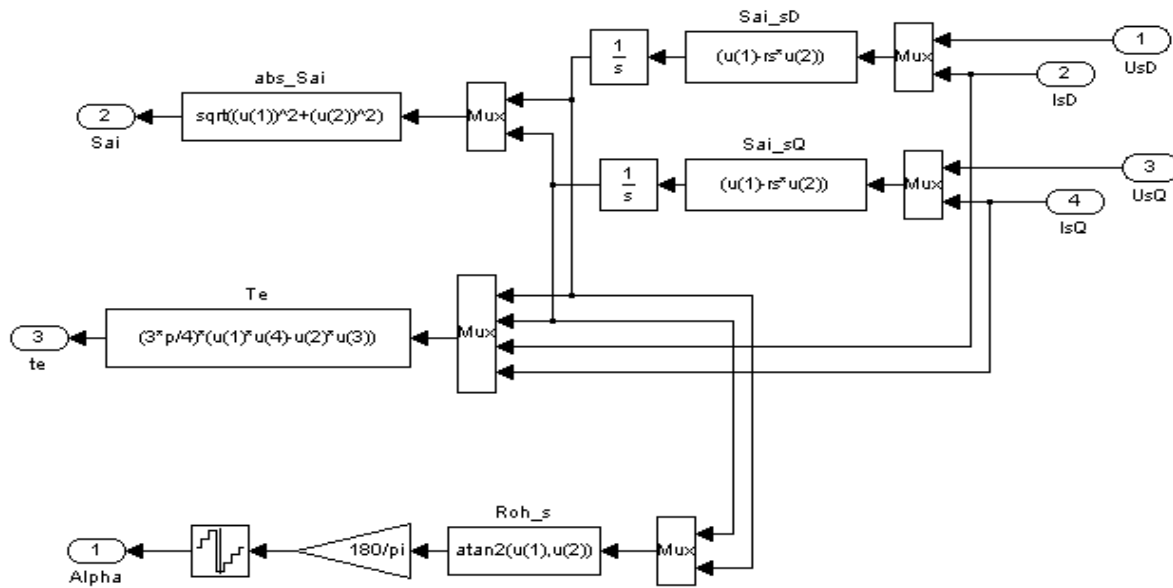


شکل (۳-۵) ساختار داخلی تبدیل سه فاز به دو فاز ولتاژ (voltage ABC2DQ)



شکل (۳-۶) ساختار داخلی تبدیل سه فاز به دو فاز جریان (current ABC2 DQ)

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

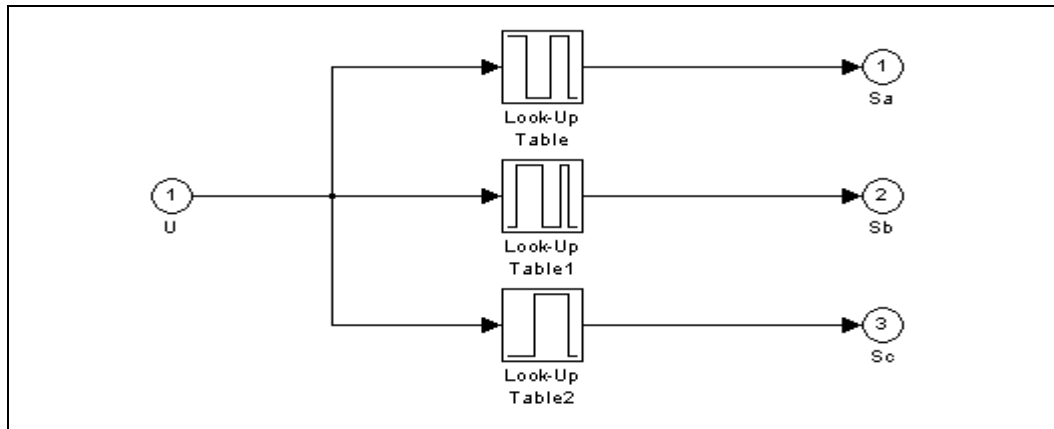


شکل (۷-۳) ساختار داخلی تخمین گر (estimator)

جدول ۱-۳: فرمان خروجی *look-up table* با توجه به تئوری کنترل مستقیم گشتاور نسبت به ورودیها

Out put of Switching table(U)		$d_\phi = 0$		$d_\phi = 1$	
		$d_{te} = 0$	$d_{te} = 1$	$d_{te} = 0$	$d_{te} = 1$
Alpha	1	5	3	6	2
	2	6	4	1	3
	3	1	5	2	4
	4	2	6	3	5
	5	3	1	4	6
	6	4	2	5	1

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



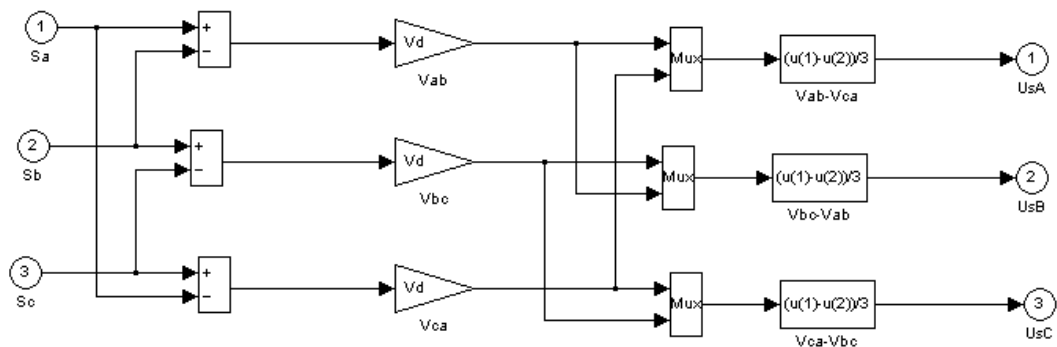
شکل (۸-۳) ساختار داخلی واسط بین جدول سوئیچینگ بهینه و اینورتر (switching)

$$U=[0.5 \ 1.5 \ 1.5 \ 2.5 \ 2.5 \ 3.5 \ 3.5 \ 4.5 \ 4.5 \ 5.5 \ 5.5 \ 6.5]$$

$$S_a=[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1]$$

$$S_b=[0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$S_c=[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$$



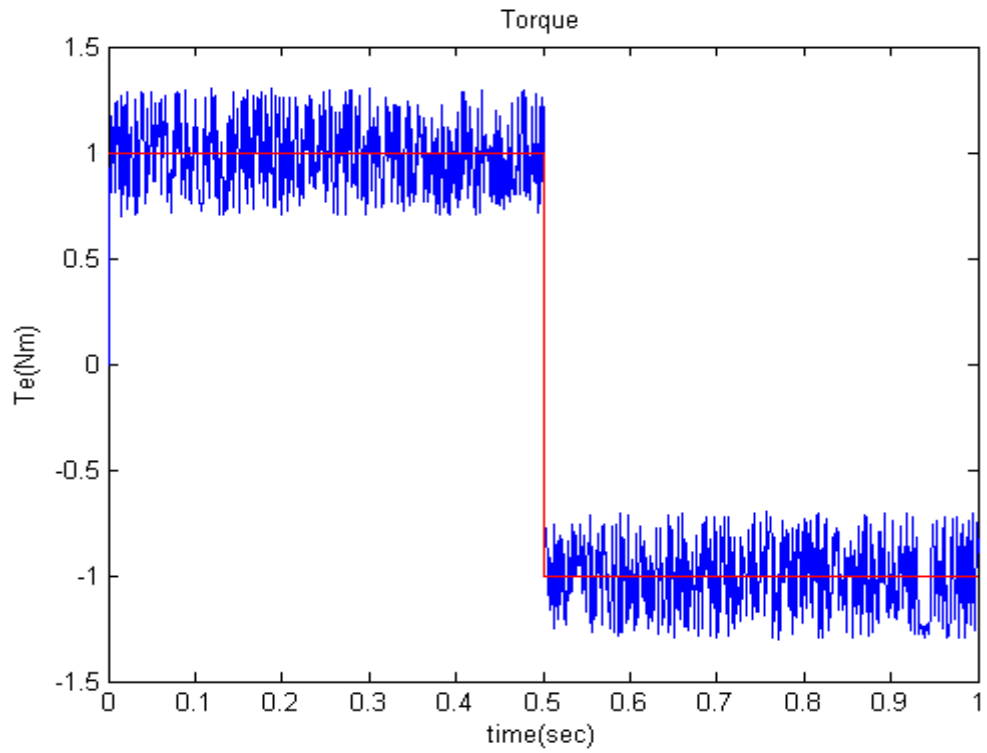
شکل (۹-۳) ساختار داخلی اینورتر (inverter)

مشخصات موتور سنکرون آهنربای دائم بکار رفته در ضمیمه آمده است. پس از اجرای شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور مرسوم یک موتور سنکرون آهنربای دائم بدون حلقه سرعت نتایج ارئه شده در شکل های (۱۰-۳) الی (۱۶-۳) بدست آمده است. این شکل ها بترتیب شکل های گشتاور الکترومغناطیسی مرجع و واقعی موتور نسبت به زمان، شار مرجع و واقعی استاتور نسبت به زمان، سرعت واقعی روتور نسبت به زمان،

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

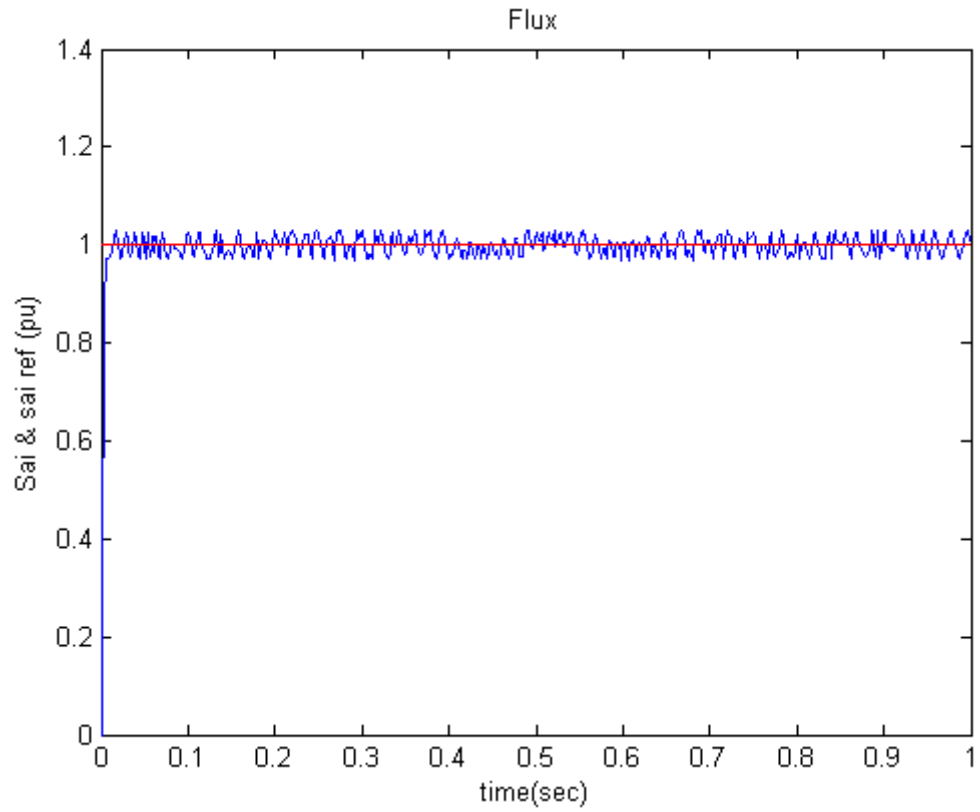
جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان، ولتاژ فاز اول استاتور نسبت به زمان، شار محور مستقیم استاتور نسبت به شار محور قائم استاتور و بردار ولتاژ سوئیچینگ اینورتر هستند.

این شکل ها تحت شرایطی که یک بار مکانیکی مطابق شکل (۳-۱۷) به موتور اعمال می شود بدست آمده اند.

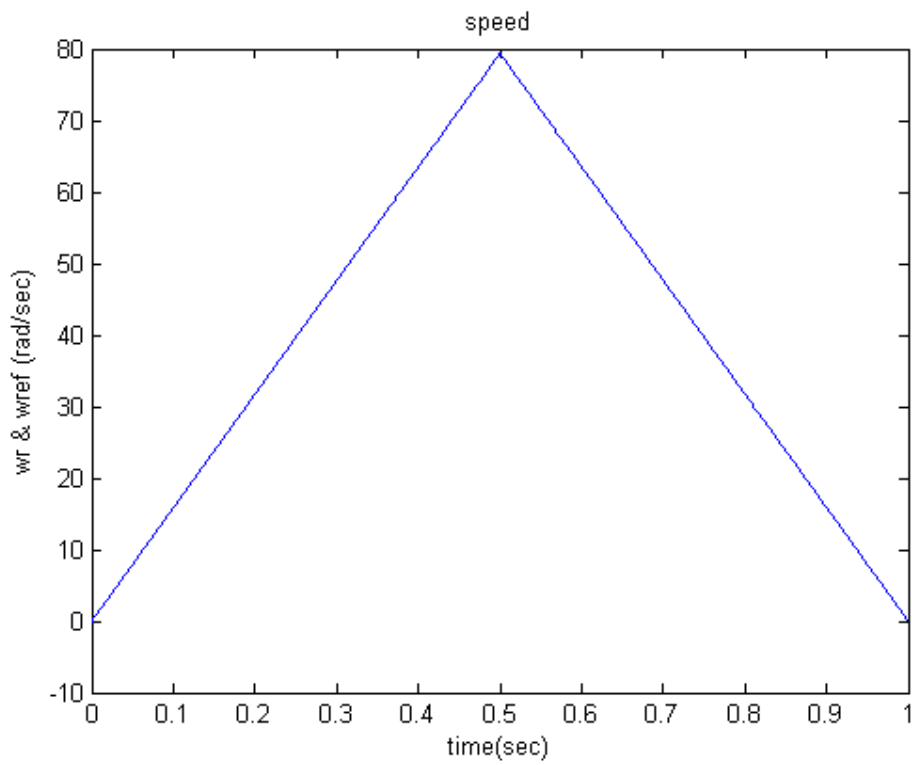


شکل (۳-۱۰) گشتاور الکترومغناطیسی مرجع و واقعی موتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

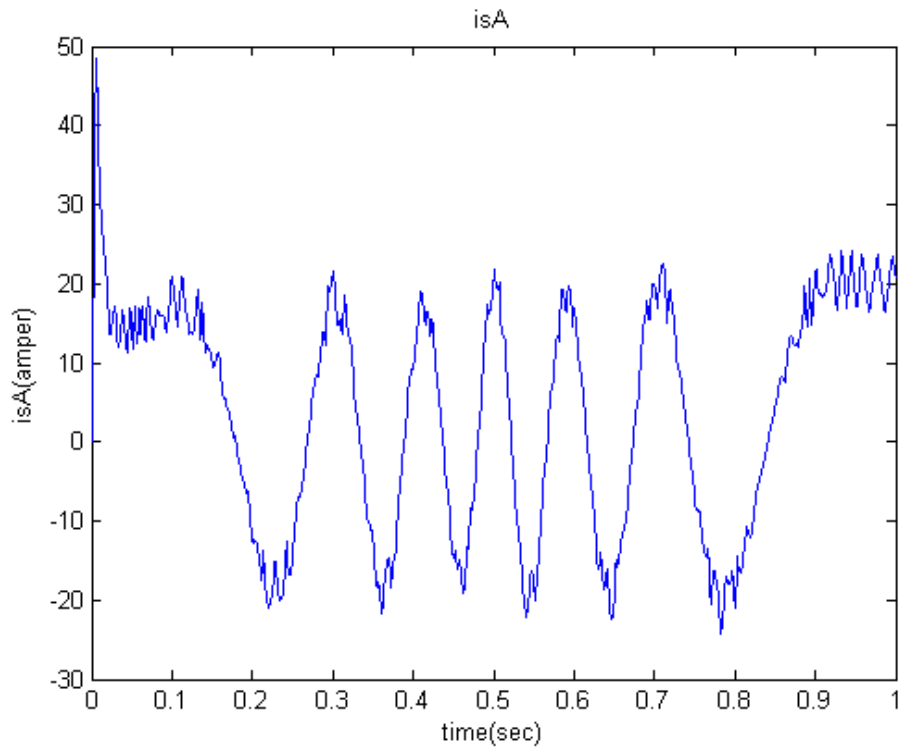


شکل (۱۱-۳) شار مرجع و واقعی استاتور نسبت به زمان

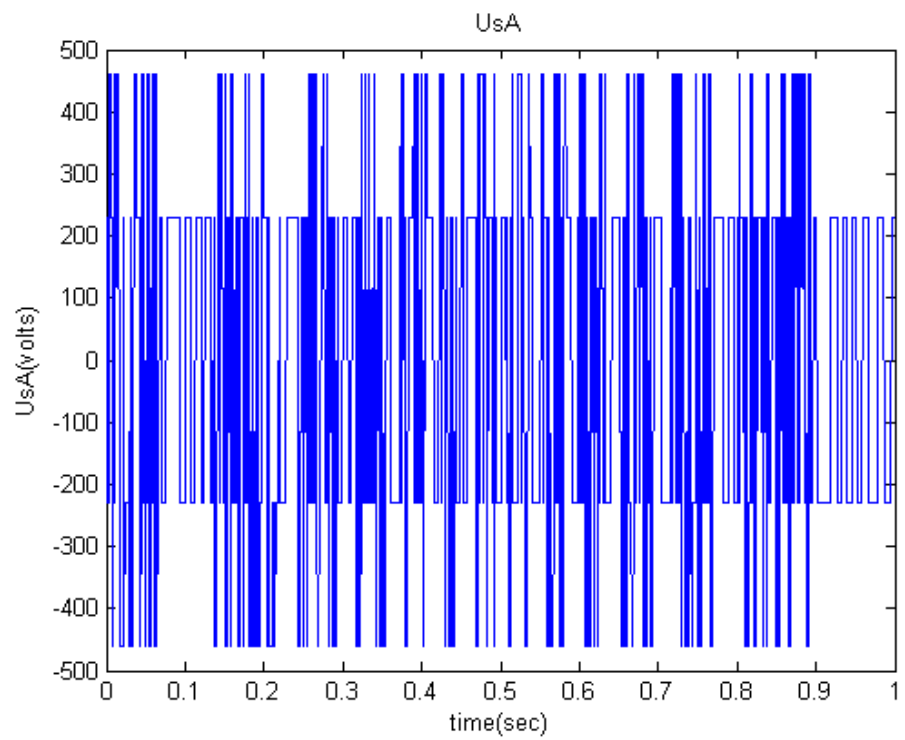


شکل (۱۲-۳) سرعت واقعی روتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



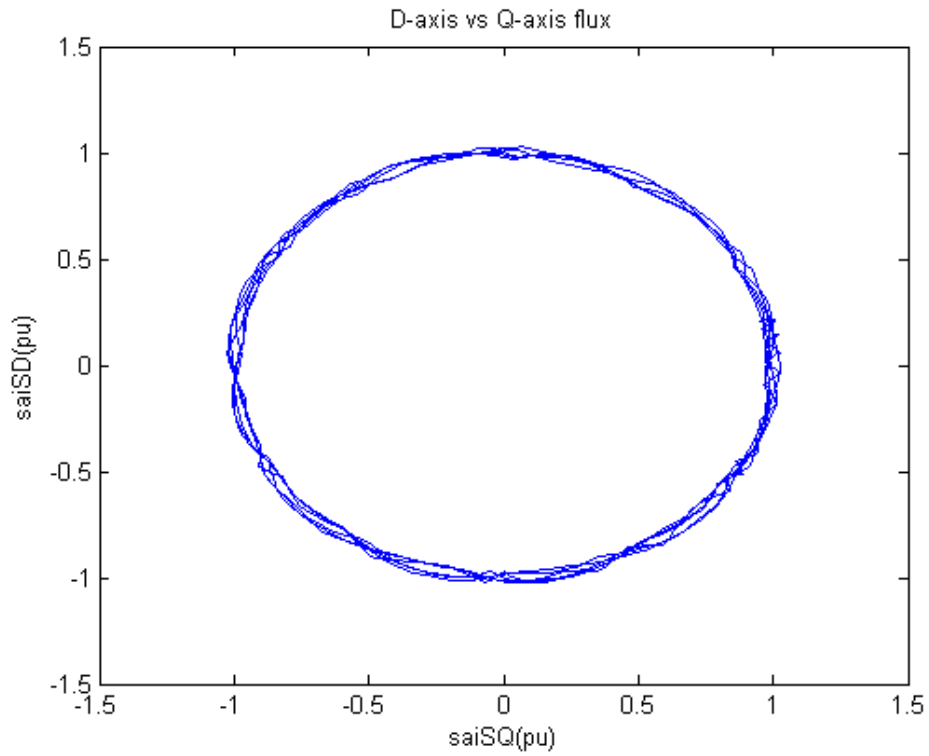
شکل (۳-۱۳) جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان



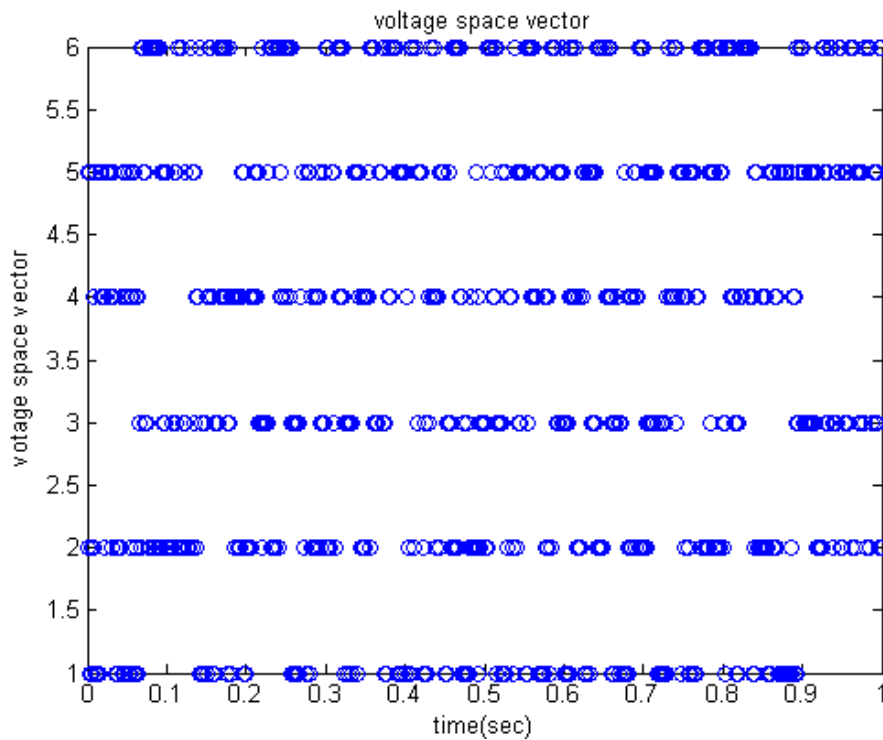
شکل

(۳-۱۴) ولتاژ فاز اول استاتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

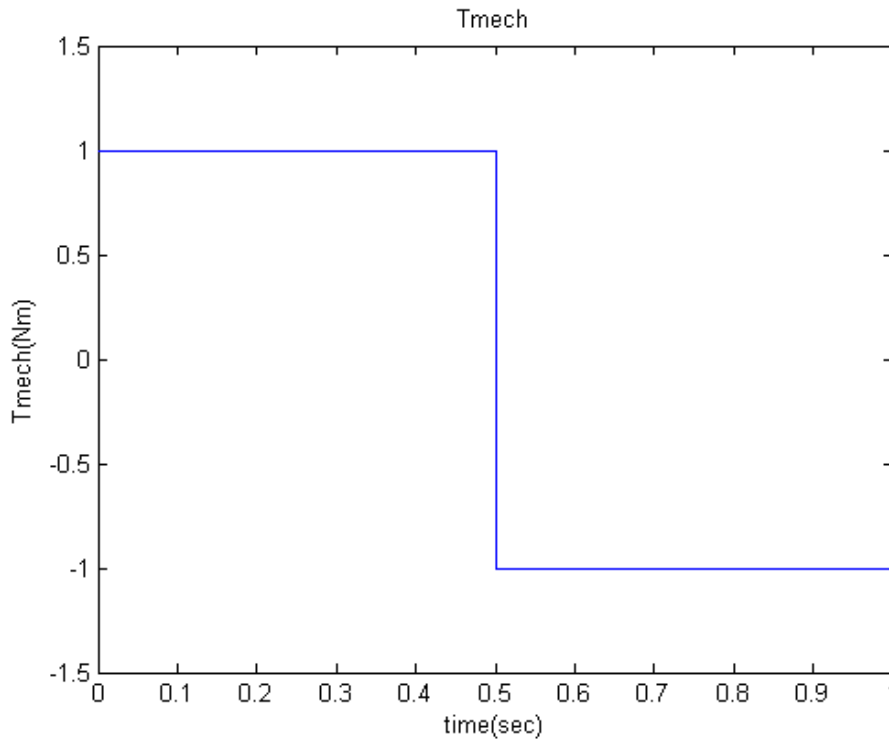


شکل (۱۵-۳) شار محور مستقیم استاتور نسبت به شار محور قائم استاتور



شکل (۱۶-۳) بردار ولتاژ سوئیچینگ اینورتر

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

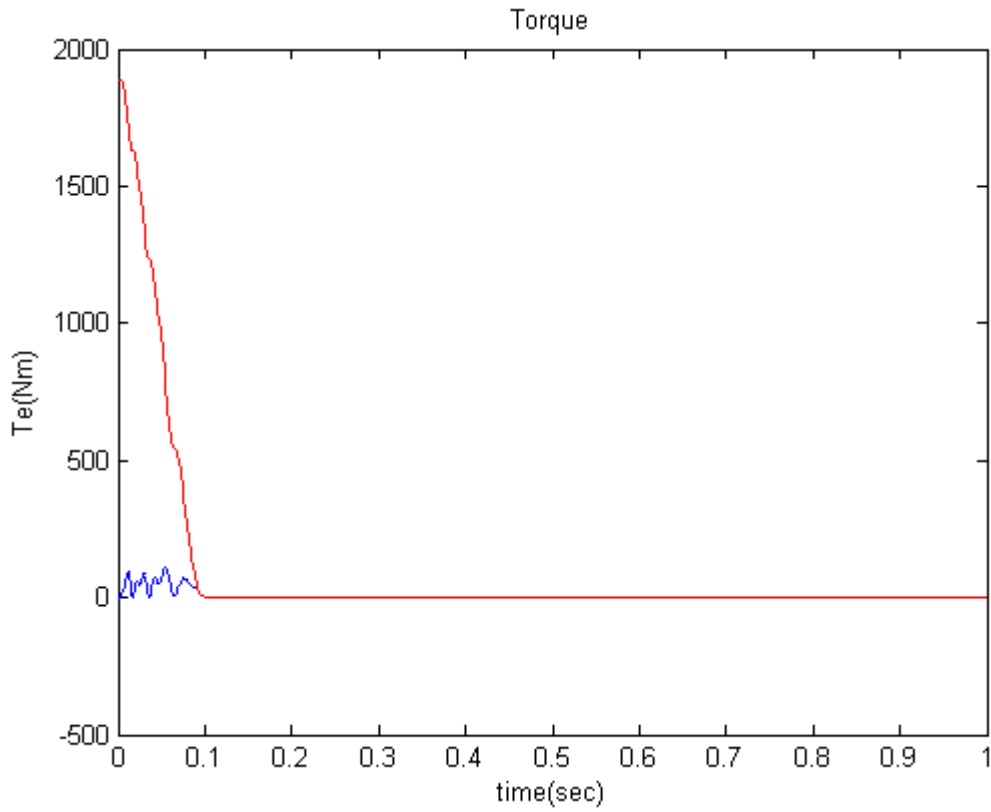


شکل (۳-۱۷) بار مکانیکی اعمال شده به موتور

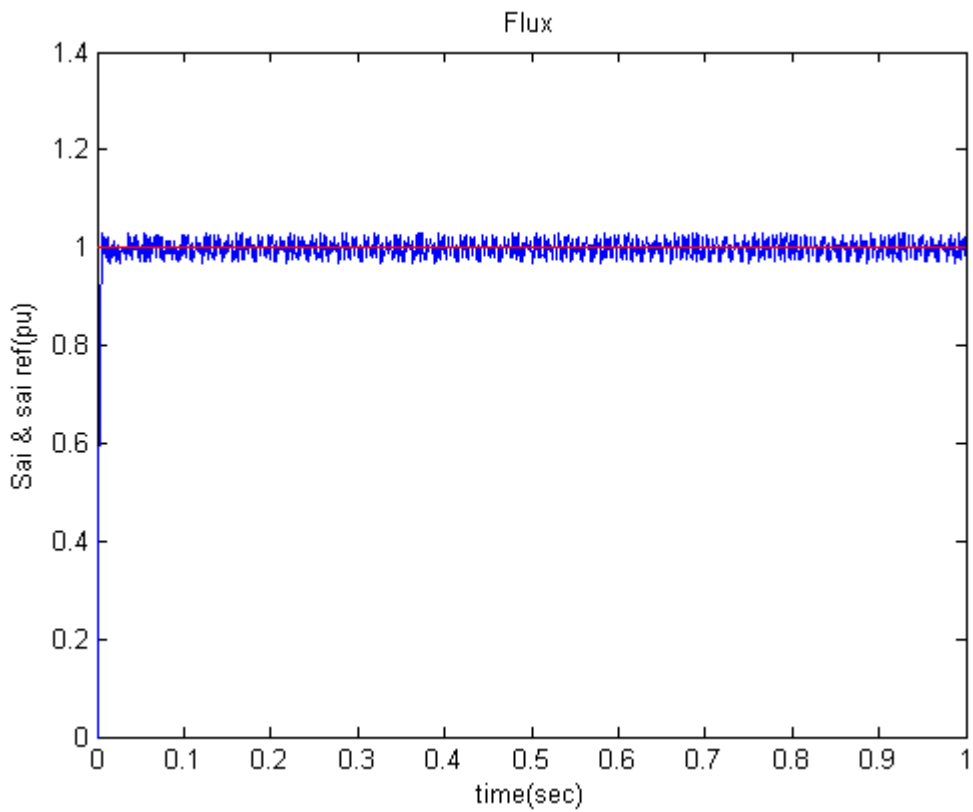
۳-۲ شبیه سازی با حلقه سرعت

در این حالت مرجع گشتاور خروجی PI کنترلر سرعت در نظر گرفته می شود. مرجع سرعت یک ورودی پله با دامنه سرعت نامی موتور w_{bm} می باشد. مقدار بهینه ضرایب k_p و k_i کنترلر PI سرعت، به منظور ردیابی سرعت برابر ۲۰ و ۰٫۰۱ می باشند.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

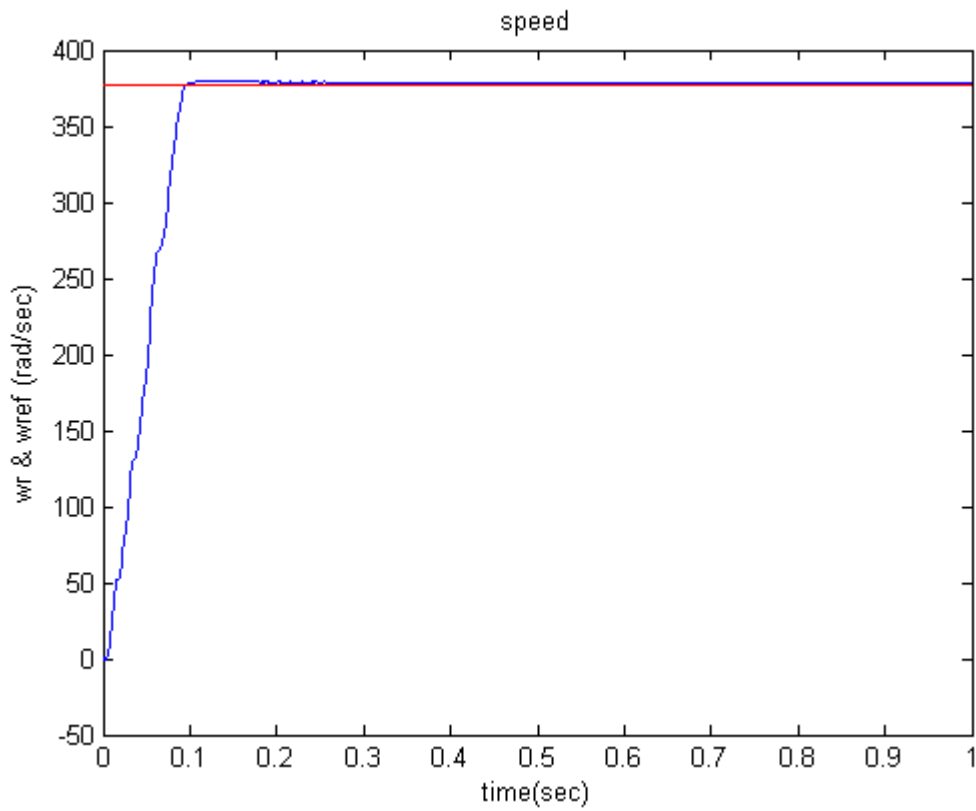


شکل (۱۹-۳) گشتاور الکترومغناطیسی مرجع و واقعی موتور نسبت به زمان

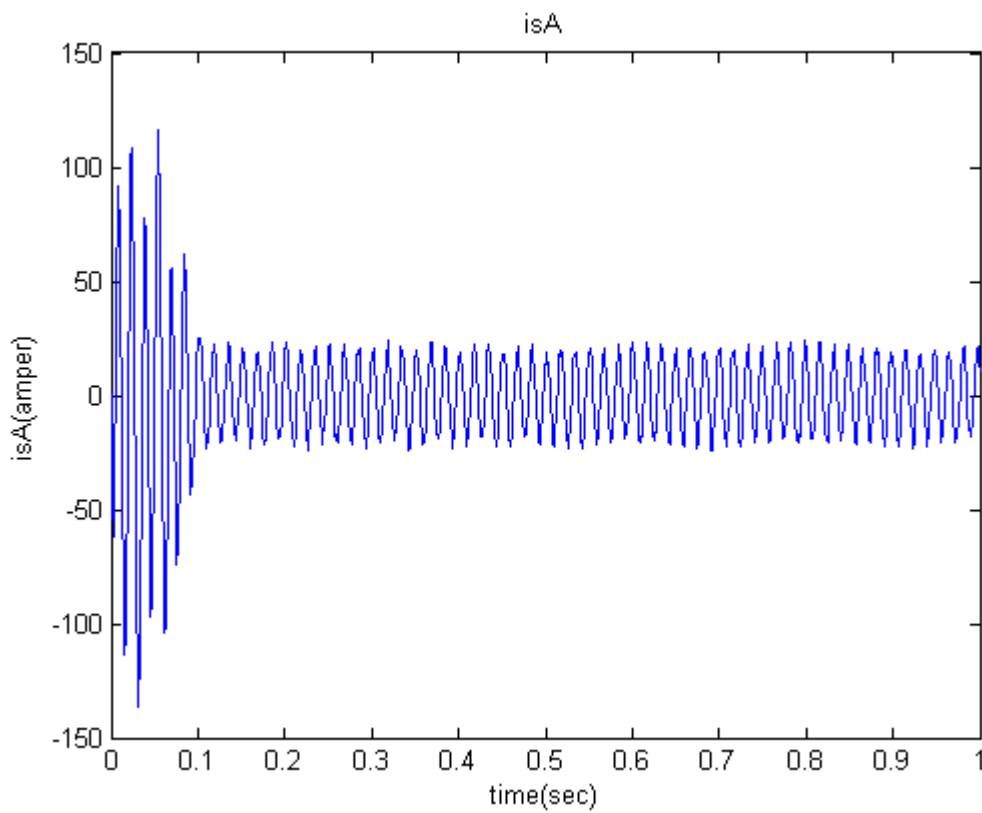


شکل (۲۰-۳) شار مرجع و واقعی استاتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

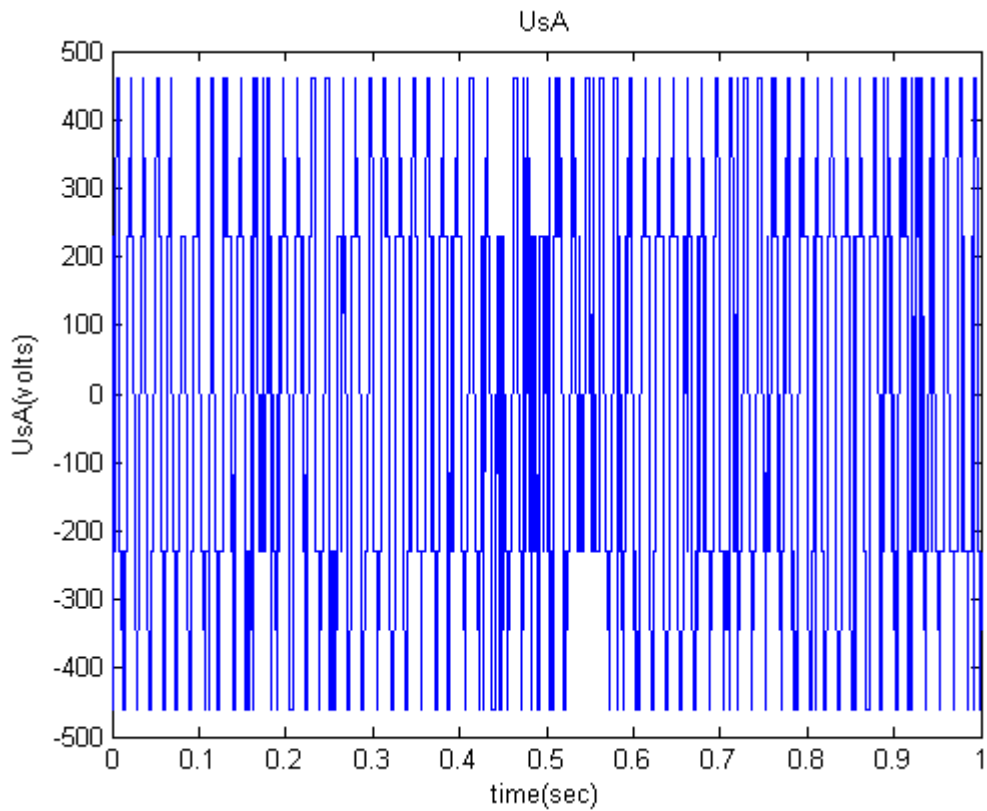


شکل (۳-۲۱) سرعت مرجع و واقعی روتور نسبت به زمان

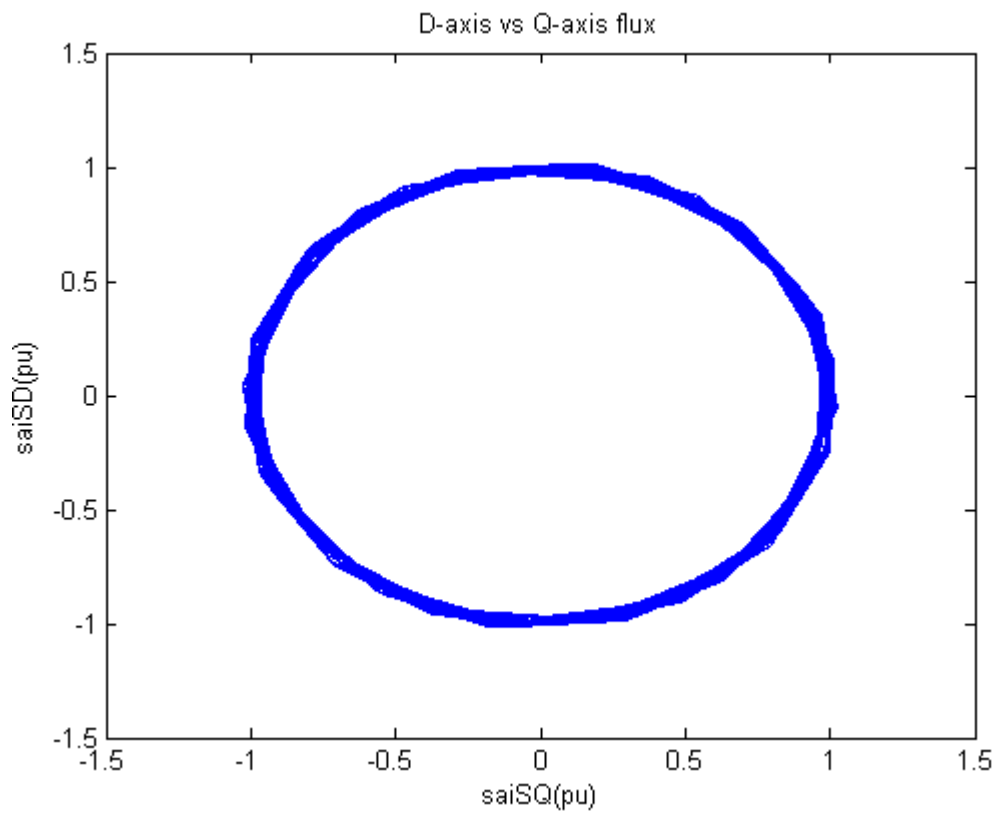


شکل (۳-۲۲) جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

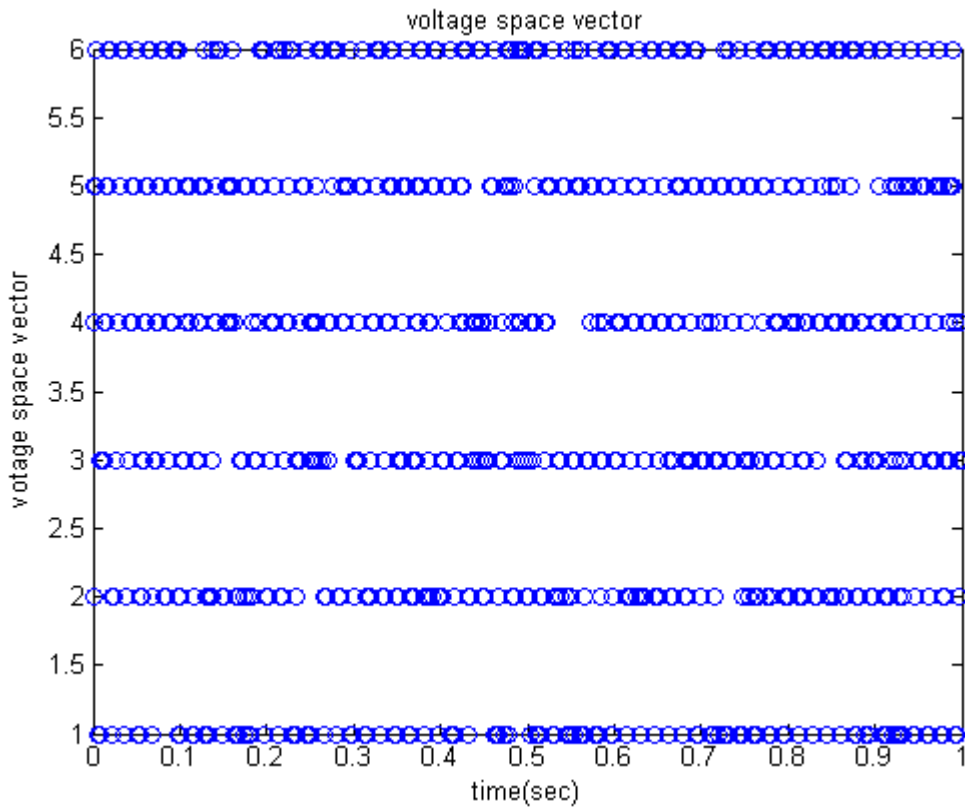


شکل (۳-۲۳) ولتاژ فاز اول استاتور نسبت به زمان

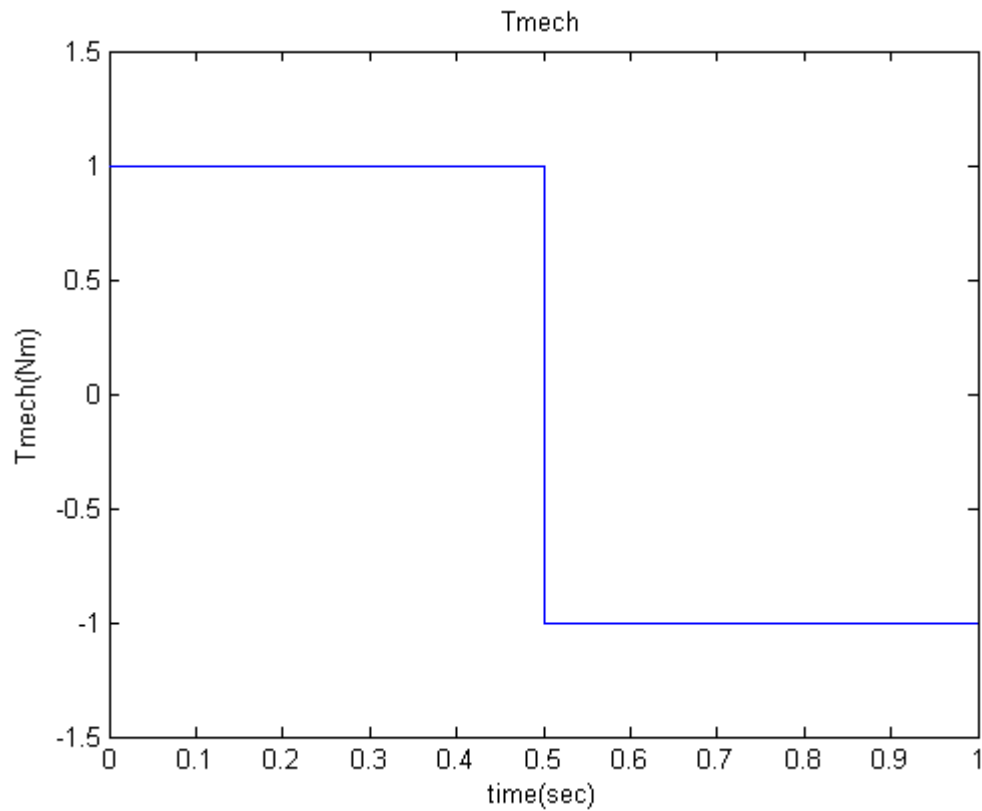


استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

شکل (۳-۲۴) شار محور مستقیم استاتور نسبت به شار محور قائم استاتور



شکل (۳-۲۵) بردار ولتاژ سوئیچینگ اینورتر



استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

شکل (۳-۲۶) بار مکانیکی اعمال شده به موتور

فصل چهارم

منطق فازی

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

۴۰

منطق فازی

پیشرفت های اخیر در تئوری کنترل باعث شده که روشهای مرسوم در طراحی کنترلرها جای خود را به تکنیکهای مبتنی بر هوشهای مصنوعی (عصبی، فازی، فازی-عصبی و ژنتیک) بدهند. این روشها بوسیله اطلاعات و دانشهای قبلی درباره سیستم و عملکرد آن توصیف می شوند. بدلیل مزایای بیشماری که این روشها دارند در آینده نزدیک استفاده از این روشهای نوین در صنعت اجتناب ناپذیر خواهد بود. برخی از مزایای اصلی هوشهای مصنوعی عبارتند از:

- طراحی این سیستمها نیازی به مدل ریاضی پیچیده ندارد. (بعبارت دیگر طراحی بر مبنای اطلاعات سیستم هدف می باشد)
- در یک سیستم فازی که یک سیستم خبره می باشد. طراحی می تواند منحصرأ بر مبنای اطلاعات زبانی گرفته شده از کارشناسان و یا (وقتی که اطلاعات کارشناسی در دسترس نباشد) استفاده از دسته بندی اطلاعات باشد.
- در سیستمهای مبتنی بر هوش مصنوعی تاثیرات تنظیم می تواند بسیار کمتر از سیستمهای معمولی باشد.
- اینگونه سیستمها بخوبی خود را تعلیم و عمومیت می دهند (یعنی می توانند تخمینهای خوبی را در قبال اطلاعات ورودی ناشناخته از خود ارائه دهند) بنابراین مستقل از خصوصیات درایو هستند.
- این سیستمها خصوصیت حذف نویز را بخوبی از خود نشان می دهند.
- سیستمهای مبتنی بر هوش مصنوعی می توانند به آسانی تعمیم و توسعه و همچنین تعدیل شوند.
- این سیستمها همچنین در مقابل تغییر پارامترها بسیار مقاوم می باشند.
-

۱-۴ مقدمه ای بر منطق فازی

کلمه فازی در فرهنگ لغت با معانی مبهم، گنگ، نادقیق، گیج، مغشوش، درهم و نامشخص آورده شده است. دقت شود با وجود اینکه سیستمهای فازی پدیدههای غیر قطعی و نامشخص را توصیف می نمایند ولی خود تئوری فازی، تئوری کاملاً دقیق می باشد.

در اینجا دو توجیه برای تئوری فازی بیان می‌شود:

- پیچیدگی سیستم‌های واقعی که توصیف دقیق برای آنها ممکن نمی‌باشد.
- فرموله کردن دانش بشری

تاریخچه منطق فازی

تئوری منطق فازی در سال ۱۹۶۵ توسط پرفسور لطفی زاده در مقاله‌ای بنام "مجموعه‌های فازی" مطرح شد.

Zadeh.L.A, [1965] , "Fuzzy Sets" , Information and Control, 8, pp. 338-353.

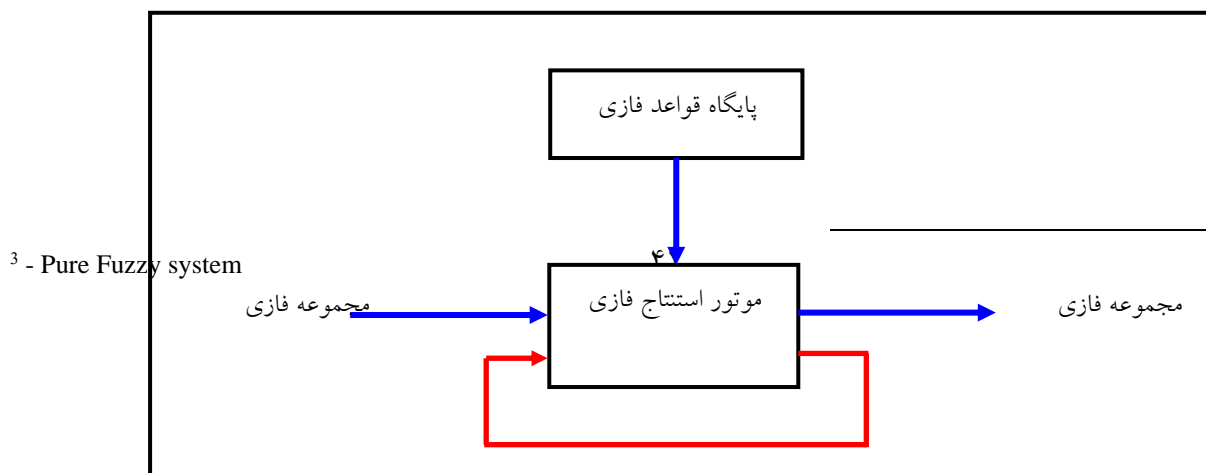
۲-۴ ساختار سیستم‌های فازی

بطور کلی سه نوع ساختار برای سیستم‌های فازی وجود دارد:

- سیستم‌های فازی خالص
- سیستم‌های فازی تاکاگی-سوگنو و کانگ (TSK)
- سیستم‌های فازی با فازی‌ساز و فازی‌زدا

سیستم‌های فازی خالص^۳

ساختار اصلی این سیستم در شکل (۱-۱) نشان داده شده است.



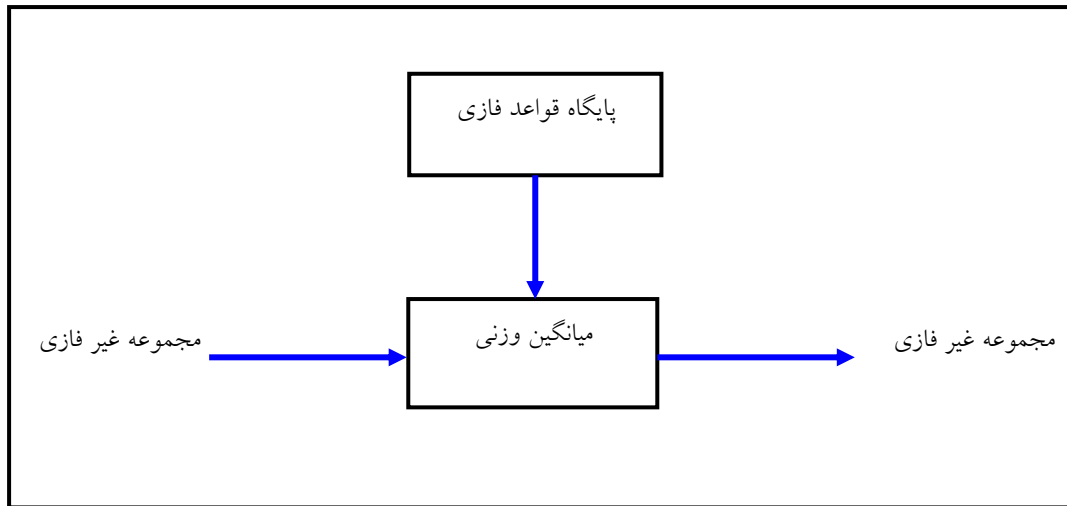
شکل (۱-۱): ساختار اصلی سیستم فازی خالص

مشکل اصلی در رابطه با سیستم‌های فازی خالص این است که ورودی و خروجی‌های آن مجموعه‌های فازی می‌باشند حال آنکه در سیستم‌های مهندسی ورودی و خروجی‌ها متغیرهایی با مقادیر حقیقی می‌باشند. برای حل این مشکل سیستم‌های فازی تاکاگی-سوگنو و کانگ معرفی شد.

(TSK) سیستم‌های فازی تاکاگی-سوگنو و کانگ^۴

ساختار اصلی سیستم فازی تاکاگی-سوگنو و کانگ در شکل (۲-۱) نشان داده شده است.

⁴ -Takagi-Sugeno-Kang Fuzzy System



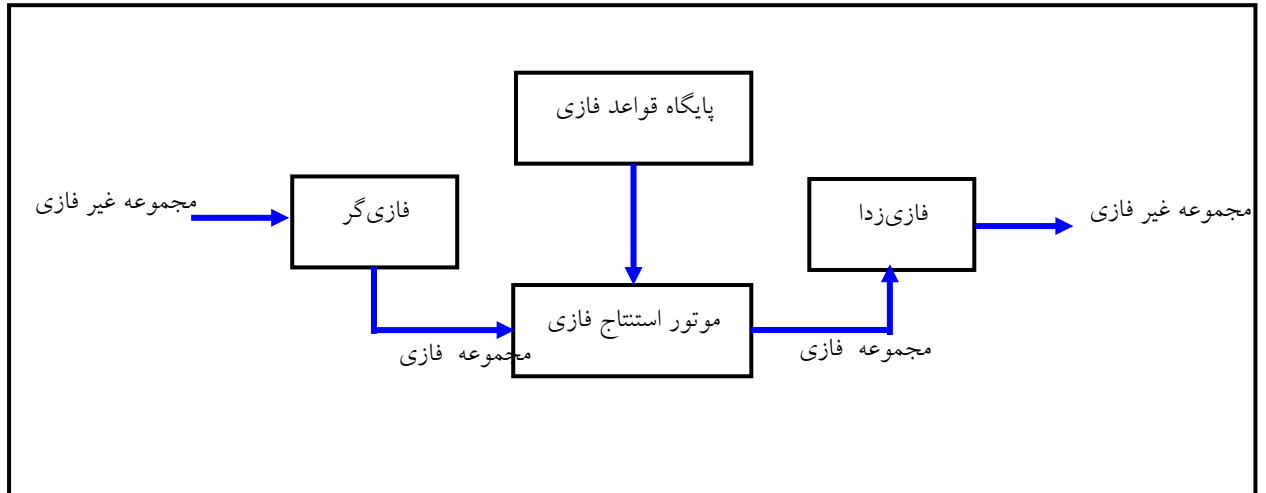
شکل (۲-۱): ساختار اصلی سیستم فازی تاکاگی-سوگنو و کانگ

سیستم فازی تاکاگی-سوگنو و کانگ نیز مشکلاتی دارد که عبارتند از:

- بخش پایگاه قاعده فازی یک فرمول ریاضی می باشد و بنابراین بصورت دانش بشری بیان نمی شود.
- انعطاف پذیری این سیستم فازی بدلیل عدم امکان پیاده سازی اصول منطق فازی کم می شود.

سیستم های فازی با فازی ساز و فازی زدا^۵

ساختار اصلی سیستم فازی با فازی ساز و فازی زدا در شکل (۳-۱) نشان داده شده است.



شکل (۱-۳): ساختار اصلی سیستم فازی با فازی‌ساز و فازی‌زدا

سیستم فازی با فازی‌ساز و فازی‌زدا معایب دو سیستم فازی قبل یعنی سیستم فازی خالص و سیستم فازی TSK را ندارد. از این پس منظور از سیستم فازی، سیستم فازی با فازی‌ساز و فازی‌زدا می‌باشد مگر خلاف آن مطرح شود.

۳-۴ مروری کلی بر تئوری منطق فازی

اخیراً منطق فازی بعنوان زمینه‌ای جذاب در تحقیقات کنترلی ظهور یافته است. مهمترین اصل در منطق فازی ساختار کنترلرهای فازی می‌باشد که دانش‌های زبانی اشخاص کارشناس را بکار می‌گیرند. چندین نمونه کنترلر فازی وجود دارد که در اینجا نوع کنترلر فازی ممدانی^۶ تشریح می‌شود. همانطور که در

⁶ - Mamdani

شکل (۱-۴) مشاهده می‌شود، یک کنترلر فازی شامل چهار قسمت است که دو قسمت آن عمل تبدیل را انجام می‌دهند.

فازی گر (تبدیل ۱)

- پایگاه داده
- موتور استنتاج
- فازی‌زدا (تبدیل ۲)

فازی گر متغیرهای ورودی (سیگنالهای واقعی) را فازی می‌نماید. بنابراین تمامی سیگنالهای ورودی بفرم فازی در می‌آیند. عبارت ساده‌تر فازی گر متغیرهای عددی را به متغیرهای فازی و عبارتی متغیرهای زبانی تبدیل می‌نماید. این تبدیل توسط توابع عضویت انجام می‌گیرد.

بعنوان مثال اگر سیگنال ورودی کوچک ولی مثبت باشد این سیگنال به مجموعه فازی مثبت کوچک تعلق دارد و اگر کوچک ولی منفی باشد به مجموعه فازی منفی کوچک متعلق است. به همین ترتیب مجموعه‌های فازی دیگری بصورت مثبت متوسط، مثبت بزرگ و... نیز می‌تواند وجود داشته باشد. در یک کنترلر فازی معمولی، تعداد توابع عضویت و شکل آنها در ابتدا توسط کاربر تعیین می‌شود.

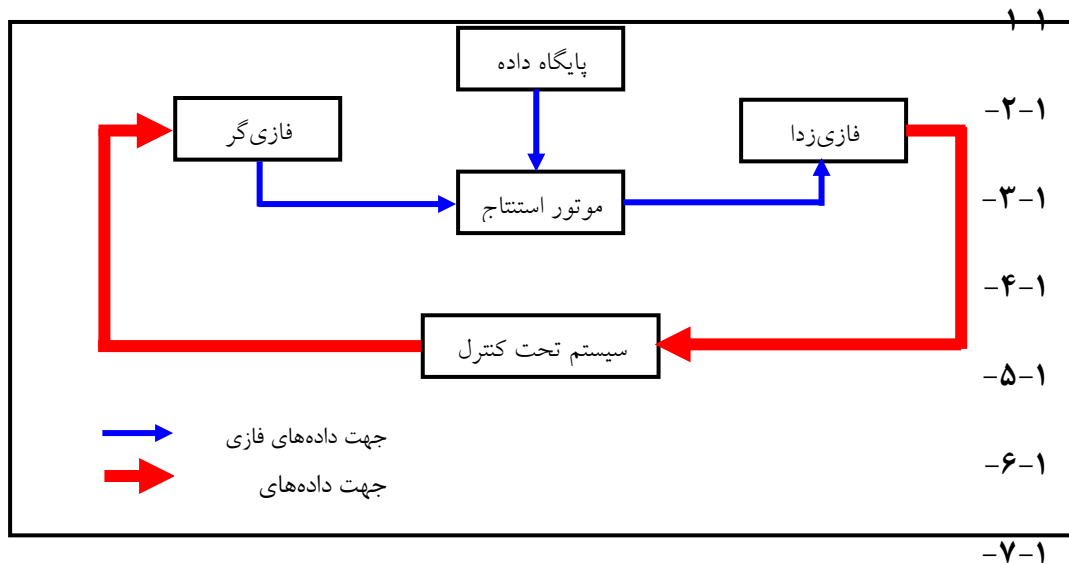
توابع عضویت مقادیری بین ۰ و ۱ دارند و درجه تعلق یک کمیت را به مجموعه فازی مشخص می‌نمایند. اگر تعلق یک کمیت به یک مجموعه فازی بطور مطلق معین باشد آنگاه درجه تعلق آن به مجموعه فازی مزبور یک باشد (بعبارت دیگر این کمیت صد در صد به مجموعه فازی مزبور متعلق است) اما اگر یک کمیت به هیچ عنوان به یک مجموعه فازی متعلق نباشد درجه تعلق آن به مجموعه فازی مذکور صفر است. به همین ترتیب اگر به عنوان مثال تعلق یک کمیت به یک مجموعه فازی به اندازه ۵۰ درصد باشد آنگاه درجه تعلق این کمیت به مجموعه فازی مذکور ۰/۵ می‌باشد. توابع عضویت می‌توانند اشکال متفاوتی مانند مثلثی، گوسی، دوزنقه‌ای و بطور کلی تر شبه دوزنقه‌ای را بخود بگیرد. فرم اولیه توابع عضویت می‌تواند بوسیله بکارگیری ملاحظات کارشناسی و یا دسته‌بندی اطلاعات ورودی انتخاب گردد.

پایگاه داده شامل اطلاعات مبنا و قواعد زبانی می‌باشد. داده‌های مبنا اطلاعاتی را که در تعیین قواعد زبانی لازم می‌باشد فراهم می‌آورد. پایگاه داده (قواعد خبره) هدف اصلی کنترل را توسط مجموعه‌ای از قواعد کنترل زبانی بر آورده می‌کند.

بعبارت دیگر پایگاه داده شامل قواعدی است که توسط افراد کارشناس فراهم آمده است. کنترلر منطق فازی سیگنالهای ورودی را توسط قواعد خبره به سیگنالهای خروجی مناسب تبدیل می نماید. پایگاه داده شامل مجموعه ای از قواعد *IF-THEN* می باشد. برخی روشهای اصلی تشکیل پایگاه داده بقرار زیرند:

- بکارگیری دانش و تجربیات یک فرد کارشناس جهت برآورده کردن اهداف کنترل
- مدلسازی عملکرد کنترل
- مدل کردن پروسه
- بکارگیری یک کنترلر فازی خود سازمانده

۴۵



-۸-۱

-۹-۱

-۱۰-۱

۱۱-۱ - شکل (۴-۱) بلوک دیاگرام یک سیستم کنترل شامل کنترلر فازی

وقتی که قواعد اولیه بوسیله ملاحظات کارشناسی بدست آمد این قواعد می توانند با در نظر گرفتن سه هدف اصلی برای استفاده در کنترلر منطق فازی فرم داده شوند:

- حذف هرگونه خطای قابل ملاحظه در خروجی پروسه بوسیله تنظیم مناسب خروجی کنترلر
- تخمین عملکرد کنترلی نزدیک مقدار مطلوب
- اجتناب از اینکه خروجی پروسه از مقادیر تعیین شده توسط کاربر تجاوز نماید.

موتور استنتاج مغز یک کنترلر منطق فازی می باشد و توانایی شبیه سازی تصمیم گیری بشری مبتنی بر ایده فازی و همچنین توانایی نتیجه گیری عملکرد کنترل فازی با بکارگیری قواعد منطق فازی را دارد. عبارت دیگر تمامی متغیرهای ورودی توسط فازی گر به متغیرهای زبانی مربوط به خودشان تبدیل شده و موتور استنتاج مجموعه ای از قواعد *IF-THEN* موجود در پایگاه داده را ارزیابی نموده و سپس نتیجه بدست آمده از این ارزیابی که یک مقدار زبانی می باشد توسط فازی زدا به خروجی واقعی تبدیل می شود.

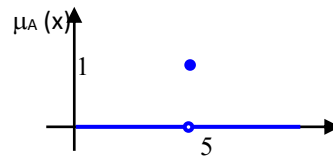
فازی زدا تبدیل دوم که توسط فازی زدا انجام می پذیرد مقدار فازی در خروجی موتور استنتاج را توسط توابع عضویت به مقدار واقعی و عددی تبدیل می نماید. چندین نمونه تکنیک برای فازی زدایی وجود دارد اما بدلیل سادگی بکارگیری و الگوریتم ساده تر روش میانگین مراکز بکار گرفته می شود.

۴-۴ مجموعه‌های فازی

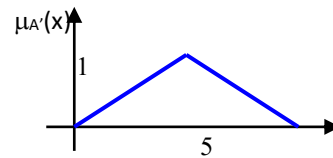
تعریف تابع عضویت^۷

تابع عضویت میزان وابستگی هر عضو را به مجموعه مورد نظر بفرم یک تابع ریاضی بیان می‌کند. بعنوان مثال تابع عضویت برای مجموعه کلاسیک A و مجموعه فازی A' که با نماد μ نمایش داده می‌شود، بصورت زیر می‌باشد:

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & x = 5 \\ 0 & x \neq 5 \end{cases}$$



$$\mu_{A'}(x) = \begin{cases} 0 & x < 0 \text{ or } x > 10 \\ x/5 & 0 \leq x \leq 5 \\ 2 - x/5 & 5 \leq x \leq 10 \end{cases}$$



انواع توابع عضویت

در زیر انواع توابع عضویت ذکر شده است که شکل (۱-۲) آنها را نشان می‌دهد.

- تابع عضویت مثلثی^۸ (trimf)
- تابع عضویت ذوزنقه‌ای^۹ (trapmf)
- تابع عضویت گوسی^{۱۰} (gaussmf)

$$f(x; \sigma, c) = e^{-\frac{(x-c)^2}{2\sigma^2}}$$

⁷ - Membership Function

⁸ - Triangular Membership Function

⁹ - Trapezoidal Membership Function

¹⁰ - Gaussian Curve Membership Function

- تابع عضویت زنگوله‌ای تعمیم یافته^{۱۱} (gbellmf)

$$f(x; a, b, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c}{a} \right|^{2b}}$$

- تابع عضویت گوسی دو طرفه^{۱۲} (gauss2mf)

- تابع عضویت S شکل^{۱۳} (smf)

- تابع عضویت Z شکل^{۱۴} (zmf)

- تابع عضویت سیگموئید^{۱۵} (sigmf)

$$f(x; a, c) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-c)}}$$

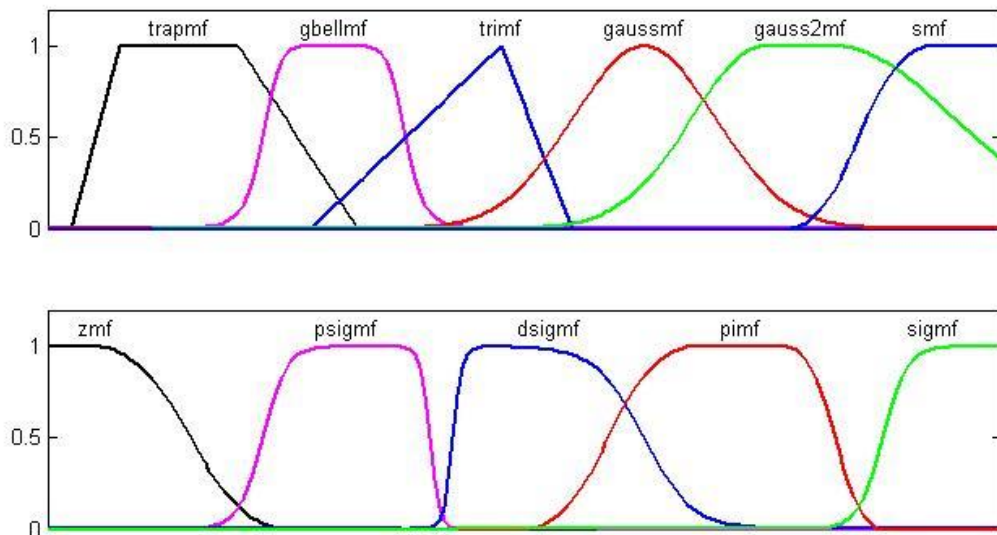
- تابع عضویت حاصلضرب دو سیگموئید^{۱۶} (psigmf)

- تابع عضویت تفاضل دو سیگموئید^{۱۷} (dsigmf)

- تابع عضویت π شکل^{۱۸} (pimf)

11 - Generalized Bell Membership Function	
12 - Two-sided Gaussian Curve Membership Function	۴۷
13 - S-shaped Curve Membership Function	
14 - Z-shaped Curve Membership Function	
15 - Sigmoid Curve Membership Function	
16 - Product of two Sigmoid Membership Function	
17 - Difference between two Sigmoid Membership Function	
18 - Pi-shaped Curve Membership Function	۴۸

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



شکل (۲-۱): انواع توابع عضویت

عملیات بر روی مجموعه فازی

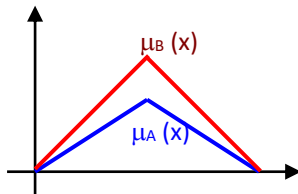
در این قسمت عملیات‌های معادل بودن، زیر مجموعه بودن، مکمل، اجتماع و اشتراک را معرفی می‌نماییم:

۱- معادل بودن^{۱۹}

معادل هستند اگر و فقط اگر برای تمامی مقادیر $x \in U$ $\mu_A(x) = \mu_B(x)$ و A دو مجموعه

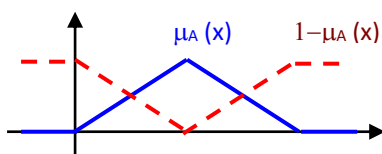
۲- زیر مجموعه بودن^{۲۰}

است اگر و فقط اگر برای تمامی مقادیر $x \in U$ $\mu_A(x) \leq \mu_B(x)$ B زیر مجموعه A مجموعه



۳- مکمل^{۲۱}

، \bar{A} است اگر $x \in U$ $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$ در A مکمل

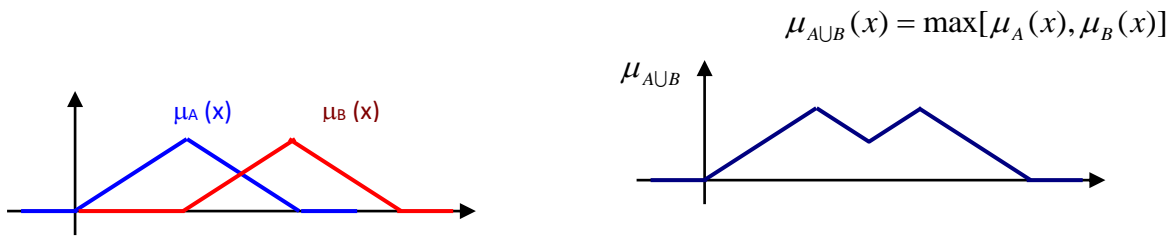


۴- اجتماع^{۲۲}

یک مجموعه فازی است که با $A \cup B$ نشان داده می‌شود و دارای تابع عضویت زیر است: B و A اجتماع

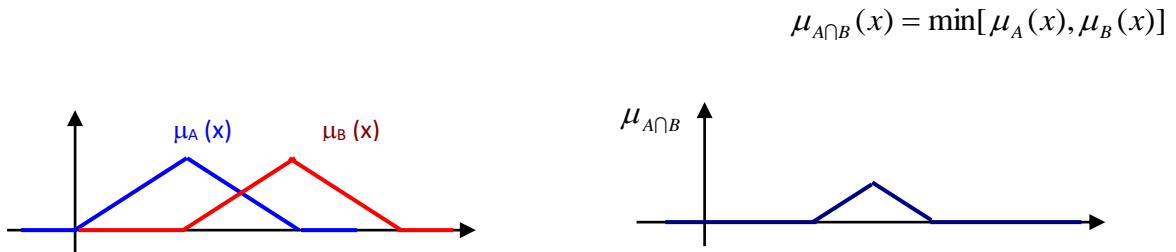
19 - Equal
20 - Containment
21 - Complement
22 - Union

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



۵- اشتراک^{۲۳}

یک مجموعه فازی است که با $A \cap B$ نشان داده می‌شود و دارای تابع عضویت زیر A و B اشتراک است:



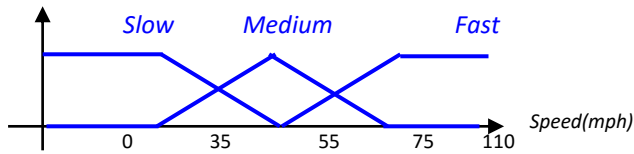
۵-۴ متغیرهای زبانی و قواعد فازی^{۲۴} IF THEN

باشد می‌خواهیم سرعت خودرو را $[0, 110]$ mph مثال: فرض کنید سرعت یک خودرو در محدوده

²³ - Intersection

²⁴ - Linguistic Variables and Fuzzy IF-THEN Rules

می باشد در آوریم: *Slow*, *Medium* و *Fast* بصورت متغیر زبانی که دارای سه تابع عضویت



مشخص می گردند: (X, T, U, M) تعریف: یک متغیر زبانی بوسیله چهار پارامتر

X نام متغیر زبانی است. در این مثال سرعت خودرو

T { آهسته، متوسط، سریع } مجموعه مقادیر زبانی مربوطه است. در این مثال

U دامنه واقعی است. در این مثال $[0, 110]_{\text{mph}}$

M مرتبط می کند. U را به یک مجموعه فازی در T یک قاعده لغوی است که هر مقدار زبانی

قیود زبانی^{۲۵}

- اصطلاحات پایه: مانند *Slow, Medium, Fast*
- مکمل کننده: مانند *Not*
- متصل کننده: مانند *And, Or*
- قیود: مانند *Very, Slightly, More or less*
- علامت: مانند *Positive, Negative*

IF-THEN قواعد فازی

فرم کلی یک قاعده فازی بصورت زیر می باشد:

$IF < \text{عبارت فازی} > THEN < \text{عبارت فازی} >$

حال به بررسی عبارت فازی می پردازیم:

عبارت فازی^{۲۶}

. ساده و مرکب: دو نوع عبارت فازی وجود دارد

مثال: سه عبارت فازی ساده و سه عبارت فازی مرکب:

X is S

X is M

X is F

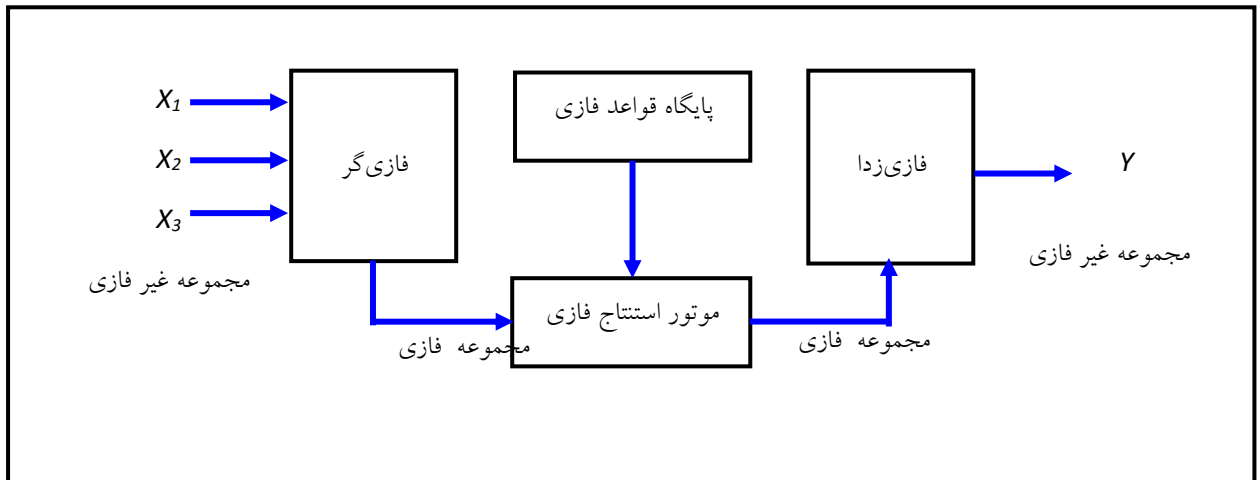
X is S or X is not M

X is not S or X is not F

(X is S and X is not F) or X is M

یک متغیر زبانی می باشد. X می باشند و Fast ، Medium ، Slow مجموعه های فازی F و M و S که

در نظر بگیرید: Y و یک خروجی X_1, X_2, X_3 مثال: سیستمی را با سه ورودی



توسط فازی گر تبدیل X_1, X_2, X_3 همانطور که قبلاً ذکر شد در این سیستم ابتدا سه ورودی غیر فازی به متغیرهای فازی می شوند.

$NL, NM, NS, Z, PS, PM, PL$ دارای γ تابع عضویت بصورت مجموعه های فازی X_1 فرض کنید دارای X_3 می باشد و NL, NS, Z, PS, PL دارای δ تابع عضویت بصورت مجموعه های فازی X_2 می باشد، می باشد. N, Z, P تابع عضویت بصورت مجموعه های فازی

NS, Z, PS, PL نیز دارای δ تابع عضویت است که بصورت مجموعه های فازی Y از طرفی خروجی هستند. NL

نکته: هر کدام از متغیرهای غیر فازی یک دامنه تغییرات دارند که این توابع عضویت در این محدوده تعریف می شوند.

ورودی از رابطه زیر بدست می آید: N تذکر: حداکثر تعداد قواعد زبانی برای سیستم با

(IF-THEN) (حداکثر تعداد قواعد فازی = (تعداد توابع عضویت متغیر اول) * ... * (ام) * N متغیر (تعداد توابع عضویت

بنابراین حداکثر تعداد قواعد زبانی برای سیستم مذکور ۱۰۵ می باشد. فرض کنید یکی از قواعد فازی در پایگاه قواعد فازی به فرم زیر باشد:

IF $\{(X_1 \text{ is NL or } X_2 \text{ is PS) and } X_3 \text{ is Z}\}$ THEN Y is NS

اگر مجموعه‌های بکار رفته در این سیستم مجموعه‌های کلاسیک (غیر فازی) بودند، مشکلی نبود ولی چون این مجموعه‌ها فازی می‌باشند بنابراین:

از مکمل‌های فازی not به جای

از اجتماع فازی or به جای

از اشتراک فازی استفاده می‌شود. and به جای

۶-۴ پایگاه قواعد فازی و موتور استنتاج فازی^{۲۷}

پایگاه قواعد فازی

پایگاه قواعد فازی باید تمامی داده‌های ورودی را پوشش دهد:

فازی را کامل گویند اگر برای هر $x \in U$ حداقل IF-THEN قواعد فازی کامل: یک مجموعه از قواعد یک قاعده در پایگاه قواعد فازی وجود داشته باشد.

فازی را سازگار گویند اگر قواعدی یافت نشوند IF-THEN قواعد فازی سازگار: یک مجموعه از قواعد که بخش‌های اگر یکسان و بخش‌های آنگاه متفاوت باشند.

فازی را پیوسته گویند اگر قواعد همسایه‌ای IF-THEN قواعد فازی پیوسته: یک مجموعه از قواعد آنها تهی باشد. THEN وجود نداشته باشند که اشتراک مجموعه‌های فازی قسمت

شامل سه X_1 مثال: فرض کنید یک سیستم فازی شامل دو ورودی و یک خروجی باشد که ورودی اول باشد می‌توان پایگاه L_2, S_2 شامل دو مجموعه فازی X_2 و ورودی دوم L_1 و M_1 ، S_1 مجموعه فازی قواعد فازی را به فرم زیر نوشت:

IF x_1 is S_1 and x_2 is S_2 THEN y is B_1

IF x_1 is S_1 and x_2 is L_2 THEN y is B_2

IF x_1 is M_1 and x_2 is S_2 THEN y is B_3

IF x_1 is M_1 and x_2 is L_2 THEN y is B_4

IF x_1 is L_1 and x_2 is S_2 THEN y is B_5

IF x_1 is L_1 and x_2 is L_2 THEN y is B_6

موتور استنتاج فازی

بررسی چگونگی نتیجه‌گیری از روی یک مجموعه از قواعد:

۱- استنتاج مبتنی بر ترکیب قواعد^{۲۸}

IF-نمایی قواعد موجود در پایگاه قواعد فازی در یک رابطه فازی ترکیب شده و آنگاه بدیده یک قاعده THEN فازی تنها نگریسته می‌شود.

مراحل محاسبات استنتاج مبتنی بر ترکیب قواعد:

قاعده فازی توابع عضویت را محاسبه می‌کنیم M مرحله اول: برای

$$\mu_{A_1^l \times \dots \times A_n^l}(x_1, \dots, x_n) = \mu_{A_1^l}(x_1) * \dots * \mu_{A_n^l}(x_n) \quad l = 1, 2, \dots, M$$

تعداد ورودی می‌باشد. n -نرم و t نمایانگر * که علامت

در استلزام‌های (FP2) R به عنوان نتیجه B^1 و (FP1) R به عنوان مقدمه $A_1^1 \times \dots \times A_n^1$ مرحله دوم:

گفته شده در نظر می‌گیریم و داریم:

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

$$\mu_{Ru^{(l)}}(x_1, \dots, x_n, y) = \mu_{A_1^l \times \dots \times A_n^l \rightarrow B}(x_1, \dots, x_n, y) \quad l = 1, 2, \dots, M$$

مرحله سوم: محاسبه $\mu_{Q_M}(x, y)$ یا $\mu_{Q_G}(x, y)$ (بترتیب ترکیب ممدانی یا گودل):

$$Q_M = \bigcup_{l=1}^M Ru^{(l)} \Rightarrow \mu_{Q_M}(x, y) = \mu_{Ru^{(1)}}(x, y) + \dots + \mu_{Ru^{(M)}}(x, y)$$

$$Q_G = \bigcap_{l=1}^M Ru^{(l)} \Rightarrow \mu_{Q_G}(x, y) = \mu_{Ru^{(1)}}(x, y) * \dots * \mu_{Ru^{(M)}}(x, y)$$

-نرم است. S-نرم و +نمایانگر t نمایانگر * که علامت

است از روابط زیر B' خروجی موتور استنتاج را که همان A' مرحله چهارم: برای یک ورودی داده شده محاسبه می‌کنیم:

برای ترکیب ممدانی

$$\mu_{B'}(y) = \text{SUP}_{x \in U} t [\mu_{A'}(x), \mu_{Q_M}(x, y)]$$

برای ترکیب گودل

$$\mu_{B'}(y) = \text{SUP}_{x \in U} t [\mu_{A'}(x), \mu_{Q_G}(x, y)]$$

۲- استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه^{۲۹}

خروجی M هر قاعده در پایگاه قواعد فازی یک خروجی فازی را معین کرده و خروجی نهایی ترکیب جداگانه مجموعه‌های فازی خواهد بود.

مراحل محاسبات استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه:

مرحله اول و دوم: مشابه استنتاج مبتنی بر ترکیب قواعد

را برای هر V در B_1' ، خروجی مجموعه فازی U در A' مرحله سوم: برای مجموعه فازی داده شده مطابق با مودس پوننس تعمیم یافته محاسبه می‌کنیم: $Ru^{(1)}$ قاعده جداگانه

$$\mu_{B_l'}(y) = \sup_{x \in U} t [\mu_{A'}(x), \mu_{Ru^{(1)}}(x, y)] \quad l = 1, 2, \dots, M$$

خواهد بود: $\{B_1', B_2', \dots, B_M'\}$ مرحله چهارم: خروجی موتور استنتاج فازی، ترکیب خروجی فازی

بصورت اجتماع:

$$\mu_{B'}(y) = \mu_{B_1'}(y) + \dots + \mu_{B_M'}(y)$$

بصورت اشتراک:

$$\mu_{B'}(y) = \mu_{B_1'}(y) * \dots * \mu_{B_M'}(y)$$

۴-۷ جزئیات چند موتور استنتاج

۱- موتور استنتاج حاصلضرب ممدانی

در این موتور استنتاج از:

- استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه با ترکیب اجتماع
 - استلزام حاصلضرب ممدانی
 - ضرب جبری برای t نرم‌ها و \max برای s نرم‌ها
- استفاده می‌شود.

$$\mu_{B'}(y) = \max_{l=1}^M \left[\sup_{x \in U} (\mu_{A'}(x) \prod_{i=1}^n (\mu_{A_i'}(x_i)) \mu_{B_l'}(y)) \right]$$

۲- موتور استنتاج مینیمم ممدانی

در این موتور استنتاج از:

- استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه با ترکیب اجتماع
 - استلزام مینیمم ممدانی
 - \min برای t نرم‌ها و \max برای s نرم‌ها
- استفاده می‌شود.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

$$\mu_{B'}(y) = \max_{l=1}^M \left[\text{SUP}_{x \in U} \min(\mu_{A'}(x), \mu_{A'_1}(x_1), \dots, \mu_{A'_n}(x_n), \mu_{B'}(y)) \right]$$

۳- موتور استنتاج لوکازویج

در این موتور استنتاج از:

- استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه با ترکیب اشتراک
- استلزام لوکازویج
- min برای t نرمها

استفاده می شود.

$$\mu_{B'}(y) = \min_{l=1}^M \left\{ \text{SUP}_{x \in U} \min \left[\mu_{A'}(x), 1 - \min_{i=1}^n (\mu_{A'_i}(x_i)) + \mu_{B'}(y) \right] \right\}$$

۴- موتور استنتاج زاده

در این موتور استنتاج از:

- استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه با ترکیب اشتراک
- استلزام زاده
- min برای t نرمها

استفاده می شود.

$$\mu_{B'}(y) = \min_{l=1}^M \left\{ \text{SUP}_{x \in U} \min \left[\mu_{A'}(x), \max \left(\min(\mu_{A'_1}(x_1), \dots, \mu_{A'_n}(x_n), \mu_{B'}(y)), 1 - \min_{i=1}^n (\mu_{A'_i}(x_i)) \right) \right] \right\}$$

۵- موتور استنتاج دنیس-رشر

در این موتور استنتاج از:

- استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه با ترکیب اشتراک
- استلزام دنیس-رشر
- min برای t نرمها

استفاده می شود.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

$$\mu_{B'}(y) = \min_{l=1}^M \left\{ \sup_{x \in U} \min \left[\mu_{A'}(x), \max \left(1 - \min_{i=1}^n \left(\mu_{A'_i}(x_i) \right), \mu_{B'}(y) \right) \right] \right\}$$

که در روابط فوق M تعداد قواعد موجود در پایگاه قواعد می باشد و n تعداد کل ورودیها می باشد.

در این روابط $\mu_{A'}(x)$ به یکی از سه فرم زیر معرفی می گردد:

• منفرد فازی

$$\mu_{A'}(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } X = X^* \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

که $X = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]$ و $X^* = [x_1^* \ x_2^* \ \dots \ x_n^*]$ می باشد.

• گوسین

$$\mu_{A'}(x) = e^{-\left(\frac{x_1 - x_1^*}{a_1}\right)^2} * \dots * e^{-\left(\frac{x_n - x_n^*}{a_n}\right)^2}$$

که a_i ها پارامترهای مثبت و * نشان دهنده t نرم می باشد و معمولاً از نوع ضرب یا min انتخاب می گردد.

• مثلثی

$$\mu_{A'}(x) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|x_1 - x_1^*|}{b_1}\right) * \dots * \left(1 - \frac{|x_n - x_n^*|}{b_n}\right) & \text{if } X = X^* \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

که b_i ها پارامترهای مثبت و * نشان دهنده t نرم می باشد و معمولاً از نوع ضرب یا min انتخاب می گردد.

از میان انتخابهای فوق برای $\mu_{A'}(x)$ نوع منفرد فازی محاسبات را بسیار ساده کرده و بنابراین بسیار مورد استفاده قرار می‌گیرد. ولی از طرفی توانایی حذف نویز را ندارد.

با انتخاب منفرد فازی $\mu_{A'}(x)$ موتورهای استنتاج ذکر شده بصورت زیر ساده می‌شوند:

موتور استنتاج حاصلضرب ممدانی

$$\mu_{B'}(y) = \max_{l=1}^M \left[\prod_{i=1}^n (\mu_{A_i^l}(x_i^*)) \mu_{B^l}(y) \right]$$

۵۶

موتور استنتاج مینیمم ممدانی

$$\mu_{B'}(y) = \max_{l=1}^M \left[\min(\mu_{A_1^l}(x_1^*), \dots, \mu_{A_n^l}(x_n^*), \mu_{B^l}(y)) \right]$$

موتور استنتاج لوکازویج

$$\mu_{B'}(y) = \min_{l=1}^M \left\{ 1, 1 - \min_{i=1}^n (\mu_{A_i^l}(x_i^*)) + \mu_{B^l}(y) \right\}$$

موتور استنتاج زاده

$$\mu_{B'}(y) = \min_{l=1}^M \left\{ \max \left(\min(\mu_{A_1^l}(x_1^*), \dots, \mu_{A_n^l}(x_n^*), \mu_{B^l}(y)), 1 - \min_{i=1}^n (\mu_{A_i^l}(x_i^*)) \right) \right\}$$

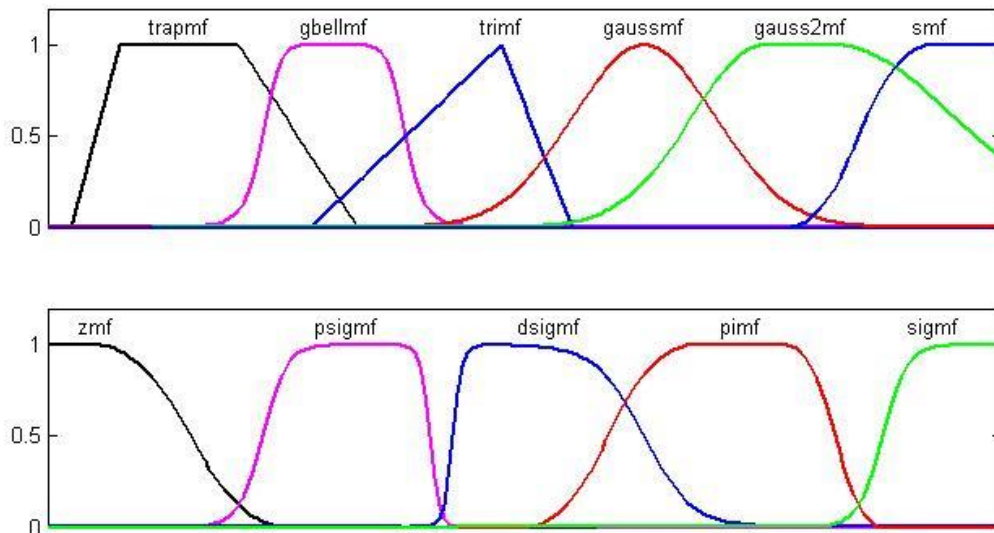
موتور استنتاج دنیس - رشر

$$\mu_{B'}(y) = \min_{l=1}^M \left\{ \max \left(1 - \min_{i=1}^n (\mu_{A_i^l}(x_i^*)), \mu_{B^l}(y) \right) \right\}$$

۴-۸ فازی سازها و فازی زدها^{۳۰}

فازی سازها

در قسمت توابع عضویت و انواع آنها مطرح شد از هر کدام از این نمونه‌ها می‌توان بعنوان فازی ساز استفاده کرد.

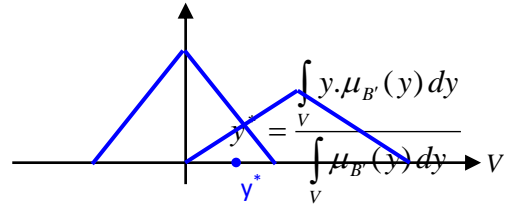


فازی زدها

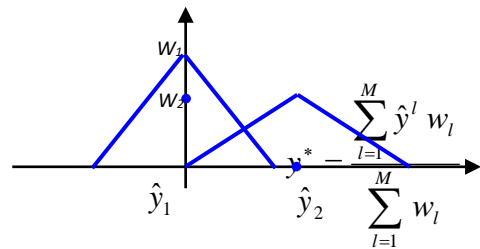
۱- فازی زدای مرکز ثقل^{۳۱}

³⁰ - Fuzzifiers & Defuzzifiers

³¹ - Center of Gravity Defuzzifier



۲- فازی زدای میانگین مراکز^{۳۲}



تعداد کل مجموعه‌های فازی می‌باشد. M درجه ارتفاع آن و w_1 / m ، که \hat{y}^l مرکز مجموعه فازی

۳- فازی زدای ماکزیمم^{۳۳}

یک نقطه باشد $hgt(B')$
 $y^* = hgt(B') = \left\{ y \in V \mid \mu_{B'}(y) = \sup_{y \in V} \mu_{B'}(y) \right\}$

در غیر این صورت از یکی از موارد زیر استفاده می‌کنیم:

فازی زدای کوچکترین ماکزیمم

$$y^* = \inf \{ y \in hgt(B') \}$$

فازی زدای بزرگترین ماکزیمم

$$y^* = \sup \{ y \in hgt(B') \}$$

فازی زدای میانگین ماکزیمم

³² - Center Average Defuzzifier

³³ - Maximium Defuzzifier

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

$$y^* = \frac{\int_{hgt(B')} y dy}{\int_{hgt(B')} dy}$$

فصل پنجم

کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم با

استفاده از منطق فازی

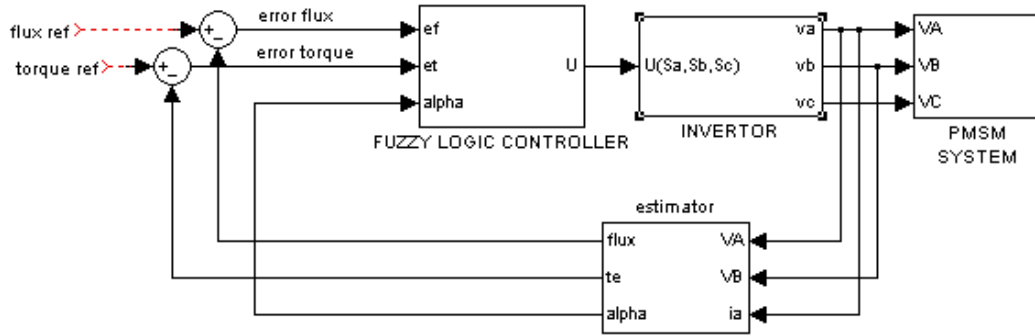
کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از منطق فازی

۱-۵ طرح کنترل

در این فصل به بررسی کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از منطق فازی می پردازیم. شکل ۱-۵ شماتیک یک سیستم مبتنی بر منطق فازی^{۳۴} PMSM DTC را نمایش می دهد.

^{۳۴} Direct torque control permanent magnet synchronous motor

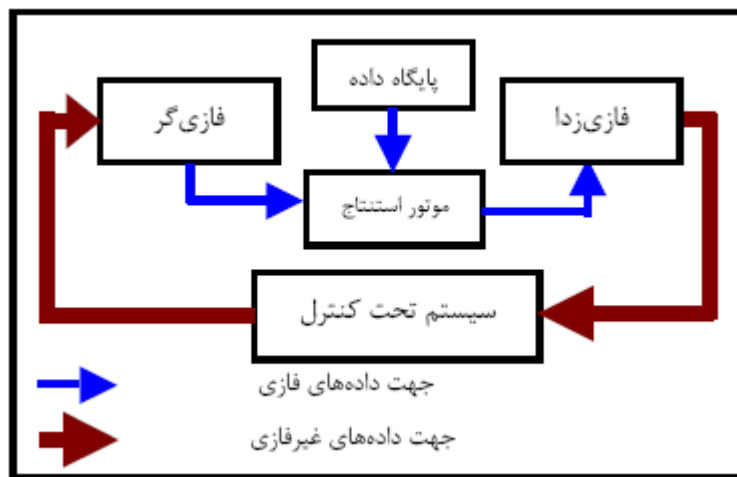
استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



شکل ۱-۵ شماتیک یک سیستم مبتنی بر منطق فازی DTC PMSM

در این شکل کنترل فازی جایگزین کنترلرهای هیستریزس خطای گشتاور، خطای شار پیوندی و جدول سوئیچینگ ولتاژ اینورتر استفاده شده در سیستم DTC مرسوم شده است. در این شکل خطای گشتاور، خطای شار پیوندی و موقعیت زاویه ای شار پیوندی ورودیهای کنترلر فازی می باشند و خروجی فازی بردار وضعیت سوئیچینگ اینورتر را تعیین می نماید.

در این سیستم، کنترلر فازی از چهار بخش اصلی، فازی سازها، موتور استنتاج فازی، پایگاه قواعد فازی و فازی دا تشکیل شده است.



شکل ۲-۵ بلوک دیاگرام یک سیستم کنترل شامل کنترل فازی

۲-۵ فازی سازها ۳۵

در این بخش متغیرهای ورودی با استفاده از توابع عضویت فازی سازی می شوند. نحوه انتخاب توابع عضویت به کاربر بستگی دارد و معمولاً این انتخاب بر اساس دسته بندی اطلاعات و یا دانش زبانی اشخاص

کارشناس صورت می گیرد. نحوه انتخاب بر روی هر قاعده فازی تاثیر گذار خواهد بود. ولی به منظور افزایش سرعت کنترل فازی می توان این توابع را از نوع مثلثی^{۳۶} یا ذوزنقه ای^{۳۷} انتخاب نمود. در اینجا بر اساس دسته بندی اطلاعات مربوط به DTC PMSM که در جدول (۵-۱) آمده است توابع عضویت خطای گشتاور، خطای شار پیوندی، و توابع عضویت موقعیت زاویه ای شار پیوندی استاتور از نوع ذوزنقه ای انتخاب شده اند. این توابع در شکل های ۵-۲ تا ۵-۴ نمایش داده شده اند.

جدول ۵-۱: جدول بهینه وضعیت سوئیچینگ اینورتر

Out put of Switching table		$d_{\phi} = 0$		$d_{\phi} = 1$	
		$d_{te} = 0$	$d_{te} = 1$	$d_{te} = 0$	$d_{te} = 1$
Alpha	1	$v_5(0,0,1)$	$v_3(0,1,0)$	$v_6(1,0,1)$	$v_2(1,1,0)$
	2	$v_6(1,0,1)$	$v_4(0,1,1)$	$v_1(1,0,0)$	$v_3(0,1,0)$
	3	$v_1(1,0,0)$	$v_5(0,0,1)$	$v_2(1,1,0)$	$v_4(0,1,1)$
	4	$v_2(1,1,0)$	$v_6(1,0,1)$	$v_3(0,1,0)$	$v_5(0,0,1)$
	5	$v_3(0,1,0)$	$v_1(1,0,0)$	$v_4(0,1,1)$	$v_6(1,0,1)$
	6	$v_4(0,1,1)$	$v_2(1,1,0)$	$v_5(0,0,1)$	$v_1(1,0,0)$

در جدول ۵-۱، d_{te} و d_{ϕ} بترتیب خروجی کنترلرهای هیستریزس شار پیوندی و گشتاور هستند.

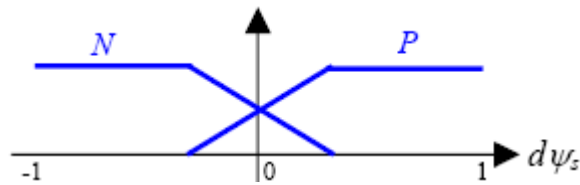
با توجه به اینکه

$d_{\phi} = 1$ اگر شار واقعی پیوندی استاتور از مقدار مرجع کوچکتر باشد. خطای شار مثبت باشد.

$d_{\phi} = 0$ اگر شار واقعی پیوندی استاتور از مقدار مرجع بزرگتر باشد. خطای شار منفی باشد.

توابع عضویت خطای شار پیوندی مطابق شکل (۵-۳) انتخاب شده اند. یعنی اگر خطای شار مثبت باشد متعلق به تابع عضویت Positive(P) است و اگر خطای شار منفی باشد متعلق به تابع عضویت Negative(N) می باشد. انتخاب نام برای هر یک از توابع کاملا اختیاری است ولی معمولا طوری انتخاب می شوند که به دانش زبانی اشخاص نزدیک باشد.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



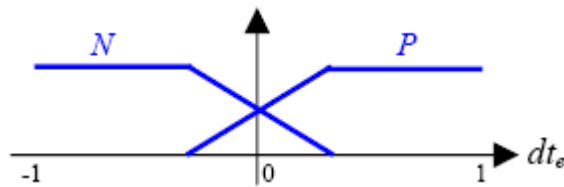
شکل ۳-۵ توابع عضویت خطای شار پیوندی

با توجه به اینکه

$d_{te} = 1$ اگر گشتاور واقعی از مقدار مرجع کوچکتر باشد. خطای گشتاور مثبت باشد.

$d_{te} = 0$ اگر گشتاور واقعی از مقدار مرجع بزرگتر باشد. خطای گشتاور منفی باشد.

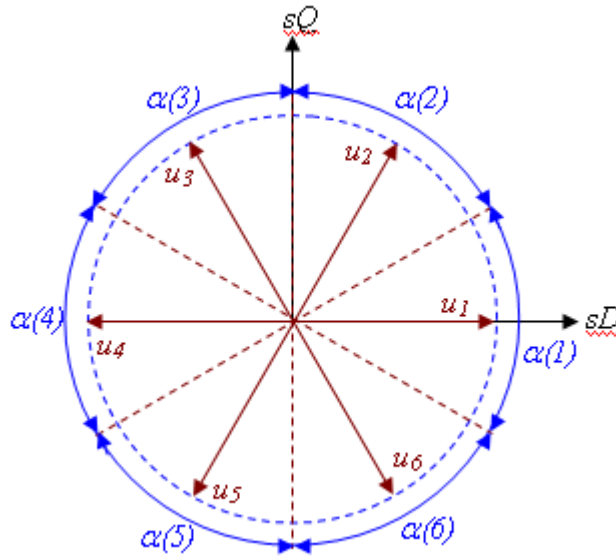
توابع عضویت خطای گشتاور الکترومغناطیسی مطابق شکل (۴-۵) انتخاب شده اند. یعنی اگر خطای گشتاور مثبت باشد متعلق به تابع عضویت Positive(P) است و اگر خطای گشتاور منفی باشد متعلق به تابع عضویت Negative(N) می باشد.



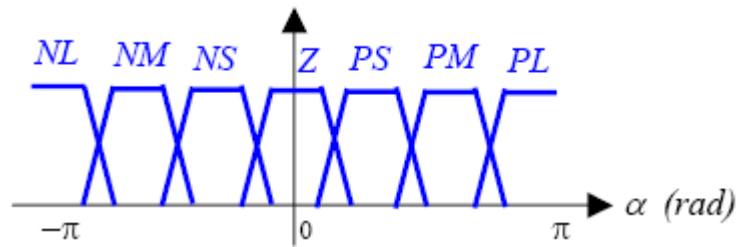
شکل ۴-۵ توابع عضویت خطای گشتاور

با توجه به شکل (۵-۵)، موقعیت زاویه ای شار پیوندی استاتور به شش ناحیه تقسیم شده است. بنا بر این توابع عضویت موقعیت زاویه ای شار پیوندی استاتور را می توان مطابق شکل (۶-۵) انتخاب نمود.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



شکل ۵-۵ شش بردار سوئیچینگ فعال $(\bar{u}_1, \bar{u}_2, \dots, \bar{u}_6)$



شکل ۵-۶ توابع عضویت موقعیت زاویه ای شار پیوندی استاتور

توابع عضویت موقعیت زاویه ای شار استاتور با نامهای (NL) negative large، (NM) negative medium، (NS) negative small، (Z) zero، (PS) positive small، (PM) positive medium، (PL) positive large نام گذاری شده اند.

بایستی توجه نمود که توابع عضویت انتخابی بتواند تمامی مقادیر متغیرهای ورودی را پوشش دهد. این امر با انتخاب -inf به عنوان ابتدائی ترین نقطه محور حقیقی از سمت چپ، برای اولین تابع عضویت از سمت چپ و +inf انتهایی ترین نقطه سمت راست محور حقیقی، برای آخرین تابع عضویت از راست صورت می گیرد. این مطلب یک شرط لازم برای پایداری کنترلر فازی است. علاوه بر این وجود یک همپوشانی بین توابع عضویت مجاور سبب پیاده سازی بهتر اصول منطق فازی می شود.

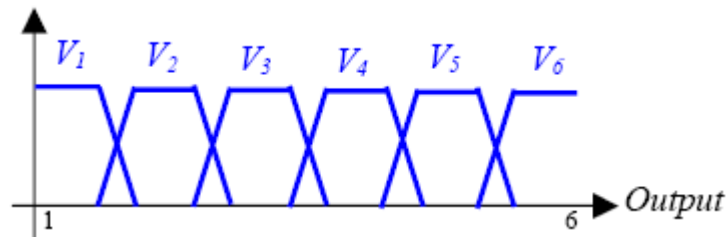
۳-۵ فازی زد^{۳۸}

Defuzzifiers^{۳۸}

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

با توجه به این که خروجی فازی تعیین کننده بردار وضعیت سوئیچینگ اینورتر است. توابع عضویت آن مطابق شکل (۵-۷) زیر انتخاب شده اند. خروجی موتور استنتاج توسط فازی زدای میانگین مراکز به مقداری حقیقی تبدیل می شود.

این مقدار اعداد ۱ تا شش است که بوسیله واسط بین جدول سوئیچینگ بهینه و اینورتر با تعیین وضعیت سه سوئیچ s_b ، s_a ، s_c بردار ولتاژ استاتور مشخص می شود.



شکل ۵-۷ توابع عضویت خروجی

۵-۴ موتور استنتاج فازی^{۳۹}

موتور استنتاج فازی وظیفه بررسی چگونگی نتیجه گیری از روی یک مجموعه از قواعد را به عهده دارد. موتور استنتاج فازی به کار برده شده در این سیستم موتور مینیمم ممدانی است. این نوع موتور استنتاج معمولاً در اکثر سیستم های فازی بکار می رود.

در این موتور استنتاج از:

- استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه با ترکیب اجتماع
- استلزام مینیمم ممدانی
- min برای t نرمها و max برای s نرمها

استفاده می شود.

$$\mu_{B'}(y) = \max_{l=1}^M \left[\text{SUP}_{x \in U} \min(\mu_{A'}(x), \mu_{A_1'}(x_1), \dots, \mu_{A_n'}(x_n), \mu_{B'}(y)) \right]$$

۵-۵ پایگاه قواعد فازی^{۴۰}

قواعد فازی که در این سیستم بکار برده شده اند بر اساس جدول ۲-۵ نوشته شده اند.

جدول ۲-۵ جدول قواعد فازی

<i>Fuzzy Rule Base</i>		<i>dψ=N</i>		<i>dψ=P</i>	
		<i>dt_e=N</i>	<i>dt_e=P</i>	<i>dt_e=N</i>	<i>dt_e=P</i>
<i>α</i>	<i>Z</i>	<i>V₅</i>	<i>V₃</i>	<i>V₆</i>	<i>V₂</i>
	<i>PS</i>	<i>V₆</i>	<i>V₄</i>	<i>V₁</i>	<i>V₃</i>
	<i>PM</i>	<i>V₁</i>	<i>V₅</i>	<i>V₂</i>	<i>V₄</i>
	<i>NL or PL</i>	<i>V₂</i>	<i>V₆</i>	<i>V₃</i>	<i>V₅</i>
	<i>NM</i>	<i>V₃</i>	<i>V₁</i>	<i>V₄</i>	<i>V₆</i>
	<i>NS</i>	<i>V₄</i>	<i>V₂</i>	<i>V₅</i>	<i>V₁</i>

این قواعد عبارتند از

IF (*dψ* is N and *dte* is N and *α* is Z) THEN *Y* iz *V₅*

IF (*dψ* is N and *dte* is P and *α* is Z) THEN *Y* iz *V₃*

IF (*dψ* is P and *dte* is N and *α* is Z) THEN *Y* iz *V₆*

IF (*dψ* is P and *dte* is P and *α* is Z) THEN *Y* iz *V₂*

IF (*dψ* is N and *dte* is N and *α* is PS) THEN *Y* iz *V₆*

IF (dψ is N and dte is P and α is PS) THEN Y iz V4

IF (dψ is P and dte is N and α is PS) THEN Y iz V1

IF (dψ is P and dte is P and α is PS) THEN Y iz V3

IF (dψ is N and dte is N and α is PM) THEN Y iz V1

IF (dψ is N and dte is P and α is PM) THEN Y iz V5

IF (dψ is P and dte is N and α is PM) THEN Y iz V2

IF (dψ is P and dte is P and α is PM) THEN Y iz V4

IF (dψ is N and dte is N and α is NL) THEN Y iz V2

IF (dψ is N and dte is P and α is NL) THEN Y iz V6

IF (dψ is P and dte is N and α is NL) THEN Y iz V3

IF (dψ is P and dte is P and α is NL) THEN Y iz V5

IF (dψ is N and dte is N and α is PL) THEN Y iz V2

IF (dψ is N and dte is P and α is PL) THEN Y iz V6

IF (dψ is P and dte is N and α is PL) THEN Y iz V3

IF (dψ is P and dte is P and α is PL) THEN Y iz V5

IF (dψ is N and dte is N and α is NM) THEN Y iz V3

IF (dψ is N and dte is P and α is NM) THEN Y iz V1

IF (dψ is P and dte is N and α is NM) THEN Y iz V4

IF (dψ is P and dte is P and α is NM) THEN Y iz V6

IF (dψ is N and dte is N and α is NS) THEN Y iz V4

IF (dψ is N and dte is P and α is NS) THEN Y iz V2

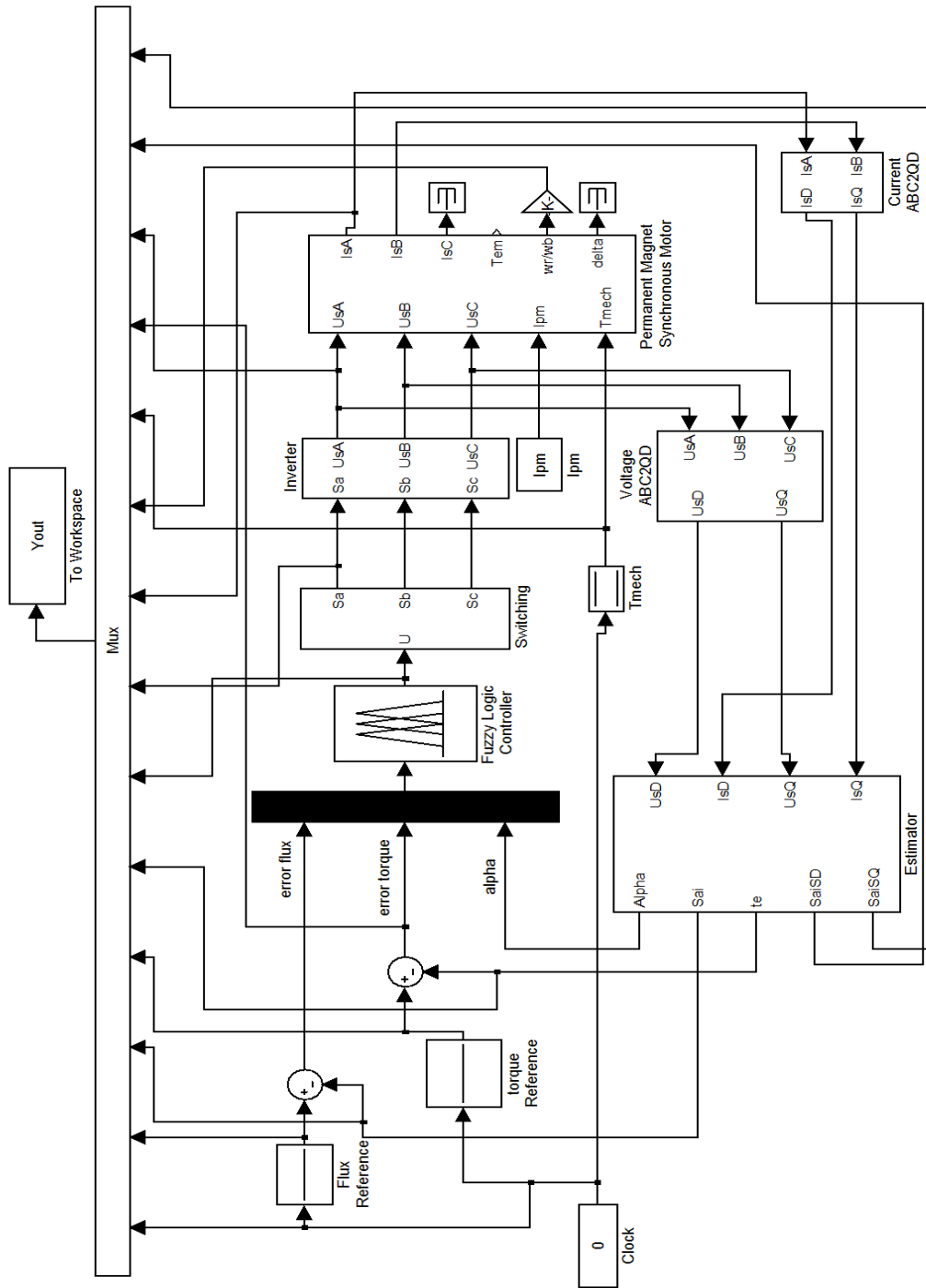
IF (dψ is P and dte is N and α is NS) THEN Y iz V5

IF (dψ is P and dte is P and α is NS) THEN Y iz V1

۵-۶ شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از منطق فازی

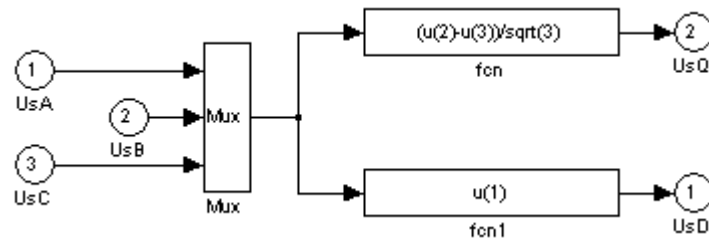
۵-۶-۱ شبیه سازی بدون حلقه سرعت

بلوک دیاگرام کلی کنترل مستقیم گشتاور یک موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از منطق فازی بدون حلقه سرعت در شکل (۵-۸) نشان داده شده است. این بلوک دیاگرام شامل زیر سیستم های موتور سنکرون آهنربای دائم، تبدیلات سه فاز به دو فاز جریان، تبدیلات سه فاز به دو فاز ولتاژ، تخمینگر اندازه و زاویه شار استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی، مقایسه های شار و گشتاور، جدول سوئیچینگ بهینه، واسط بین جدول سوئیچینگ بهینه و اینورتر می باشد. معادلات مربوط به این زیر سیستم ها در فصل دوم آمده است. شکل های (۵-۹) تا (۵-۱۳) این زیر سیستم ها را نشان می دهند.

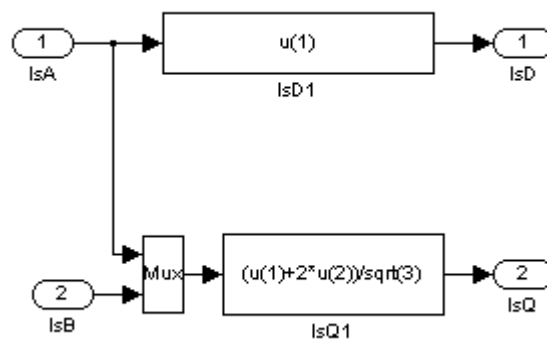


شکل ۵-۸ بلوک دیاگرام کلی کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از منطق فازی یک موتور سنکرون آهنربای دائم بدون حلقه سرعت

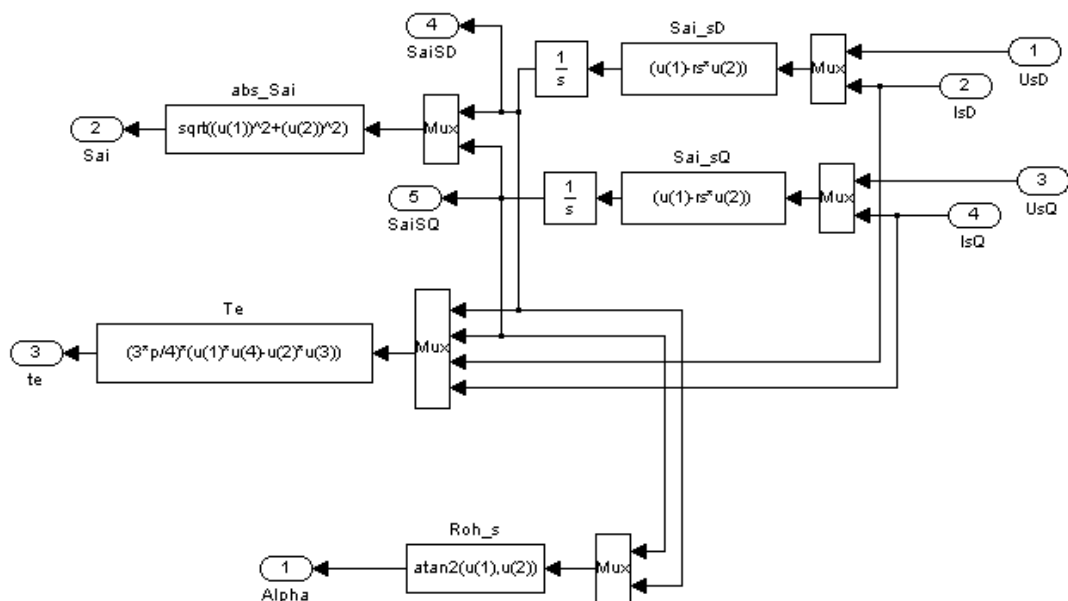
استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



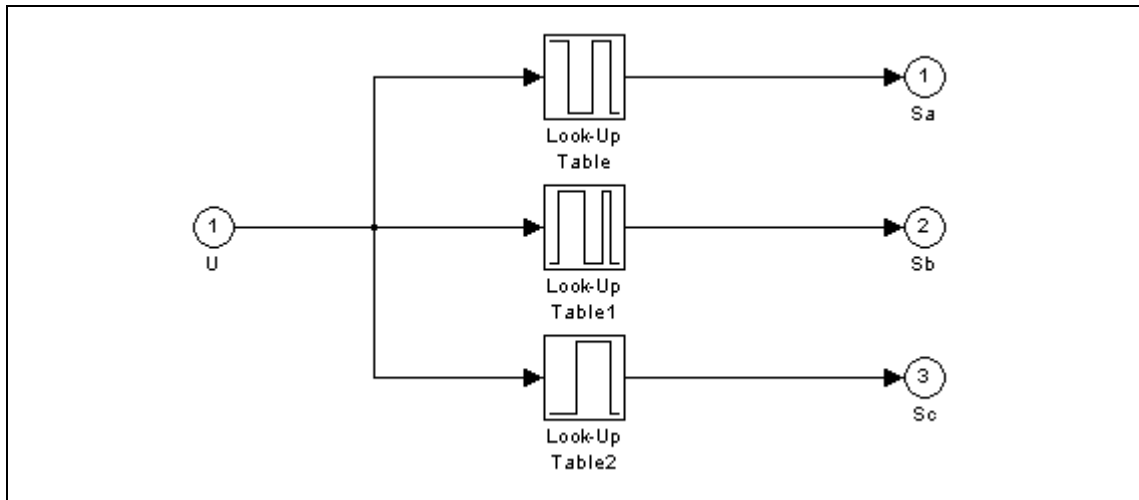
شکل(۵-۹) ساختار داخلی تبدیل سه فاز به دو فاز ولتاژ (voltage ABC2DQ)



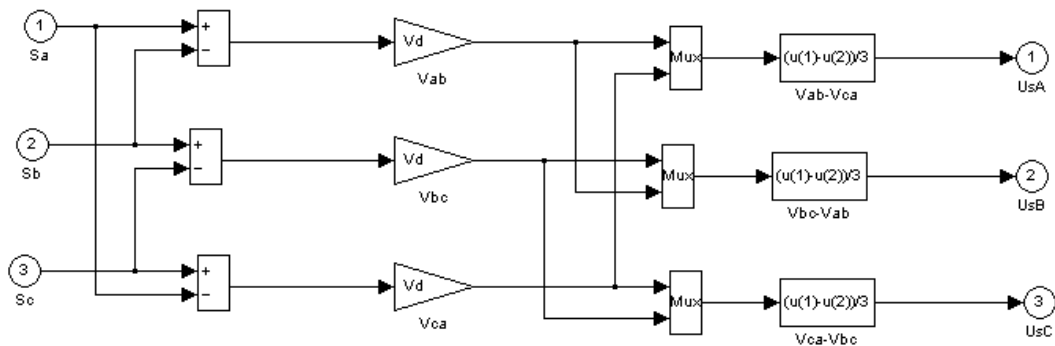
شکل(۵-۱۰) ساختار داخلی تبدیل سه فاز به دو فاز جریان (current ABC2 DQ)



شکل (۵-۱۱) ساختار داخلی تخمین گر (estimator)



شکل (۵-۱۲) ساختار داخلی واسط بین جدول سوئیچینگ بهینه و اینورتر (switching)



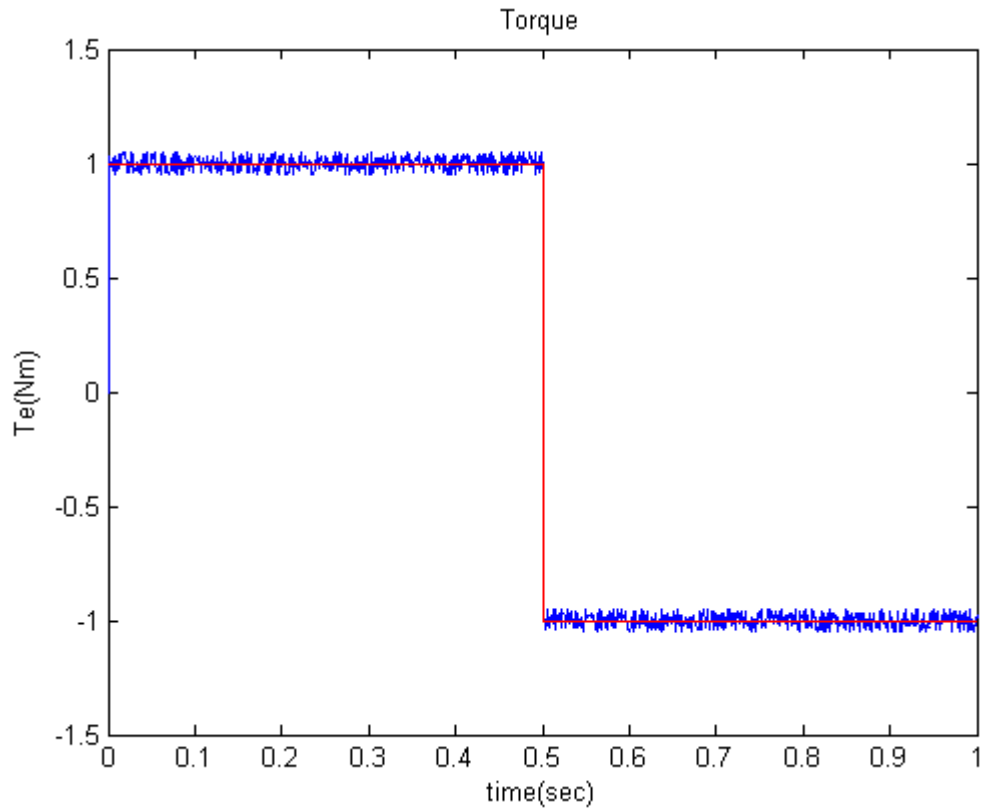
شکل (۵-۱۳) ساختار داخلی اینورتر (inverter)

پس از اجرای شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور یک موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از منطق فازی بدون حلقه سرعت نتایج ارائه شده در شکل های (۵-۱۴) الی (۵-۲۰) بدست آمده است. این شکل ها بترتیب شکل های گشتاور الکترومغناطیسی مرجع و واقعی موتور نسبت به زمان، شار مرجع و واقعی استاتور نسبت به زمان، سرعت واقعی روتور نسبت به زمان، جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان، ولتاژ فاز اول استاتور نسبت به زمان، شار محور مستقیم استاتور نسبت به شار محور قائم استاتور و بردار فضایی ولتاژ سوئیچینگ اینورتر^{۴۱} هستند.

^{۴۱} Inverter switching voltage space vector

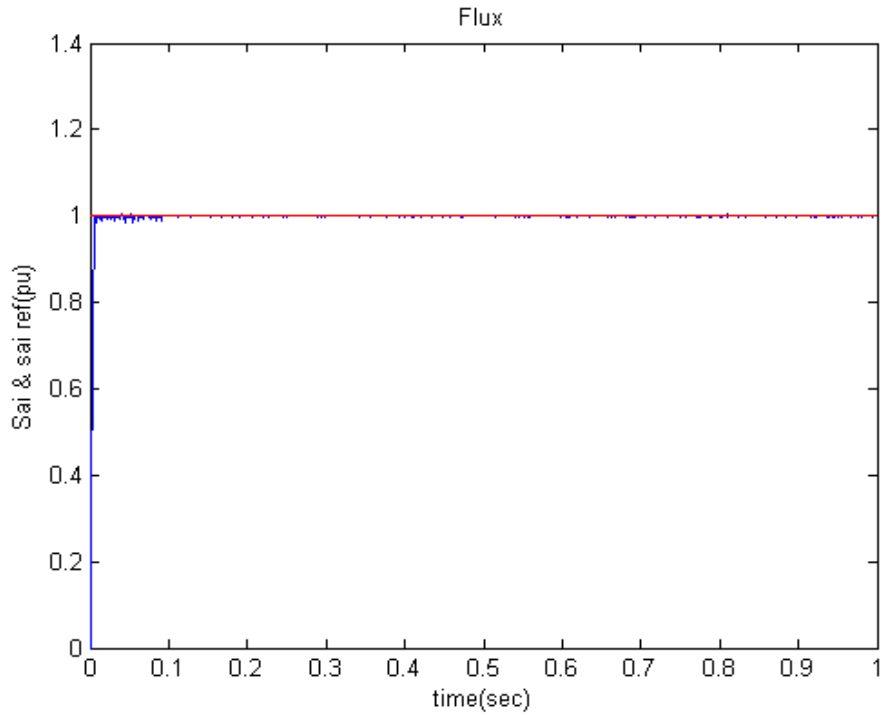
استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

این شکل ها تحت شرایطی که یک بار مکانیکی مطابق شکل (۵-۲۱) به موتور اعمال می شود بدست آمده اند.

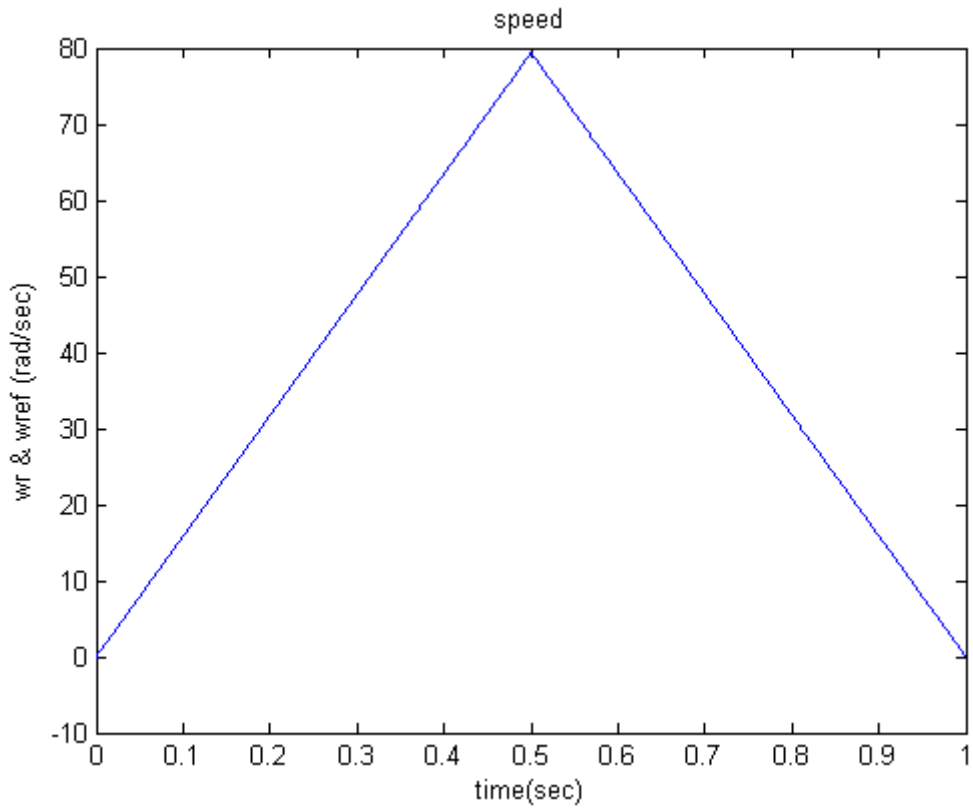


شکل(۵-۱۴) گشتاور الکترومغناطیسی مرجع و واقعی موتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

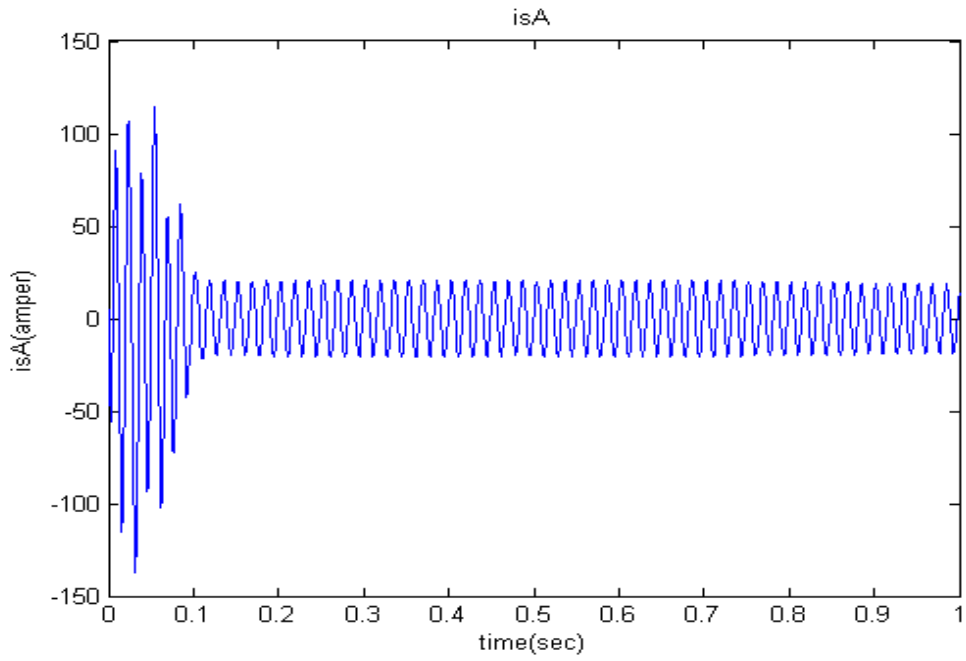


شکل(۵-۱۵) شار مرجع و واقعی استاتور نسبت به زمان

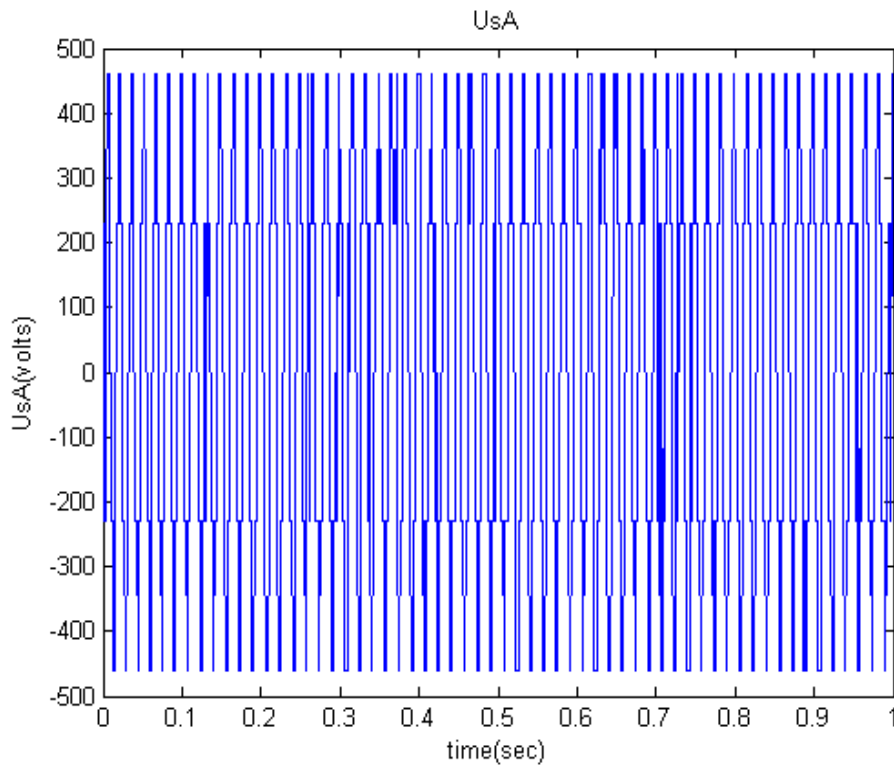


شکل(۵-۱۶) سرعت واقعی روتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

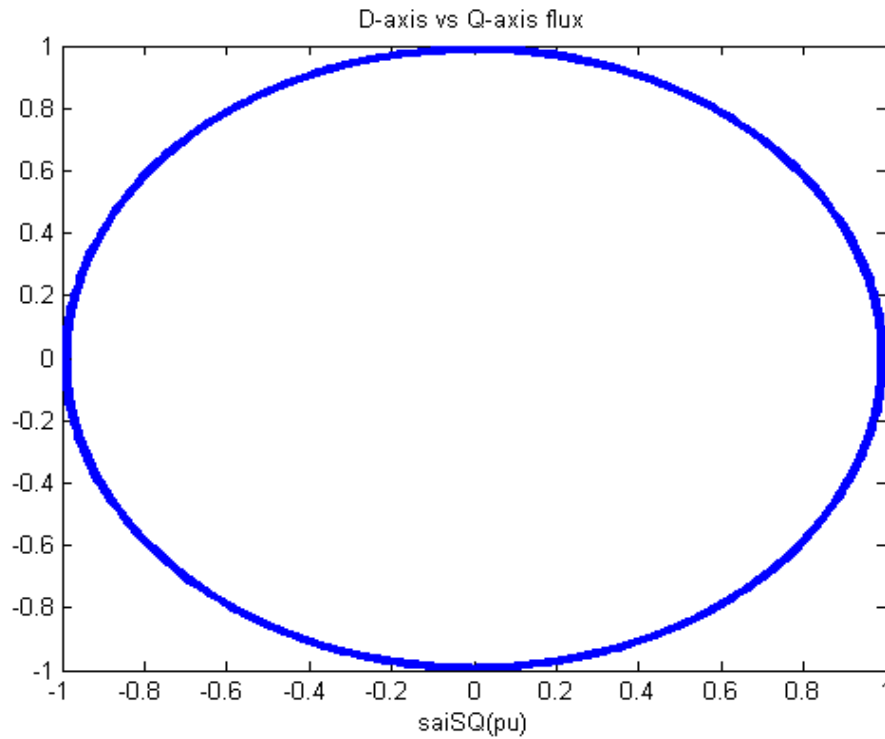


شکل(۵-۱۷) جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان

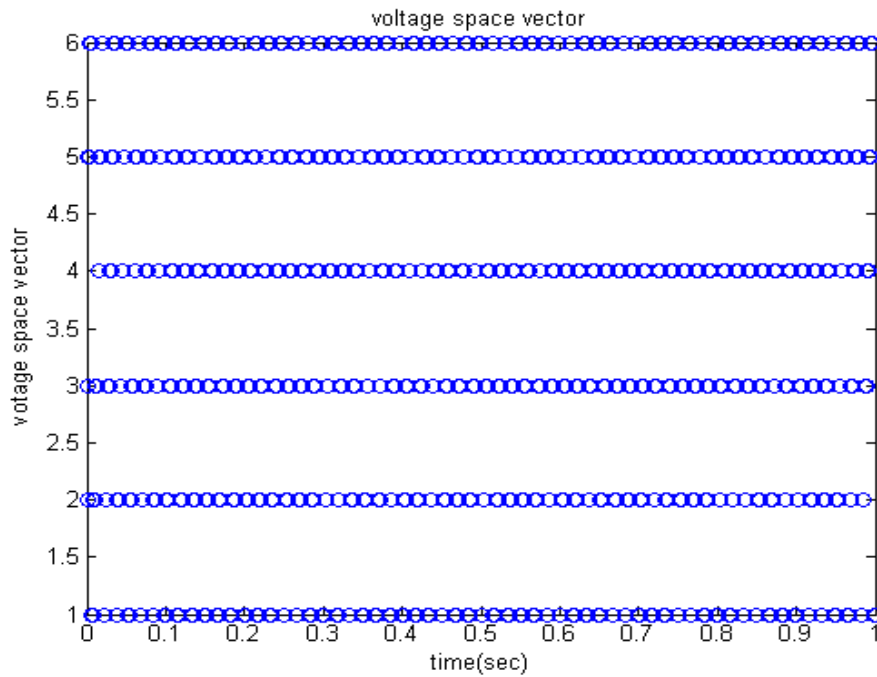


شکل(۵-۱۸) ولتاژ فاز اول استاتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

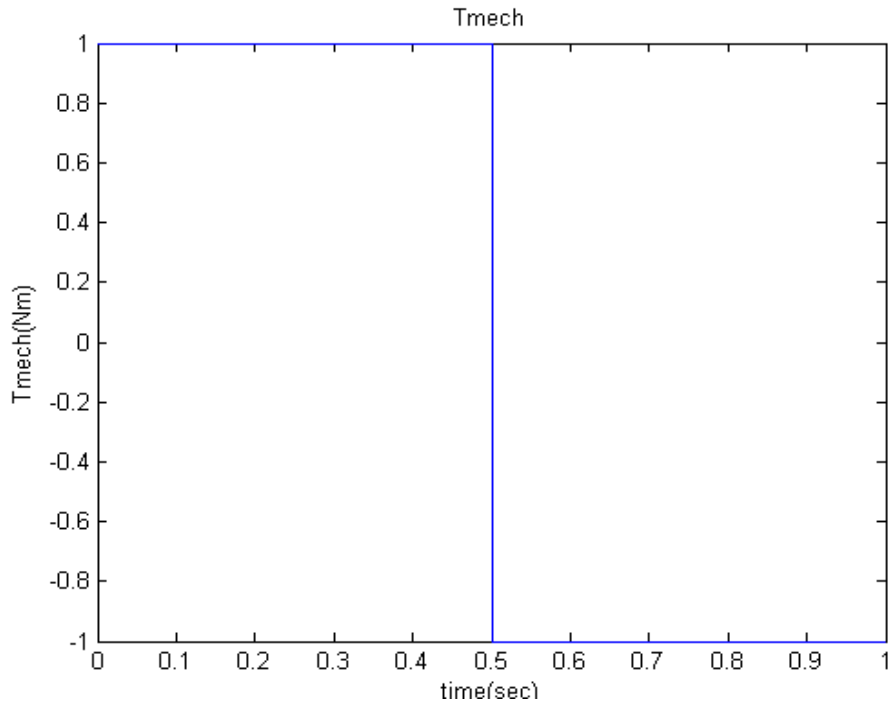


شکل(۵-۱۹) شار محور مستقیم استاتور نسبت به شار محور قائم استاتور



شکل(۵-۲۰) بردار فضایی ولتاژ سوئیچینگ اینورتر

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



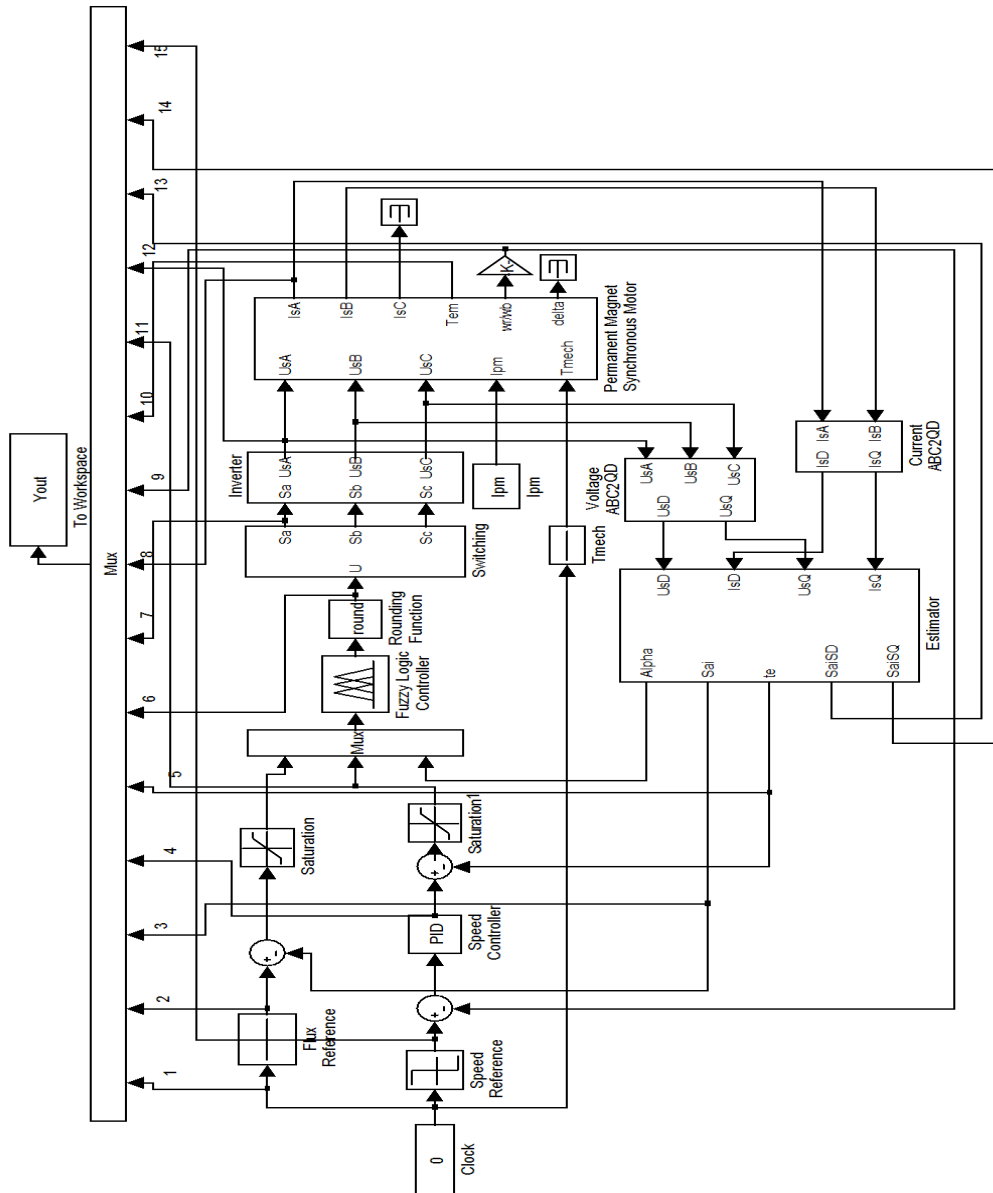
شکل (۵-۲۱) بار مکانیکی اعمال شده به موتور

۵-۶-۲ شبیه سازی با حلقه سرعت

شکل (۵-۲۲) بلوک دیاگرام کلی کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از منطق فازی یک موتور سنکرون آهنربای دائم با حلقه سرعت را نشان می دهد.

در این حالت مرجع گشتاور خروجی کنترلر سرعت در نظر گرفته می شود و مرجع سرعت یک ورودی پله با دامنه سرعت نامی موتور wbm می باشد.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



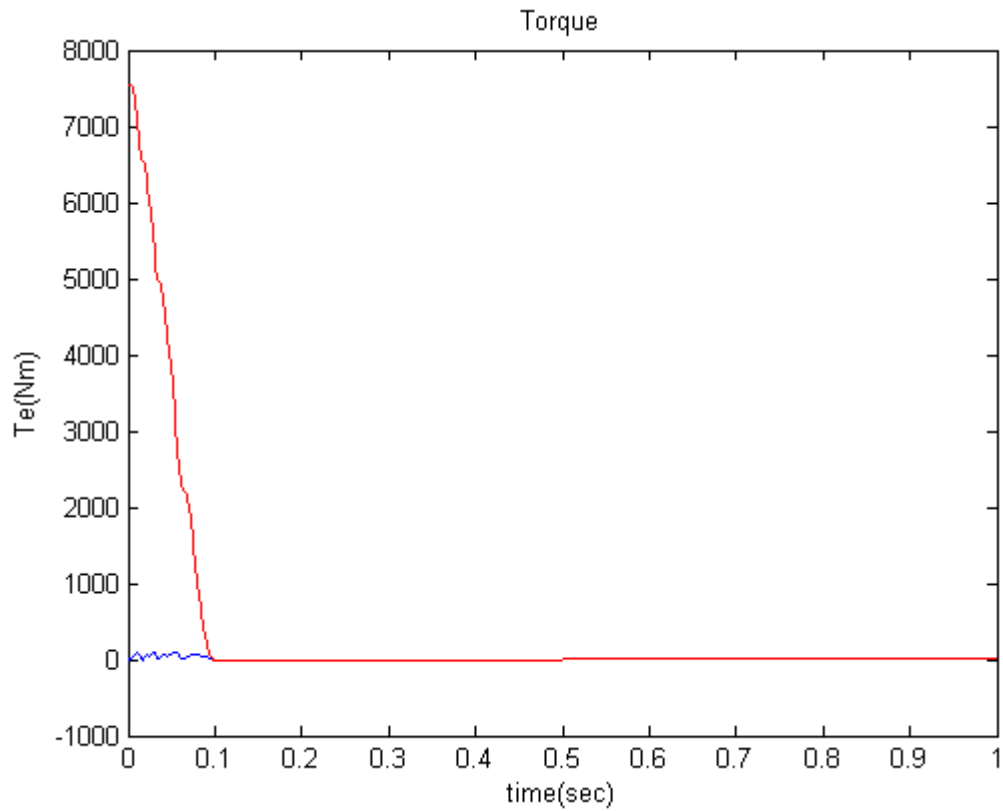
شکل (۵-۲۲) بلوک دیاگرام کلی کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از منطق فازی یک موتور سنکرون آهنربای دائم با حلقه سرعت

مقدار پهنه ظرایب k_p و k_i کنترلر PI سرعت، به منظور ردیابی سرعت بر ۲۰ و ۰٫۱ می باشند.

پس از اجرای شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور یک موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از منطق فازی با حلقه سرعت نتایج ارئه شده در شکل های (۵-۲۳) الی (۵-۲۹) بدست آمده است. این شکل ها بترتیب شکل های گشتاور الکترومغناطیسی مرجع و واقعی موتور نسبت به زمان، شار مرجع و واقعی استاتور نسبت به زمان، سرعت واقعی روتور نسبت به زمان، جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان، ولتاژ فاز اول استاتور نسبت به زمان، شار محور مستقیم استاتور نسبت به شار محور قائم استاتور و بردار فضایی ولتاژ سوئیچینگ اینورتر هستند.

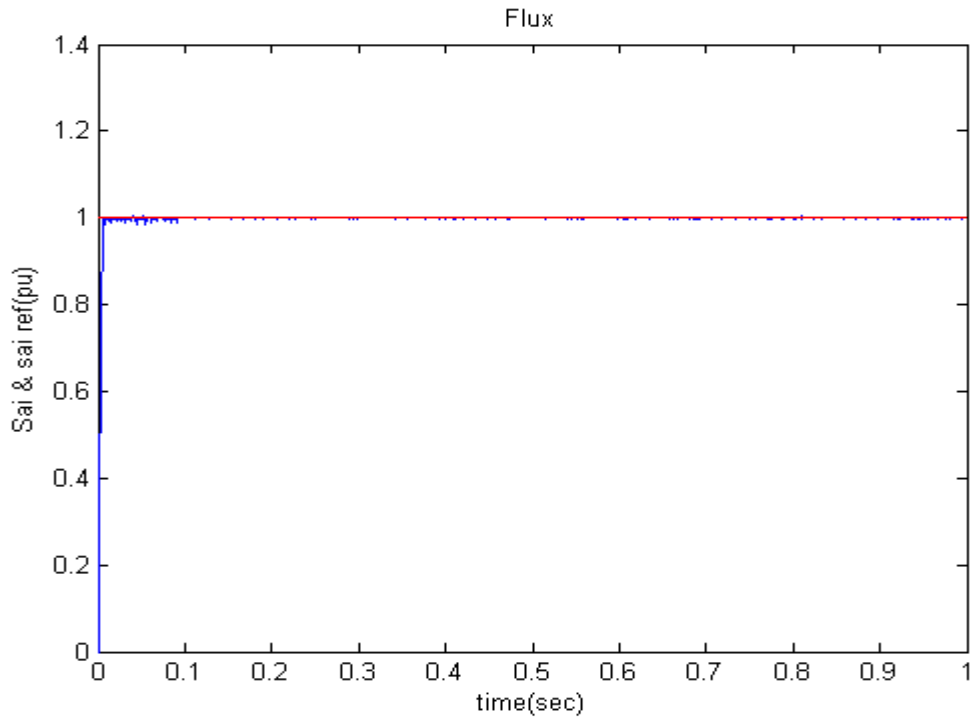
استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

این شکل ها تحت شرایطی که یک بار مکانیکی مطابق شکل (۵-۲۱) به موتور اعمال می شود بدست آمده اند.

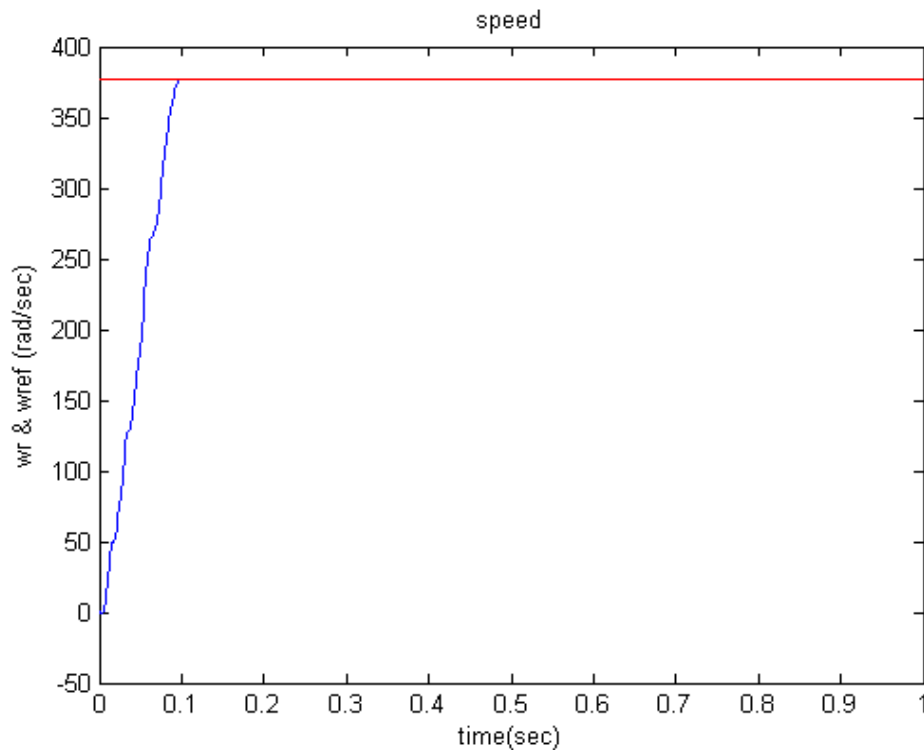


شکل(۵-۲۳) گشتاور الکترومغناطیسی مرجع و واقعی موتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

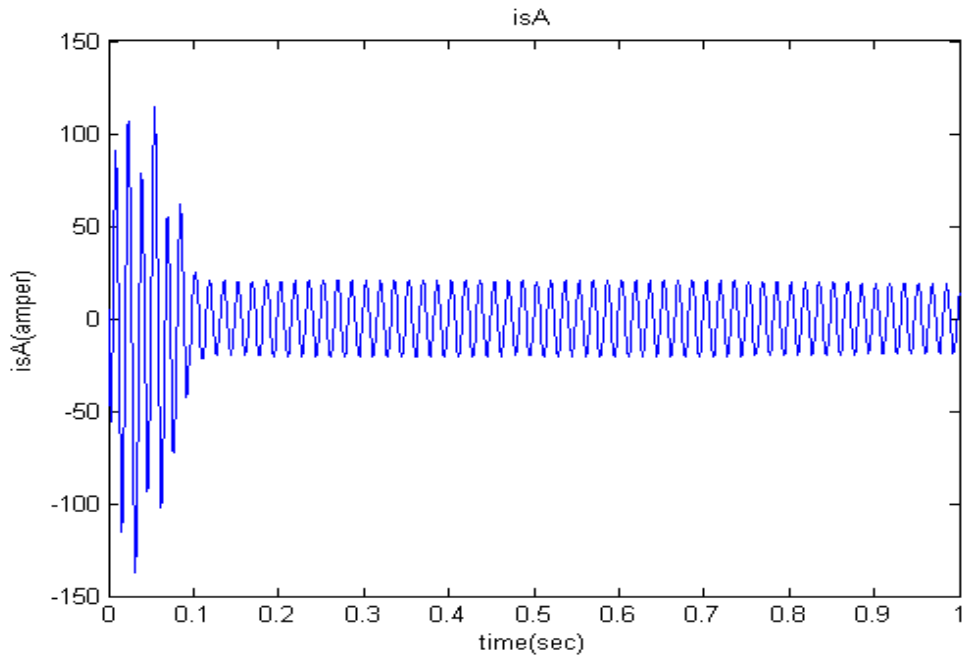


شکل (۲۴-۵) شار مرجع و واقعی استاتور نسبت به زمان

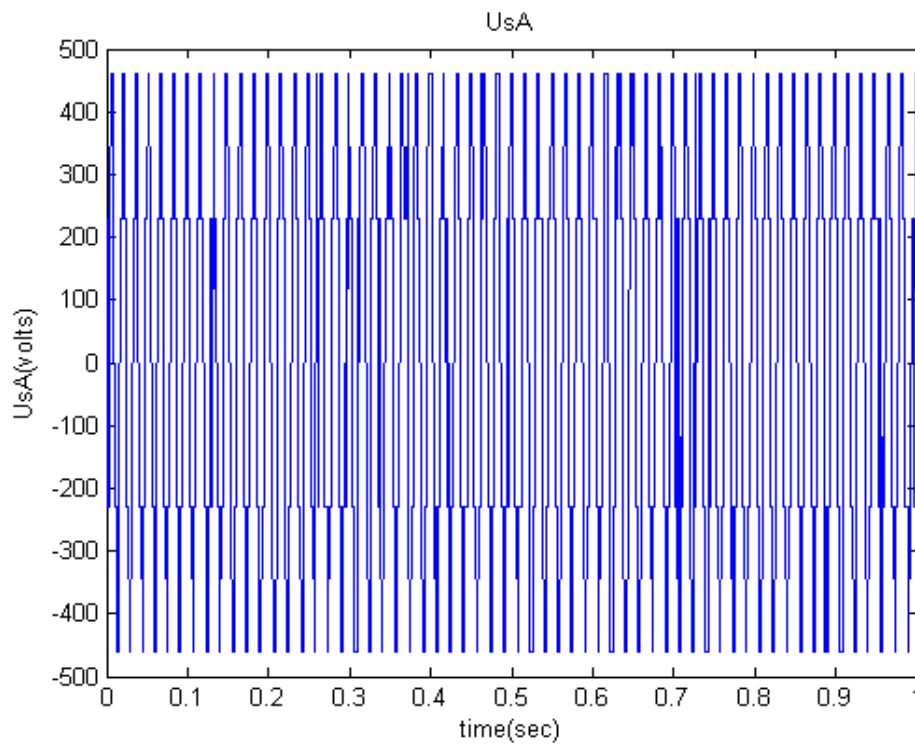


شکل (۲۵-۵) سرعت واقعی و مرجع روتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

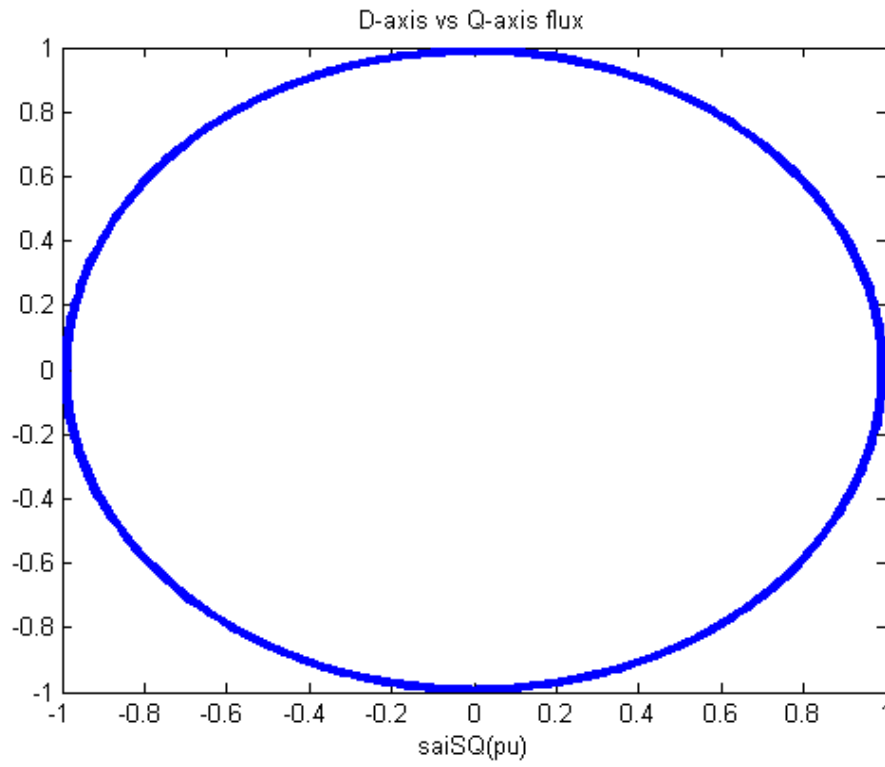


شکل (۲۶-۵) جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان



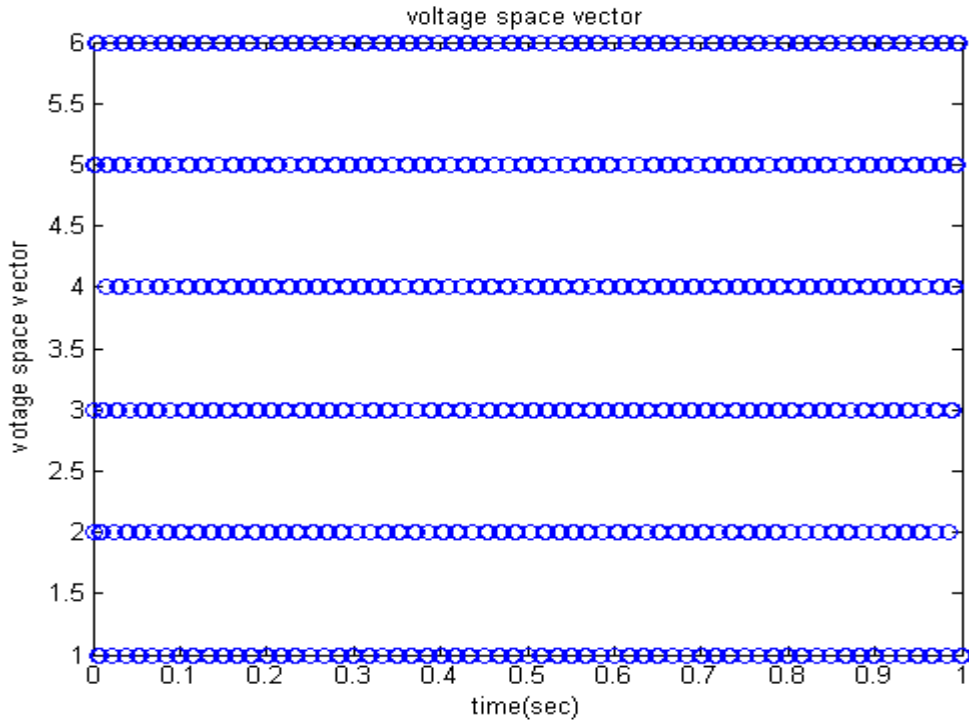
شکل (۲۷-۵) ولتاژ فاز اول استاتور نسبت به زمان

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

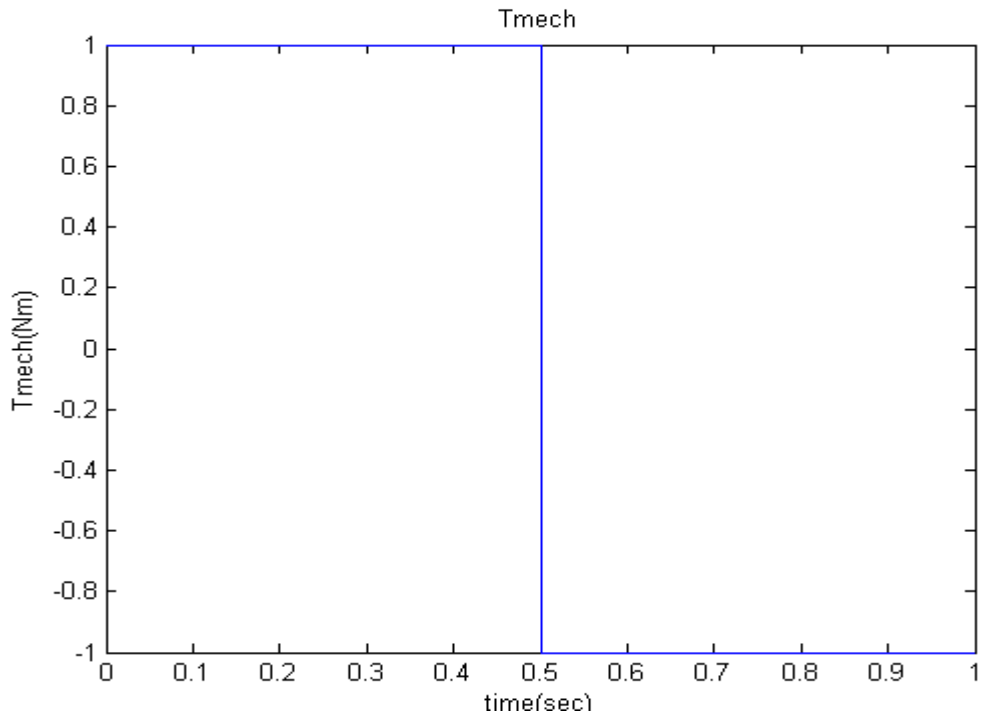


شکل (۲۸-۵) شار محور مستقیم استاتور نسبت به شار محور قائم استاتور

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



شکل (۵-۲۹) بردار فضایی ولتاژ سوئیچینگ اینورتر



استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

شکل (۵-۳۰) بار مکانیکی اعمال شده به موتور

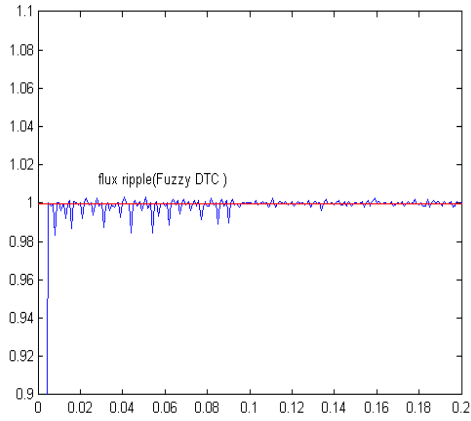
فصل ششم

نتیجه گیری

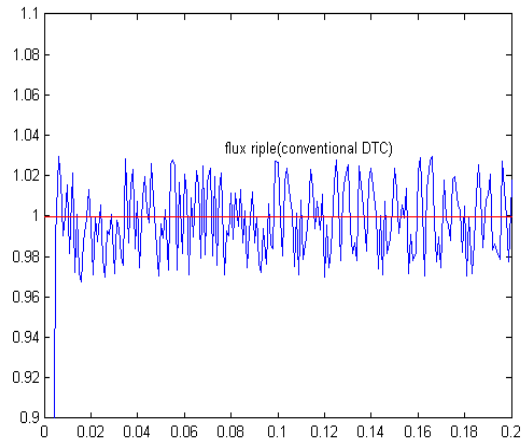
نتیجه گیری

در این فصل به منظور مقایسه بین کنترل مستقیم گشتاور به روش مرسوم و فازی، منحنی ریپل شار استاتور، ریپل گشتاور الکترومغناطیسی، پاسخ به تغییرات مرجع سرعت و جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان آورده شده است.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد



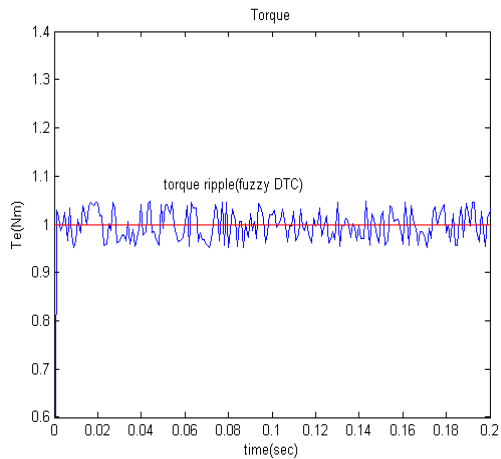
(شکل ۶-۲- ریپل شار استاتور، کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از منطق فازی)



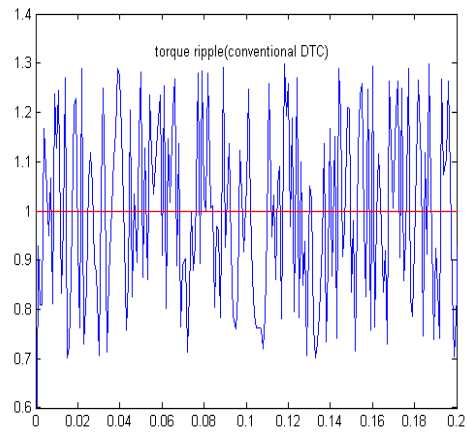
(شکل ۶-۱- ریپل شار استاتور، کنترل مستقیم گشتاور مرسوم)

ریپل شار پیوندی در حالت ماندگار، به روش مرسوم ۳,۵ درصد است در حالی که به روش فازی برابر ۰,۵ درصد می باشد.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

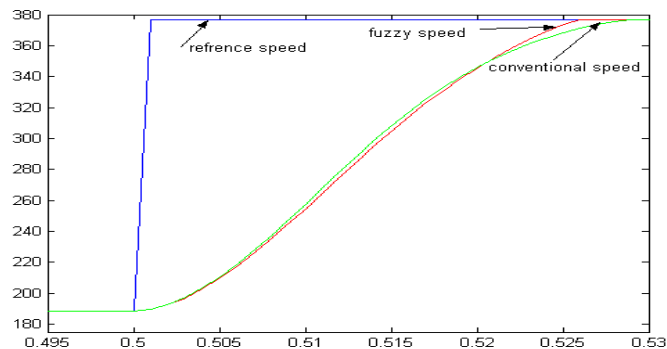


(شکل ۶-۴- ریبیل گشتاور الکترومغناطیسی، کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از منطق فازی)



(شکل ۶-۳- ریبیل گشتاور الکترومغناطیسی، کنترل مستقیم گشتاور مرسوم)

ریبیل گشتاور الکترومغناطیسی، به روش مرسوم ۳۰ درصد است در حالی که به روش فازی برابر ۵ درصد می باشد.

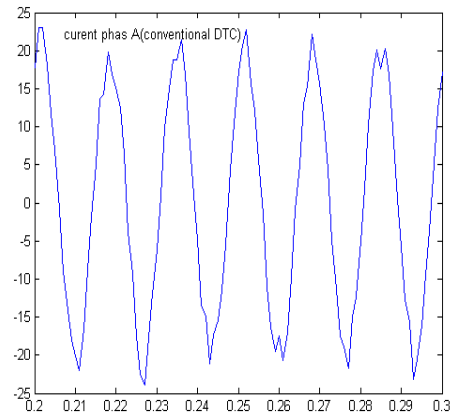


(شکل ۶-۵- پاسخ به تغییرات مرجع سرعت، کنترل مستقیم گشتاور مرسوم و فازی)

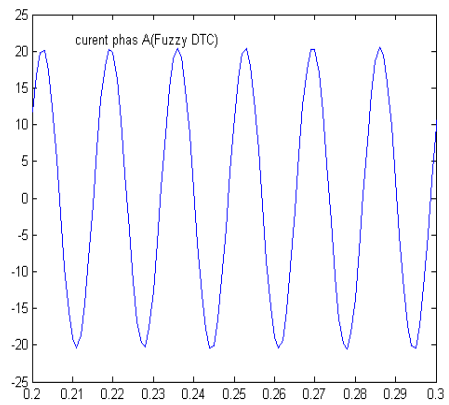
با توجه به شکل (۶-۵) سرعت پاسخ به تغییرات مرجع سرعت در کنترل مستقیم گشتاور به روش فازی کمتر از روش مرسوم است.

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

۸۲



(شکل ۶-۷- جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان، کنترل مستقیم گشتاور مرسوم)



(شکل ۶-۸- جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان، کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از منطق فازی)

۸۷

با توجه به شکل (۶-۸) ریپل جریان فاز اول استاتور نسبت به زمان در روش کنترل مستقیم گشتاور به روش فازی بسیار کمتر از روش مرسوم است.

نتایج شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور به هر دو روش مرسوم و فازی نشان می دهد که استفاده از روش فازی سبب بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور می شود. ریپل شار پیوندی استاتور، ریپل گشتاور و ریپل جریان استاتور به مراتب کاهش یافته است.

```
Frated = 60;    % 60 Hz. source
p = 2;         % 2 pole machine
Vrated = 230;  % 230 V rms line to line
Vm=230*sqrt(2/3); % Max phase voltage in V
prated=4*746;  % Rated power in W
we = 2*pi*Frated; % Frequency in rad/sec
wb = 2*pi*Frated; % Base Frequency in rad/sec
wbm = wb*(2/p); % Base speed in rad/sec
Tb=prated/wbm; % Base Torque in Nm
Zb=Vrated^2/prated; % Base Impedance in ohm
Ib=prated/Vrated; % Base current in Amp

Domega = 0;    % rotor damping coefficient

H = 0.3;       % Inertia Constant in pu
rs = 0.017*Zb; % Stator resistant in pu
xls = 0.065*Zb; % Stator Leakage reactance in pu
xd = 0.543*Zb; % D-axis Reactance in pu
xq = 1.086*Zb; % Q-axis Reactance in pu
xmq = xq - xls
xmd = xd - xls
rpkd = 0.054*Zb
rpkq = 0.108*Zb
xplkd = 0.132*Zb
xplkq = 0.132*Zb
J=2*prated*H/(wbm)^2

xMQ = (1/xls + 1/xmq + 1/xplkq)^(-1)
```

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

$$x_{MD} = (1/x_{ls} + 1/x_{md} + 1/x_{plkd})^{-1}$$

$$I_{pm} = 1.6203 \cdot I_b$$

$$V_d = 3 \cdot V_{rated}$$

$$psif = I_{pm} \cdot \sqrt{x_{md}^2 + x_{mq}^2}$$

پارامترهای موتور	
$r_s = 0.017 (pu)$	$I'_m = 1.6203 (pu)$
$x_{ls} = 0.065 (pu)$	$H = 0.3 (pu)$
$x_q = 1.086 (pu)$	$F = 60 \text{ Hz}$
$x_d = 0.543 (pu)$	$V_{rms} = 230 \text{ V}$
$r'_{kd} = 0.054 (pu)$	$Power = 4 \text{ hp}$
$r'_{kq} = 0.108 (pu)$	$p = 2$
$x'_{kd} = 0.132 (pu)$	$D_\omega = 0$
$x'_{kq} = 0.132 (pu)$	

منابع و ماخذ

[1] چی مون اونگ، ۱۳۸۴، مدلسازی و شبیه سازی دینامیکی ماشین های الکتریکی با استفاده از سیمیولینک/مطلب، سعید افشارنیا، ابوالفضل واحدی، تهران، دانشگاه تهران

[2]. L.Zhong, M.F.Rahman, W.Y.Hu, K.W.Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, Issue 3, May 1997
Page(s):528 – 536.

[3].L.Zhong, M.F.Rahman, W.Y.Hu, K.W.Lim, M.A.Rahman, "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, Issue 3, Sept. 1999
Page(s):637 – 642.

[4].S.Dan, F.Weizhong, H.Yikang, "Study on the direct torque control of permanent magnet synchronous motor drives", *Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems*, Vol. 1, 18-20 Aug. 2001 Page(s):571 – 574.

[5].Luukko, J.; Pyrhonen, J., "Selection of the flux linkage reference in a direct torque controlled permanent magnet synchronous motor drive", *5th International Workshop on Advanced Motion Control*, 29 June-1 July 1998 Page(s):198 – 203.

[6].M.F.rahman and L.Zhong,"Voltage switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet motor",*school of electrical engineering the university of new south wales sydney,NSW2052 AUSTRALIA*

[7].Rahman, M.F.; Haque, M.E.; Zhong, L.; Nagrial, M., "A sensorless speed estimator for the direct torque control of an interior permanent magnet synchronous motor drive", *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 4-7 June 2002, Page(s):504 – 509.

[8].Mir,S.A.,M.E.Elbuluk,and D.S.Zigner,Fuzzy implementation of direct self-control of induction machines.*IEEE Transaction on industry Application* ,1994.30(3):p.729-35

[9]. Mir,S.A.,M.E.Elbuluk. *Precision torque control in inverter-fed induction machines using fuzzy logic in PESC 95 record 26th annual IEEE Power Electronics Specialists conference (Cat .no.95CH35818).IEEE Part vol.1,1995,pp.396-401vol.1.new York,ny,USA,1995.*

[10].Yang,X.and W.Oghanna.fuzzy direct torque control ofv induction motor with ststor flux estimation compensation .in proceedings of the IECON'9723 rd international conference on industrial Electronics,control,and instrumentation(Cat .no.97CH36066).IEEE .part vol.2,1997,pp.505-10 vol.2.New York ,Ny,USA.1997

[11].San,D,Jian Guo Zhu,and Y.K,He,Direct Torque Control of Permant Magnet Synchronoous Moror Based on Fuzzy Logic,AUPEC2002,2002.

[12].Jun Liu, PuSheng Wu, HuaYu Bai, Xiping Huang, "Application of fuzzy control in direct torque control of permanent magnet synchronous motor", *Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation*, Vol. 5, 15-19 June 2004 Page(s):4573 – 4576.

[13].Dan Sun, Yikang He, Jian Guo Zhu, "Fuzzy logic direct torque control for permanent magnet synchronous motors", *Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation*, Vol. 5, 15-19 June 2004 Page(s):4401 - 4405.

Abstract

This investigation describes direct torque control (DTC) of a permanent magnet synchronous motor using conventional DTC then fuzzy logic method is presented. An outstanding feature of the conventional DTC for permanent magnet synchronous motors is its fast dynamic response, However large torque and flux linkage ripples are generated. Because of the use of the hysteresis controller and the crude position space voltage vector, In this method torque error, stator flux linkage error, and stator flux angle position have been correctly fuzzified using several fuzzy subsets. So the optimum voltage space vector has been selected in order to minimize the torque ripple and flux linkage ripple. In this investigation fuzzy and conventional direct torque control of a permanent magnet synchronous motor under speed reference and also mechanical load have been simulated, and finally a performance comparison between conventional direct torque control and fuzzy based direct torque control has been presented. The results show the torque, flux linkage and stator current ripple percentages have been considerably decreased.

Key words: Performance improvement, direct torque control, permanent magnet synchronous motor, fuzzy logic.

Application of fuzzy control for performance
improvement in direct torque control (DTC) of
Permanent Magnet Synchronous Motor

By: ali shakeri

استفاده از کنترل فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم/ بهبود عملکرد

Haydar tosiandiz