

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی مکانیک و مکاترونیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی مکاترونیک

بهبود عملکرد کنترل موقعیت موتور القایی سه فاز با استفاده از تکنیک کنترل مد لغزشی مرتبه بالا

نگارنده: یاسمن هلاکوئی

استاد راهنما:

دکتر حبیب احمدی

استاد مشاور:

دکتر امیر حسن نیا

تیر ۱۳۹۸

شماره: ۳۰۲۸/۱۱۸
تاریخ: ۹۸/۶/۱۲

باسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره (۳) صورتجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خاتم یاسمن هلاکویی با شماره دانشجویی ۹۵۱۵۹۹۴ رشته مهندسی مکانیک گرایش مهندسی مکترونیک تحت عنوان بهبود عملکرد کنترل موقعیت موتور القایی سه فاز با استفاده از تکنیک کنترل مد لغزشی مرتبه بالا که در تاریخ ۱۳۹۸/۰۴/۲۵ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

<input type="checkbox"/> مردود <input checked="" type="checkbox"/> قبول (با درجه: ...)			
نوع تحقیق: <input type="checkbox"/> عملی <input checked="" type="checkbox"/> نظری			
امضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	استادپار	دکتر حبیب احمدی	۱- استاد راهنمای اول
	---	---	۲- استاد راهنمای دوم
	استادپار	دکتر امیر حسن نیا	۳- استاد مشاور
	استادپار	دکتر مجنبی واردی کولایی	۴- نماینده تحصیلات تکمیلی
	استادپار	دکتر ناصرالدین سیهری	۵- استاد ممتحن اول
	استادپار	دکتر مصطفی نظری	۶- استاد ممتحن دوم

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:

توضیح: در صورتی که کسی مردود شود حداکثر یکبار دیگر (در مدت مجاز تحصیل) می تواند از پایان نامه خود دفاع نماید (دفاع مجدد نباید زودتر از ۴ ماه برگزار شود).

تقدیم بہ

پدر، مادر و برادر عزیزم

کہ آسائش آن ہا، آرامش من است.

سپاس گزاری

حمد و سپاس بیکران شایسته‌ی الطاف و اسعه‌ی خدایی است که توفیق سلامتی، تحصیل علم، آزاد اندیشیدن و آزادگی را به بنده‌ی خود عطا فرمود. اکنون که مراحل پژوهش، تدوین و نگارش این پایان‌نامه به اتمام رسیده است، بر خود لازم می‌دانم با تواضع تمام و از صمیم قلب از محضر ارزشمند پدر و مادر عزیزم به خاطر همه‌ی تلاش‌های محبت‌آمیزی که در دوران مختلف زندگی‌ام انجام داده‌اند و با مهربانی چگونه زیستن را به من آموخته‌اند تشکر و قدردانی نمایم، همچنین از همراهی‌ها و راهنمایی‌های بی‌دریغ و گران‌قدر برادر دلسوزم که همواره حامی و امیدبخش من بوده نهایت سپاس گزاری را دارم.

به پاس قدردانی از زحمات بی‌دریغ، تلاش‌های بی‌وقفه و راهنمایی‌های حکیمانه‌ی استاد راهنمای محترم جناب آقای دکتر احمدی و همچنین استاد گرامی جناب دکتر حسن‌نیا که مشاوره‌ی این پژوهش را پذیرا شدند و در این مسیر از هیچ همکاری و کمکی به اینجانب دریغ نفرمودند، صمیمانه تشکر و قدردانی می‌نمایم. از راهنمایی‌ها و آموخته‌های ارزنده‌ی اساتید بزرگوار، دلسوز و محترم، جناب دکتر واردی کولایی، جناب دکتر مصطفی نظری، جناب دکتر حسینی تبار و نیز اساتیدی که زحمت داوری این مجموعه را تقبل فرمودند کمال امتنان و قدردانی را دارم.

در انتها سپاس گزاری می‌نمایم از حضور گرم و پر مهر دوستان گرامی و همکاران بزرگوار، جناب آقایان مهندس علی یاری، حمید دشتی، سهیل موسوی، جواد کیقبادی و سرکار خانم‌ها لعیاتابان، فائزه عبداللهی، آرزو حیدرزاده، فاطمه نیکان، منیژه کاظمی، زینب خدابخشی و فرزانه فعلی که همواره مورد لطف و عنایت ایشان بوده‌ام.

با امید این که روزگار توفیق جبران محبت‌های این عزیزان را از من دریغ ندارد.

تعهدنامه

اینجانب یاسمن هلاکویی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی مکترونیک دانشکده مهندسی مکانیک و مکترونیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه « بهبود عملکرد کنترل موقعیت موتور القایی سه فاز با استفاده از تکنیک کنترل مُد لغزشی مرتبه بالا » تحت راهنمایی آقای دکتر حبیب احمدی متعهد می شوم:

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

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

امروزه موتورهای القایی سه‌فاز به‌صورت گسترده در محرکه‌های صنعتی، از جمله محرکه‌های خودروهایی الکتریکی، کشتی‌ها، هواپیماها، توربین‌های بادی، رباتیک و ابزار دقیق، استفاده می‌شوند. دلیل این موضوع نقاط قوت این نوع موتورها از قبیل ساختار مستحکم، ریپل گشتاور کم، قیمت مناسب، قابلیت اطمینان بالا، سادگی ساختار و عملکرد بهتر حین رخداد انواع خطاهای الکتریکی و مکانیکی است. لذا محرکه‌های الکتریکی مبتنی بر موتورهای القایی سه‌فاز به‌دلیل مزایای متعددشان بسیار مورد توجه محققان هستند. طراحی یک کنترل‌کننده‌ی موقعیت کارا برای این موتور در دامنه‌ی وسیعی از کاربردها، از جمله رباتیک و توربین‌های بادی، بسیار با اهمیت است. این تحقیق کنترل موقعیت محرکه‌ی الکتریکی مبتنی بر موتور القایی سه‌فاز با روش کنترل جهت‌دار شار را بررسی می‌کند. یک روش کنترل جهت‌یابی شار بهبود یافته مبتنی بر کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی مرتبه بالا برای کنترل موقعیت و شار الکتریکی موتور القایی سه‌فاز پیشنهاد می‌شود. در مقابل نقاط قوت متعدد تکنیک کنترل جهت‌یابی شار مثل دینامیک مناسب، ریپل گشتاور کم و عملکرد حالت ماندگار دقیق، یکی از مشکلات اساسی این تکنیک، تاثیر پذیری از عدم قطعیت‌های موتور و اغتشاشات خارجی، از جمله گشتاور بار می‌باشد. روش کنترل مد لغزشی، یک روش مقاوم در برابر عدم قطعیت‌ها است، زیرا پس از طی شدن مد دستیابی و درون مد لغزشی عملکرد سیستم صرفاً توسط مشخصه‌های صفحه‌ی لغزشی مدیریت می‌گردد. با این وجود، روش مد لغزشی مرتبه اول مرسوم به‌شدت متاثر از پدیده‌ی چترینگ است. در این تحقیق، یک روش کنترل مد لغزشی مرتبه دوم مبتنی بر الگوریتم فوق پیچشی ارائه می‌شود به‌طوری‌که این روش مشکل چترینگ را به‌شدت کاهش می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی با نرم افزار MATLAB کارایی و تاثیر روش پیشنهادی در این تحقیق را نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: کنترل موقعیت، موتور القایی، کنترل برداری، مد لغزشی

لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

- ۱- یاسمن هلاکوئی، حبیب احمدی، امیر حسن‌نیا، کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز با استفاده از کنترل‌کننده‌ی مُد لغزشی مرتبه بالا، بیست و هفتمین همایش سالانه بین‌المللی مهندسی مکانیک ایران، دانشگاه تربیت مدرس، اردیبهشت ۱۳۹۸

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه و کلیات تحقیق	۱
۱-۱- مقدمه و تاریخچه پیدایش موتورهای الکتریکی	۲
۱-۲- نقش موتورهای القایی در صنعت	۳
۱-۳- بیان مساله و ضرورت انجام تحقیق	۶
۱-۴- اهداف پایان نامه	۷
فصل دوم: مروری بر پیشینه پژوهش	۹
۲-۱- پیش گفتار	۱۰
۲-۲- نگاه اجمالی به روش های کنترل ماشین های القایی	۱۰
۲-۳- مروری بر روش کنترل مستقیم گشتاور	۱۳
۲-۴- مروری بر انواع روش های کنترل پیش بین در سیستم های محرکه های الکتریکی	۱۶
۲-۵- استراتژی کنترل جهت دار شار (FOC)	۲۴
۲-۵-۱- کنترل سرعت موتور القایی سه فاز مبتنی بر FOC	۲۶
۲-۵-۲- کنترل موقعیت موتور القایی سه فاز مبتنی بر FOC	۳۱
فصل سوم: مدل سازی سیستم	۳۷
۳-۱- پیش گفتار	۳۸
۳-۲- تبدیل کلارک پارک	۳۸
۳-۳- مدل سازی دینامیکی موتور القایی سه فاز	۴۲
۳-۳-۱- مدل دو محوری	۴۲
۳-۳-۲- مدل بردار فضائی	۴۵

۴-۳-۴-مقدمه‌ای بر روش کنترل مد لغزشی	۴۶
۳-۵-۳-کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز مبتنی بر کنترل جهت‌دار شار	۴۹
۳-۵-۱-روش کنترل جهت‌یابی شار مرسوم	۴۹
۳-۵-۲-کنترل جهت‌یابی شار مبتنی بر کنترل مد لغزشی مرتبه اول	۵۱
۳-۵-۳-کنترل جهت‌یابی شار مبتنی بر کنترل مد لغزشی مرتبه دوم (روش پیشنهادی)	۵۳
فصل چهارم: نتایج و بحث	۵۵
۴-۱-مقدمه	۵۶
۴-۲-سیستم مورد مطالعه	۵۶
۴-۳-نتایج شبیه‌سازی	۵۷
۴-۳-۱-شبیه‌سازی اول: تغییر جهت موقعیت در بی باری	۵۸
۴-۳-۲-شبیه‌سازی دوم: موقعیت مرجع ثابت به‌ازای گشتاور ثابت	۶۴
۴-۳-۳-شبیه‌سازی سوم: موقعیت ثابت و اعمال گشتاور بار پله‌ای	۶۶
۴-۳-۴-شبیه‌سازی چهارم: عملکرد حالت ماندگار به‌ازای تغییرات متوالی گشتاور بار	۶۷
۴-۳-۵-شبیه‌سازی پنجم: عملکرد حالت ماندگار به‌ازای تغییرات متوالی موقعیت در بی باری	۷۱
۴-۳-۶-شبیه‌سازی ششم: عملکرد حالت ماندگار به‌ازای تغییرات سینوسی موقعیت مرجع به‌ازای گشتاور بار ثابت	۷۲
۴-۴-جمع‌بندی نتایج	۷۴
فصل پنجم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات ادامه‌ی کار	۷۵
۵-۱-مقدمه	۷۶
۵-۲-پیشنهاد‌های ادامه‌ی کار	۷۷
فهرست منابع و مآخذ	۷۸

فهرست جدول‌ها

- جدول ۴-۱: پارامترهای موتور القایی سه‌فاز تحت مطالعه [۳۳] ۵۷
- جدول ۴-۲: پارامترهای کنترل‌کننده‌های مورد مطالعه ۵۷
- جدول ۴-۳: جمع‌بندی نتایج شبیه‌سازی ۷۴

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: نمودار درختی موتورهای الکتریکی [۵]..... ۴
- شکل ۱-۲: نمودار درختی انواع روش‌های مرسوم موجود برای کنترل ماشین AC ۱۱
- شکل ۲-۲: ساختار روش کنترل مستقیم گشتاور..... ۱۵
- شکل ۲-۳: انواع روشهای کنترل پیشبین..... ۱۷
- شکل ۲-۴: ساختار کنترل کننده هیستریزیس..... ۱۷
- شکل ۲-۵: ساختار کنترل کننده ایستا..... ۱۸
- شکل ۲-۶: ساختار کلی روش کنترل پیش‌بین جریان (PCC)..... ۱۹
- شکل ۲-۷: روش کنترل پیش‌بین گشتاور پیشنهادی در [۲۱]..... ۲۲
- شکل ۲-۸: ساختار مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه به شش، تغذیه کننده‌ی دو موتور القایی سه‌فاز..... ۲۳
- شکل ۲-۹: ساختار نمونه برای کنترل جهت‌دار شار موتور القایی..... ۲۵
- شکل ۲-۱۰: ساختار کنترل جهت‌دار شار غیرمستقیم برای موتور القایی سه‌فاز..... ۲۶
- شکل ۲-۱۱: بلوک دیاگرام کنترلر خود تنظیم فازی به‌عنوان کنترلر سرعت..... ۲۶
- شکل ۲-۱۲: کنترلر خود تنظیم فازی به‌عنوان کنترلر سرعت..... ۲۷
- شکل ۲-۱۳: ساختار کنترل جهت‌دار شار غیرمستقیم مبتنی بر کنترل مد لغزشی فازی تطبیقی برای موتور القایی سه‌فاز..... ۲۷
- شکل ۲-۱۴: تخمین گر شار استاتور..... ۲۹
- شکل ۲-۱۵: کنترل جهت‌دار شار مبتنی بر تخمین گر شار استاتور بهبود یافته..... ۲۹
- شکل ۲-۱۶: ساختار کلی استراتژی کنترل جهت‌دار شار برای یک محرکه n فاز..... ۳۱
- شکل ۲-۱۷: ساختار کلی استراتژی کنترل جهت‌دار شار برای یک محرکه ۵ فاز..... ۳۱
- شکل ۲-۱۸: بلوک دیاگرام طرح کنترل موقعیت پیشنهادی در [۳۱]..... ۳۳
- شکل ۲-۱۹: نتایج منتخب از کنترل موقعیت ارائه شده در [۳۱]..... ۳۳
- شکل ۲-۲۰: بلوک دیاگرام روش پیشنهادی در مرجع [۳۲]..... ۳۴
- شکل ۳-۱: نمایش متغیرهای سه‌فاز سینوسی با استفاده از یک بردار فضایی در محیط $\alpha\beta$ ۳۹
- شکل ۳-۲: نمایش قاب مرجع ساکن $\alpha\beta$ و قاب مرجع دوار dq ۴۰
- شکل ۳-۳: مسیرهای همگرایی زمان محدود الگوریتم فوق پیچشی..... ۴۸
- شکل ۳-۴: بلوک دیاگرام روش کنترل جهت‌یابی شار غیرمستقیم مرسوم..... ۵۰
- شکل ۳-۵: بلوک دیاگرام روش کنترل جهت‌یابی شار غیرمستقیم با کنترل کننده مد لغزشی مرتبه اول..... ۵۲

- شکل ۳-۶: بلوک دیاگرام روش کنترل جهت‌یابی شار غیرمستقیم با کنترل‌کننده مد لغزشی مرتبه دوم (روش پیشنهادی) ۵۴
- شکل ۴-۱: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی اول) ۵۷
- شکل ۴-۲: گشتاور الکترومغناطیسی به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی اول) ۵۷
- شکل ۴-۳: اندازه‌ی شار روتور به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی اول) ۵۷
- شکل ۴-۴: اندازه‌ی شار استاتور به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی اول) ۵۸
- شکل ۴-۵: مسیر شار روتور به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی اول) ۵۸
- شکل ۴-۶: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌ازای کنترلر $FOSM$ (شبیه‌سازی اول) ۵۸
- شکل ۴-۷: گشتاور الکترومغناطیسی به‌ازای کنترلر $FOSM$ (شبیه‌سازی اول) ۵۹
- شکل ۴-۸: اندازه شار روتور به‌ازای کنترلر $FOSM$ (شبیه‌سازی اول) ۵۹
- شکل ۴-۹: اندازه شار استاتور به‌ازای کنترلر $FOSM$ (شبیه‌سازی اول) ۵۹
- شکل ۴-۱۰: مسیر شار روتور به‌ازای کنترلر $FOSM$ (شبیه‌سازی اول) ۶۰
- شکل ۴-۱۱: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌ازای کنترلر $SOSM$ (شبیه‌سازی اول) ۶۰
- شکل ۴-۱۲: گشتاور الکترومغناطیسی به‌ازای کنترلر $SOSM$ (شبیه‌سازی اول) ۶۰
- شکل ۴-۱۳: اندازه شار روتور به‌ازای کنترلر $SOSM$ (شبیه‌سازی اول) ۶۱
- شکل ۴-۱۴: اندازه شار استاتور به‌ازای کنترلر $SOSM$ (شبیه‌سازی اول) ۶۱
- شکل ۴-۱۵: مسیر شار روتور به‌ازای کنترلر $SOSM$ (شبیه‌سازی اول) ۶۱
- شکل ۴-۱۶: کنترلر موقعیت PI (شبیه‌سازی دوم) ۶۲
- شکل ۴-۱۷: کنترلر موقعیت $FOSM$ (شبیه‌سازی دوم) ۶۳
- شکل ۴-۱۸: کنترلر موقعیت $SOSM$ (شبیه‌سازی دوم) ۶۳
- شکل ۴-۱۹: نتایج شبیه‌سازی در حالت موقعیت ثابت و اعمال پله‌ای بار نامی به‌ازای کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی، مد لغزشی مرسوم و مد لغزشی پیشنهادی (شبیه‌سازی سوم) ۶۴
- شکل ۴-۲۰: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی چهارم) ۶۵
- شکل ۴-۲۱: گشتاور الکترومغناطیسی به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی چهارم) ۶۶
- شکل ۴-۲۲: جریان سه‌فاز به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی چهارم) ۶۶
- شکل ۴-۲۳: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌ازای کنترلر $FOSM$ (شبیه‌سازی چهارم) ۶۶
- شکل ۴-۲۴: گشتاور الکترومغناطیسی به‌ازای کنترلر $FOSM$ (شبیه‌سازی چهارم) ۶۹

- شکل ۴-۲۵: جریان سه‌فاز به‌ازای کنترلر $FOSM$ (شبیه‌سازی چهارم) ۷۰
- شکل ۴-۲۶: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌ازای کنترلر $SOSM$ (شبیه‌سازی چهارم) ۷۰
- شکل ۴-۲۷: گشتاور الکترومغناطیسی به‌ازای کنترلر $SOSM$ (شبیه‌سازی چهارم) ۷۰
- شکل ۴-۲۸: جریان سه‌فاز به‌ازای کنترلر $SOSM$ (شبیه‌سازی چهارم) ۷۱
- شکل ۴-۲۹: عملکرد حالت ماندگار سه کنترلر موقعیت PI ، $FOSM$ و $SOSM$ به‌ازای تغییرات پریرودیک
موقعیت مرجع روتور (شبیه‌سازی پنجم) ۷۱
- شکل ۴-۳۰: کنترلر موقعیت PI (شبیه‌سازی ششم) ۷۲
- شکل ۴-۳۱: کنترلر موقعیت $FOSM$ (شبیه‌سازی ششم) ۷۳
- شکل ۴-۳۲: کنترلر موقعیت $SOSM$ (شبیه‌سازی ششم) ۷۳

فصل اول: مقدمه و کلیات تحقیق

۱-۱- مقدمه و تاریخچه پیدایش موتورهای الکتریکی

در طول تاریخ، نیاز به عنوان مهمترین عامل در ابداع و اختراع وسایل گوناگون نقش بسزایی داشته است. شناخت انسان از خواص حرکت دورانی و خطی گامی اساسی در بنا نمودن تمدن انسانی به شمار می‌رود. این شناخت از پیدایش چرخ سفالگری و چرخ ارابه آغاز و به اختراع انواع ماشین‌های الکترومکانیکی و مکانیکی ختم شده است. در این میان موتورهای دورانی و خطی الکتریکی آخرین دستاورد بشر در صنعت برق برای تولید حرکت دورانی و خطی، محسوب می‌شوند. به طوری که بیش از یک قرن است که موتورهای الکتریکی، اکثریت قریب به اتفاق کاربردهای تبدیل انرژی الکتریکی به مکانیکی را پوشش می‌دهند.

برخی نقطه‌ی آغاز موتور الکتریکی را سال ۱۸۲۰ و کشف اثر مغناطیسی جریان الکتریکی توسط ارستد^۱ می‌دانند ولی اصل و پایه تبدیل انرژی الکتریکی به مکانیکی به کمک میدان الکترومغناطیسی اولین بار در سال ۱۸۲۱ توسط دانشمند انگلیسی به نام مایکل فارادی^۲ و به کمک موتور ابداعی او تک قطبی (هموپلار)^۳ تشریح شد. یک سال بعد، چرخ بارلو^۴ یا چرخ فارادی به عنوان تجهیز آزمایشگاهی ساخته شد که برای تشریح نحوه‌ی تبدیل انرژی الکتریکی به مکانیکی استفاده شد. البته به دلیل توان بسیار کم، هیچگاه این چرخ کاربرد عملی پیدا نکرد. از آن زمان، ایده‌ی موتور هموپلار به تدریج تکمیل شد و به ایده‌ی اصلی در تولید موتور *DC* امروزی تبدیل شد [۱]-[۵].

اولین موتور الکتریکی مبتنی بر الکترومغناطیس برای هر دو بخش ثابت و متحرک موتور، توسط جدیک^۵ دانشمند مجارستانی در سال ۱۸۲۸ ابداع شد. پس از آن موتور الکتریکی جریان مستقیم با کموتاتور و با قابلیت کاربرد عملی در سال ۱۸۳۲ توسط دانشمند انگلیسی استورگتون^۶ ساخته شد. در ادامه، یک موتور *DC* با کموتاتور در سال ۱۸۳۷ توسط داونپرت^۷ با رویکرد تجاری عرضه و ثبت اختراع شد. موتور *DC* به شکل مدرن امروزی به صورت اتفاقی در سال ۱۸۷۳ توسط گرام^۸، مهندس بلژیکی، اختراع شد. ماشین *DC* گرام، اولین موتور الکتریکی *DC* بود که در صنعت توجیه اقتصادی داشت. به این صورت مجموعه دینامو و موتور *DC* به عنوان درایو الکتریکی قدرتمند، پایه‌گذار تحولی شگرف در صنعت گردیدند [۴].

¹ Hans Christian Oersted

² Michael Faraday

³ Homopolar

⁴ Barlow's Wheel

⁵ Anyos Jedik

⁶ William Sturgeon

⁷ Thomas Davenport

⁸ Zenobe Gramme

در سال ۱۸۸۲ تسلا^۱ مخترع صرب‌تبار، اصل میدان القایی مغناطیسی دوار را معرفی نمود. به این ترتیب، تسلا نام خود را به‌عنوان پیشگام استفاده از نیروی میدان مغناطیسی و دوار در تولید گشتاور در ماشین‌های دوار ثبت نمود. یک سال بعد او این اصل را به‌صورت عملی در طراحی یک موتور القایی چند فاز استفاده نمود. در سال ۱۸۸۵ فراری^۲ ایتالیایی نیز به‌صورت مستقل در این زمینه تحقیق کرده و در سال ۱۸۸۸ نتایج تحقیقات خود را منتشر کرد. در ادامه تسلا، پیشنهاد حذف کموتاتور از موتور را مطرح نمود و مدعی شد که می‌توان موتور را با نیروی یک میدان دوار به‌کار گرفت. نهایتاً در سال ۱۸۸۹ تسلا موتور الکترومغناطیسی جریان متناوب کلاسیک که در واقع یک موتور القایی بود را ثبت اختراع نمود. در سال ۱۸۹۰ موتور سه‌فاز روتور قفسه‌ای توسط دوبروولسکی^۳ اختراع شد که امروزه این موتور در بسیاری از کاربردهای تجاری استفاده می‌شود [۱]-[۵].

۱-۲- نقش موتورهای القایی در صنعت

شکل (۱-۱) نمودار درختی مرسوم برای انواع موتورهای الکتریکی را نشان می‌دهد. موتورهای الکتریکی براساس نوع تغذیه‌ی ورودی به دو نوع DC و AC تقسیم‌بندی شده‌اند. در موتور DC به‌واسطه تغذیه‌ی DC ، میدان مغناطیسی ثابتی را ایجاد می‌کند که با میدان مغناطیسی ثابت آرمیچر تقابل نموده و سبب چرخش موتور می‌گردد. میدان مغناطیسی روتور از اعمال تغذیه‌ی DC به کموتاتور حاصل می‌شود. در موتور AC ، میدان مغناطیسی دوار ناشی از میدان روتور با میدان مغناطیسی دوار حاصل از اعمال تغذیه‌ی سه‌فاز در سیم‌پیچی‌های آرمیچر (استاتور) مقابله کرده و موجب ایجاد گشتاور می‌شود [۱]-[۵].

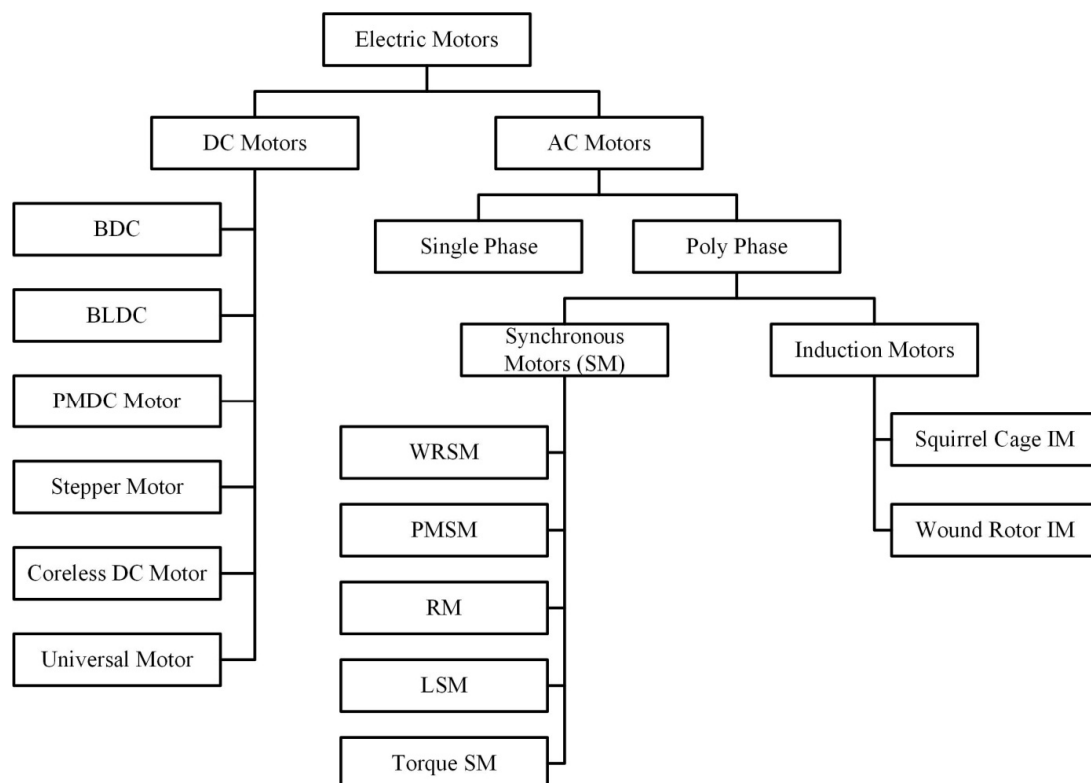
در گذشته، موتورهای DC ، بیش‌ترین کاربرد را در سیستم‌های کنترل سرعت و موقعیت داشتند. دلیل اصلی این امر، سادگی کنترل شار و گشتاور در آن‌ها بوده است. به‌خصوص استفاده از موتورهای جریان مستقیم با تحریک جداگانه بسیار معمول بوده است، چرا که با ثابت نگه‌داشتن شار و کنترل جریان آرمیچر به سادگی کنترل گشتاور امکان‌پذیر است. برخلاف ساده‌بودن کنترل، این موتورها معایبی نیز دارند که از وجود کموتاتورها و جاروبک‌ها در این موتورها ناشی می‌شود. به‌دلیل وقوع جرقه، جاروبک‌های موتورهای جریان مستقیم هرچند مدت یک بار نیاز به بازبینی دارند و در محیط‌هایی که احتمال وقوع انفجار در آن‌ها وجود دارد قابل استفاده

¹ Nikola Tesla

² Galileo Ferraris

³Michail Osipovich Dolivo Dobrovolsky

نیستند. به علاوه، این موتورها برای کار در سرعت‌های بالا مناسب نیستند، زیرا با بالا رفتن سرعت، زمان کموتاسیون پیچک‌ها کاهش می‌یابد و ولتاژ القایی در آن‌ها بالا می‌رود، در نتیجه جرعه‌های شدیدی در موتور پدید می‌آید [۵-۱].



شکل ۱-۱: نمودار درختی موتورهای الکتریکی [۵]

موتور القایی حدود ۵ دهه پس از موتور *DC* وارد حوزه کاربردهای صنعتی شد. یکی از ایده‌های اصلی تولید این موتور حذف مشکلات ناشی از پیچیدگی‌های استفاده از موتور *DC* بود. افزایش قیمت انرژی و همچنین پیشرفت ادوات الکترونیک قدرت سبب شدند تا استفاده از موتورهای جریان متناوب (خصوصاً موتور القایی) روزافزون شود. این موتورها به دلیل داشتن راندمان بالا، تلفات انرژی را کاهش می‌دهند. از سوی دیگر پایین آمدن قیمت ادوات الکترونیک قدرت باعث شده تا استفاده از آن‌ها در کنترل موتورهای القایی مقرون به صرفه باشد. از سه دهه پیش که عناصر کنترل‌پذیر نیمه هادی با صرفه اقتصادی در قالب تجهیزاتی از قبیل راه‌اندازها و درایو *AC* وارد حوزه کاربردی شدند، مرزبندی سنتی کاملاً فرو ریخت و از آن پس موتور القایی محدوده‌ی

کاربرد موتور DC و سنکرون را مرتباً محدود و محدودتر کرد. امروزه تعداد موتورهای القایی ۹۰ درصد کل موتورهای الکتریکی نصب شده تخمین زده می‌شود. با این توضیحات، از موتورهای القایی به‌عنوان اسب کاری صنعت یاد می‌شود. در نتیجه تحقیقات در زمینه درایو موتورهای القایی به یکی از مباحث جذاب و کاربردی تبدیل شده‌است. نتیجه این‌که، موتورهای القایی مسائل و مشکلات بیان‌شده برای موتورهای جریان مستقیم را ندارند. ساختمان این موتورها نسبت به موتورهای DC ساده‌تر بوده و به دلیل نداشتن جاروبک نگهداری آن‌ها نیز راحت‌تر است. به دلیل داشتن حجم کوچک‌تر در توان برابر در مقایسه با موتورهای DC ، این موتورها می‌توانند در توان‌های بالا با جرم کمتر استفاده شوند. از آن‌جا که در این موتورها جرعه‌های ناشی از جاروبک رخ نمی‌دهد، بنابراین قابلیت اطمینان آن‌ها بالاتر است. هزینه‌ی راه‌اندازی کم‌تری دارند و راندمان آن‌ها در مقایسه با موتورهای جریان مستقیم بالاتر است. همچنین استحکام مکانیکی بالاتری نیز دارد. با وجود تمام مزایای عنوان شده برای موتورهای القایی، این موتورها مشکلاتی نیز دارند که عبارتند از:

۱- وابستگی سرعت به گشتاور بار در موتورهای کنترل نشده

۲- ضعیف بودن رفتار موتور در کاربردهای سرعت متغیر

۳- پیچیده بودن کنترل موتور القایی در مقابل موتور DC

توان الکتریکی سه‌فاز به راحتی قابل دسترس است، زیرا تولید، انتقال و توزیع به صورت سه‌فاز انجام می‌گیرد. از طرف دیگر، سیستم سه‌فاز، بهینه‌ترین سیستم برای تولید و انتقال است، زیرا که یک تعادل بین پیچیدگی و توانایی کنترل توان در سیستم سه‌فاز وجود دارد. امروزه، سیستم‌های الکتریکی درایو سرعت متغیر سه‌فاز به خوبی توسعه یافته‌اند. همچنین مبدل‌های الکترونیک قدرت به طور متداول به صورت اینورتر منبع ولتاژ^۱ یا اینورتر منبع جریان^۲، درایوهای سه‌فاز را تغذیه می‌کنند. مبدل‌های الکترونیک قدرت محدودیتی در تعداد فازها یا پایه‌ها ندارند. با اضافه کردن چند پایه به تعداد پایه‌های اینورترهای سه‌فاز، تعداد فازهای خروجی آن افزایش می‌یابد. این افزایش درجه آزادی، منجر به ایجاد چالش‌هایی در بحث درایوهای با تعداد فاز بالا و ماشین‌های مولتی فاز (بیش‌تر از سه‌فاز) شد. اما همانگونه که ذکر شد، به دلیل این‌که بیش‌تر موتورهای القایی مورد استفاده در صنعت از نوع سه‌فاز هستند، در این پژوهش نیز تمرکز اصلی بر روی این‌گونه موتورها می‌باشد.

¹ Voltage Source Inverter (VSI)

² Current Source Inverter (CSI)

۱-۳- بیان مساله و ضرورت انجام تحقیق

باتوجه به جایگاه فنی منحصر به فرد موتورهای القایی سه فاز در انواع کاربردهای صنعتی، ساختمانی، نیروگاهی و رباتیک، از جمله ابزار دقیق، موتورخانه‌ها، دستگاه‌های متنوع در کارخانه‌ها، توربین‌های بادی و غیره، مشخص است که تحلیل و کنترل مشخصه‌های الکترومکانیکی موتورهای القایی، مثل موقعیت، سرعت و گشتاور، امری بسیار مهم و چالش برانگیز است. به طوری که همواره مقالات و پژوهش‌های متعددی در این زمینه ارائه می‌شود. موتورهای القایی، علیرغم این که دارای ساختار و مکانیزم ساده می‌باشند، از نظر پیاده‌سازی ریاضی شامل معادلات پیچیده‌ای هستند. این ساختار غیرخطی و چند متغیره موجب می‌شود که روش‌های کنترلی ساده قادر به کنترل مناسب مشخصه‌های آن نباشد. به همین دلیل امروزه ترجیح می‌دهند در محدوده‌ی وسیعی از سرعت، به جای کنترل اسکالر و حلقه‌باز، از روش‌های پربازده، مثل کنترل جهت‌دار شار¹ (FOC)، کنترل مستقیم شار و گشتاور² (DTC) و کنترل غیرخطی³ مبتنی بر سیگنال پیش‌خور غیرخطی استفاده کنند. در کنار روش‌های ذکر شده، روش کنترل پیش‌بین مدل⁴ (MPC) در ۲۰ سال اخیر به شدت مورد توجه محققان قرار گرفته است. در میان انواع روش‌های کنترلی، روش کنترل جهت‌دار شار (FOC) به دلیل پایین بودن ریپل شار و گشتاور نسبت به DTC و کاهش پیچیدگی ساختار کنترلر نسبت به MPC بیش‌تر مورد توجه محققان و صنعتگران قرار گرفته است. در روش FOC هدف، کنترل دکوپله شار و گشتاور (سرعت یا موقعیت) در دو مسیر کاملاً مجزا می‌باشد. در این روش، معادلات موتور القایی سه فاز با تبدیلات مناسب بازنویسی شده به طوری که معادلات جدید، ساختاری شبیه به موتور DC خواهند داشت [۶]. این کار کنترل مشخصه‌های الکترومکانیکی موتور را بسیار آسان می‌کند. این روش فرمان‌های کنترل گشتاور و شار را برای موتور القایی از هم جدا می‌کند، اما عملکرد کنترل سیستم همچنان تحت تاثیر عدم قطعیت‌هاست. این عدم قطعیت‌ها معمولاً با مواردی از قبیل تغییرات پارامترهای غیرقابل پیش‌بینی، اغتشاش بار خارجی، دینامیک غیرخطی و غیرقابل مدل‌سازی، ترکیب شده‌اند [۷]. لذا مطالعات در زمینه کاهش اثر عدم قطعیت بر کنترل جهت‌دار شار، به وسیله‌ی ترکیب روش FOC با روش‌های کنترلی موثر مثل کنترل مد لغزشی یک بحث چالشی در این حوزه می‌باشد. به طور کلی مشخصه‌های کنترل شونده‌ی موتور القایی عبارتند از شار موتور (شار استاتور یا شار روتور) و یکی از مشخصه‌های مکانیکی شامل سرعت، گشتاور و یا موقعیت. در میان مشخصه‌های فوق، یک سیستم کنترل موقعیت معمولاً در برخی کاربردهای محرکه‌های الکتریکی از جمله سیستم‌های رباتیکی استفاده می‌شود. در

¹ Field Oriented Control (FOC)

² Direct Torque/Flux Control (DTC)

³ Nonlinear Control (NC)

⁴ Model Predictive Control (MPC)

دهه‌های گذشته، در این کاربردها، موتورهای DC سنتی براساس رفتار خطی که دارند استفاده می‌شدند، اما با پیشرفت چشم‌گیر پردازنده‌های دیجیتال و امکان پردازش و کنترل بلادرنگ معادلات پیچیده، امروزه موتورهای القایی نیز اهمیت بسیاری در حوزه‌ی کنترل موقعیت پیدا کرده‌اند. با این وجود، مراجع اندکی در حوزه‌ی کنترل موقعیت ارائه شده‌است. لذا هدف اصلی این تحقیق، کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز با روش کنترل جهت‌دار شار می‌باشد. به دلیل وجود اغتشاشات خارجی مانند اعمال ناگهانی گشتاور بار از یک سو و حساسیت عملکرد در این نوع کاربردها از سوی دیگر، نیاز به یک سیستم کنترل مقاوم وجود دارد. روش کنترل مد لغزشی تکنیکی قدرتمند و پیشرفته می‌باشد که یکپارچه‌سازی آن با روش کنترل جهت‌دار شار، عملکرد جذابی را در پی خواهد داشت.

بدین ترتیب ضرورت انجام تحقیق را می‌توان به صورت زیر خلاصه کرد:

- موتورهای القایی دارای ساختار ارزان، بدنه‌ی مستحکم، بازده نسبتاً مناسب، نگهداری کم و مزایای متعدد دیگر هستند.
- نقطه‌ی مقابل این مزایا، معادلات ریاضی غیرخطی پیچیده‌ی حاکم بر این گونه موتورها می‌باشد.
- کنترل مناسب مشخصه‌های الکترو دینامیکی موتورهای القایی، از جمله موقعیت، سرعت و گشتاور، با استفاده از ادوات الکترونیک قدرت مدرن، همواره یکی از چالش‌های پیش‌رو برای محققان بوده است.
- برای کنترل مناسب موتورهای القایی، روش‌های متعددی از جمله FOC ، DTC ، کنترل غیرخطی و نهایتاً PTC ارائه شده‌است.
- روش FOC به‌عنوان یک روش قدرتمند و کارا در بسیاری از کاربردهای صنعتی مورد توجه است.
- کنترل موقعیت موتورهای القایی سه‌فاز با روش FOC موضوعی است که کم‌تر بدان پرداخته شده‌است در حالی که کاربردهای متعددی در صنایع رباتیک دارد.
- تکنیک FOC مرسوم متاثر از اغتشاشات خارجی از جمله گشتاور بار، می‌باشد. به‌منظور بهبود عملکرد سیستم راه‌اندازی و مقاوم‌سازی آن در برابر اغتشاشات خارجی، روش کنترل جهت‌دار شار با تکنیک کنترل مد لغزشی ادغام خواهد شد.

۱-۴- اهداف پایان‌نامه

اهداف کلی پایان‌نامه را می‌توان در هفت بخش زیر جای داد:

- ۱- بررسی انواع روش‌های کارا برای کنترل موقعیت، سرعت، گشتاور و شار موتور القایی سه‌فاز
- ۲- بررسی الگوریتم‌های کنترل مقاوم به‌ویژه روش کنترل مد لغزشی
- ۳- پیاده‌سازی روش کنترل موقعیت مبتنی بر روش FOC برای موتور القایی سه‌فاز
- ۴- یکپارچه‌سازی روش‌های کنترل مقاوم با الگوریتم FOC برای افزایش مقاوم بودن سیستم کنترل موقعیت در برابر اغتشاشات خارجی
- ۵- اعتبار سنجی سیستم کنترلی ارائه‌شده با استفاده از نتایج شبیه‌سازی عددی

در این پایان‌نامه مراحل زیر دنبال خواهد شد:

✚ فصل دوم (مروری بر تحقیقات انجام شده): در این فصل منابع و مآخذ معتبر موجود در زمینه کنترل مشخصه‌های الکترومکانیکی موتور القایی بررسی خواهند شد. به‌علاوه مروری بر انواع روش‌های کنترل مقاوم، به‌طور ویژه روش کنترل مد لغزشی مرتبه اول و بالاتر، انجام خواهد شد.

✚ فصل سوم (روش تحقیق): در این فصل ابتدا مدل ریاضی موتور القایی مبتنی بر تئوری دو محوری شرح داده می‌شود و سپس با استفاده از این مدل، روش کنترل موقعیت مبتنی بر FOC طرح‌ریزی می‌شود. در این مسیر، طراحی مشاهده‌گرهای لازم جهت تخمین حالت‌ها یا پارامترهای موردنیاز به‌صورت جزئی بحث می‌شود. سپس انواع الگوریتم‌های کنترل مد لغزشی مرتبه اول با روش FOC جمع می‌شوند. به‌علاوه، به‌منظور رفع مشکلات موجود در روش مد لغزشی مرتبه اول، به‌کارگیری روش کنترل مد لغزشی مرتبه بالاتر، به‌طور ویژه الگوریتم فوق پیچشی، پیشنهاد می‌گردد.

✚ فصل چهارم (نتایج): در این فصل کلیه روش‌های ارائه‌شده در فصل سوم، با استفاده از نرم‌افزار $Matlab/Simulink$ شبیه‌سازی می‌شود و کارایی روش‌های ارائه‌شده مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. یک مقایسه کلی بین روش‌های مرسوم و روش پیشنهادی ارائه خواهد شد.

✚ فصل پنجم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات: در این فصل نتایج پایان‌نامه جمع‌بندی شده و پیشنهاداتی برای ادامه‌ی کار ارائه خواهد شد.

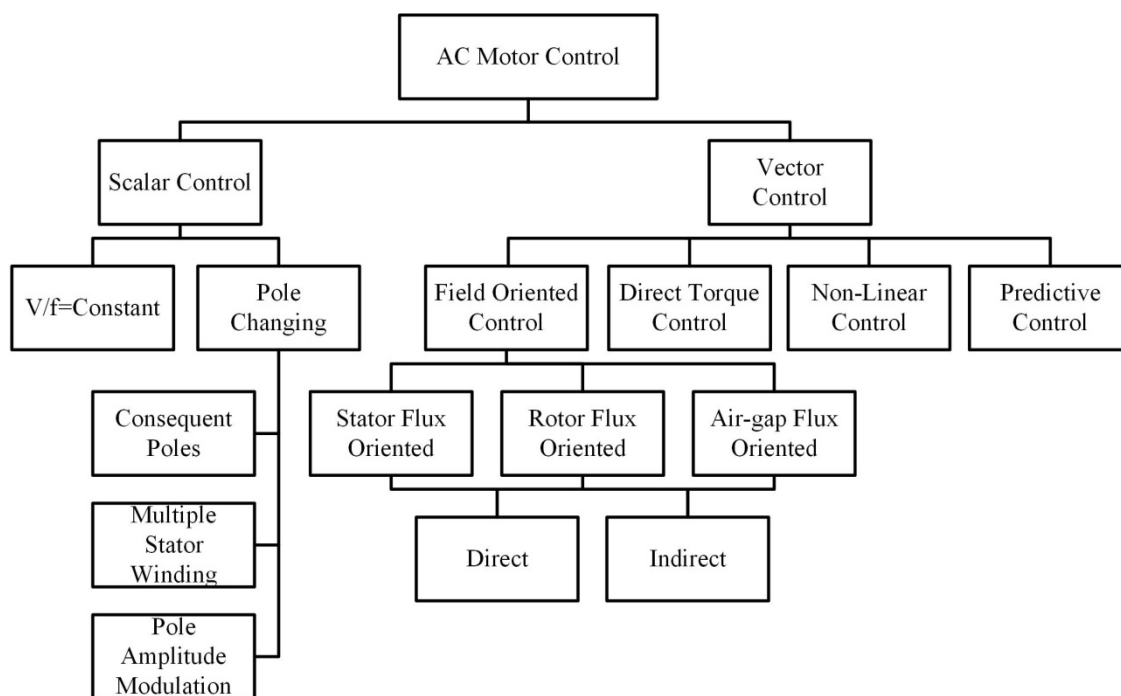
فصل دوم: مروری بر پیشینه پژوهش

۲-۱- پیش‌گفتار

در فصل گذشته مقدماتی راجع به موتورهای القایی ارائه شد و انواع روش‌های کنترل آن‌ها به‌طور مختصر معرفی گردید. همچنین روش کنترل جهت‌دار شارِ موتور القایی سه‌فاز که اساس این پژوهش می‌باشد، به‌طور مختصر توضیح داده شد. به‌منظور آشنایی با روش‌های ارائه‌شده برای کنترل موتور، در این فصل برخی از مقالات معتبر موجود در زمینه محرکه سرعت متغیر موتورهای القایی سه‌فاز بررسی می‌شود. در بین انواع روش‌های موجود برای کنترل موقعیت، سرعت و گشتاور موتور القایی روش کنترل جهت‌دار شار از محبوبیت و مقبولیت خوبی برخوردار است. لذا مرور مراجع کنترل موقعیت با روش کنترل جهت‌دار شار به‌صورت جزئی‌تر انجام خواهد شد. از طرف دیگر، یک مطالعه‌ی کلی بر روی تحقیقات صورت گرفته در حوزه‌ی کنترل مقاوم سیستم‌های محرکه‌ی الکتریکی انجام خواهد شد.

۲-۲- نگاه اجمالی به روش‌های کنترل ماشین‌های القایی

محرکه‌ی پربازده برای موتور القایی محرکه‌ای است که توانایی کنترل دقیق مشخصه‌های الکترومکانیکی موتور را داشته باشد و به‌علاوه پاسخ دینامیکی و حالت ماندگار قابل قبولی از خود نشان دهد. همزمان با پیشرفت تئوری حاکم بر موتورهای AC ، به‌طور ویژه موتورهای القایی، تکنیک‌های متعددی نیز برای کنترل سرعت، موقعیت، گشتاور و شار ارائه شد. پارامترهای کنترلی پایه در اکثر روش‌های ارائه شده، دامنه و فرکانس مربوط به ولتاژ/جریان اعمال شده به ماشین می‌باشد. به این ترتیب، مبدل‌های الکترونیک قدرت نقش مهمی در این مهم ایفا می‌کنند. کنترل ماشین‌های AC در حالت کلی به دو دسته‌ی کنترل برداری و کنترل اسکالر تقسیم می‌شوند. شکل (۱-۲) نمودار درختی انواع روش‌های موجود برای کنترل ماشین AC را نشان می‌دهد. در روش کنترل اسکالر برای تحلیل یک درایو AC از مدار معادل ساده موتور القایی در حالت ماندگار استفاده می‌شود. در روش کنترل اسکالر فقط اندازه متغیرها کنترل می‌شود و اثرات متقابل آن‌ها بر یکدیگر لحاظ نمی‌شود. یکی از مزایای اصلی این روش سادگی در به‌کارگیری آن است، ولی کنترل اسکالر نمی‌تواند پاسخ دینامیکی مناسبی را فراهم کند. در مقابل در روش کنترل برداری متغیرهای کنترلی به‌صورت برداری در نظر گرفته می‌شوند و علاوه بر اندازه، فاز آن‌ها نیز کنترل می‌شود. روش‌های مختلف کنترل برداری از نظر به‌کارگیری عملی پیچیده‌تر هستند اما عملکرد دینامیکی و حالت ماندگار مناسبی دارند. در اکثر کاربردهایی که هدف کنترل پربازده و دقیق مشخصه‌های الکترومکانیکی موتور است باید از این روش استفاده شود.



شکل ۲- ۱: نمودار درختی انواع روش‌های مرسوم موجود برای کنترل ماشین AC [۸]

یکی از ساده‌ترین روش‌ها برای کنترل موتورهای AC روش تثبیت نسبت ولتاژ به فرکانس می‌باشد. این روش، به‌طور گسترده در کاربردهای صنعتی از قبیل صنایع روغن و گاز که نیازمند موتورهای القایی توان بالا و سنگین هستند و هم‌چنین فن‌ها، پمپ‌ها، کمپرسورها و دستگاه‌های تهویه، مورد استفاده قرار می‌گیرد. این نوع کنترل‌کننده‌ها از نوع اسکالر بوده و به‌صورت حلقه باز با پایداری نسبتاً خوب عمل می‌کنند. بارزترین مزیت این روش سادگی سیستم‌های کنترلی آن است. در مقابل، این نوع کنترل‌کننده‌ها برای کاربردهای با پاسخ سریع مناسب نیستند. هدف اصلی این روش تنظیم نسبت V/f و به تبع آن تمامی متغیرهای مهم موتور است. در این روش کنترلی از سیگنال فیدبک اندازه‌گیری استفاده نمی‌شود و بنابراین از نوع حلقه باز محسوب می‌شود. به‌علاوه، به‌دلیل عدم استفاده از فیدبک و در نتیجه عدم دسترسی محرکه به سرعت واقعی، باید نوع بار برای محرکه مشخص شود. با توجه به این که کنترل موقعیت موتورهای القایی سه‌فاز نیاز به دینامیک سریع و دقیق دارند، لذا به‌کارگیری روش V/f ثابت برای چنین کاربردهایی توصیه نمی‌شود، زیرا اولاً دینامیک مناسبی ندارند، ثانیاً متاثر از کمیت‌های ماشین هستند و ثالثاً حلقه باز عمل می‌کنند.

برخی دیگر از روش‌های کنترل اسکالر عبارتند از روش تغییر قطب، استاتور با چند سیم‌پیچی و مدولاسیون دامنه قطب. روش قطب‌های مجازی قدیمی‌ترین روش در کنترل سرعت می‌باشد و اولین بار در سال ۱۸۹۷ مطرح گردیده است. اساس روش آن است که تعداد قطب‌ها در سیم‌پیچ یک استاتور را به راحتی با تغییر ساده اتصالات به نسبت دو به یک می‌توان تغییر داد. از طرف دیگر، سرعت سنکرون یک موتور القایی تابعی از فرکانس منبع و تعداد جفت قطب‌های سیم‌پیچی استاتور می‌باشد. بنابراین سرعت ممکن است با تغییر جفت قطب‌های سیم‌پیچی استاتور تغییر کند. در تغییر قطب‌های موتور سیم‌پیچی هر فاز متناوباً به دو قسمت مساوی تقسیم می‌گردد و با کلیدی می‌توان سیم‌پیچ‌ها را سری یا موازی کرد که تعداد جفت قطب‌ها نصف شده و در نتیجه سرعت ۲ برابر سرعت سنکرون می‌شود. اما در این حالت نمی‌توان تغییرات پیوسته در سرعت ایجاد کرد. در نتیجه این روش صرفاً برای کاربردهای ساده کارایی دارد [۹]. در روش استاتور با چند سیم‌پیچی، استاتور دارای دو مجموعه سیم‌پیچ با تعداد قطب متفاوت است که در هر لحظه فقط یک مجموعه تحریک می‌گردد. مثلاً در یک موتور با دو مجموعه سیم‌پیچ چهار و شش قطب، سرعت سنکرون موتور در فرکانس ۵۰ هرتز به ترتیب برابر ۱۵۰۰ و ۱۰۰۰ دور بر دقیقه به دست می‌آید. عیوب اصلی این روش آن است که هزینه‌ی موتور را افزایش می‌دهد و همانند روش تغییر قطب فقط در موارد خاص کاربرد دارد [۹].

در سال ۱۹۷۵ روش جدیدی برای تغییر تعداد قطب توسط راولکلیف^۱ ارائه شد. این روش که به‌عنوان مدولاسیون دامنه قطب^۲ شناخته می‌شود راهی برای رسیدن به مجموعه‌های متعدد از قطب‌ها در یک مجموعه سیم‌پیچی استاتور است، به نحوی که نسبت‌های غیر از یک به دو را نیز قابل حصول می‌نماید. نسبت‌های معمولی قابل دسترس به وسیله این روش برابر ۱۲/۱۰، ۱۲/۸، ۱۰/۸، ۱۰/۶، ۱۰/۴، ۶/۴ و ۸/۲ می‌باشد. تئوری حاکم بر روش PAM نسبتاً پیچیده است و در اینجا فقط به مفهوم آن پرداخته می‌شود. وقتی دو موج سینوسی با دو فرکانس متفاوت با هم ترکیب می‌شوند (در هم ضرب می‌شوند) خروجی حاصل شامل مولفه‌هایی با فرکانس‌هایی معادل جمع و تفاضل فرکانس دو سیگنال اصلی است. مثلاً اگر یک سیگنال ۱ هرتز در یک سیگنال ۱۰۰ هرتز ضرب شود، فرکانس‌های خروجی میکسر ۹۹ و ۱۰۱ هرتز خواهد بود. در PAM نیز همین ایده روی توزیع شار پیوندی فاصله هوائی در استاتور ماشین صورت می‌گیرد. اگر سیم‌پیچ یک ماشین به صورت معمولی P قطب داشته باشد و این P قطب با N سوئیچ در اتصال به گروه‌های فاز مدوله شوند آنگاه دو موج شار با $P+N$ و $P-N$ قطب در سیم‌پیچ استاتور به وجود می‌آید. در یک موتور واقعی انتخاب فرکانس مدوله کننده‌ی فضایی، توزیع سیم‌پیچ‌ها، کسر سیم‌پیچ و دیگر پارامترها برای رسیدن به نسبت سرعت مطلوب

¹ G. H. Rowcliffe

² Pole Amplitude Modulation (PAM)

مساله‌ای است که صرفاً با تجربه و سعی و خطا به دست می‌آید. در عمل سوئیچینگ تعداد قطب‌ها در یک سیم‌پیچی بسیار ساده و از طریق تغییر اتصالات در شش ترمینال است و مشابه همان روشی است که در قطب‌های مجازی استفاده می‌شود. سیم‌پیچ‌های *PAM* نسبت به سیم‌پیچ‌های متعدد استاتور برای رسیدن به یک موتور القایی با دو سرعت ترجیح داده می‌شود چرا که هزینه‌ی آن حدوداً ۷۵ درصد هزینه‌ی ساخت دو سیم‌پیچ مجزای کامل است. این روش نیز همانند دو روش اخیر که بررسی شد، کنترل پیوسته و پر بازده موقعیت و سرعت را نمی‌تواند فراهم آورد. در نتیجه هیچ کاربردی نمی‌توان برای به کارگیری آن در سیستم‌های محرکه‌ی الکتریکی پر بازده متصور شد [۹۱].

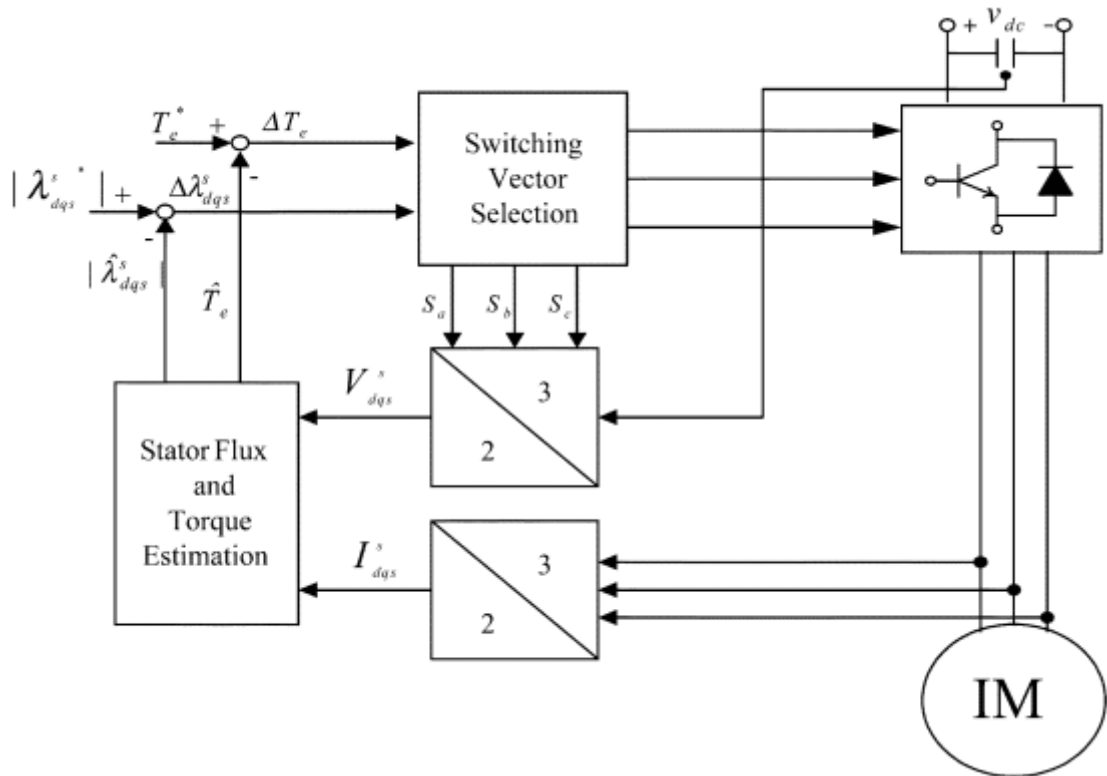
همان‌طور که توضیح داده شد، انواع روش‌های کنترل اسکالر نمی‌توانند انتخاب مناسبی برای طرح‌ریزی یک سیستم کنترل موقعیت کارا برای موتور القایی سه‌فاز باشند. روش کنترل موقعیت باید دارای خصیصه‌هایی مثل دینامیک سریع، کنترل پیوسته موقعیت، خطای کم، اثر پذیری کم در برابر عدم قطعیت‌ها حلقه بسته بودن و غیره باشد که این خصیصه‌ها با روش‌های کنترل اسکالر منافات دارد. لذا در بخش‌های بعدی انواع روش‌های کنترل برداری بررسی خواهند شد که برای این نوع کاربرد مناسب هستند.

۲-۳- مروری بر روش کنترل مستقیم گشتاور^۱

ایده‌ی روش کنترل مستقیم گشتاور حدود یک دهه پس از کنترل جهت‌دار شار ارائه شد، با این وجود روش کنترل مستقیم گشتاور سریع‌تر از روش کنترل جهت‌دار شار وارد صنعت شد. به نظر می‌رسد که مفهوم اولیه‌ی کنترل مستقیم گشتاور به‌طور هم‌زمان در ژاپن و آلمان در اواسط دهه‌ی هشتاد میلادی ریشه گرفته‌است [۱۱۰]. محرکه‌های موتور القایی مبتنی بر کنترل مستقیم گشتاور امکان دریافت عملکرد دینامیکی بالا با استفاده از طرح‌های کنترل خیلی ساده را فراهم می‌نمایند. با این وجود، کنترل مستقیم گشتاور قدیمی و مرسوم دو نقطه ضعف اساسی دارد. اولی تغییر فرکانس کلیدزنی مطابق با دامنه‌ی باندهای هیستریزیس و سرعت عملکرد موتور می‌باشد. دوم این که به دلیل ماهیت کنترل‌کننده‌های هیستریزیس، برای دریافت پاسخ سریع گشتاور، انتخاب بردار ولتاژ در داخل باند هیستریزیس شار بهینه نمی‌شود. کنترل مستقیم گشتاور یک طرح کنترلی شناخته شده برای محرکه‌های موتور القایی است که کنترل سریع و تقویت شده‌ی موتورهای القایی را میسر می‌سازد.

^۱ Direct Torque Control

روش کنترل مستقیم گشتاور همانند روش کنترل جهت‌دار شار شامل ۲ شاخه‌ی موازی است. در روش کنترل مستقیم گشتاور، وابسته به این‌که سیستم محرکه کنترل گشتاور، سرعت یا موقعیت است، ورودی‌ها می‌تواند مراجع شار، گشتاور، سرعت و موقعیت باشند. در روش کنترل سرعت حلقه‌ی خارجی سرعت وجود دارد و در نتیجه ورودی‌ها سرعت و شار مرجع هستند. در روش کنترل گشتاور حلقه‌ی خارجی برای کنترل سرعت وجود ندارد، در نتیجه ورودی‌ها شار و گشتاور مرجع هستند. به‌همین ترتیب، در روش کنترل موقعیت ورودی‌ها شار و موقعیت هستند به‌طوری‌که سرعت و گشتاور ماشین به‌صورت غیرمستقیم کنترل می‌شود. تفاوت اصلی بین روش‌های کنترل مستقیم گشتاور و کنترل جهت‌دار شار از این نقطه آغاز می‌گردد که خطای بین شار/گشتاور مرجع و شار/گشتاور تخمین‌زده شده در این دو روش سرنوشت متفاوتی پیدا می‌کند. در روش کنترل جهت‌دار شار این خطا با اعمال به کنترل‌کننده‌های PI تبدیل به سیگنال‌های مرجع جریان و سپس با عبور مجدد از کنترل‌کننده‌ی PI تبدیل به سیگنال‌های مرجع ولتاژ می‌شود. نهایتاً ولتاژهای مرجع از طریق یک استراتژی مدولاسیون به پالس تبدیل می‌شود که این پالس‌ها به اینورتر تغذیه‌کننده موتور اعمال می‌شود. در روش کنترل مستقیم گشتاور، خطای شار و گشتاور به یک جدول کلیدزنی اعمال می‌شود و با توجه به مقدار آن‌ها، بهترین حالت کلیدزنی اتخاذ می‌شود. در نتیجه ایده‌ی اصلی روش کنترل مستقیم گشتاور این است که سیگنال‌های خطای شار و گشتاور می‌توانند به‌صورت مستقیم برای کنترل موتور القایی استفاده شوند و هیچ نیازی به حلقه‌های کنترلی جریان میانی و همچنین تبدیلات متعدد تعویض قاب مرجع نیست. در روش کنترل مستقیم گشتاور کنترل‌کننده‌های شار و گشتاور از نوع هیستریزس هستند و خروجی آن‌ها تعیین می‌کند که کدام حالت اینورتر باید به ترمینال‌های ماشین اعمال شود. ساختار روش کنترل مستقیم گشتاور بدون حلقه کنترل سرعت در شکل (۲-۲) نشان داده شده‌است [۱۲]. در این روش ابتدا باید مقادیر شار و گشتاور با استفاده از مدل موتور القایی و اندازه‌گیری‌های پایانه‌ای، تخمین زده شوند. مقادیر تخمین زده شده، با مقادیر مرجع مقایسه می‌شود و با استفاده از خطای شار و گشتاور و براساس جدول کلیدزنی بهینه، بهترین بردار کلیدزنی برای اعمال به اینورتر منبع ولتاژ انتخاب می‌شود.



شکل ۲-۲: ساختار روش کنترل مستقیم گشتاور [۱۲]

تا کنون، انواع مختلفی از روش‌های کنترل مستقیم گشتاور برای کنترل سرعت و گشتاور ارائه شده‌است. جهت آدرس‌دهی این موضوع، مرجع [۱۳] بر روی کاهش ریپل گشتاور، مرجع [۱۴] بر روی اصلاح جدول کلیدزنی، و مراجع [۱۵] و [۱۶] بر روی به‌کارگیری روش کنترل مستقیم گشتاور در مبدل‌های جدید (مثل اینورترهای چند سطحی و مبدل‌های ماتریسی) تمرکز کرده‌اند. یکپارچه‌سازی روش کنترل مستقیم گشتاور با یک الگوریتم مناسب برای تخمین سرعت به‌منظور بی‌نیاز کردن این روش از سیگنال سرعت و در نتیجه شفت انکودر (سنسور اندازه‌گیری سرعت و موقعیت) موضوع جذاب دیگری است که در مراجع [۱۷] و [۱۸] پیگیری شده‌است. روش کنترل مستقیم گشتاور با تکیه‌ی مضاعف بر اصول ماشین‌های الکتریکی، نه صرفاً اصول علم کنترل، توانسته است که یک روش نسبتاً ساده و کارا را در پیاده‌سازی زمان حقیقی برای کنترل سرعت و گشتاور موتور القایی فراهم آورد. اما عیب اصلی این روش ریپل بالای گشتاور و فرکانس کلیدزنی متغیر است که کاربرد آن را در کنترل موقعیت موتور القایی محدود کرده‌است. ریپل بالای گشتاور در این روش به‌صورت ذاتی از باندهای هیستریزیس ناشی می‌شود و تنها راه حل رفع آن کوچک کردن این باندها است که این کار بالطبع موجب افزایش فرکانس کلیدزنی می‌شود. لذا به‌لحاظ عملی، کاهش ریپل گشتاور در روش کنترل مستقیم گشتاور

می‌تواند منجر به افزایش فرکانس کلیدزنی گردد و نمی‌توان فرکانس کلیدزنی را تا مقدار دلخواه بالا برد زیرا موجب افزایش تلفات کلیدزنی می‌شود. مدل مکانیکی موتور القایی همانند یک فیلتر پایین‌گذر عمل کرده و موجب می‌شود تا ریپل گشتاور به صورت تضعیف شده در سرعت و موقعیت نمایان شود. در کاربردهای کنترل سرعت، این ریپل نمی‌تواند خللی در کارکرد موتور داشته باشد ولی در کاربردهای دقیق‌تر، مثل کنترل موقعیت، صرف‌نظر کردن از آن می‌تواند عملکرد سیستم محرکه را تحت‌الشعاع قرار دهد. لذا در بحث کنترل موقعیت ماشین‌های القایی، توجه محققان عمدتاً بر به‌کارگیری روش‌های دیگر کنترلی مثل کنترل جهت‌دار شار است.

۲-۴- مروری بر انواع روش‌های کنترل پیش‌بین در سیستم‌های

محرکه‌ی الکتریکی

روش کنترل پیش‌بین مدل در ۲۰ سال اخیر به واسطه‌ی پیشرفت چشم‌گیر در پردازنده‌های دیجیتال بیش‌تر مورد توجه محققان قرار گرفته است. این روش در فرآیندهای صنعتی مختلفی از جمله واحدهای قدرت و پالایشگاه‌های نفت خام به صورت موفق به بهره‌برداری رسیده است. به‌علاوه، با پیشرفت روز افزون میکروکنترل‌کننده‌ها، میکروپروسورها و به‌خصوص پردازنده‌های سیگنال دیجیتال، روش کنترل پیش‌بین مدل در صنایع و فرآیندهای مختلفی از جمله صنایع شیمیایی، فرآیندهای غذایی، کاربردهای فضایی و الکترونیک قدرت و درایو کاربرد زیادی پیدا کرده است [۱۹].

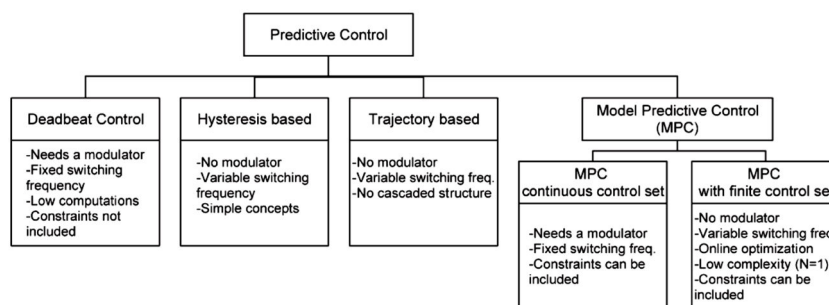
الگوریتم روش کنترل پیش‌بین مدل از یک مدل پردازش صریح^۱ استفاده می‌کند و پاسخ آتی فرآیند را پیش‌بینی می‌کند. در اینجا باید یک مساله بهینه‌سازی فرموله شود که با استفاده از آن، ترتیب عملیات آتی فراهم شود که این کار از طریق مینیمم‌سازی تابع هزینه^۲ انجام می‌شود. المان اولیه‌ی توالی اعمال می‌شود و تمامی محاسبات در هر پریود زمانی تکرار خواهند شد. بنابراین در روش کنترل پیش‌بین مدل، مدل پروسه^۳ یک نقش بسیار کلیدی ایفا می‌کند. مدل انتخابی باید فرآیندهای دینامیکی سریع را در بر بگیرد تا خروجی‌های آتی را به‌دقت پیش‌بینی کند. به‌علاوه، این مدل باید تا حد امکان ساده باشد تا از نظر به‌کارگیری عملی، ایجاد مشکل نکند. برای مدل پروسه، معمولاً از مدل‌های خطی استفاده می‌کنند که این مدل‌ها به‌سادگی با تکنیک شناسایی سیستم قابل فراهم کردن هستند. متعاقباً باید تابع هزینه برگزیده شود که برای این مقصود معمولاً

¹ Explicit Process Model

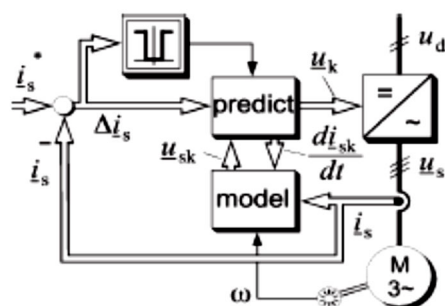
² Cost Function

³ Process Model

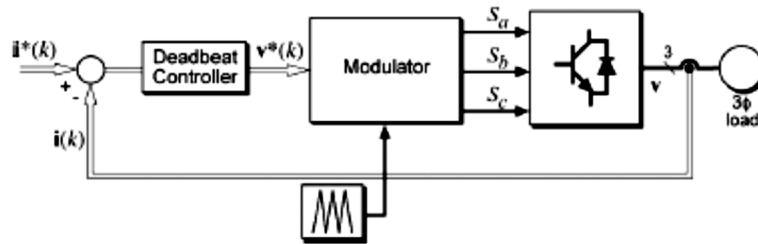
تابع هزینه‌ی درجه دوم با قیود نابرابر انتخاب می‌شود. باید به این نکته توجه کرد که اگر مدل غیرخطی باشد، استفاده از روش کنترل پیش‌بین مدل با استفاده از مدل خطی محدود می‌شود. در این شرایط روش کنترل پیش‌بین مدل با استفاده از مدل‌های داخلی غیرخطی یکی از مسائل چالش برانگیز برای محققان است. امروزه با پیشرفت پردازنده‌های سیگنال دیجیتال، برای فراهم کردن یک پیش‌بینی دقیق می‌توان از کنترل پیش‌بین با مدل‌های غیرخطی بهره گرفت. با وجود مباحث مطرح‌شده، دلیل کم توجهی به روش کنترل پیش‌بین مدل این است که این روش معمولاً برای کاربردهای با دینامیک کند استفاده می‌گردد به طوری که زمان نمونه‌برداری در حد ثانیه و دقیقه است. از این جهت، طراحی و گسترش یک کنترل پیش‌بین سریع در کاربردهای صنعتی بسیار مهم است. یک روش شناخته شده این است که تمامی قوانین کنترلی به صورت آفلاین محاسبه شود و سپس کنترل‌کننده به صورت آنلاین با استفاده از یک جدول جستجو به کار گرفته شود. این روش برای سیستم‌های با تعداد متغیرهای حالت و ورودی‌های کم (کمتر از ۵ متغیر حالت) مناسب است. برای سیستم‌های دیگر روش کنترل پیش‌بین باید طراحی منحصر به فردی را داشته باشد [۲۰].



شکل ۲-۳: انواع روش‌های کنترل پیش‌بین [۱۹]



شکل ۲-۴: ساختار کنترل‌کننده هیستریزس [۱۹]



شکل ۲-۵: ساختار کنترل کننده ایستا [۱۹]

مرجع [۱۹] به بررسی روش‌های مختلف کنترل پیش‌بین در الکترونیک قدرت و محرکه‌های الکتریکی، پرداخته‌است. همچنین تحقیق فوق تقسیم‌بندی ساده‌ای برای انواع روش‌های کنترل پیش‌بین کرده‌است که در شکل (۲-۳) آورده شده‌است. در اینجا برای هر کدام از روش‌های موجود، مثال‌های کاربردی در الکترونیک قدرت ارائه شده‌است. ویژگی اصلی کنترل پیش‌بین، استفاده از مدل سیستم برای تخمین رفتارهای آینده متغیرهای کنترلی می‌باشد. کنترل کننده از این اطلاعات به منظور دستیابی به عملکرد بهینه، مطابق با معیارهای بهینه‌سازی از پیش تعیین شده، استفاده می‌کند. به همین دلیل، کنترل پیش‌بین به‌عنوان یکی از روش‌های کنترلی با دامنه‌ی وسیع برای مبدل‌های الکترونیک قدرت مطرح می‌باشد. شکل (۲-۴) ساختار کنترل کننده هیستریزس را نشان می‌دهد. معیارهای بهینه‌سازی در کنترل کننده‌ی هیستریزس، حفظ متغیرهای کنترلی در محدوده‌ی باند هیستریزس می‌باشد. یکی از ساده‌ترین انواع این قاعده کنترلی، با نام کنترل کننده‌ی "ببگ-ببگ" ^۱ شناخته می‌شود. با توجه به ساختار کنترل کننده هیستریزس، وضعیت کلیدها با استفاده از باند مناسب برای خطا، تعیین می‌گردد. به‌عنوان یک مثال، باند خطا می‌تواند حالت دایره‌ای داشته باشد و اگر اختلاف متغیرهای مرجع و واقعی از ناحیه‌ی مجاز برای باند خطا تجاوز کند، وضعیت کلیدها تغییر می‌کند. در کنترل کننده‌ی مبتنی بر مسیر ^۲، متغیرهای کنترلی مجبورند که مسیر از پیش تعیین شده‌ای را بپیمایند.

برخی از روش‌های کنترلی مثل کنترل مستقیم گشتاور یا کنترل مد لغزشی ترکیبی از کنترل مبتنی بر مسیر و کنترل هیستریزس هستند. در کنترل ایستا ^۳ شکل (۲-۵)، از مدل سیستم در هر گام نمونه‌برداری، برای محاسبه‌ی ولتاژ مرجع مطلوب در گام نمونه‌برداری بعدی استفاده می‌شود. سپس، این ولتاژ با استفاده از یک مدولاتور به سیستم اعمال می‌شود. در واقع، عمل بهینه به‌صورتی است که در زمان نمونه‌برداری بعدی، خطا برابر صفر شود. در کنترل پیش‌بین مدل، معیارهای انعطاف‌پذیرتری به‌صورت تابع هدفی که باید کمینه شود،

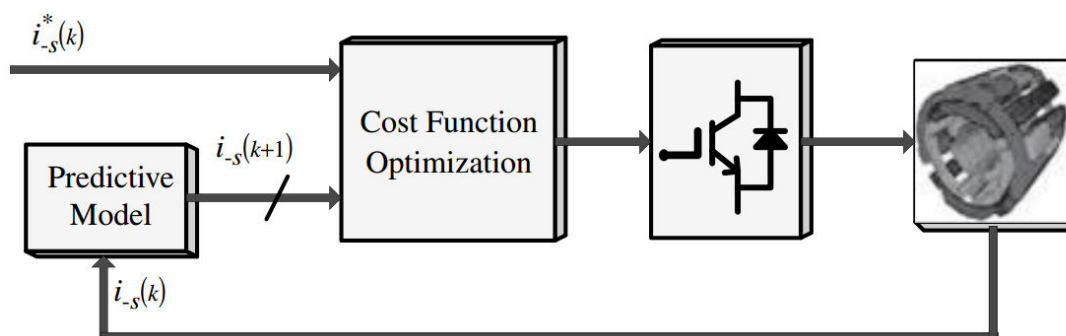
¹ Bang-bang controller

² Trajectory based

³ Deadbeat control

به کار می‌روند. در این روش، در هر گام نمونه‌برداری باید یک تابع هدف بهینه شود که این بهینه‌سازی مبتنی بر وضعیت مطلوب سیستم در گام بعدی است. تفاوت بین این گروه‌های کنترلی به این صورت است: کنترل ایستا و کنترل پیش‌بین مدل به صورت پیوسته هستند و نیاز به مدولاتور دارند تا ولتاژ مورد نیاز را تولید کنند در صورتی که سایر کنترل‌کننده‌ها سیگنال‌های کلیدزنی را به طور مستقیم تولید می‌کنند. در این مقاله، به منظور مقایسه‌ی روش‌های کنترل پیش‌بین با روش‌های متداول، مدل تجربی در آزمایشگاه ساخته شده است. نتایج حاصل از داده‌های تجربی برای تعقیب جریان مرجع توسط کنترل‌کننده‌های PI و کنترل پیش‌بین مدل نشان می‌دهد که روش کنترل پیش‌بین مدل دارای کیفیت بهتری در پاسخ‌دهی می‌باشد؛ زمان نشست آن کوتاه‌تر است و فراجهدش کم‌تری نیز دارد.

در حوزه‌ی سیستم‌های محرکه‌ی الکتریکی دو نوع مرسوم از روش کنترل پیش‌بین مدل عبارتند از: روش کنترل پیش‌بین جریان و کنترل پیش‌بین گشتاور. در روش کنترل پیش‌بین جریان (به اختصار PCC) از معادلات دینامیکی حاکم بر موتور القایی استفاده می‌شود تا بردار جریان استاتور اعمالی به ماشین پیش‌بینی شود. خطای جریان مرجع نسبت به جریان پیش‌بینی شده وارد تابع هزینه می‌شود و با مینیمم‌سازی این خطا بهترین بردار ولتاژ برای اعمال به اینورتر منبع ولتاژ حاصل می‌شود. این روش به طور موثر متغیرهای ورودی و خروجی را کنترل می‌کند به طوری که برای این کار از تمامی حالات معتبر برای کلیدزنی بهره می‌گیرد.



شکل ۲-۶: ساختار کلی روش کنترل پیش‌بین جریان (PCC)

ساختار کلی روش کنترل پیش‌بین جریان برای موتور القایی (با تعداد فاز دلخواه) در شکل (۶-۲) نشان داده شده است. در این روش، مدل پیش‌بین می‌تواند مدل برداری ماشین و یا مدل بار گسسته شده انتخاب شود تا با استفاده از آن مقدار جریان در نمونه‌های آتی محاسبه شود. این جریان از پیش محاسبه شده به همراه جریان مرجع، که آن را می‌توان از حلقه خارجی یا حلقه کنترل سرعت تعیین کرد، وارد بلوک بهینه‌کننده

خواهد شد. بهینه ساز، تابع هزینه را برای تمامی ترکیب‌های ممکن اینورتر محاسبه می‌کند. سپس حالت کلیدزنی بهینه را با توجه به مینیمم‌سازی تابع هزینه و در هر زمان نمونه‌برداری انتخاب می‌کند. همان‌طور که ملاحظه می‌شود این روش به کلی با تکنیک‌های PWM مرسوم تفاوت دارد. در آن جا یک الگوی کلیدزنی متقارن^۱ تولید می‌شود و هر شاخه حداقل ۲ بار در هر پریود زمانی سوئیچ می‌کند. بر خلاف روش PWM معمولی، روش کنترل پیش‌بین جریان یک روش فرکانس متغیر است و صرف‌نظر از این که اصول آن بسیار ساده است، این روش بسیار قدرتمند محسوب می‌شود. علاوه بر این، کنترل‌کننده به راحتی می‌تواند با موارد مطلوب کاربر به صورت یکپارچه درآید که این کار از طریق اصلاح تابع هزینه انجام می‌گیرد [۲۰].

معمولاً در روش PCC ، جریان استاتور به عنوان عنصر اصلی تشکیل دهنده تابع هدف می‌باشد. برای طرح‌ریزی مدل پیش‌بین، ابتدا مدل بار مبتنی بر یک بار سه‌فاز سلفی - مقاومتی را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$L \frac{di_o(t)}{dt} = v_o(t) - Ri_o(t) - e(t) \quad (1-2)$$

حال باید معادله جریان استاتور در گام بعدی تعیین شود. برای این کار معادلات ولتاژ استاتور و روتور موتور القایی در قاب مرجع ساکن به صورت زیر نوشته می‌شوند:

$$v_o(t) = R_s i_o(t) + \frac{d\psi_s(t)}{dt} \quad (2-2)$$

$$v_r(t) = R_r i_r(t) + \frac{d\psi_r(t)}{dt} - j\omega\psi_s(t) \quad (3-2)$$

که در این روابط R_s و R_r مقاومت استاتور و روتور، ψ_s و ψ_r شار پیوندی استاتور و روتور، i_o و i_r جریان‌های استاتور و روتور، ω سرعت زاویه‌ای روتور و j مولفه‌ی موهومی است. معادلات شار پیوندی روتور و استاتور به صورت زیر است:

$$\psi_s(t) = L_s i_o(t) + L_m i_r(t) \quad (4-2)$$

^۱ Symmetrical Switching Pattern

$$\Psi_r(t) = L_m i_o(t) + L_r i_r(t) \quad (5-2)$$

که در این روابط L_s ، L_r و L_m به ترتیب اندوکتانس استاتور، روتور و متقابل است. با جای گذاری رابطه‌ی (۲-۳) در رابطه‌ی (۲-۱) زیر به دست می‌آید:

$$L_s \frac{di_o(t)}{dt} = v_o(t) - R_s i_o(t) - L_m \frac{di_r(t)}{dt} \quad (6-2)$$

با مقایسه‌ی روابط (۲-۱) و (۲-۶)، کاملاً مشخص است که یک موتور القایی شبیه یک بار سلفی - مقاومتی با فرض $L = L_s$ و $R = R_s$ است. به علاوه emf تولید شده از عمل متقابل بین اندوکتانس روتور و متقابل، برابر با $e(t) = L_m (di_r / dt)$ می‌باشد. حال اگر زمان نمونه برداری برابر با T_s فرض شود، مشتق جریان i_o به صورت تقریبی برابر است با:

$$\frac{di_o(t)}{dt} \approx \frac{i_o(k+1) - i_o(k)}{T_s} \quad (7-2)$$

با جای گذاری رابطه (۲-۷) در (۲-۱)، مدل پیش‌بین مورد استفاده در این مقاله به صورت زیر حساب می‌شود:

$$i_o(k+1) = \frac{T_s}{RT_s + L} \left[\frac{L}{T_s} i_o(k) + v_o(k+1) - e(k+1) \right] \quad (8-2)$$

در این جا تابع هزینه را می‌توان به صورت زیر در نظر گرفت:

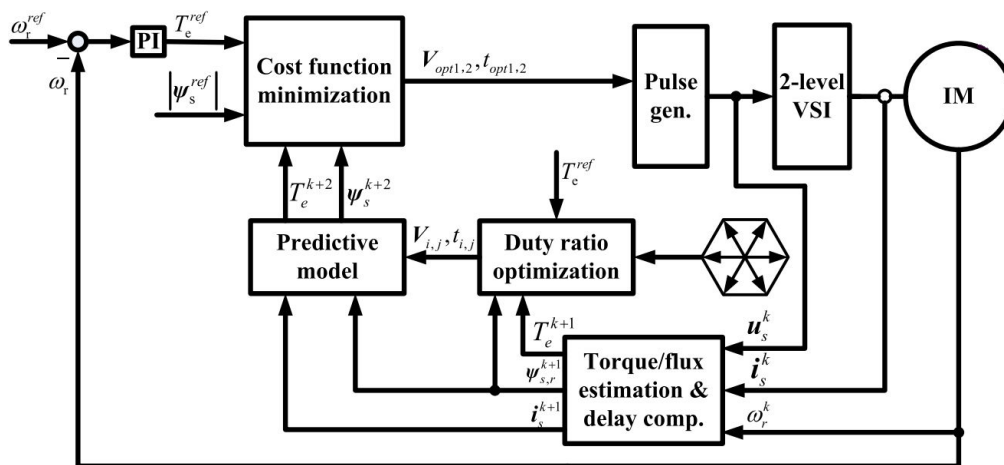
$$g_1 = \left| i_{o\alpha}^* - i_{o\alpha}^p \right| + \left| i_{o\beta}^* - i_{o\beta}^p \right| \quad (9-2)$$

که در این رابطه مقادیر مرجع با نماد (*) و مقادیر پیش‌بینی شده با نماد (p) نشان داده شده‌است.

نوع دیگر روش کنترل پیش‌بین مدل، روش کنترل پیش‌بین گشتاور است. روش کنترل پیش‌بین گشتاور می‌تواند حرکت متغیرهای مورد توجه مثل شار استاتور و گشتاور را به صورت مستقیم پیش‌بینی کند. با ارزیابی تاثیر هر بردار ولتاژ موجود بر روی تابع هدف متشکل از خطای شار و گشتاور، بهترین بردار ولتاژ انتخاب می‌شود. از این جهت، مشخص است که بردار ولتاژ انتخاب شده در روش کنترل پیش‌بین گشتاور دقیق تر و موثرتر از روش کنترل مستقیم گشتاور مرسوم است. به علاوه، انعطاف پذیری روش کنترل پیش‌بین گشتاور به

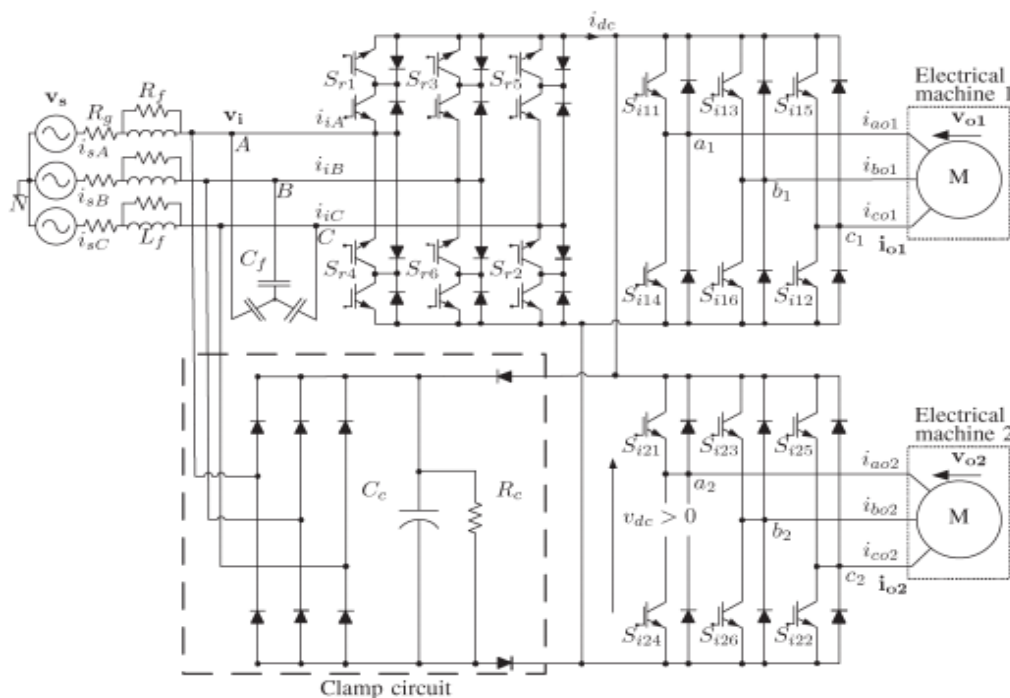
کنترلر این اجازه را می‌دهد تا غیرخطی‌های مختلف را در برگیرد و قیود متنوعی را به متغیرهای کنترلی تحمیل کند. کاربرد این روش در درایو موتورهای الکتریکی به صورت گسترده رسیدگی شده است.

روش‌های مرسوم کنترل پیش‌بین گشتاور مبتنی بر یک بردار می‌باشند. یعنی در هر زمان نمونه‌برداری، یک تابع هدف مبتنی بر خطای وزن دار شار و گشتاور بهینه می‌شود و بهترین بردار ولتاژ برای اعمال به اینورتر منبع ولتاژ انتخاب می‌شود. روش کنترل پیش‌بین گشتاور تک برداری به دلیل ایده‌ی ساده و پاسخ سریع بسیار مورد توجه است. به منظور بهبود عملکرد حالت ماندگار روش کنترل پیش‌بین گشتاور تک برداری، اخیراً ایده‌ی کنترل دوره کاری در روش کنترل پیش‌بین گشتاور ارائه شده است که این کار با اعمال یک بردار ولتاژ صفر حین اعمال بردار ولتاژ فعال در یک پریود کنترلی محقق می‌شود. با این وجود، به دلیل پردازش متوالی انتخاب بردار و محاسبه مدت زمان آن، این روش هنوز خطای گشتاور را به همراه دارد. مرجع [۲۱] یک روش کنترل پیش‌بین گشتاور مبتنی بر دو بردار را با استفاده از تبدیل ترکیب بردارهای ولتاژ به دو بردار ولتاژ دلخواه ارائه می‌دهد. در این روش، با محاسبه‌ی همزمان ترکیب بردار و مدت زمان اعمال آن، خطای گشتاور مینیمم می‌شود. تنها عیب این روش حجم محاسبات سنگین آن می‌باشد که با انتخاب یک روش مناسب برای تعیین مدت زمان بردارها، این روش برای پیاده‌سازی‌های عملی، امکان‌پذیر می‌گردد. شکل (۲-۷) روش پیشنهادی مرجع [۲۱] را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۷: روش کنترل پیش‌بین گشتاور پیشنهادی در [۲۱]

یکی از مزایای روش کنترل پیش‌بین گشتاور، سادگی این روش هم از نظر تئوری و هم در به‌کارگیری برای انواع مبدل‌های الکترونیک قدرت است. بدین مفهوم که باتوجه به مستقل بودن روش کنترل پیش‌بین گشتاور از انواع الگوریتم‌های PWM ، این روش را می‌توان به‌سادگی برای هر نوع مبدل الکترونیک قدرت پیچیده مثل مبدل‌های چند سطحی و ماتریسی به‌کارگرفت. در حقیقت، یکی از معضلات پیاده‌سازی عملی سیستم درایو مبتنی بر مبدل‌های الکترونیک قدرت پیچیده، طرح‌ریزی یک الگوریتم PWM مناسب برای آن است، درحالی‌که روش کنترل پیش‌بین گشتاور مستقل از این الگوریتم است. تنها تفاوت به‌کارگیری روش کنترل پیش‌بین گشتاور در این نوع مبدل‌ها نسبت به اینورترهای دو سطحی مرسوم، تعداد حالات کلیدزنی بیشتر و محاسبات زمان حقیقی سنگین‌تر است. لازم به تأکید است سادگی روش‌های کنترل پیش‌بین هیچ ارتباطی با حجم بالای محاسباتی آن ندارد. همین ویژگی سبب شده تا تحقیقات اخیر به کاربرد روش کنترل پیش‌بین گشتاور مبتنی بر مبدل‌های پیشرفته‌تر سوق داده شود. مرجع [۲۲] به‌کارگیری عملی استراتژی کنترل پیش‌بین گشتاور برای یک سیستم شامل دو ماشین القایی تغذیه شده با مبدل ماتریسی شش ساق را بررسی کرده‌است. تأکید این مقاله بر جنبه‌ی عملی به‌کارگیری روش کنترل پیش‌بین گشتاور برای مبدل‌های ماتریسی غیرمستقیم است. ساختار مداری سیستم مورد مطالعه در شکل (۸-۲) نشان داده شده‌است.



شکل ۸-۲: ساختار مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه به شش، تغذیه کننده‌ی دو موتور القایی سه‌فاز [۲۲]

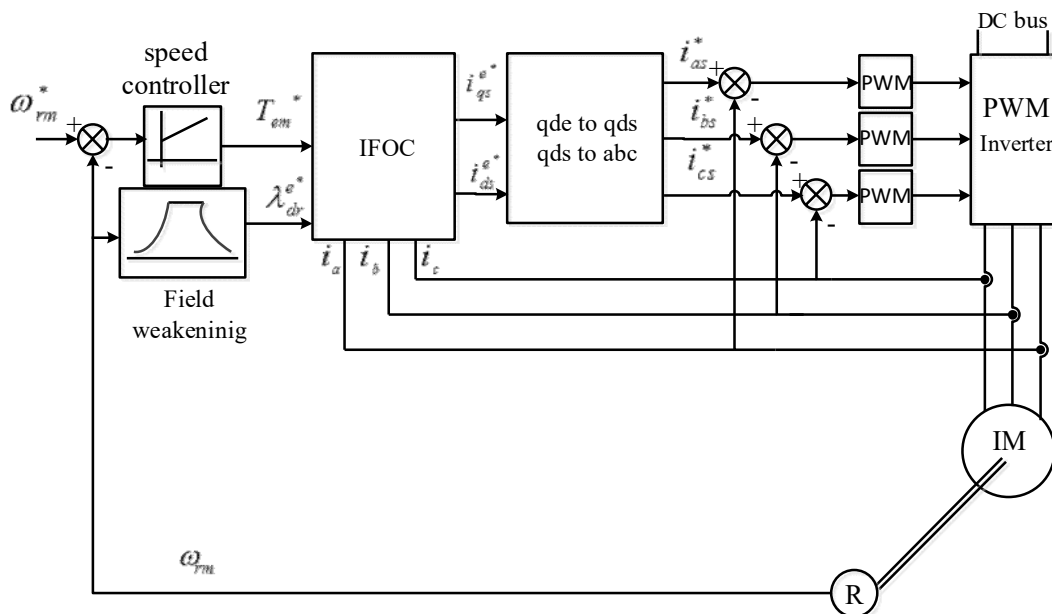
تا کنون، روش‌های کنترل پیش‌بین مدل به‌ویژه کنترل پیش‌بین جریان و کنترل پیش‌بین گشتاور مورد مطالعه قرار گرفت. به‌طور خلاصه، روش کنترل پیش‌بین گشتاور و جریان در سیستم‌های محرکه‌ی الکتریکی دارای مزیت سر راست بودن الگوریتم برای انواع مبدل‌های الکترونیک قدرت، شامل اینورترهای دو سطحی، سه سطحی، چند سطحی، مبدل ماتریسی و غیره است. به‌عنوان مثال، اگر بخواهیم برای یک مبدل ماتریسی یک سیستم محرکه مبتنی بر روش کنترل مستقیم گشتاور یا کنترل جهت‌دار شار طرح‌ریزی کنیم، با پیچیدگی مضاعفی، عمدتاً ناشی از الگوریتم مدولاسیون پهنای پالس یا جدول کلیدزنی، روبرو هستیم درحالی‌که در روش‌های کنترل پیش‌بین مدل، به‌ازای تمامی حالات مبدل، تمامی محاسبات تکرار و بهترین حالت کلیدزنی از روی بهینه‌سازی تابع هزینه استخراج می‌گردد. این موضوع یک عیب عمده دارد و آن بالا بودن حجم محاسباتی روش‌های کنترل پیش‌بین مدل است. لذا در پیاده‌سازی زمان حقیقی روش کنترل پیش‌بین مدل، باید از گام نمونه‌برداری بزرگی در مقایسه با روش‌های کنترل مستقیم گشتاور و جهت‌دار شار استفاده کرد. این موضوع در کاربردهای دقیق‌تر، مثل کنترل موقعیت ماشین‌های القایی در صنایع رباتیک، مثبت تلقی نمی‌شود. در حقیقت زمان زیاد بین دو گام نمونه‌برداری باعث می‌شود تا بردارهای ولتاژ اعمالی به اینورتر منبع ولتاژ دیر به دیر به روزرسانی شود و دقت عملکرد سیستم محرکه را تا حدودی کاهش دهند.

۲-۵- استراتژی کنترل جهت‌دار شار (FOC)

در روش کنترل جهت‌دار شار، با تفکیک مولفه‌های جریان استاتور به دو مولفه‌ی گشتاورساز و شارساز و کنترل آن‌ها با استفاده از تنظیم‌کننده‌های PI ترتیبی داده می‌شود که موتور AC نظیر موتور DC کنترل شود و به‌این ترتیب تمام مزایای موتور DC از جمله پاسخ گشتاور سریع آن‌ها در موتورهای AC نیز در دسترس خواهد بود. کنترل جهت‌دار شار به‌طور گسترده برای عملکرد کارا در راه‌اندازی موتورهای القایی مورد استفاده قرار می‌گیرد. همانند موتورهای DC ، کنترل گشتاور موتور القایی با کنترل گشتاور و شار به‌طور مستقل از هم صورت می‌گیرد. موتور القایی به منبع سه‌فاز با فرکانس متغیر برای عمل تغییر سرعت نیاز دارد. در واقع می‌توان این منبع را با استفاده از قدرت سیستم مبدل که متشکل از یک یکسوکننده‌ی متصل به اینورتر با استفاده از لینک DC که در شکل (۹-۲) دیده می‌شود، ایجاد کرد. حلقه‌ی کنترل جریان به نیروی جریان موتور برای دنبال کردن مرجع ورودی (معمولاً سینوسی) اضافه شده‌است.

در روش کنترل برداری، شار روتور و گشتاور می‌توانند به‌طور مستقل از هم با استفاده از جریان استاتور در مرجع $d-q$ کنترل شوند. اینورتر تغذیه‌کننده‌ی محرکه‌ی موتور القایی را می‌توان با روش‌های مختلف بسته

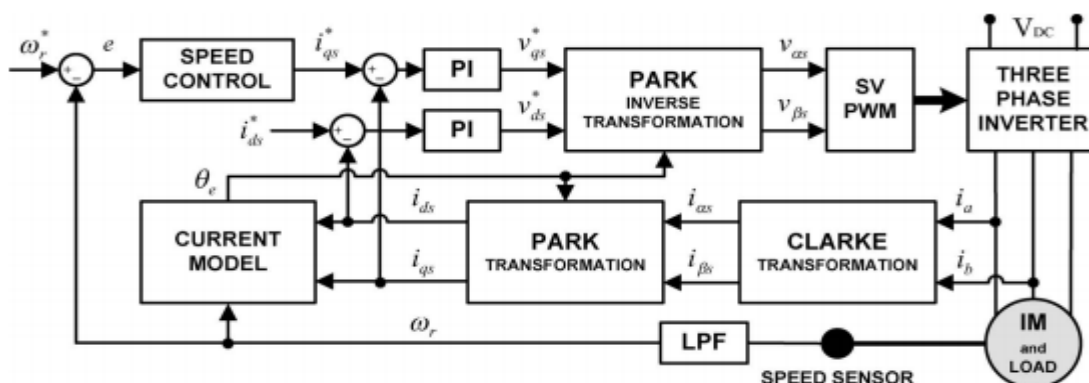
به نوع کاربرد، عملکرد مورد نظر و پیچیدگی طرح، کنترل کرد. روش‌هایی که بیش‌ترین استفاده را در موتور القایی دارند عبارتند از: کنترل جریان با الگوریتم مدولاسیون حلقه باز و حلقه بسته. درست است که کنترل جهت‌دار شار، محرکه‌های AC را همانند محرکه‌های DC کنترل می‌کند، اما عملکرد بهتر در سیستم محرکه‌های AC که با بردار کنترل می‌شوند تماماً بستگی به کنترل دقیق میدان دارد. اگر جهت میدان نادرست باشد، تمامی عملکردها شامل حالت پایدار و حالت دینامیک افت کرده و بدتر خواهند شد. جهت صحیح میدان بستگی به برآورد دقیق پارمترهای موتور دارد. تغییر در پارمترهای موتور اجتناب ناپذیر است و در شرایط کاری آزاد موتور قریب‌الوقوع است. بنابراین پارمترهای موتور در یک سیستم کنترل برداری کارا یا باید به‌طور همزمان شناسایی و تصحیح گردند و یا این‌که از الگوریتم‌های کنترل مقاوم در ساختار کنترل جهت‌دار شار استفاده کرد. مشخصاً این عمل پیچیدگی سیستم‌های کنترل جهت‌دار شار را تا حدی افزایش می‌دهد. علاوه‌برآن جهت‌یابی میدان مستلزم تبدیل مختصات است که جزء اساسی و پیچیده در سیستم محرکه می‌باشد. می‌توان اذعان کرد که به‌لحاظ پیچیدگی در پیاده‌سازی سخت‌افزاری و حجم محاسبات، کنترل جهت‌دار شار بین روش‌های کنترل پیش‌بین مدل و کنترل مستقیم گشتاور قرار دارد.



شکل ۲-۹: ساختار نمونه برای کنترل جهت‌دار شار موتور القایی

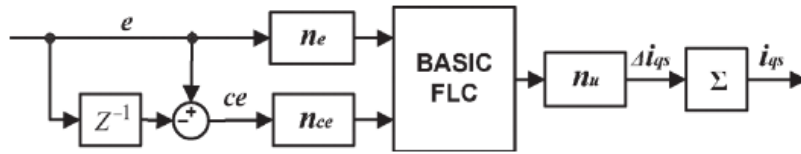
۲-۵-۱- کنترل سرعت موتور القایی سه فاز مبتنی بر FOC

پیاده‌سازی یک روش کنترل سرعت مبتنی بر روش کنترل جهت‌دار شار برای موتور القایی سه‌فاز یکی از موضوعات مورد توجه بسیاری از مقالات علمی می‌باشد [۲۳]-[۲۶]. به‌منظور فراهم کردن عملکرد سرعت متغیر، به‌طور مرسوم روش‌هایی مثل کنترلرهای PI مورد استفاده قرار می‌گیرند. این نوع کنترلرها توانایی ارائه‌ی بازده مناسب در تمامی سرعت‌ها را ندارند. این نقص حتی در شرایط جهت‌یابی ایده‌آل شار پابرجای می‌ماند. لذا، مرجع [۲۳] کنترلر فازی خود تنظیم^۱ را به‌عنوان یک جایگزین مناسب برای کنترلر PI در ساختار کنترل جهت‌دار شار موتور القایی سه‌فاز ارائه کرده‌است. این کنترلر قابلیت تنظیم آنلاین پارامترهایش را براساس خطای سرعت مرجع و سرعت واقعی دارد. لازم به ذکر است که روش کنترل جهت‌دار شار این مقاله از نوع غیرمستقیم می‌باشد. ساختار این روش به‌همراه کنترلر سرعت فازی به‌ترتیب در شکل‌های (۱۰-۲) و (۲-۱۱) نشان داده شده‌است. شکل (۲-۱۲) یکی از نتایج منتخب این مقاله را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشخص است کنترلر فازی در مقایسه با کنترلر PI دارای خطای مسیریابی کم‌تری است. به‌علاوه، میزان فراجهدش یا فروجهش هنگام راه‌اندازی و اعمال بارهای ناگهانی در کنترلر فازی کم‌تر است که این امر از تنظیم آنلاین پارامترهای فازی نشأت می‌گیرد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، روش کنترل‌کننده‌ی فاز به خوبی در مقابل اغتشاشات خارجی مقابله کرده‌است اما عیب عمده‌ای که این روش دارد حجم بالای محاسبات آن و پیچیدگی در به‌کارگیری عملی است. لذا کاربرد کنترلر فازی در سیستم‌های محرکه‌ی الکتریکی خیلی جافتاده نیست. اکثر محققان ترجیح می‌دهند از روش‌های ساده‌تر و کاراتر مثل کنترل مد لغزشی بهره ببرند.

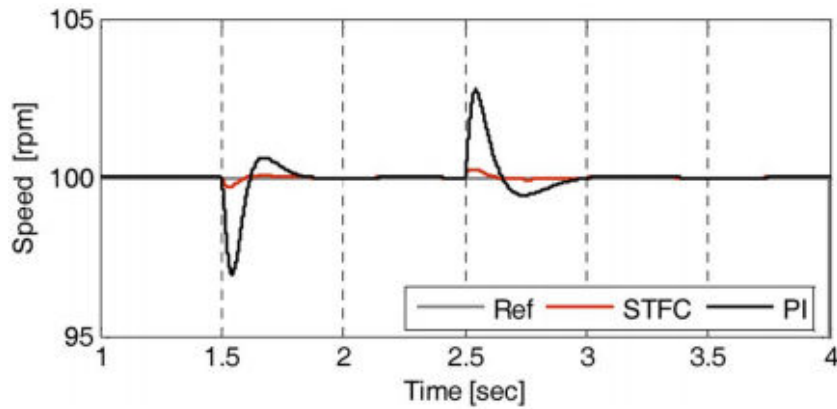


شکل ۲-۱۰: ساختار کنترل جهت‌دار شار غیرمستقیم برای موتور القایی سه‌فاز [۲۳]

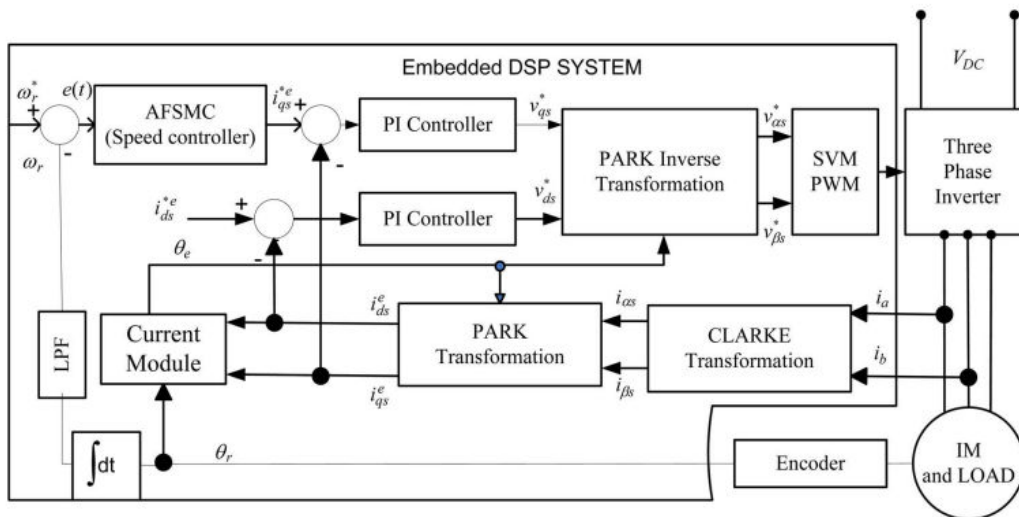
^۱ Self-tuning fuzzy controller



شکل ۲-۱۱: بلوک دیاگرام کنترلر خود تنظیم فازی به عنوان کنترلر سرعت [۲۳]



شکل ۲-۱۲: کنترلر خود تنظیم فازی به عنوان کنترلر سرعت [۲۳]



شکل ۲-۱۳: ساختار کنترلر جهت‌دار شار غیرمستقیم مبتنی بر کنترلر مد لغزشی فازی تطبیقی برای موتور القایی سه‌فاز [۲۴]

در همین راستا، مرجع [۲۴] یک کنترلر مد لغزشی فازی تطبیقی^۱ مبتنی بر روش لایه مرزی^۲ برای کنترل سرعت در روش کنترل جهت‌دار شار غیرمستقیم برای موتور القایی سه‌فاز ارائه می‌دهد به طوری که در این روش سیگنال سرعت با استفاده از یک انکودر اندازه‌گیری می‌شود. ساختار کنترلی پیشنهادی این مقاله در شکل (۱۳-۲) نشان داده شده است. این روش از ترکیب دو الگوریتم کارا در حلقه‌ی خارجی کنترل سرعت بهره برده است که پاسخ سیستم در برابر اغتشاشات خارجی را بهبود دهد. نقطه‌ی مقابل آن، پیچیدگی الگوریتم است.

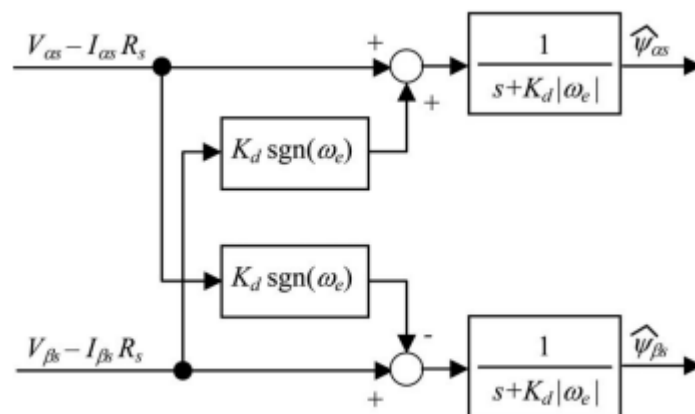
به‌طور کلی روش کنترل مستقیم گشتاور ذاتاً بدون حسگر (سنسورلس) است. بدین معنی که اگر حلقه‌ی خارجی کنترل سرعت را نادیده بگیریم، هیچ نیازی به سیگنال سرعت (یا موقعیت) برای کنترل گشتاور و شار موتور ندارد. موقعیت بردار شار را می‌توان به‌صورت حدودی از روی علامت شارهای متعامد تعیین کرد و هیچ نیازی به دانستن موقعیت دقیق بردار شار استاتور نیست. در مقابل، روش کنترل جهت‌دار شار حتی بدون حلقه‌ی خارجی کنترل سرعت به سیگنال سرعت (یا موقعیت) نیاز دارد. در این روش شار باید به‌صورت دقیق جهت‌یابی شود (موقعیت آن باید به‌صورت دقیق تعیین گردد). استفاده از سنسور سرعت در این روش، می‌تواند پیچیدگی سیستم را بالا و قابلیت اطمینان آن را کم کند. لذا مراجع بسیار گسترده‌ای در حوزه‌ی طراحی تخمین‌گر سرعت و ارائه‌ی یک روش بدون انکودر ارائه شده است. به‌عنوان نمونه، مرجع [۲۵] یک روش کنترل جهت‌دار شار بدون حسگر برای موتور القایی سه‌فاز ارائه کرده است. در این مقاله از تخمین‌گر سرعت مبتنی بر سیستم مدل مرجع و فقی^۳ استفاده شده است. در این نوع تخمین‌گرها ابتدا باید یکی از متغیرهای حالت (مثل شار روتور) با استفاده از دو مدل مختلف (مدل‌های ولتاژ و جریان) تخمین زده شود. سپس تفاضل دو مقدار تخمین زده شده با استفاده از یک طرح تطبیقی مناسب سرعت موتور را تخمین می‌زند. باید توجه کرد که عملکرد تخمین‌گر *MRAS* در سرعت‌های پایین در حضور عدم قطعیت‌ها بسیار ضعیف است. در این مقاله برای رفع این مشکل، یک تخمین‌گر *MRAS* جدید ارائه شده است به طوری که طرح تطبیقی در آن، مبتنی بر روش پیش‌بین است. از طرف دیگر، در طرح‌ریزی روش کنترل موقعیت مبتنی بر کنترل جهت‌دار شار، اگر هدف به‌کارگیری تخمین‌گر موقعیت نیز باشد، حتماً باید این تخمین‌گر مقاوم در برابر تمامی عدم قطعیت‌های ماشین القایی، مثل تغییر مقاومت استاتور و ثابت زمانی روتور، باشد. در غیر این صورت، دقت کنترل موقعیت کاهش می‌یابد. لذا غالباً محققان ترجیح می‌دهند که در این کاربردها از انکودرهای مطلق بهره ببرند.

¹ Adaptive fuzzy sliding-mode controller

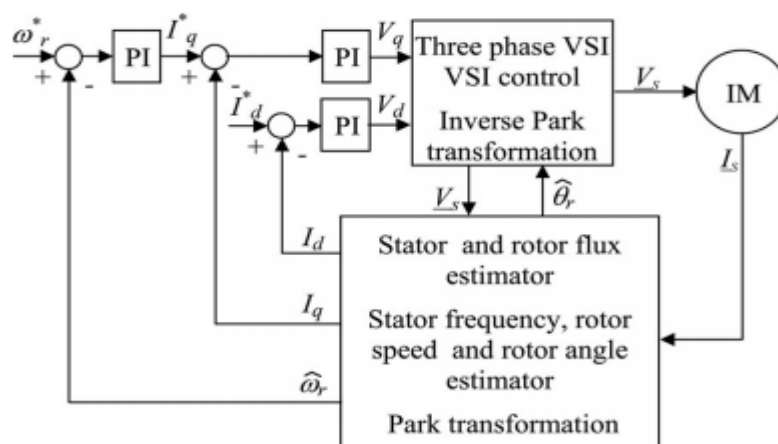
² Boundary layer

³ Model Reference Adaptive System (MRAS)

مرجع [۲۶] نیز یک روش کنترل جهت‌دار شار جدید برای موتور القایی سه‌فاز ارائه می‌دهد. یکی از چالش‌های موجود در زمینه‌ی تخمین‌گرهای مرسوم سرعت و شار برای موتورهای القایی، وجود انتگرال‌گیر خالص در ساختار آن‌ها می‌باشد. در مرجع [۲۶] یک انتگرال‌گیر جدید با الگوریتم جبران‌سازی آفست DC برای یک موتور القایی سه‌فاز پیشنهاد می‌شود. روش پیشنهادی، در فرکانس‌های پایین دارای دقت و پایداری بهتری است. به‌علاوه این روش در مقایسه با روش‌های مرسوم از سادگی بیشتری برخوردار است. ساختار تخمین‌گر شار استاتور جدید ارائه‌شده در مرجع [۲۶] و روش کنترل جهت‌دار شار مبتنی بر این تخمین‌گر جدید به‌ترتیب در شکل‌های (۲-۱۴) و (۲-۱۵) نشان داده شده‌است. با توجه به شکل (۲-۱۳)، کاملاً مشخص است که انتگرال‌گیر خالص در ساختار تخمین‌گر شار استاتور حذف شده‌است. پس از تخمین دقیق شار استاتور و با استفاده از روابط اساسی حاکم بر موتور القایی سه‌فاز، سرعت موتور به‌راحتی قابل استحصال است. در این مقاله، تمرکز اصلی بر روی عملکرد سیستم درایو بدون حسگر در سرعت‌های بسیار پایین (حول صفر) است.



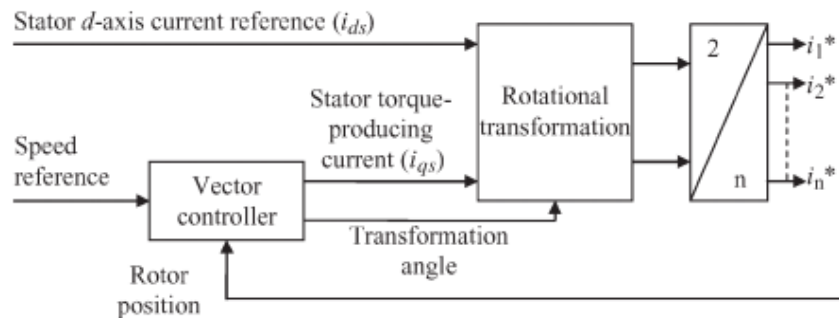
شکل ۲-۱۴: تخمین‌گر شار استاتور [۲۶]



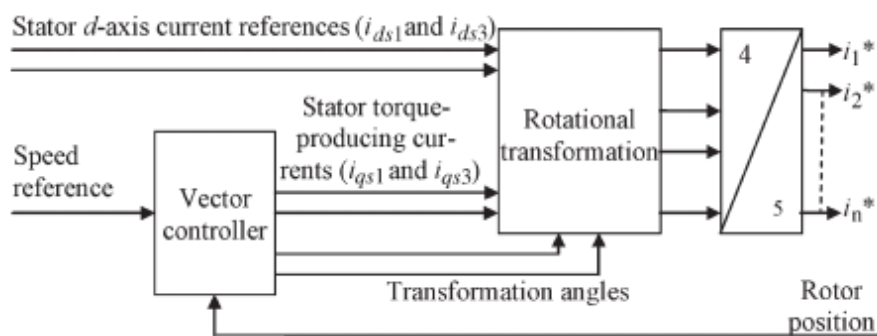
شکل ۲-۱۵: کنترل جهت‌دار شار مبتنی بر تخمین‌گر شار استاتور بهبود یافته [۲۶]

در یک دهه اخیر، از اواخر سال ۱۹۹۰ میلادی، تلاش‌ها برای بهره‌برداری از موتورهای چند فاز به شدت افزایش پیدا کرده است که دلیل این امر مزایای متعدد این موتورها از قبیل قابلیت اطمینان بالا، توان خروجی بالاتر به ازای ابعاد یکسان، ریپل کم‌تر در فرکانس‌های بالاتر، هارمونیک‌های جریانی کم‌تر و راندمان بالاتر می‌باشد. اکثر موتورهای الکتریکی مرسوم سه‌فاز، مثل موتور القایی، موتور مغناطیس دائم سنکرون و غیره، می‌توانند در حالت چند فاز نیز بهره‌برداری شوند که در این بین، موتورهای القایی توجهات بیش‌تری را به خود معطوف کرده است. دلیل این امر سادگی، مقاوم بودن ساختار و همچنین پایین بودن قیمت این‌گونه موتورها می‌باشد. به‌طور خلاصه، هدف اصلی به‌کارگیری ماشین‌های الکتریکی چندفاز در صنعت، افزایش توان محرکه، قابلیت اطمینان و کاهش ضربان گشتاور بوده است. امروزه، موتورهای القایی چندفاز در سه کاربرد خاص صنعتی بسیار موتور توجه می‌باشند که عبارتند از: نیروی محرکه در کشتی‌های الکتریکی، هواپیماها و کشنده‌ها (لوکوموتیو، خودروی الکتریکی و هیبرید) [۲۷].

اگر چه ایده‌ی محرکه‌های سرعت متغیر مبتنی بر ماشین‌های الکتریکی چند فاز (بالاتر از سه‌فاز)، در اواخر دهه‌ی ۱۹۶۰ میلادی مطرح شد، اما به‌کارگیری کاربردی این محرکه‌ها در صنایع مختلف در اواخر ۱۹۹۰ میلادی به تحقق پیوست. عمده‌ی کاربرد این محرکه‌ها در کشتی‌های الکتریکی، کشنده‌های لوکوموتیو، خودروهای الکتریکی هیبرید، هواپیماها و همچنین کاربردهای صنعتی توان بالا می‌باشد. مرجع [۲۷] یک بازبینی مختصر بر روی کاربردهای محرکه‌های چند فاز انجام داده است. در این مقاله ابتدا برتری‌های محرکه‌های چند فاز نسبت به محرکه‌های سه‌فاز اثبات می‌شود و سپس راه‌های موجود برای طراحی محرکه‌های چند فاز و همچنین طرح‌های کنترلی مختلف مورد بررسی قرار می‌گیرد. روش کنترل جهت‌دار شار به‌عنوان یک روش قدرتمند، پاسخ دینامیکی نسبتاً مناسبی برای محرکه‌های چند فاز فراهم می‌کند. در حالت کلی، از نقطه نظر ثئوری، روش FOC برای محرکه‌های القایی با هر تعداد فاز قابلیت به‌کارگیری دارند. با این وجود، معمولاً محرکه‌های پنج فاز و شش فاز بیش‌تر مورد توجه محققان هستند. دلیل این امر، وجود یک مصالحه‌ی منطقی بین پیچیدگی سیستم و سایر ویژگی‌های مثبت آن در محرکه‌های پنج و شش فاز است. ساختار روش کنترل جهت‌دار شار برای یک محرکه‌ی n فاز و پنج فاز به ترتیب در شکل‌های (۱۶-۲) و (۱۷-۲) نشان داده شده است. در این دو شکل، در بلوک کنترل برداری عمل دکوپله‌سازی جریان‌های محورهای متعامد انجام می‌گیرد. مشخصاً تعداد کنترل‌کننده‌های موردنیاز در یک موتور چند فاز (عموماً کنترلر PI) بیش‌تر از موتور سه‌فاز است، لذا حجم محاسبات بلادرنگ انجام شده توسط پردازش‌گر دیجیتال افزایش می‌یابد. این امر یکی از چالش‌های موجود برای تمامی موتورهای چند فاز می‌باشد. لذا باید از پردازنده‌های قوی‌تر در این نوع کاربردها استفاده شود.



شکل ۲-۱۶: ساختار کلی استراتژی کنترل جهت‌دار شار برای یک محرکه n فاز [۲۷]



شکل ۲-۱۷: ساختار کلی استراتژی کنترل جهت‌دار شار برای یک محرکه ۵ فاز [۲۷]

۲-۵-۲- کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز مبتنی بر FOC

بحث کنترل سرعت و گشتاور مبتنی بر کنترل جهت‌دار شار دارای ابعاد گسترده‌ای است که تا کنون تحقیقات زیادی در حوزه‌ی آن انجام شده‌است. لذا می‌توان اذعان کرد که این موضوع تحقیقاتی به درجه‌ای از بلوغ رسیده‌است. درحالی‌که کنترل موقعیت سیستم‌های محرکه‌ی موتور القایی سه‌فاز مبتنی بر روش کنترل جهت‌دار شار کم‌تر مورد توجه محققان قرار گرفته‌است. در این بخش، هدف بررسی برخی مراجع در حوزه‌ی کنترل موقعیت موتورهای القایی سه‌فاز است. در کنترل موقعیت موتورهای القایی سه‌فاز، با توجه به این‌که کنترل موقعیت در کاربردهای حساس و دقیق کاربرد دارد، مقاوم بودن سیستم محرکه در برابر اغتشاشات خارجی بسیار حائز اهمیت است. لذا روش‌هایی که عمدتاً در این حوزه ارائه شده‌اند از الگوریتم‌های کنترل مقاوم استفاده کرده‌اند.

در مرجع [۲۸] یک کنترل‌کننده مد لغزشی مبتنی بر گنش‌پذیری (پسیو بودن)^۱ برای کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز پیشنهاد شده‌است. کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی با یک تخمین‌گر گشتاور بار تطبیقی طراحی

^۱ Passivity

می‌گردد تا موقعیت موتور القایی را به‌گونه‌ای کنترل کند که اثرات چترینگ^۱ تا حد ممکن کم شود. تئوری پایداری روش پیشنهادی با تئوری کنش‌پذیری اثبات شده‌است. طبق ادعای نویسندگان این مقاله، روش پیشنهادی، مقاوم در برابر تغییرات پارامترهای مکانیکی و اغتشاشات گشتاور بار است. این مقاله از یک روش کنترل مدل لغزشی مرتبه اول استفاده کرده‌است به‌طوری‌که پدیده‌ی چترینگ در آن با طراحی کنش‌پذیر نسبت به روش کنترل مد لغزشی مرتبه اول عادی کاهش یافته‌است. با این‌وجود، عمده اصلاحاتی که بر روی روش مد لغزشی مرتبه اول جهت کاهش پدیده‌ی چترینگ انجام می‌شود، موجب دور شدن عملکرد سیستم از حالت ایده‌آلش خواهد شد.

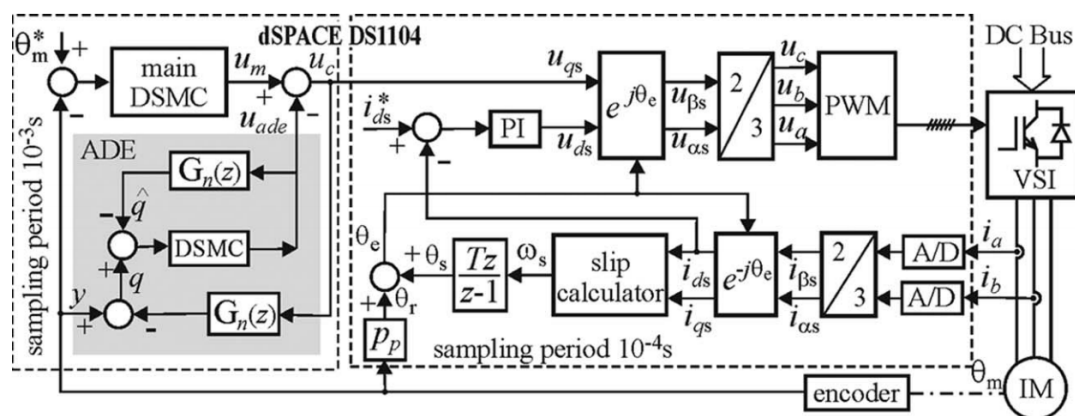
همان‌طور که قبلاً گفته شد، روش کنترل جهت‌دار شار، بر خلاف روش کنترل مستقیم گشتاور، تأکیداً به سیگنال‌های موقعیت و سرعت نیازمند است. یک روش برای حصول این سیگنال‌ها، استفاده از شفت انکودر و روش دیگر بهره‌گیری از تخمین‌گر است. تکنیک‌های تخمین سرعت و موقعیت مبتنی بر مدل صرفاً از مولفه‌ی اصلی شکل موج‌های ولتاژ و جریان برای تخمین بهره می‌گیرند. این کار موجب می‌شود تا عملکرد در فرکانس‌های کم بسیار غیر قابل اعتماد شود. مرجع [۲۹] یک الگوریتم کنترل سرعت و موقعیت بدون حسگر با استفاده از تزریق سیگنال فرکانس بالا در فرکانس‌های کم و صفر ارائه کرده‌است. الگوریتم پیشنهادی در این مقاله بر پدیده‌ی اشباع و غیرخطی‌های اینورتر غلبه کرده‌است.

کنترل موقعیت یک کلاس از سرووموتورها، شامل سروو DC و سروو القایی با تکنیک کنترل مدل لغزشی فازی PI در مرجع [۳۰] آدرس داده شده‌است. در این مقاله، قوانین فازی با طرح‌های تطبیقی تنظیم شده‌است. به‌منظور غلبه بر مشکل چترینگ، کنترل گسسته که باعث این رخداد می‌شود با یک ساختار کنترل PI تطبیقی جایگزین شده‌است. تمامی طرح‌های تطبیقی این مقاله با تئوری پایداری لیاپانوف به اثبات رسیده‌است تا پایداری حلقه بسته‌ی سیستم را تضمین کند. تمام نتایج ارائه‌شده در این مقاله به‌صورت شبیه‌سازی است. مشخصاً به‌کارگیری سخت‌افزاری روش فازی پیچیدگی و چالش‌های مربوط به خودش را دارد.

به‌طور کلی، در یک سیستم کنترل موقعیت، روش پیشنهادی باید دارای ویژگی‌های مقابل باشد: پاسخ سریع، تا حد ممکن بدون فرجهش/فروجهش، دارای دقت زیاد در حالت ماندگار، عملکرد مناسب در برابر اغتشاشات خارجی، و مقاوم در برابر تغییرات پارامترهای سیستم. طبق مرجع [۳۱] روش کنترل مد لغزشی به‌صورت بالقوه توانایی داشتن تمامی این ویژگی‌ها را به‌صورت یک‌جا دارد. اما متأسفانه مشکل اصلی روش کنترل مد لغزشی مرتبه اول چترینگ است. در مرجع [۳۱] یک روش کنترل مد لغزشی زمان گسسته برای

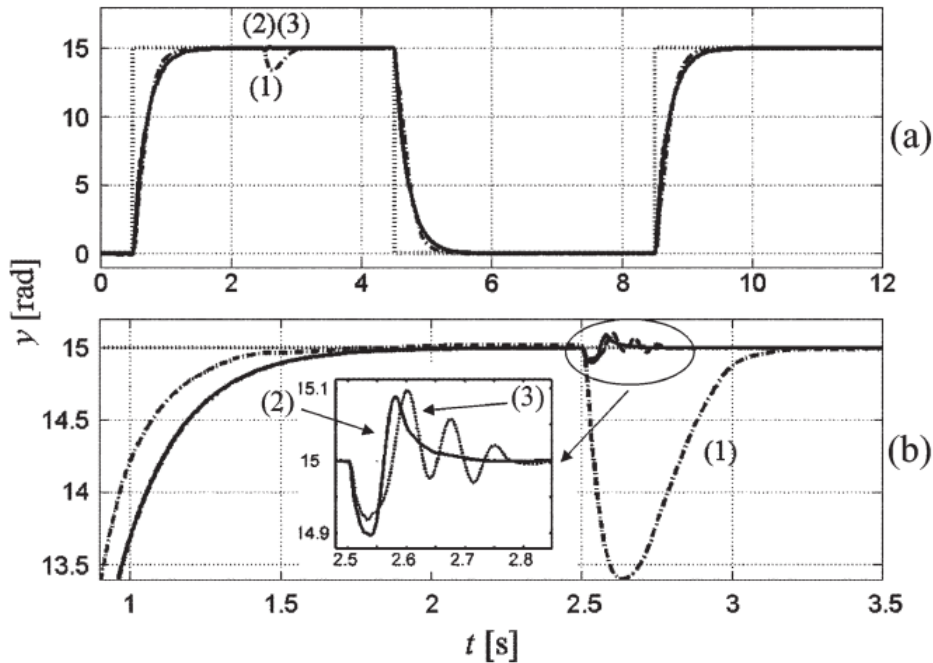
^۱ Chattering

کنترل موقعیت موتور القایی سه فاز ارائه شده است. الگوریتم پیشنهادی در این مقاله، در شکل (۲-۱۸) نشان داده شده است. این الگوریتم شامل یک تخمین گر اغتشاش فعال^۱ برای بهبود مقاومت و دقت سیستم است. این مقاله برای کاهش پدیده‌ی چترینگ از یک تابع تخمینی نرم به جای تابع علامت استفاده کرده است. همان طور که قبلاً گفته شد، این کار باعث دور شدن از عملکرد ایده آل روش کنترل مدل لغزشی می شود. با این وجود، نتایج این مقاله پاسخ سریع، بدون فراجهدش و مقاوم در برابر عدم قطعیت ها و اغتشاشات خارجی را تایید می کند. شکل (۲-۱۹) یکی از نتایج منتخب این مقاله را نشان می دهد. در این شکل، نمودار (۱) مربوط به طرح بدون ADE و نمودارهای (۲) و (۳) مربوط به طرح با ADE هستند. در نمودار (۳) عدم قطعیت هایی شامل تغییرات مقاومت روتور و اینرسی، به سیستم تحمیل شده است.



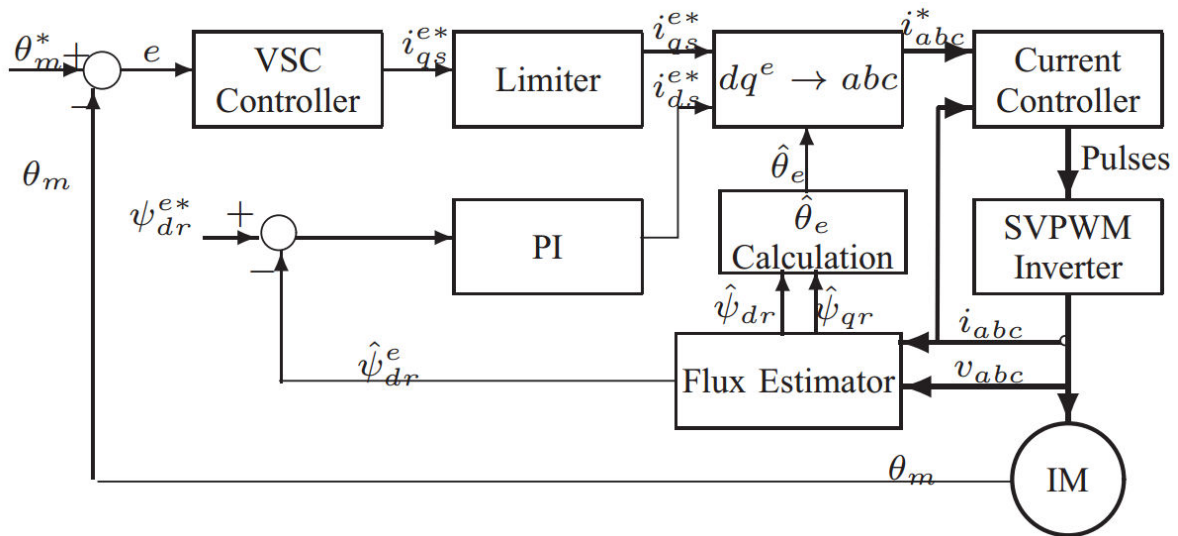
شکل ۲-۱۸: بلوک دیاگرام طرح کنترل موقعیت پیشنهادی در [۳۱]

^۱ Active Disturbance Estimator (ADE)



شکل ۲-۱۹: نتایج منتخب از کنترل موقعیت ارائه شده در [۳۱]

مرجع [۳۲] نیز یک روش کنترل موقعیت تطبیقی و مقاوم برای کاربردهای زمان حقیقی ارائه داده است. روش مد لغزشی ارائه شده در این مقاله، یک مسیریابی موقعیت پایدار و مقاوم در حضور عدم قطعیت‌ها و تغییرات گشتاور بار از خود نشان می‌دهد. این روش یک قانون تطبیقی را برای بهره‌ی کلیدزنی ترکیب می‌کند، به طوری که کنترل کننده می‌تواند بهره‌ی کلیدزنی را طوری حساب کند تا بر عدم قطعیت‌ها غلبه نماید. در این مقاله، مشاهده‌گرهای شار و گشتاور بار تطبیقی مبتنی بر روش مد لغزشی ارائه شده است. اثبات پایداری الگوریتم‌های پیشنهادی مبتنی بر تئوری پایداری لیاپانوف است. بلوک دیاگرام روش پیشنهادی در این مقاله، در شکل (۲۰-۲) نشان داده شده است. در این شکل، در حلقه‌ی کنترل موقعیت یک کنترل کننده‌ی مد لغزشی با قانون کنترلی اصلاح شده برای کاهش پدیده‌ی چترینگ وجود دارد.



شکل ۲-۲۰: بلوک دیاگرام روش پیشنهادی در مرجع [۳۲]

به منظور جمع بندی الگوریتم‌ها و روش‌های کنترلی این فصل، موارد زیر قابل طرح است:

۱- روش‌های کنترل اسکالر، علی‌رغم سادگی برای کاربردهای با دینامیک سریع مناسب نمی‌باشند. طبیعتاً کنترل موقعیت موتور القایی در بسیاری از کاربردها نیاز به یک روش سریع و حلقه بسته دارد و روش‌های کنترل اسکالر پاسخگوی این نیازها نیست.

۲- کنترل مستقیم گشتاور، یک الگوریتم قدرتمند مبتنی بر رفتار ماشین می‌باشد. به این مفهوم که برخلاف روش کنترل جهت‌دار شار، که بیشتر مبتنی بر روابط محض علم کنترل است، روش کنترل مستقیم گشتاور تکیه بر روابط ماشین و الگوریتم‌های ساده‌ی کنترلی دارد. اما عیب عمده‌ی روش *DTC* ریپل بالا و ضربان گشتاور است که به کارگیری آن را در کاربردهای کنترل موقعیت محدود کرده است.

۳- روش‌های کنترل پیش‌بین مدل دارای الگوریتم‌های ساده‌ی ریاضی ولی محاسبات سنگین هستند. در این روش‌ها مشکل ریپل گشتاور موجود در روش *DTC* تا حدودی مرتفع شده است اما حجم بالای محاسبات ریاضی نیاز به پردازنده‌های قوی در به کارگیری‌های عملی دارد. در نتیجه، استفاده از این روش‌ها هزینه‌ی بیشتری در پی دارد.

۴- روش کنترل جهت‌دار شار همواره به عنوان یک روش قدرتمند در کنترل مشخصه‌های الکترومکانیکی موتور مطرح است. این روش نسبت به روش کنترل مستقیم گشتاور ریپل کمتر و نسبت به روش کنترل پیش‌بین مدل، حجم محاسبات ریاضی پایین‌تری دارد. در مقابل، این روش دارای مدولاتور پهنای پالس است که دینامیک سیستم را نسبت به کنترل مستقیم گشتاور کندتر می‌کند و به علاوه موجب بکارگیری کمتر لینک dc می‌شود. این موارد با استفاده از مدولاسیون بردار فضائی تا حدودی قابل رفع است. لذا می‌توان روش کنترل جهت‌دار شار را به عنوان یک انتخاب مناسب در کاربردهای

کنترل موقعیت قلمداد کرد. در بخش ۲-۵-۲، مراجع متعددی در حوزه‌ی کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز مبتنی بر روش کنترل جهت‌دار شار بررسی شد. روش کنترل جهت‌دار شار با تکنیک‌های متعددی مثل فازی، فازی PI تطبیقی، مد لغزشی و غیره بهبود داده شده است. در بین این تکنیک‌ها، روش کنترل مد لغزشی، هم به صورت کنترل‌کننده و هم به صورت مشاهده‌گر، دارای مزایای متعددی، مثل ساده بودن در به کارگیری عملی و عملکرد مقاوم در برابر عدم قطعیت‌ها همانند اغتشاشات خارجی بار، است. اکثر مراجعی که تا کنون در این حوزه ارائه شده‌اند از روش کنترل مد لغزشی مرتبه اول بهره برده‌اند. این روش به شدت متأثر از پدیده‌ی چترینگ است. برخی مقالات از روش‌های بهبود دهنده، مثل تعویض تابع علامت با یک تابع تخمینی نرم، استفاده کرده‌اند ولی این کار می‌تواند دقت عملکرد سیستم را تا حدودی کاهش دهد. استفاده از روش‌های کنترل مد لغزشی مرتبه بالاتر یک راه حل جذاب به نظر می‌رسد که هدف این پایان‌نامه، رسیدگی به آن است.

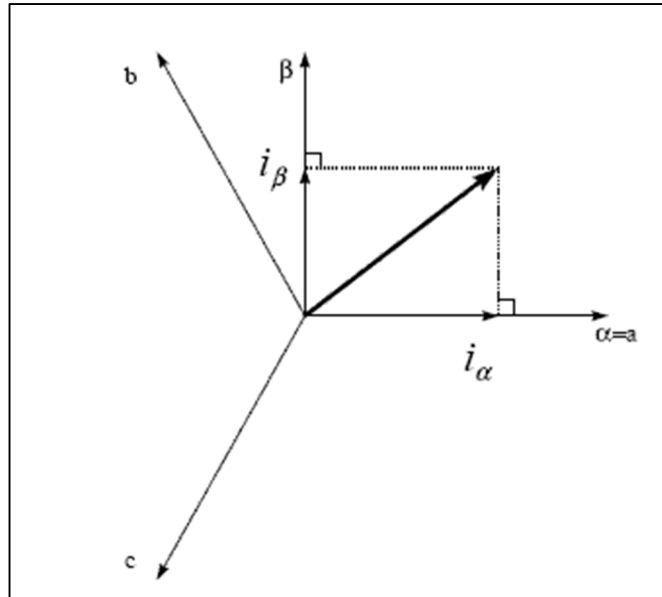
فصل سوم: مدل سازی سیستم

۳-۱- پیش‌گفتار

محرکه‌های الکتریکی مبتنی بر موتورهای القایی سه‌فاز به دلیل مزایای متعددشان بسیار مورد توجه محققان هستند. طراحی یک کنترل‌کننده موقعیت کارا برای این موتور در دامنه‌ی وسیعی از کاربردها، از جمله رباتیک و توربین‌های بادی، بسیار با اهمیت است. در فصول گذشته سیستم‌های محرکه‌ی الکتریکی برای موتور القایی و انواع راهکارهای موجود برای آن مرور شد. کنترل موقعیت مبتنی بر روش کنترل جهت‌دار شار به‌عنوان یک وظیفه‌ی کنترلی اساسی عنوان گردید که کاربرهای متعددی در صنایع مختلف دارد. در مقابل نقاط قوت متعدد تکنیک کنترل جهت‌یابی شار مثل دینامیک مناسب، ریپل گشتاور کم و عملکرد حالت ماندگار دقیق، یکی از مشکلات اساسی این تکنیک تاثیرپذیری از اغتشاشات خارجی، از جمله گشتاور بار می‌باشد. روش کنترل مد لغزشی ذاتاً یک روش مقاوم در برابر عدم قطعیت است، زیرا پس از طی شدن مد دستیابی و درون مد لغزشی عملکرد سیستم صرفاً توسط مشخصه‌های صفحه لغزشی مدیریت می‌گردد. با این وجود، روش مد لغزشی مرتبه اول مرسوم به شدت متأثر از پدیده‌ی چترینگ است. لذا بهبود و به‌کارگیری روش‌های مد لغزشی نوین چالش‌برانگیز است. در این فصل، ابتدا مدل دینامیکی موتور القایی سه‌فاز مطالعه خواهد شد. سپس روش کنترل جهت‌دار شار برای کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز طراحی خواهد گردید. نهایتاً، روش‌های کنترل مد لغزشی در جهت بهبود عملکرد روش کنترل جهت‌دار شار پیشنهاد می‌شود.

۳-۲- تبدیل کلارک پارک

متغیرهای سه‌فاز سینوسی را می‌توان با استفاده از یک بردار فضایی بیان کرد. این بردار فضایی روی دو محور عمود برهم ($\alpha\beta$) تصویر می‌شود. این تغییر نمایش از سه‌فاز به محیط $\alpha\beta$ از طریق تبدیل کلارک انجام می‌گیرد. شکل ۳-۱، تغییر نمایش مذکور را نشان می‌دهد. رابطه‌ی (۳-۱) رابطه‌ی ریاضی تبدیل کلارک را نشان می‌دهد که با استفاده از آن، متغیرها از محیط سه‌فاز به فضای $\alpha\beta$ می‌روند. ذکر این نکته اهمیت دارد که قاب مرجع $\alpha\beta$ ، یک فضای ساکن است.



شکل ۳-۱: نمایش متغیرهای سه فاز سینوسی با استفاده از یک بردار فضایی در محیط $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

در رابطه‌ی فوق داریم:

x_α : تصویر بردار فضایی در راستای محور α

x_β : تصویر بردار فضایی در راستای محور β

x_A : متغیر سینوسی فاز A

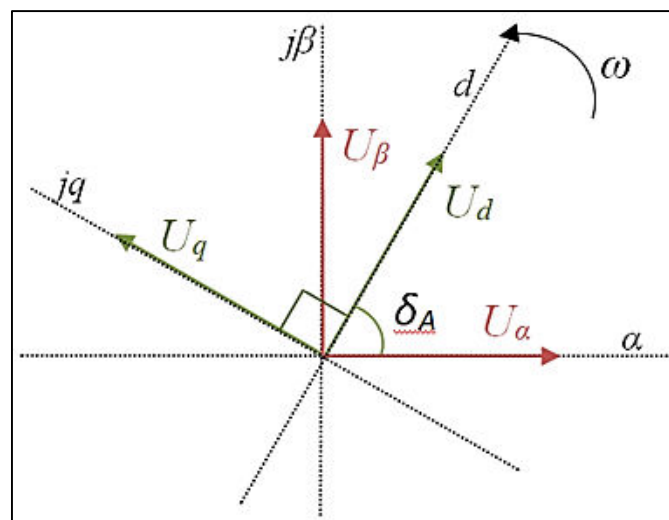
x_B : متغیر سینوسی فاز B

x_C : متغیر سینوسی فاز C

رابطه (۳-۲) نیز مربوط به عکس تبدیل کلارک است که بردار فضایی در محیط $\alpha\beta$ را به فضای سینوسی سه فاز منتقل می‌کند.

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

از تبدیل پارک برای انتقال بردار فضایی از قاب ساکن $\alpha\beta$ به قاب دوار dq با سرعت زاویه‌ای ω استفاده می‌شود. شکل ۲-۳ این دو محیط را نشان می‌دهد. δ_A اختلاف زاویه بین راستای محور α با راستای محور d است. روابط (۳-۳) و (۳-۴) نیز بیان ریاضی تبدیل پارک می‌باشند.



شکل ۲-۳: نمایش قاب مرجع ساکن $\alpha\beta$ و قاب مرجع دوار dq .

$$\delta_A = \omega.t \quad (3-3)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\delta_A & \sin\delta_A \\ -\sin\delta_A & \cos\delta_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

در روابط فوق داریم:

x_d : تصویر بردار فضایی در راستای محور d

x_q : تصویر بردار فضایی در راستای محور q

زمان t :

رابطه‌ی (۳-۵) نیز عکس تبدیل پارک را بیان می‌کند و بردار فضایی در قاب مرجع دوار dq را به قاب مرجع ساکن $\alpha\beta$ انتقال می‌دهد.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\delta_A & -\sin\delta_A \\ \sin\delta_A & \cos\delta_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (۵-۳)$$

نوع دیگری از تبدیل پارک نیز وجود دارد که از آن برای انتقال مستقیم متغیرهای سه‌فاز سینوسی به قاب مرجع دوار dq استفاده می‌شود. رابطه‌ی این انتقال به صورت ذیل است:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} = [T_{dqo}(\theta_r)] \times \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (۶-۳)$$

همچنین محور d نسبت به محور a استاتور با سرعت ω می‌چرخد و θ زاویه‌ی بین آن‌ها به صورت ذیل است:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta(0) \quad (۷-۳)$$

رابطه‌ی این ماتریس به صورت ذیل است:

$$[T_{dqo}(\theta_r)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (۸-۳)$$

برای انتقال از قاب مرجع دوار dq به متغیرهای سه‌فاز سینوسی از رابطه‌ی (۳-۹) استفاده می‌شود:

$$[T_{dqo}(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (۹-۳)$$

۳-۳-مدل سازی دینامیکی موتور القایی سه فاز

۳-۳-۱-مدل دو محوری

در مدل حالت دائم، موتور القایی به صورت یک مدار سلفی-اهمی مدل می شود؛ بنابراین ساختار ساده ای دارد. در این حالت، از اثرات گذرای الکتریکی که ناشی از تغییرات بار و تغییرات فرکانس استاتور هستند، صرف نظر می شود؛ در صورتی که این تغییرات در کاربری هایی که از درایوهای سرعت متغیر استفاده می کنند، امری متداول است. در کنترل پربازده موتورهای القایی، برخلاف مدل حالت دائم، به مدل دینامیکی ای از موتور القایی نیاز است که بتواند اثرات آنی تغییرات ولتاژ، جریان، فرکانس استاتور و اغتشاشات گشتاور را در نظر بگیرد. ماتریس اندوکتانس متقابل بین استاتور و روتور تابعی از موقعیت روتور است که در نتیجه حل معادلات دیفرانسیل را مشکل می کند. برای حل این معادلات سعی می شود که آن ها را ساده تر کرد. با استفاده از دستگاه دواری که همراه با روتور می چرخد، روابط ساده تر شده و ماتریس نیز ثابت می شود. همچنین، در ماشین القایی ایده آل فرض بر این است که ماشین دارای فاصله ی هوایی متقارن است. ماشین القایی یک دستگاه معادلات دیفرانسیل از مرتبه شش است که با یکدیگر تزویج دارند، مشکل موجود در این معادلات، متغیر با زمان بودن اثر تزویج مغناطیسی بین روتور و استاتور است. به همین منظور از دستگاه مرجع dq استفاده می شود که معادلات دیفرانسیل را به معادلاتی با ضرایب ثابت تبدیل می کند. لذا یکی از مدل هایی که در مطالعات درایو سرعت متغیر موتور القایی، به دلیل دقت بالا و سادگی مدل، کاربرد فراوانی دارد، مدل موتور القایی در قاب مرجع دوار dq می باشد. این مدل با اعمال ماتریس های تبدیل ارائه شده در بخش ۳-۳ به مدل موتور القایی در فضای نرمال abc استحصال می گردد. پس از طی کردن محاسبات ریاضی مدل موتور القایی سه فاز در زیر فضای dq به شکل زیر خواهد شد:

$$V_{ds} = i_{ds} r_s - \omega \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (10-3)$$

$$V_{qs} = i_{qs} r_s + \omega \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (11-3)$$

در روابط فوق داریم:

V_{ds} : ولتاژ استاتور در راستای محور d

V_{qs} : ولتاژ استاتور در راستای محور q

i_{ds} : جریان استاتور در راستای محور d

i_{qs} : جریان استاتور در راستای محور q

r_s : مقاومت هر فاز استاتور

ω : سرعت زاویه‌ای هر قاب مرجع

λ_{ds} : شار استاتور در راستای محور d

λ_{qs} : شار استاتور در راستای محور q

برای سیم‌پیچ‌های روتور نیز در قاب dq به صورت ذیل داریم:

$$V_{dr} = i_{dr}r_r - (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \quad (۱۲-۳)$$

$$V_{qr} = i_{qr}r_r + (\omega - \omega_r)\lambda_{dr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \quad (۱۳-۳)$$

در روابط فوق داریم:

V_{dr} : ولتاژ روتور در راستای محور d

V_{qr} : ولتاژ روتور در راستای محور q

i_{dr} : جریان روتور در راستای محور d

i_{qr} : جریان روتور در راستای محور q

r_r : مقاومت هر فاز روتور

λ_{dr} : شار روتور در راستای محور d

λ_{qr} : شار روتور در راستای محور q

ω_r : سرعت زاویه‌ای روتور

برای یک موتور القایی قفسه سنجابی داریم:

$$V_{dr} = V_{qr} = 0 \quad (۱۴-۳)$$

روابط مربوط به شارهای پیوندی نیز به صورت ذیل خواهد بود:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (۱۵-۳)$$

در رابطه‌ی ماتریسی فوق، اندوکتانس‌ها به صورت ذیل تعریف می‌شوند:

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (۱۶-۳)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (۱۷-۳)$$

داریم:

L_{ls} : اندوکتانس خودی هر فاز سیم‌پیچی استاتور

L_{lr} : اندوکتانس خودی هر فاز سیم‌پیچی روتور

L_m : اندوکتانس متقابل بیشینه بین فازهای استاتور و روتور

L_s : اندوکتانس استاتور

L_r : اندوکتانس روتور

براساس رابطه‌ی نیوتن برای گشتاور داریم:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = (T_e - T_l) \quad (۱۸-۳)$$

که در این روابط:

J : لختی موتور

B : ضریب اصطکاک

T_l : گشتاور بار

T_e : گشتاور الکترومغناطیسی

برای محاسبه‌ی گشتاور الکترومغناطیسی در قاب dq از رابطه‌ی ذیل استفاده می‌شود (P تعداد قطب‌ها):

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{qr} i_{dr} - \lambda_{dr} i_{qr}) \quad (۱۹-۳)$$

۳-۳-۲- مدل بردار فضائی

برای ساده‌تر شدن عملیات روی معادلات دینامیکی موتور القایی، معمولاً مدل بردار فضایی بر دستگاه dq ترجیح داده می‌شود. با استفاده از مدل بردار فضایی T معادلات ولتاژ در قاب مرجع اختیاری به صورت زیر خواهند شد:

$$\bar{v}_s = r_s \bar{i}_s + j\omega \bar{\lambda}_s + p \bar{\lambda}_s \quad (۲۰-۳)$$

$$\bar{v}_r = 0 = r_r \bar{i}_r + j(\omega - \omega_r) \bar{\lambda}_r + p \bar{\lambda}_r \quad (۲۱-۳)$$

در این روابط معادلات شار پیوندی به صورت زیر می‌باشد:

$$\bar{\lambda}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \quad (۲۲-۳)$$

$$\bar{\lambda}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \quad (۲۳-۳)$$

در روابط فوق داریم:

\bar{v}_s : بردار فضایی ولتاژ استاتور

\bar{v}_r : بردار فضایی ولتاژ روتور

\bar{i}_s : بردار فضایی جریان استاتور

\bar{i}_r : بردار فضایی جریان روتور

$\bar{\lambda}_s$: بردار فضایی شار پیوندی استاتور

$\bar{\lambda}_r$: بردار فضایی شار پیوندی روتور

همچنین معادله‌ی گشتاور الکترومغناطیسی به صورت زیر است:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{\omega_b} \operatorname{Re}(j \bar{\lambda}_s \bar{i}_s) \quad (۲۴-۳)$$

بردارهای فضایی مختلط در صفحه‌ی بردار فضایی را می‌توان به دو مؤلفه عمود بر هم تجزیه کرد که با سرعت ω می‌چرخند. در نتیجه در دستگاه dq می‌توان بردارهای فضایی را به صورت روابط ذیل نوشت:

$$\bar{v}_s = v_{ds} + jv_{qs} \quad (۲۵-۳)$$

$$\bar{v}_r = v_{dr} + jv_{qr} \quad (۲۶-۳)$$

$$\bar{i}_s = i_{ds} + ji_{qs} \quad (۲۷-۳)$$

$$\bar{i}_r = i_{dr} + ji_{qr} \quad (۲۸-۳)$$

$$\bar{\lambda}_s = \lambda_{ds} + j\lambda_{qs} \quad (29-3)$$

$$\bar{\lambda}_r = \lambda_{dr} + j\lambda_{qr} \quad (30-3)$$

با استفاده از معادلات بیان شده می‌توان موتور القایی سه‌فاز را مدل‌سازی کرد. در اغلب موارد برای ساده‌سازی و بهبود بازده محاسباتی از انتقال مدل ماشین الکتریکی به قاب مرجع سنکرون استفاده می‌شود که این انتقال برای ماشین‌هایی مناسب است که ورودی ماشین منبع سینوسی باشد.

۳-۴- مقدمه‌ای بر روش کنترل مد لغزشی

روش مد لغزشی یکی از ابزارهای قدرتمند کنترل غیرخطی و عموماً مقاوم در برابر عدم قطعیت‌ها است. زمانی که دینامیک‌های سیستم در یک محدوده لغزشی محدود شوند، این حالت را حرکت لغزشی یا مد لغزشی می‌نامند. حین لغزش، دینامیک‌های سیستم مستقل از کنترل هستند و توسط ویژگی‌های صفحه‌ی لغزشی منتخب اداره می‌شوند. متغیر لغزشی یا صفحه‌ی لغزشی یک خروجی ساختگی از سیستم است که اگر صفر شود، وظیفه‌ی کنترلی تحقق یافته است. در واقع وقتی حالات سیستم بر روی صفحه لغزشی حرکت می‌کند، مشخصه‌ی سیستم صرفاً به وسیله‌ی مشخصه‌های صفحه لغزشی مدیریت می‌گردد که دلیل مقاوم بودن روش‌های کنترل مد لغزشی نیز در همین حقیقت نهفته است. طراحی یک کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی شامل دو مرحله‌ی کلی است:

طراحی صفحه‌ی لغزشی^۱ و طراحی عمل کنترلی زمانی که مسیرهای سیستم به صفحه‌ی لغزشی دست پیدا می‌کنند.

هدف نهایی در روش کنترل مد لغزشی طراحی یک قانون کنترلی است. هدف از قانون کنترلی سوق دادن مسیرهای سیستم درون صفحه‌ی لغزشی و بعد از آن نگه‌داشتن آن‌ها درون این صفحه‌ی لغزشی صرف‌نظر از اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها است. لذا می‌توان در این روش کنترلی، دو مد عملکردی به صورت زیر در نظر گرفت:

- مد دستیابی^۲: حرکت سیستم در بازه‌ی زمانی $0 < t < t_r$ را مد دستیابی می‌گویند و t_r زمان دستیابی است. در این مد مسیرهای حالات سیستم خارج از صفحه‌ی لغزشی هستند، به طوری که با طراحی

¹ Sliding surface

² Reaching mode

مناسب عملی کنترلی باید به صفحه لغزشی برسند. مدت زمان مد دستیابی باید حتی الامکان با طراحی درست مینیمم گردد، زیرا مقاومت در برابر عدم قطعیت‌ها در این مد وجود ندارد.

- مد لغزشی: حرکت سیستم در بازه‌ی زمانی $t > t_r$ زمانی که مسیرهای سیستم درون صفحه لغزشی محدود شده باشد، را مد لغزشی یا حرکت لغزشی می‌گویند.

همان‌طور که قبلاً گفته شد، روش کنترل مد لغزشی مرتبه اول^۱ در برابر اغتشاشات داخلی و خارجی و عدم قطعیت‌ها مقاوم است ولی با مشکل چترینگ مواجه می‌باشد. یک روش برای رها شدن از پدیده‌ی چترینگ، استفاده از یک تخمین پیوسته‌ی ملایم برای تابع کنترل ناپیوسته در زمان دستیابی سیستم به مد لغزشی است. اما، چنین تخمینی مد لغزشی را از حالت ایده‌آل خارج کرده و مقاومت سیستم را تحت الشعاع قرار می‌دهد. کنترل مد لغزشی مرتبه بالا^۲ به‌عنوان یک راه حل جذاب برای غلبه بر مشکل چترینگ همراه با افزایش دقت مسیر یابی درون مدهای لغزشی و بدون کاهش مقاومت سیستم مطرح شده‌است. در روش *FOSM* متغیر لغزشی s به‌گونه‌ای انتخاب می‌شود که درجه‌ی نسبی آن نسبت به ورودی سیستم یک باشد، لذا مشتق زمانی مرتبه اول متغیر لغزشی، یک تابع از ورودی کنترلی خواهد شد. کنترل *HOSM* مبتنی بر مشتقات مراتب بالاتر متغیر لغزشی است. به‌طور ویژه، روش مد لغزشی مرتبه دوم^۳ بر روی مشتق مرتبه دوم متغیر لغزشی عمل می‌کند. در نتیجه لازم است که تابع علامت مشتق زمانی متغیر لغزشی، یعنی $sign(\dot{s})$ ، نیز فراهم شود. این یک ویژگی نامطلوب برای *SOSM* است، زیرا به اطلاعات بیش‌تری از سیستم نیاز دارد. این محدودیت با تعریف الگوریتم فوق پیچشی^۴ رفع شده‌است، که در آن هیچ نیازی به مشتق متغیر لغزشی نیست [۳۴].

الگوریتم فوق پیچشی یک تکنیک *SOSM* است تا یک کنترل پیوسته را به‌منظور کاهش اثر چترینگ فراهم کند درحالی‌که ویژگی‌های جذاب *FOSM* مثل مقاومت بالا و پاسخ سریع را حفظ کند. یک سیستم دینامیکی با درجه نسبی یک نسبت به متغیر لغزشی را در نظر بگیرید. قانون کنترلی *STA* را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$u_s = -\lambda |s|^{0.5} \operatorname{sgn}(s) - \xi \int \operatorname{sgn}(s) \quad (3-31)$$

که در این رابطه λ و ξ پارامترهایی ثابت و مثبت هستند [۳۵].

همگرایی زمان محدود *STA* تحت شرایط کافی مشخصی حاصل می‌شود که به دو روش قابل اثبات است. روش اول مبتنی بر تکنیک هندسی و روش دوم مبتنی بر تئوری پایداری لیاپانوف است. در این تحقیق، روش

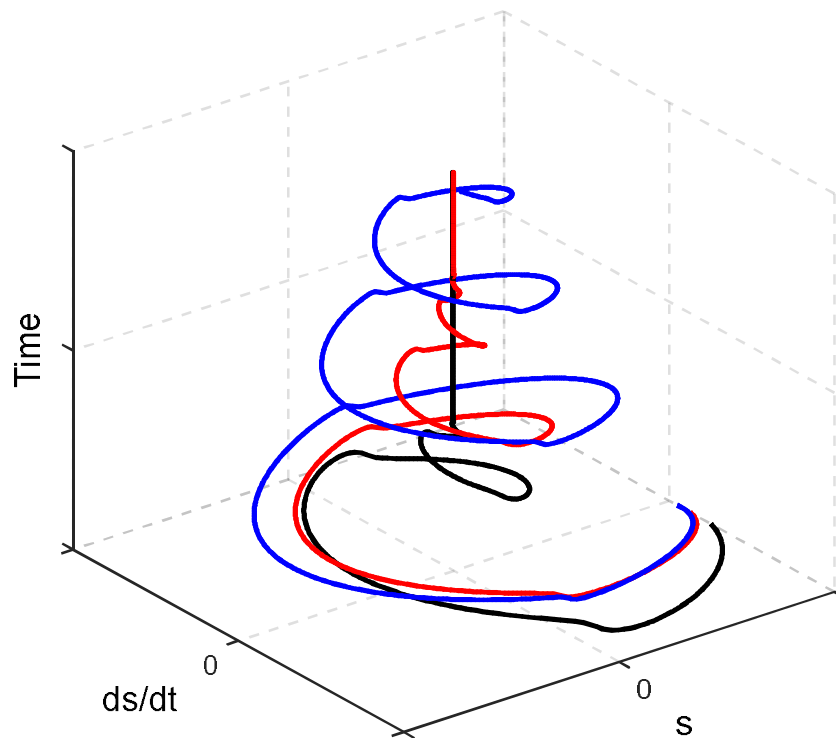
¹ First-order sliding-mode (FOSM) control

² Higher-order sliding-mode (HOSM) control

³ Second-order slidingmode (SOSM) method

⁴ Super-twisting algorithm (STA)

هندسی برای همگرایی زمان محدود تکنیک‌های مرتبه دوم مبتنی بر الگوریتم فوق پیچشی^۱ استفاده خواهد شد. شکل ۳-۳ مسیرهای STA در صفحه‌ی $s - \dot{s}$ را به‌ازای پارامترهای تنظیم متفاوت نشان می‌دهد. همان‌طور که مشخص است، مسیرهای STA ضمن چرخش در مدت زمانی محدود به مبدا $s = \dot{s} = 0$ می‌رسد. در واقع وجه تسمیه‌ی فوق پیچشی به نحوه‌ی همگرایی زمان محدود این الگوریتم بر می‌گردد.



شکل ۳-۳: مسیرهای همگرایی زمان محدود الگوریتم فوق پیچشی

تئوری پایداری به روش سری های هندسی: با فرض مثبت بودن و به حد کافی بزرگ بودن ضرایب قانون کنترلی ارائه شده در رابطه (۳-۳۱)، این قانون کنترلی تحقق مد لغزشی مرتبه دوم $s = \dot{s} = 0$ بصورت زمان محدود در یک سیستم دینامیکی با درجه نسبی ۱ بصورت $\dot{s} = h(t, x) + g(t, x)u$ را تضمین می‌کند. این قانون کنترلی در یک زمان محدود وارد بخش لغزشی می‌شود و در آنجا باقی می‌ماند و هیچگاه آنجا را ترک نمی‌کند. یک شرط کافی برای اعتبار این تئوری بصورت زیر است:

$$\lambda > \sqrt{\frac{2}{(K_m \alpha - C)}} \frac{(K_m \alpha + C) K_m (1+q)}{K_m^2 (1-q)} \quad (۳۲-۳)$$

^۱ Super-twisting algorithm-based SOSM (ST-SOSM)

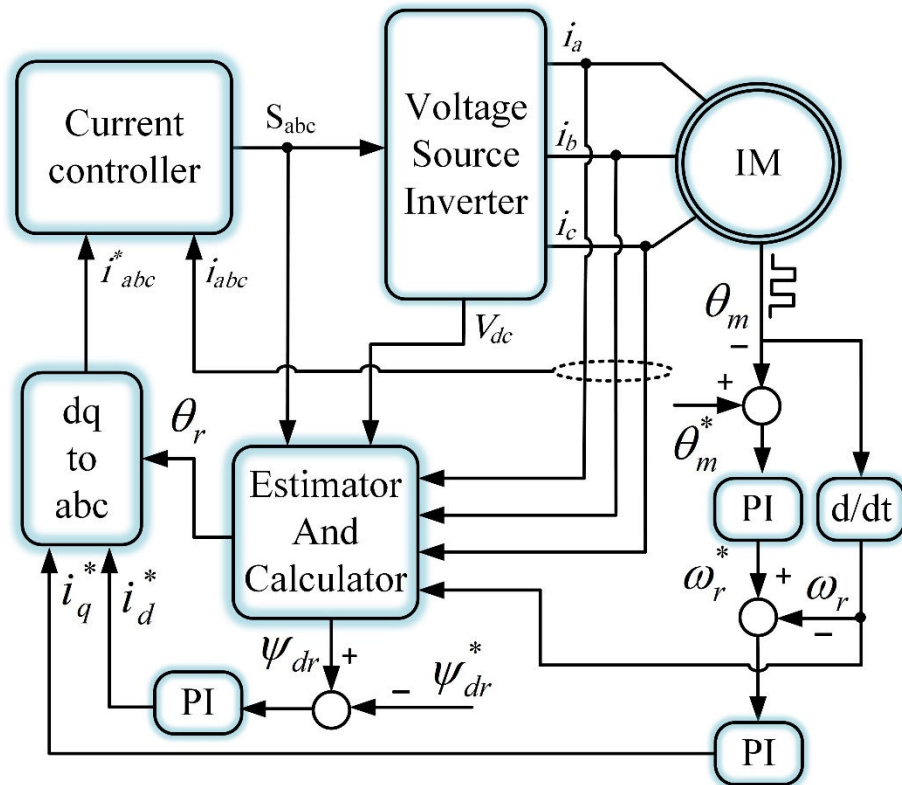
در این رابطه ضرایب q ، C و K_m مثبت و ثابت هستند. اثبات پایداری رابطه فوق الذکر با روش سری های هندسی قابل انجام است که جزئیات بیشتر در مرجع [۳۴] ارائه شده است.

۳-۵- کنترل موقعیت موتور القایی سه فاز مبتنی بر کنترل جهت دار

شار

۳-۵-۱- روش کنترل جهت یابی شار مرسوم

روش کنترل جهت یابی شار غیرمستقیم به عنوان روش پایه برای کنترل موقعیت و شار موتور القایی سه فاز استفاده می شود. سپس، با استفاده از روش های کنترل مد لغزشی مرتبه اول و دوم عملکرد این تکنیک کنترلی بهبود داده می شود. بلوک دیاگرام روش کنترل جهت یابی شار غیرمستقیم مرسوم در شکل (۴-۳) نشان داده شده است. این روش مبتنی بر جهت یابی شار روتور است یعنی موقعیت بردار شار روتور باید با استفاده از مدل موتور به صورت آنالین محاسبه شود. در این روش، ابتدا موقعیت زاویه ای روتور توسط شفت انکودر اندازه گیری می شود. سرعت موتور با به کارگیری یک رابطه ی مکانیکی مشتقی (در حالت گسسته) با استفاده از سیگنال استخراج شده از شفت انکودر قابل محاسبه است. با اعمال سیگنال خطای موقعیت به یک کنترل کننده ی تناسبی-انتگرالی مقدار مرجع سرعت و با عبور خطای سرعت از یک کنترل کننده تناسبی-انتگرالی سیگنال فرمان جریان استاتور در راستای محور q (جریان گشتاور ساز) حاصل می گردد. از طرف دیگر، کنترل دکوپله ی شار روتور با استفاده از سیگنال جریان استاتور در راستای محور d (جریان شار ساز) انجام می شود. با تبدیل جریان های زیرفضای چرخان dq به جریان های سه فاز و استفاده از کنترل کننده های هیستریزس جریان، پالس های آتش برای اعمال به اینورتر منبع ولتاژ استحصال می گردد. روش کنترل جهت یابی شار غیرمستقیم مورد استفاده در این تحقیق، علاوه بر شفت انکودر، نیاز به حسگرهای ولتاژ و جریان برای طراحی تخمین گر شار روتور و همچنین جهت یابی آن دارد. لازم به ذکر است که مقادیر فرمان موقعیت و شار روتور به عنوان کمیت های کنترل شونده تلقی می شوند.



شکل ۳-۴: بلوک دیاگرام روش کنترل جهت‌یابی شار غیرمستقیم مرسوم

به‌منظور جهت‌یابی شار روتور از معادلات دینامیکی موتور القایی در یک قاب مرجع سنکرون اختصاصی استفاده می‌شود به‌طوری‌که در آن شار روتور در راستای محورهای dq برابر است با:

$$\begin{aligned} \psi_{qr} &= 0 \\ \psi_{dr} &= \psi_r \end{aligned} \quad (3-32)$$

با جای‌گذاری رابطه‌ی (۳-۳۲) در معادلات ولتاژ روتور با انجام کمی عملیات ریاضی، کمیت سرعت لغزش را می‌توان به‌صورت زیر تعریف کرد:

$$\omega_{sl} = \frac{i_{qs}}{T_r i_{ds}} \quad (3-33)$$

که در این رابطه i_{ds} ، i_{qs} و T_r به ترتیب جریان استاتور در راستای محور d ، جریان استاتور در راستای محور q ، ثابت زمانی روتور ($Tr = L_r / r_r$) و سرعت لغزش هستند. پس از تخمین سرعت لغزش، زاویه بردار شار روتور از انتگرال گیری سرعت با رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

$$\theta_r = \int \omega_{sl} + \omega_r \quad (3-34)$$

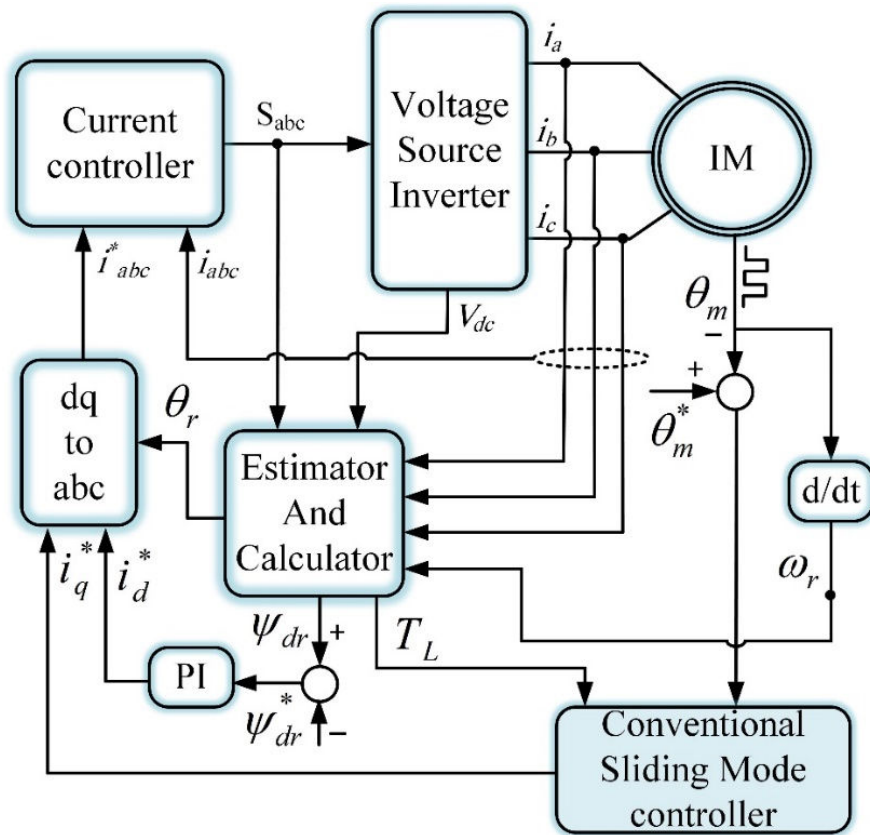
که در آن θ_r موقعیت زاویه‌ای بردار شار روتور است. دلیل اطلاق لفظ "غیرمستقیم" به این حقیقت برمی‌گردد که جهت‌یابی بدون استفاده از روابط شار روتور در زیرفضای dq و با استفاده از معادلات ولتاژ روتور انجام می‌شود.

مقدار شار روتور در راستای محور d که در واقع برابر با شار برآیند موتور نیز است با رابطه‌ی زیر تخمین زده می‌شود:

$$\Psi_{dr} = \frac{L_m i_{ds}}{1 + \tau_r s} \quad (3-35)$$

۳-۵-۲- کنترل جهت‌یابی شار مبتنی بر کنترل مد لغزشی مرتبه اول

بلوک دیاگرام الگوریتم کنترل جهت‌یابی شار به همراه کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی مرتبه اول، که در حلقه‌ی کنترل موقعیت قرار دارد، در شکل (۴-۴) به تصویر کشیده شده‌است. همان‌طور که مشخص است، به جای کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی متوالی در روش کنترل جهت‌یابی شار مرسوم از یک کنترل‌کننده‌ی یکپارچه مد لغزشی مرتبه اول استفاده شده‌است. این کنترل‌کننده علاوه بر خطای موقعیت، نیازمند به سیگنال گشتاور بار است که معمولاً به دلیل گران بودن حسگر گشتاور، ترجیح بر تخمین زدن آن است. یکی از دلایل به کارگیری کنترل‌کننده مد لغزشی به جای تناسبی-انتگرالی افزایش مقاومت طرح کنترلی در برابر اغتشاشات خارجی مثل گشتاور بار است. از طرف دیگر، تاثیرپذیری از نویز، خطی بودن قانون کنترلی، اشباع و شیفت فاز ناشی از عنصر انتگرالی از دیگر معایب کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی محسوب می‌شود. در شکل (۴-۴)، روابط بلوک تخمین‌گر مشابه روش مرسوم مطابق با روابط (۳-۳۳) - (۳-۳۵) می‌باشد.



شکل ۳-۵: بلوک دیاگرام روش کنترل جهت‌یابی شار غیرمستقیم با کنترل‌کننده مد لغزشی مرتبه اول

به‌منظور طراحی کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی مرتبه اول، ابتدا متغیر لغزشی به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$s = \dot{e} + ke \quad (36-3)$$

که در این رابطه e سیگنال خطای موقعیت و k یک بهره ثابت مثبت است. قانون کنترل موقعیت مد لغزشی به‌صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$u_F = -(k - a)\dot{e} - \beta\gamma \operatorname{sgn}(s) \quad (37-3)$$

که در آن $a = B/J$ است. به‌علاوه، γ یک بهره‌ی مثبت ثابت است و β به‌صورت زیر به‌روزرسانی می‌شود:

$$\dot{\beta} = \gamma |s| \quad (38-3)$$

قانون کنترلی رابطه‌ی (۳-۳۷) با قانون تطبیقی (۳-۳۸) منجر به ردیابی آنلاین موقعیت روتور در جهت میل کردن سیگنال خطای موقعیت به صفر می‌شود اثبات این موضوع با تئوری پایداری لیپانوف و تعریف یک تابع کاندید مناسب مبتنی بر خطا به‌صورت زیر قابل انجام است.

$$V = \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2}\beta^2 \quad (39-3)$$

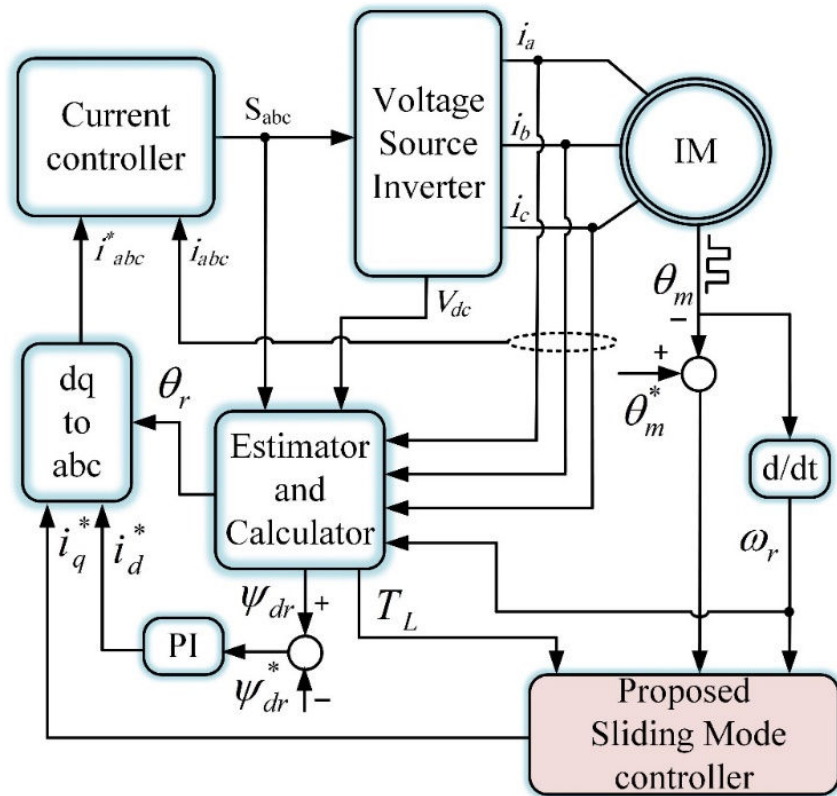
۳-۵-۳- کنترل جهت یابی شار مبتنی بر کنترل مد لغزشی مرتبه دوم (روش پیشنهادی)

در این بخش به کارگیری الگوریتم فوق پیچشی به عنوان راه حلی مناسب برای رفع مشکلات کنترل کننده های قبلی پیشنهاد می شود. قانون کنترلی الگوریتم فوق پیچشی به صورت رابطه ی (۳-۳۱) در نظر گرفته می شود. بلوک دیاگرام کنترل کننده ی موقعیت پیشنهادی مبتنی بر روش مد لغزشی مرتبه دوم (الگوریتم فوق پیچشی) یکپارچه شده با کنترل جهت یابی شار غیرمستقیم در شکل (۳-۶) نمایش داده شده است. کنترل کننده ی پیشنهادی دارای ورودی های خطای موقعیت، سرعت و گشتاور بار است. با استفاده از قانون کنترلی رابطه ی (۳-۳۱) مقدار جریان مرجع در راستای محور q برابر است با:

$$i_q^* = -\lambda |s|^{0.5} \operatorname{sgn}(s) - \xi \int \operatorname{sgn}(s) + \frac{B - Jk}{K_T} \omega_r + \frac{T_L}{K_T} \quad (40-3)$$

که در آن B ثابت اصطکاک و K_T ثابت گشتاور به صورت زیر است:

$$K_T = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} \quad (41-3)$$



شکل ۳-۶: بلوک دیاگرام روش کنترل جهت‌یابی شار غیرمستقیم با کنترل‌کننده مد لغزشی مرتبه دوم (روش پیشنهادی)

فصل چہارم: نتائج و بحث

۴-۱- مقدمه

به منظور اعتبارسنجی عملکرد روش‌های کنترل موقعیت مورد مطالعه در این تحقیق، یک شبیه‌سازی عددی با نرم افزار *MATLAB/Simulink* تدارک دیده شده است. سه روش کنترل جهت‌دار شار با روش مرسوم مبتنی بر تنظیم‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی، کنترل جهت‌دار شار مبتنی بر روش مد لغزشی مرتبه اول و کنترل جهت‌دار شار مبتنی بر کنترل مد لغزشی مرتبه دوم (الگوریتم فوق پیچشی) شبیه‌سازی شده است. شبیه‌سازی شامل بلوک‌های اصلی از جمله مدل دینامیکی موتور القایی سه‌فاز، تبدیلات کلارک-پارک، مشاهده‌گر شار و تخمین‌گر گشتاور، تنظیم‌کننده‌های *PI* و مد لغزشی، بلوک جهت‌یابی شار، مدل اینورتر منبع ولتاژ و مدولاسیون پهنای پالس حلقه بسته می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی برای این سه سیستم در تست‌های مختلف، اعم از بی‌باری، بارداری، سرعت کم، سرعت بالا، چرخش سرعت و . . . با هم مقایسه شده‌اند.

۴-۲- سیستم مورد مطالعه

پارامترهای مدل مورد مطالعه در جدول ۴-۱ لیست شده است. پارامترهای سه کنترل‌کننده *PI*، مدل لغزشی مرتبه اول و مد لغزشی مرتبه دوم در جدول ۴-۲ ارائه شده است. به دلیل ماهیت شدید غیرخطی سیستم، معمولاً ضرایب کنترل‌کننده‌ها را با روش‌های سعی و خطا^۱ تعیین می‌کنند که در این تحقیق نیز بدین صورت انجام شده است. لازم به ذکر است که در بحث سیستم‌های محرکه‌ی الکتریکی به کارگیری روش سعی و خطا در تعیین ضرایب بهینه کاربردی گسترده دارد. زیرا اگر فرضاً عملیات خطی‌سازی بر روی سیستم کنترل محرکه مبتنی بر کنترل جهت‌دار شار (فقط وقتی کنترل‌کننده از نوع *PI* باشد، زیرا کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی چنین قابلیت‌هایی به سیستم نمی‌دهد) و ضرایب کنترل‌کننده‌ی *PI* با روش‌های مرسوم کنترل خطی (مثل زیگلر نیکولز^۲) محاسبه شوند، هیچ تضمینی وجود ندارد که سیستم در شرایط کاری مختلف همان پاسخ را بدهد که این امر به ماهیت غیرخطی سیستم برمی‌گردد. به عبارت دیگر، به کارگیری کنترل‌کننده‌ی *PI* به عنوان یک کنترل‌کننده‌ی خطی، برای یک سیستم غیرخطی مثل سیستم محرکه‌ی الکتریکی از لحاظ علمی هیچ ایرادی ندارد اما ممکن است سیستم در شرایط مختلف پاسخی متفاوت از محاسبات طراحی از خود بروز دهد.

^۱ Trial-and-Error

^۲ Ziegler-Nichols method

جدول ۴-۱: پارامترهای موتور القایی سه فاز تحت مطالعه [۳۳]

P	۴	توان (کیلو وات)
p	۴	تعداد قطبها
f	۵۰	فرکانس نامی (هرتز)
R_s	۱.۳۷	مقاومت استاتور (اهم)
R_r	۱.۱	مقاومت روتور (اهم)
L_s	۱۴۶	اندوکتانس استاتور (میلی هانری)
L_r	۱۴۹	اندوکتانس روتور (میلی هانری)
L_m	۱۴۱	اندوکتانس مغناطیسی (میلی هانری)
J	۰.۰۵۷	ممان اینرسی (کیلوگرم . متر مربع)
B	۰.۰۱۵	ضریب اصطکاک (نیوتن متر. ثانیه)

جدول ۴-۲: پارامترهای کنترل کننده های مورد مطالعه

ξ	λ	γ	k	K_i	K_p	
-	-	-	-	۲۰۰	۱۰	کنترلر PI موقعیت
-	-	-	-	۲۵۰	۱۰	کنترلر PI سرعت
-	-	-	-	۸۲	۴.۵	کنترلر PI شار
-	-	۱۰	۴۰	-	-	کنترلر مد لغزشی مرتبه اول
۸	۱۰	-	-	-	-	کنترلر مد لغزشی مرتبه دوم

۴-۳- نتایج شبیه سازی

در این بخش نتایج شبیه سازی متعددی برای نشان دادن کارایی روش پیشنهادی ارائه می شود. بدین منظور در سناریوهای عملکردی مختلف، به ویژه سناریوهایی که برای سیستم محرکه ی الکتریکی چالش بیشتری دارد، عملکرد سه روش کنترلی با هم مقایسه می شود. کنترلرهای مورد بررسی، PI (کنترلر تناسبی انتگرالی)،

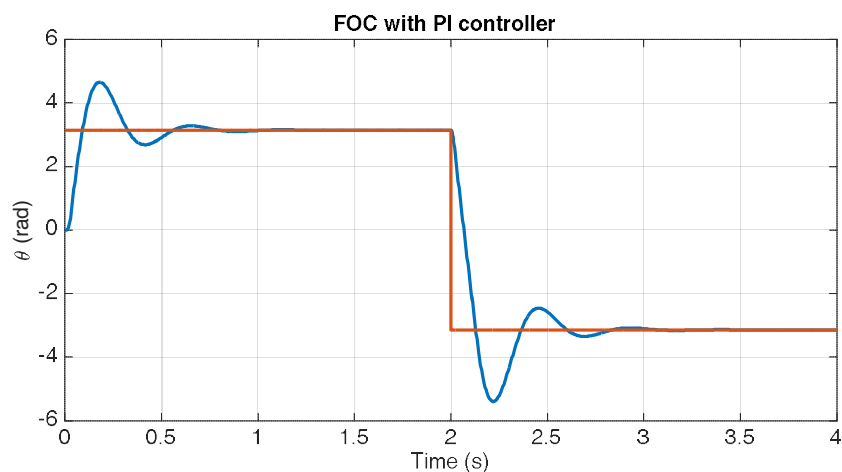
FOSM (کنترلر مد لغزشی مرتبه اول) و *SOSM* (کنترلر مد لغزشی مرتبه دوم مبتنی بر الگوریتم فوق پیچشی) می‌باشند.

۴-۳-۱- شبیه‌سازی اول: تغییر جهت موقعیت در بی باری

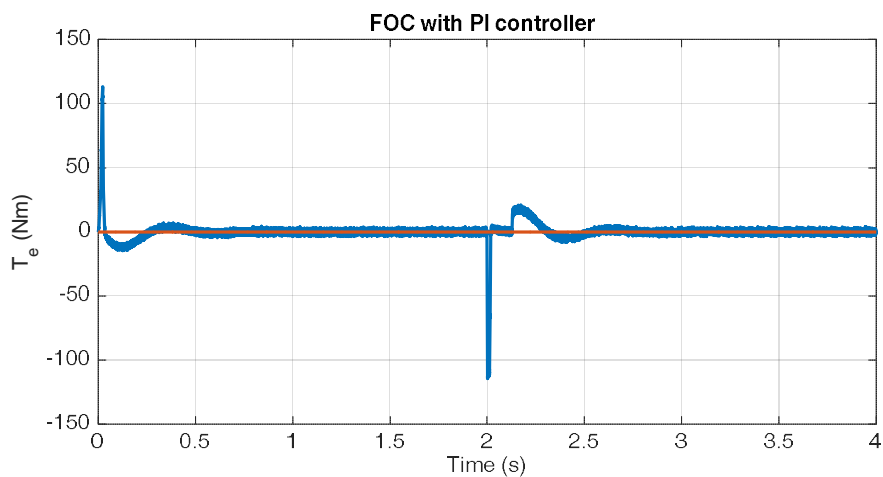
در این شبیه‌سازی، عملکرد سیستم محرکه مبتنی بر کنترلر *PI*، *FOSM* و *SOSM* در حالت تغییر جهت موقعیت مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. مقدار موقعیت مرجع در لحظه‌ی ۲ ثانیه از π رادیان به $-\pi$ تغییر پیدا می‌کند. مقدار شار مرجع روتور برابر با ۰.۸ و بر انتخاب شده‌است. شکل‌های ۴-۱ تا ۴-۵ به ترتیب سیگنال‌های موقعیت روتور، گشتاور الکترومغناطیسی، اندازه شار روتور، اندازه شار استاتور و شارهای متعامد برای سیستم محرکه‌ی کنترل موقعیت مبتنی بر کنترلر جهت‌دار شار به‌ازای تنظیم‌کننده موقعیت *PI* را نشان می‌دهد. سیگنال‌های مشابه وقتی از کنترلر *FOSM* استفاده شود در شکل‌های ۴-۶ تا ۴-۱۰ به تصویر کشیده شده‌است. نتایج سیستم محرکه وقتی از کنترلر *SOSM* پیشنهادی در حلقه کنترل موقعیت استفاده شود در شکل‌های ۴-۱۱ تا ۴-۱۵ نمایش داده شده‌است. باتوجه به این نتایج، موارد زیر قابل طرح است:

- ۱- با مقایسه سیگنال موقعیت زاویه‌های روتور به‌ازای این سه روش، مشخص است که روش پیشنهادی عملکرد بهتری به‌لحاظ فراجهدش/فروجهدش‌های ناشی از موقعیت پله‌ای مرجع دارد. در بین این سه روش، کنترلر *SOSM* پیشنهادی، سریع‌ترین دینامیک را از خود نشان داده است. لازم به ذکر است مقدار فراجهدش کنترلر *PI* حدوداً ۴۳ درصد، و برای دو روش دیگر ناچیز است. از طرف دیگر زمان نشست کنترلرهای *PI*، *FOSM* و *SOSM* به ترتیب ۱.۱، ۰.۴۷ و ۰.۲۲ ثانیه می‌باشد.
- ۲- باتوجه به سیگنال‌های گشتاور الکترومغناطیسی، ملاحظه می‌شود که روش *FOSM* به‌شدت متأثر از پدیده‌ی چترینگ است در حالی که این مشکل در کنترلر *PI* به‌صورت ذاتی وجود ندارد. کنترلر *SOSM* باتوجه به ساختارش تا حد زیادی از این پدیده جلوگیری کرده‌است.
- ۳- از لحاظ ردگیری شار روتور، هر دو روش *FOC* با کنترلر موقعیت مبتنی بر کنترلر *PI* و *SOSM* عملکردی نسبتاً مشابه دارند که دلیل این امر قابل پیش‌بینی بود. زیرا اولاً چترینگ در *SOSM* کاهش پیدا کرده‌است و ثانیاً در حلقه‌ی کنترل شار در هر دو روش *FOC* مذکور، از تنظیم‌کننده‌ی *PI* استفاده شده‌است.
- ۴- سیگنال شارهای متعامد بر حسب یکدیگر به‌صورت یک دایره می‌باشد. زیرا شارهای متعامد در زیرفضای ساکن به‌صورت سینوسی با اختلاف فاز ۹۰ درجه‌ی الکتریکی هستند که اگر بر حسب یکدیگر ترسیم شوند، به‌صورت دایره است. شعاع این دایره برابر با دامنه‌ی شار روتور مرجع یعنی ۰.۸

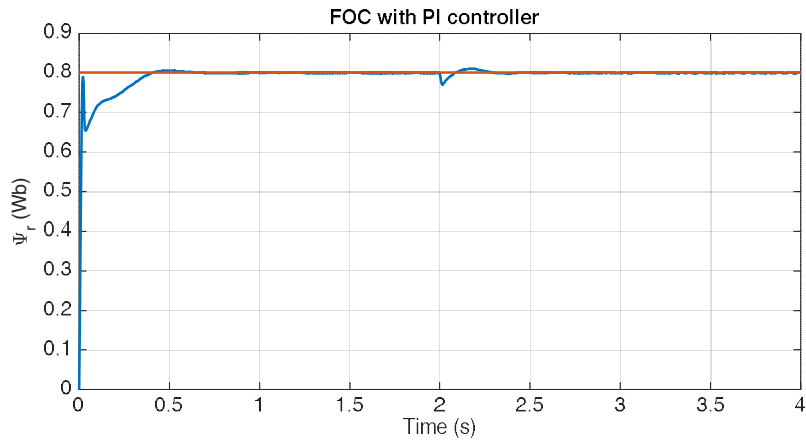
و بر است. همان طور که ملاحظه می شود روش *FOSM* در یک بازه ی زمانی، حین تغییر جهت چرخش، پیگیری شار روتور را از دست می دهد. با این وجود این امر به ناپایداری نمی انجامد و شار روتور به مقدار مرجعش باز می گردد.



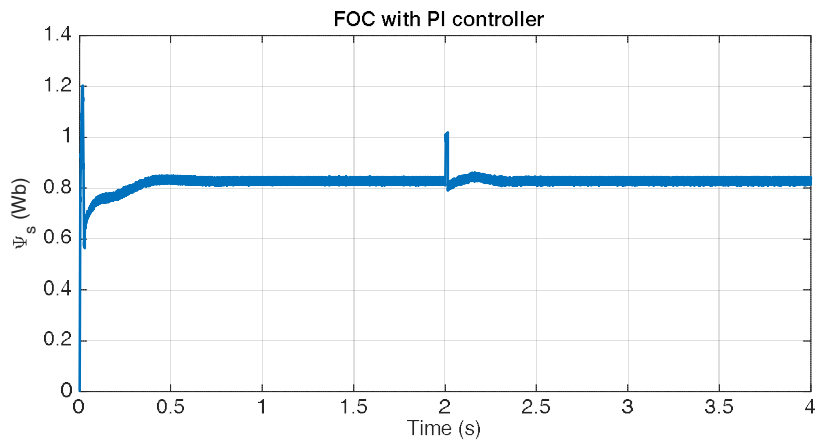
شکل ۴-۱: موقعیت زاویه ای روتور به ازای کنترلر *PI* (شبیه سازی اول)



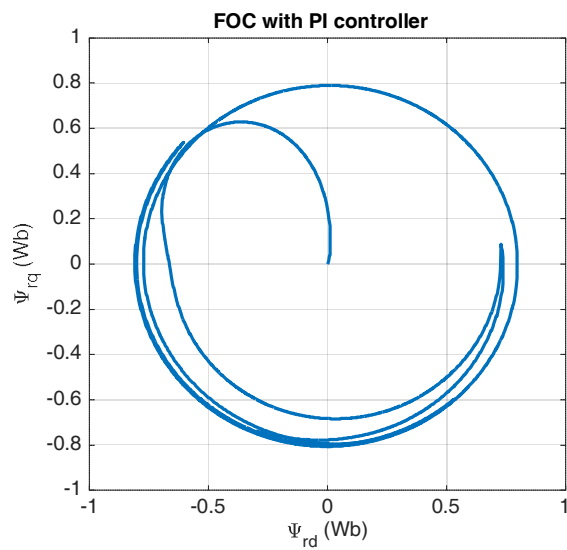
شکل ۴-۲: گشتاور الکترومغناطیسی به ازای کنترلر *PI* (شبیه سازی اول)



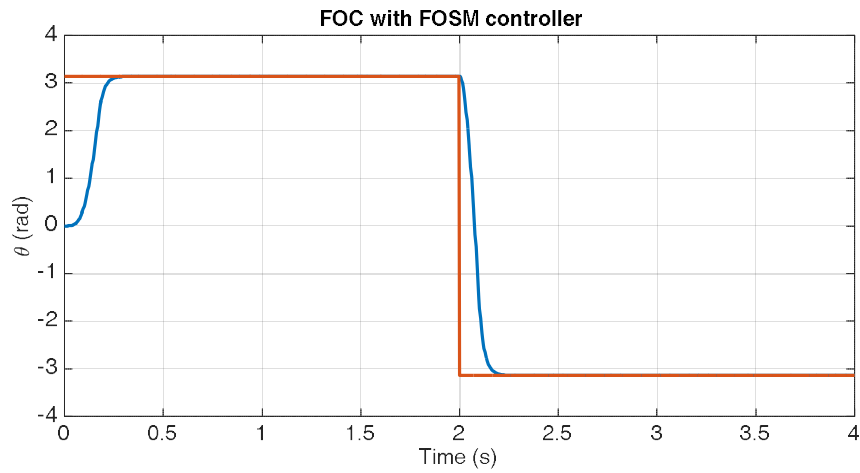
شکل ۴-۳: اندازه‌ی شار روتور به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی اول)



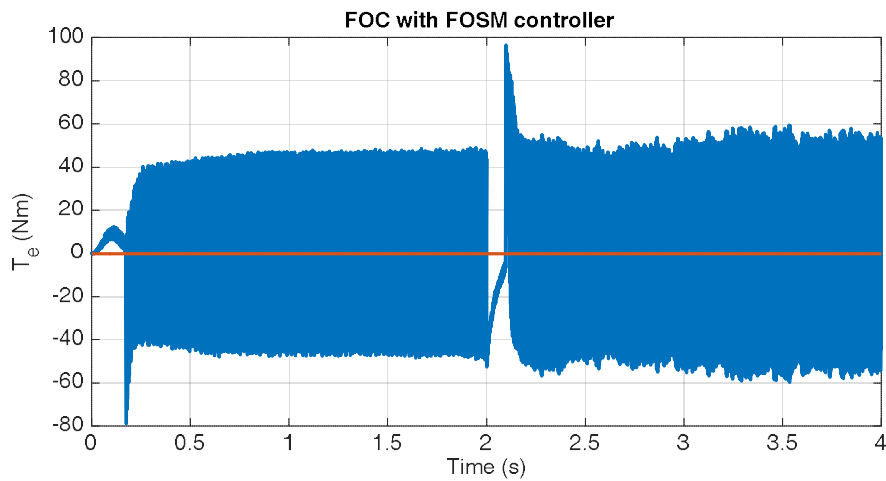
شکل ۴-۴: اندازه‌ی شار استاتور به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی اول)



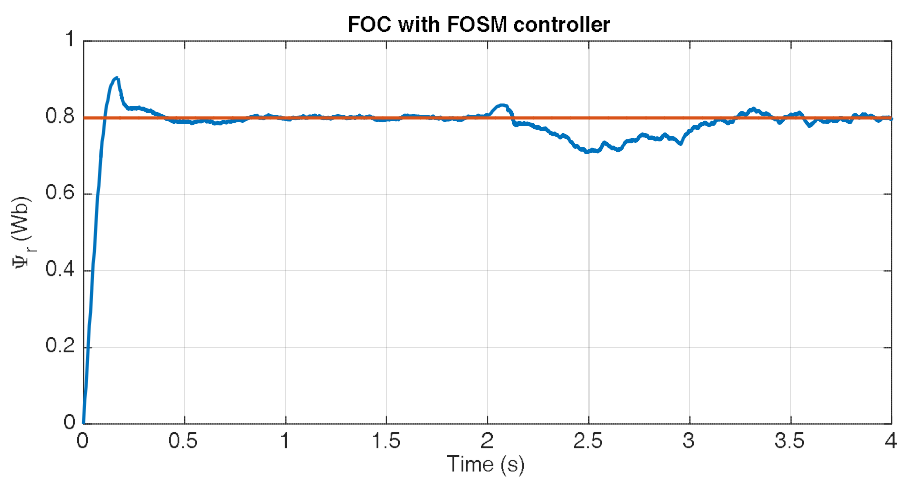
شکل ۴-۵: مسیر شار روتور به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی اول)



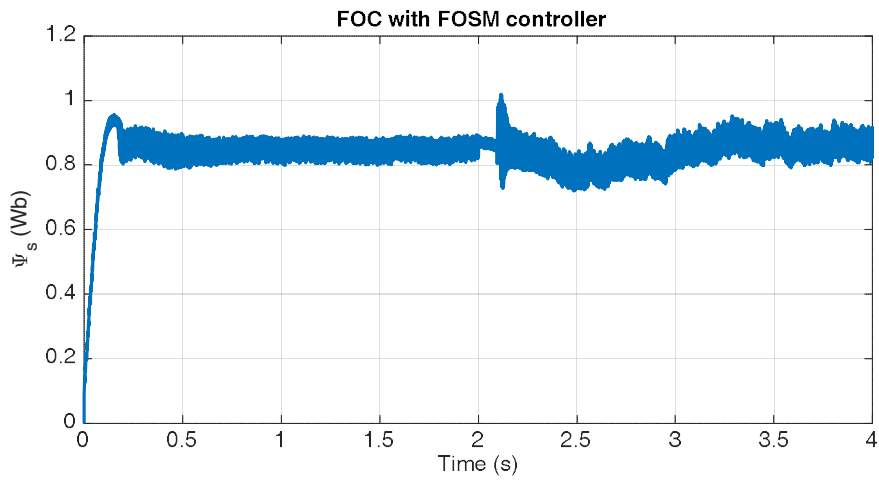
شکل ۴-۶: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌زای کنترلر *FOSM* (شبیه‌سازی اول)



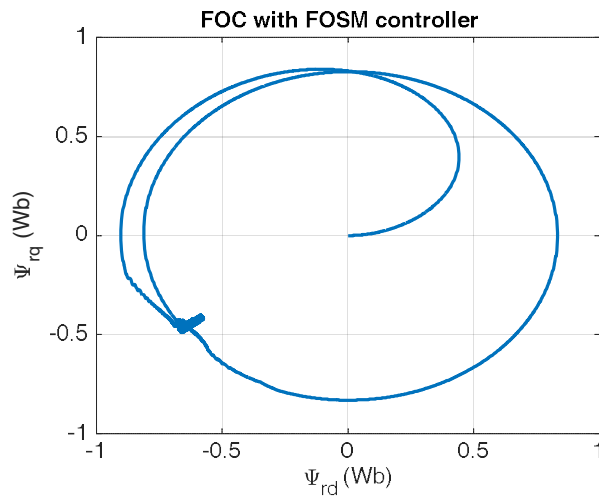
شکل ۴-۷: گشتاور الکترومغناطیسی به‌زای کنترلر *FOSM* (شبیه‌سازی اول)



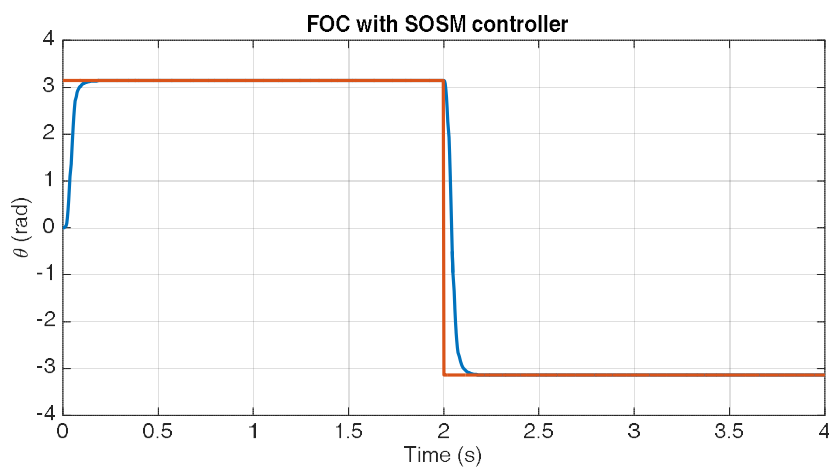
شکل ۴-۸: اندازه شار روتور به‌زای کنترلر *FOSM* (شبیه‌سازی اول)



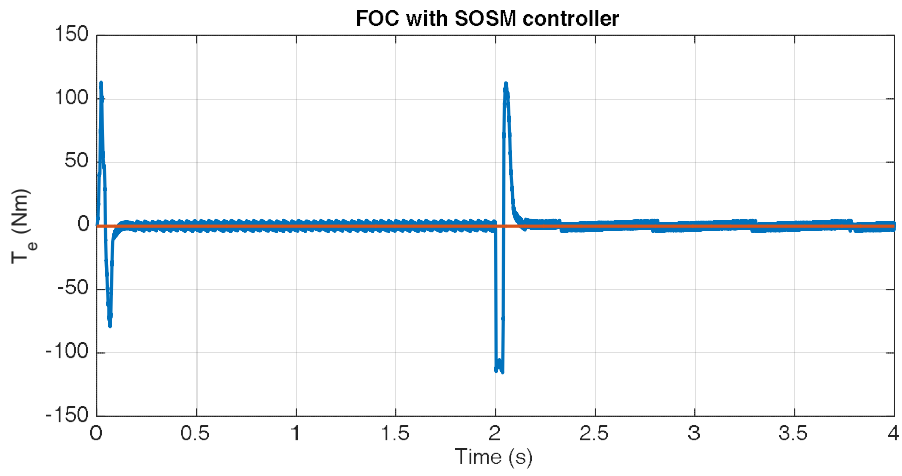
شکل ۴-۹: اندازه شار استاتور به‌ازای کنترلر *FOSM* (شبیه‌سازی اول)



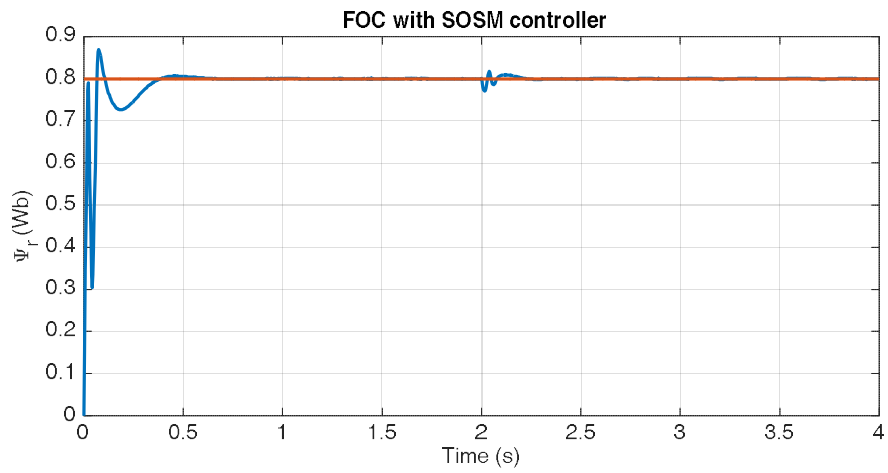
شکل ۴-۱۰: مسیر شار روتور به‌ازای کنترلر *FOSM* (شبیه‌سازی اول)



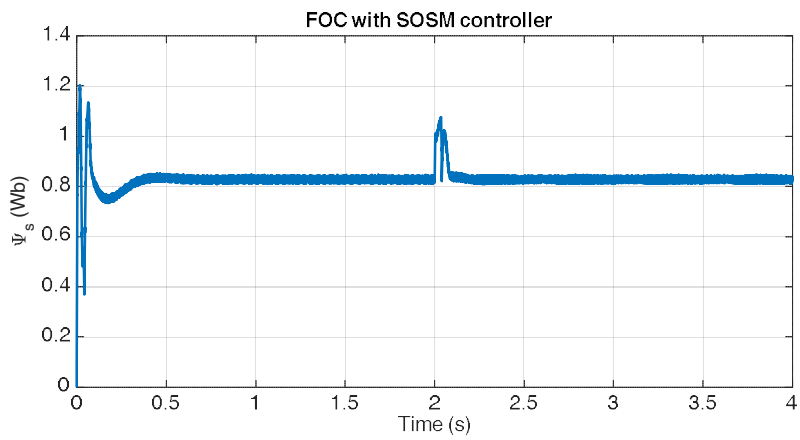
شکل ۴-۱۱: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌ازای کنترلر *SOSM* (شبیه‌سازی اول)



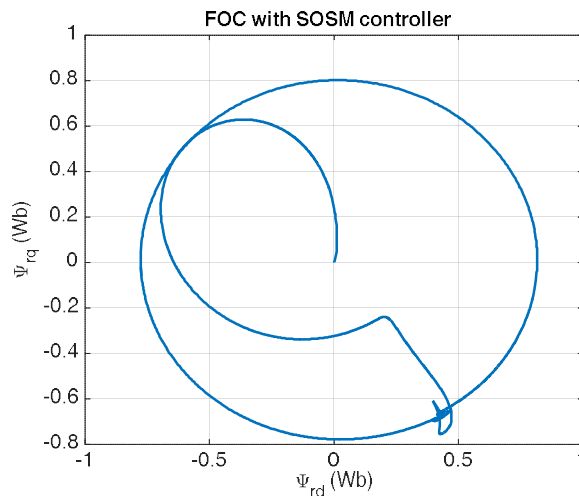
شکل ۴-۱۲: گشتاور الکترومغناطیسی به‌ازای کنترلر *SOSM* (شبیه‌سازی اول)



شکل ۴-۱۳: اندازه شار روتور به‌ازای کنترلر *SOSM* (شبیه‌سازی اول)



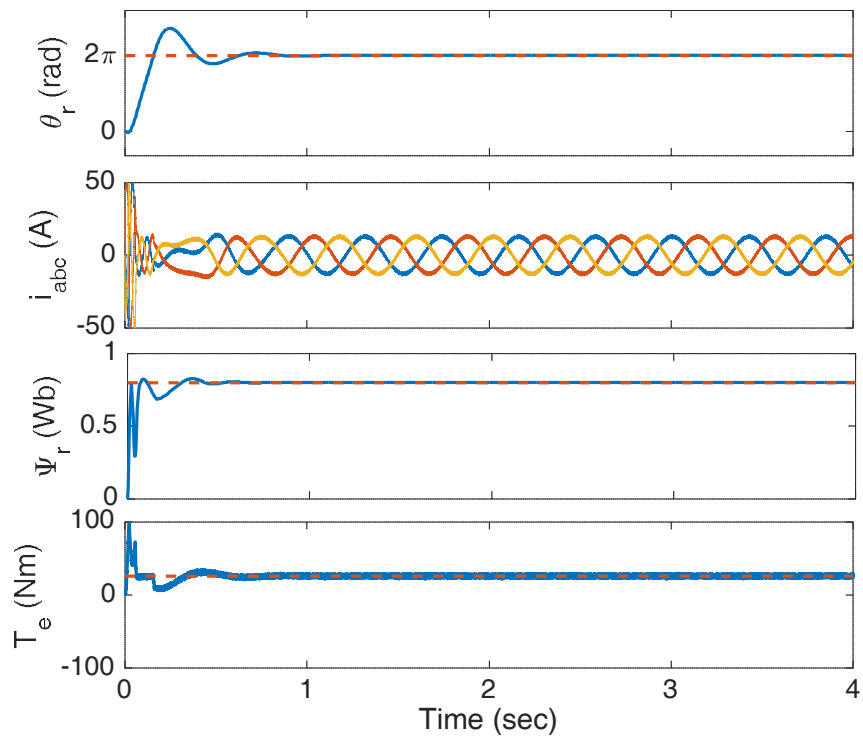
شکل ۴-۱۴: اندازه شار استاتور به‌ازای کنترلر *SOSM* (شبیه‌سازی اول)



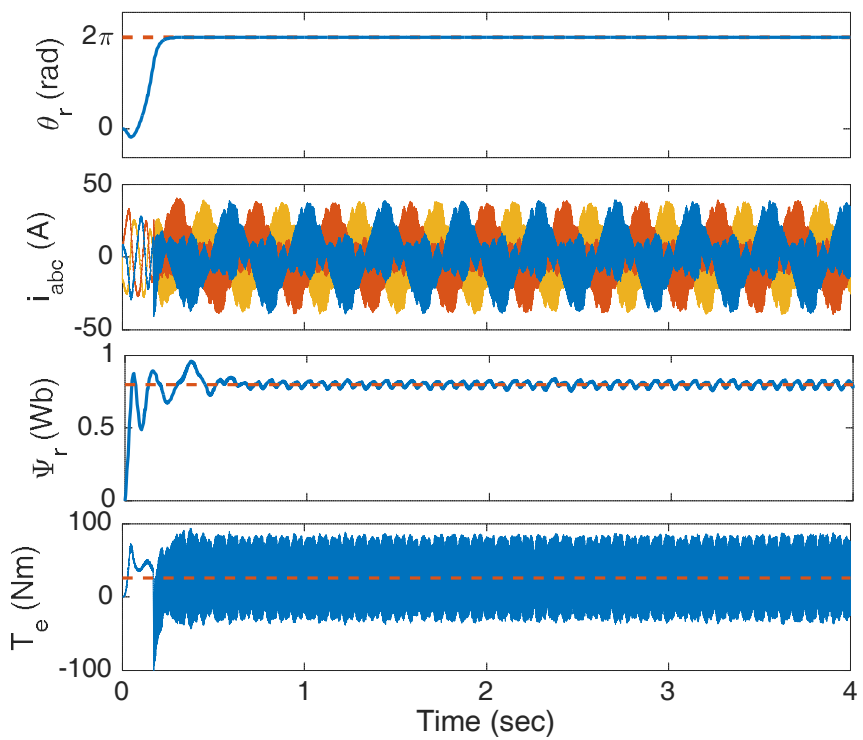
شکل ۴-۱۵: مسیر شار روتور به‌ازای کنترلر *SOSM* (شبیه‌سازی اول)

۴-۳-۲- شبیه‌سازی دوم: موقعیت مرجع ثابت به‌ازای گشتاور ثابت

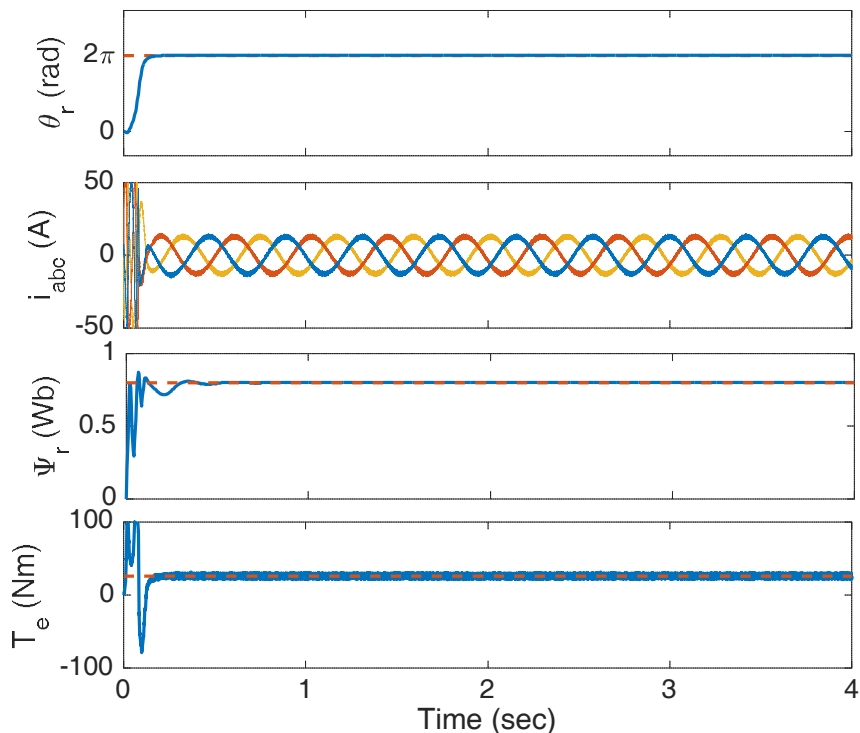
در شبیه‌سازی دوم موقعیت مرجع و گشتاور ثابت است. نگهداشتن یک بازو برای غلبه بر نیروی گرانش در یک موقعیت ثابت می‌تواند مثال خوبی برای این آزمایش باشد. نتایج شبیه‌سازی برای موقعیت، جریان سه‌فاز، شار روتور و گشتاور الکترومغناطیسی برای سه کنترل‌کننده‌ی تناسبی-انتگرالی، مد لغزشی مرسوم و پیشنهادی به‌ترتیب در شکل‌های ۴-۱۶، ۴-۱۷ و ۴-۱۸ نشان داده شده‌است. در این آزمایش، موقعیت مرجع ثابت و برابر با 2π رادیان و شار روتور مرجع 0.8 وبر می‌باشد. مقدار گشتاور بار ثابت و برابر با 26 نیوتون‌متر انتخاب می‌شود. همان‌طور که از نتایج مشخص است، هر سه کنترل‌کننده باعث شده‌اند که موقعیت موتور و شار روتور در مدت زمان اندکی به مقادیر مرجعشان میل کنند. با مقایسه‌ی شکل ۴-۱۶ و ۴-۱۷ مشخص است که کنترل مد لغزشی مرتبه اول نسبت به کنترل‌کننده‌ی تناسبی-انتگرالی پاسخ سریع‌تر و فراجاهش کم‌تری دارد اما در مقابل به‌شدت تحت تاثیر چترینگ است. با مقایسه‌ی شکل ۴-۱۸ با شکل‌های ۴-۱۶ و ۴-۱۷ واضح است که روش کنترل مد لغزشی مرتبه دوم پیشنهادی مزایای دو روش قبلی را به‌طور هم‌زمان داراست. یعنی هم دینامیک سریع و فراجاهش کم دارد (مثل کنترل مد لغزشی مرتبه اول و بر خلاف کنترل‌کننده تناسبی انتگرالی) و هم مشکل چترینگ در آن بسیار کم‌رنگ شده‌است (مثل کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی و بر خلاف کنترل‌کننده مد لغزشی مرتبه اول).



شکل ۴-۱۶: کنترلر موقعیت PI (شبیه‌سازی دوم)



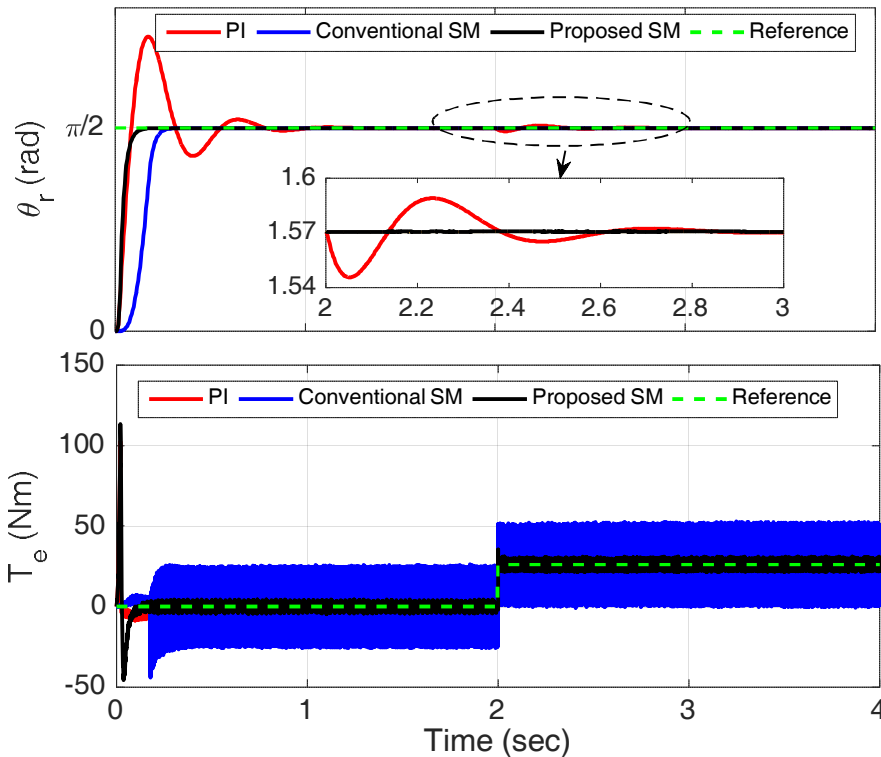
شکل ۴-۱۷: کنترلر موقعیت $FOSM$ (شبیه‌سازی دوم)



شکل ۴-۱۸: کنترلر موقعیت *SOSM* (شبیه‌سازی دوم)

۴-۳-۳- شبیه‌سازی سوم: موقعیت ثابت و اعمال گشتاور بار پله‌ای

در بسیاری از کاربردهای صنعتی لازم است که یک جرم مشخص در موقعیت مشخصی قرار گیرد به طوری که در طول زمان مقدار نیروی شعاعی وارد شونده به شفت موتور، چه به صورت پله‌ای و چه به صورت خطی، افزایش یا کاهش می‌یابد. به عنوان مثال، یک بازوی متحرک در حالت بی بار به یک موقعیت مشخص رفته و یک جسم را بلند می‌کند (یا آن را رها می‌کند). در این شبیه‌سازی، پیاده‌سازی چنین حالتی برای سیستم محرکه، مورد مطالعه است. نتایج شبیه‌سازی در حالت موقعیت ثابت و اعمال پله‌ای گشتاور بار برای سه کنترل‌کننده‌ی تناسبی-انترگالی، مد لغزشی مرسوم و پیشنهادی در شکل ۴-۱۹ به تصویر کشیده شده‌است. در این تست، مقدار موقعیت مرجع $\pi/2$ انتخاب شده‌است. در لحظه ۲ ثانیه، مقدار گشتاور بار از صفر به ۲۶ نیوتون‌متر افزایش پیدا می‌کند. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، کنترل‌کننده‌ی تناسبی-انترگالی حین اعمال گشتاور بار به عنوان اغتشاشات خارجی، دچار نوسانات می‌شود در حالی که روش کنترل مد لغزشی به خوبی این نوسانات را رفع می‌کند. با توجه به شکل موج گشتاور، مشخص است که کنترل‌کننده مد لغزشی پیشنهادی به خوبی مشکل چترینگ را نیز رفع کرده‌است.

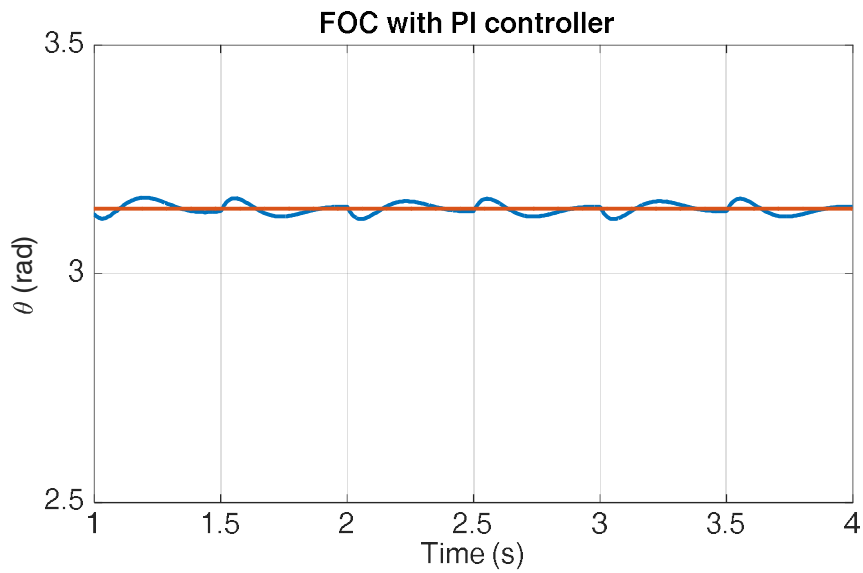


شکل ۴-۱۹: نتایج شبیه‌سازی در حالت موقعیت ثابت و اعمال پله‌ای بار نامی به‌ازای کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی، مد لغزشی مرسوم و مد لغزشی پیشنهادی (شبیه‌سازی سوم)

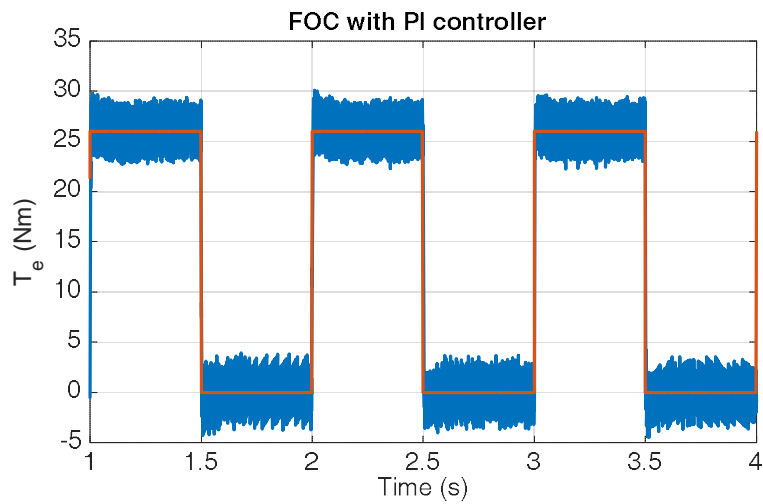
۴-۳-۴ - شبیه‌سازی چهارم: عملکرد حالت ماندگار به‌ازای تغییرات متوالی گشتاور بار

در این شبیه‌سازی فرض شده‌است که موتور در حالت ماندگار قرار دارد. سپس گشتاور بار به‌صورت لحظه‌ای با پریود ۱ ثانیه‌ای به‌طور متناوب تغییر می‌کند. بازه‌ی تغییرات از صفر تا مقدار گشتاور نامی می‌باشد. شکل‌های ۴-۲۰ تا ۴-۲۲ نتایج را برای کنترلر موقعیت PI ، شکل‌های ۴-۲۳ تا ۴-۲۵ نتایج را به‌ازای کنترلر موقعیت $FOSM$ و شکل‌های ۴-۲۶ تا ۴-۲۸ نتایج را به‌ازای کنترلر موقعیت $SOSM$ نمایش می‌دهند. سیگنال بزرگنمایی شده‌ی موقعیت روتور حین این تغییرات پریودیک گشتاور بار، نشان دهنده‌ی عملکرد مناسب و مقاوم کنترلر $SOSM$ پیشنهادی می‌باشد. از طرفی درست است که کنترلر موقعیت $FOSM$ نیز عملکرد مقاومی در مقابل تغییرات پریودیک گشتاور بار دارد اما متاثر از پدیده‌ی چترینگ است. لازم به ذکر است برای این که مقایسه منصفانه‌تر باشد باید پیچیدگی سیستم نیز مد نظر قرار گیرد. به‌لحاظ پیچیدگی عملکردی سیستم، کنترلر PI شامل یک انتگرال‌گیر، ضرب‌کننده و جمع‌کننده است. کنترلر $FOSM$ علاوه بر آن دارای تابع sgn و کنترلر $SOSM$ دارای توابع نمایی به‌صورت مازاد بر دو کنترلر قبل است. لذا مشخصاً کنترلر پیشنهادی پیچیده‌تر از دو

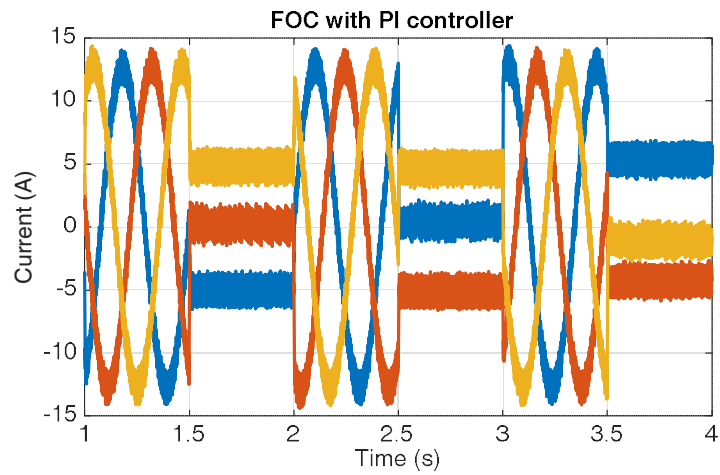
روش قبل است. با این وجود، امروزه با پیشرفت پردازنده‌های سیگنال دیجیتال، پیچیده‌ترین توابع ریاضی را می‌توان به راحتی در عمل پیاده‌سازی کرد.



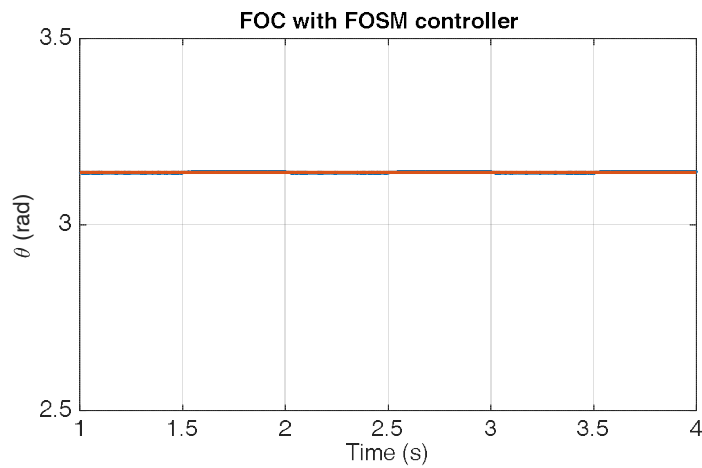
شکل ۴-۲۰: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی چهارم)



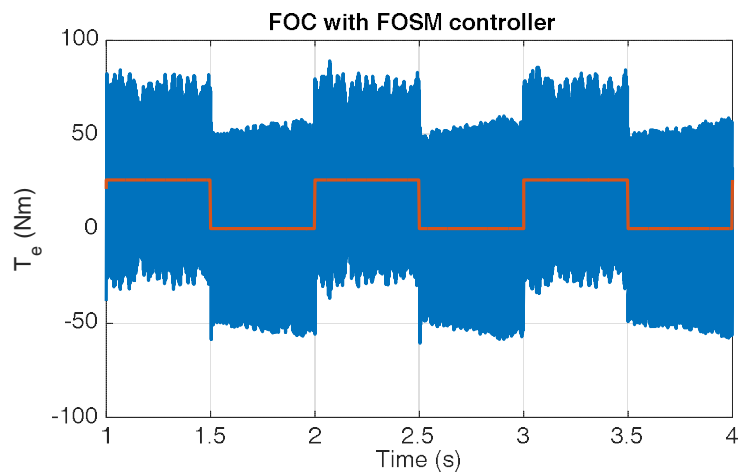
شکل ۴-۲۱: گشتاور الکترومغناطیسی به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی چهارم)



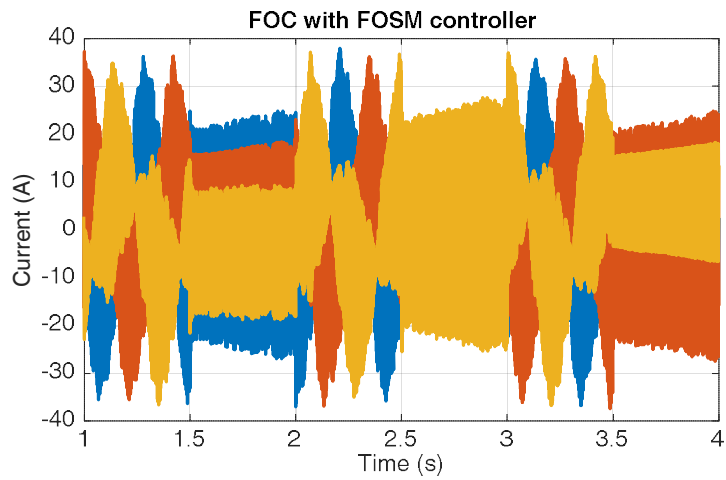
شکل ۴-۲۲: جریان سه‌فاز به‌ازای کنترلر PI (شبیه‌سازی چهارم)



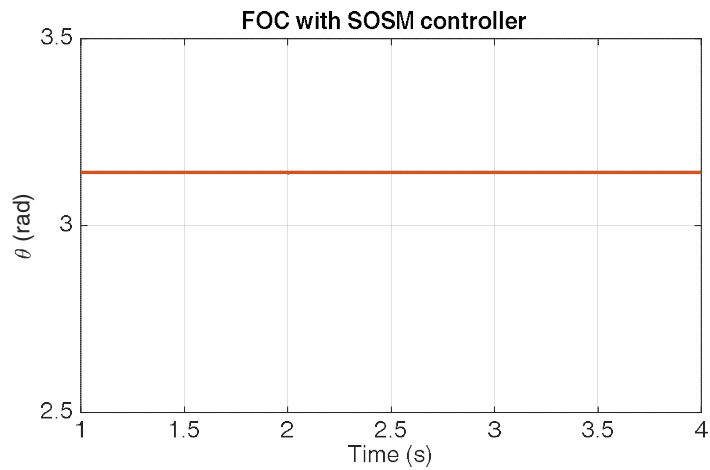
شکل ۴-۲۳: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌ازای کنترلر $FOSM$ (شبیه‌سازی چهارم)



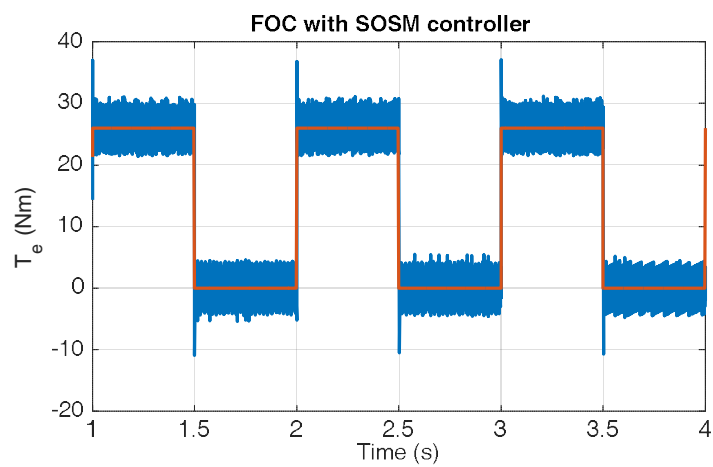
شکل ۴-۲۴: گشتاور الکترومغناطیسی به‌ازای کنترلر $FOSM$ (شبیه‌سازی چهارم)



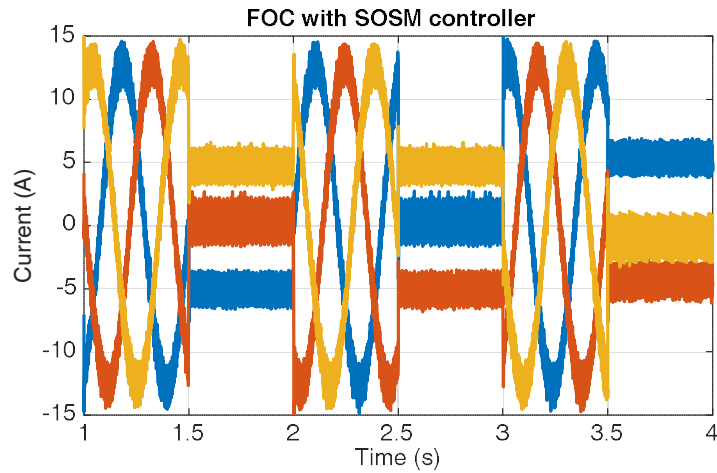
شکل ۴-۲۵: جریان سه‌فاز به‌ازای کنترلر *FOSM* (شبیه‌سازی چهارم)



شکل ۴-۲۶: موقعیت زاویه‌ای روتور به‌ازای کنترلر *SOSM* (شبیه‌سازی چهارم)



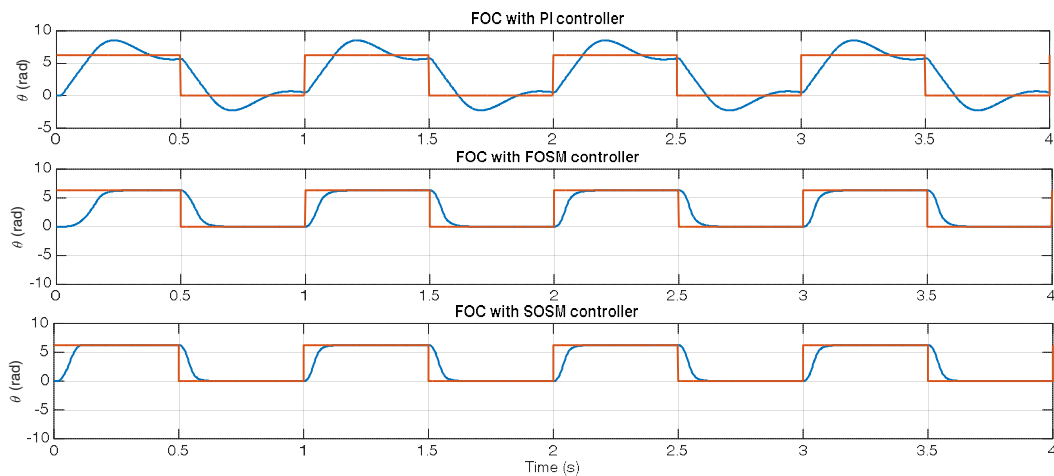
شکل ۴-۲۷: گشتاور الکترومغناطیسی به‌ازای کنترلر *SOSM* (شبیه‌سازی چهارم)



شکل ۴-۲۸: جریان سه فاز به ازای کنترلر *SOSM* (شبیه سازی چهارم)

۴-۳-۵- شبیه سازی پنجم: عملکرد حالت ماندگار به ازای تغییرات متوالی موقعیت در بی باری

عملکرد حالت ماندگار سه کنترلر موقعیت *PI*، *FOSM* و *SOSM* به ازای تغییرات متناوب موقعیت مرجع روتور در شکل ۴-۲۹ نشان داده شده است. بازه ی تغییرات موقعیت مرجع روتور از صفر تا 2π است. این شبیه سازی نیز نتایج شبیه سازی های قبل را به تایید می رساند.

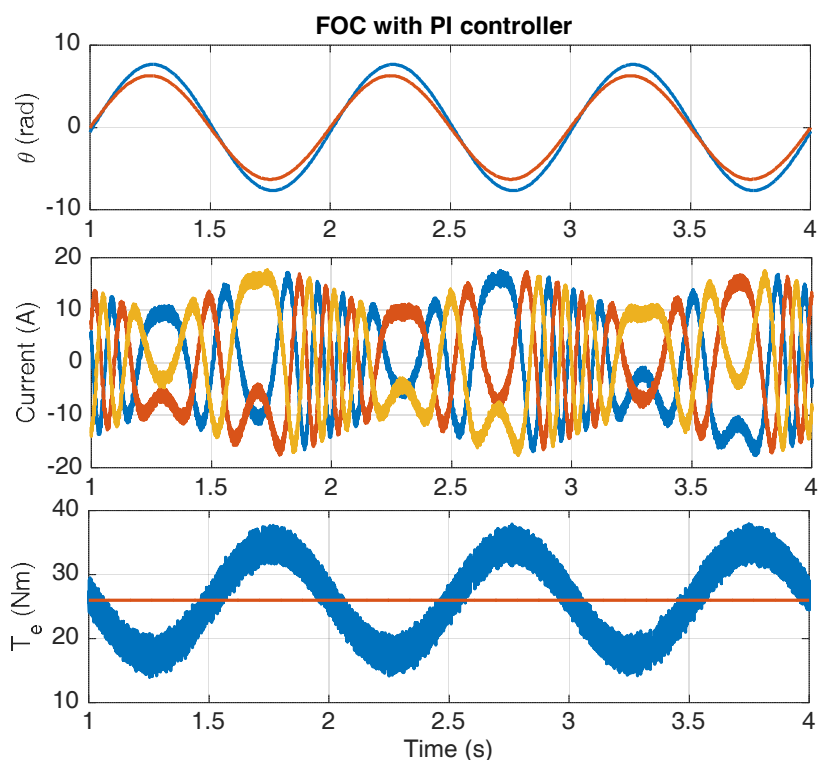


شکل ۴-۲۹: عملکرد حالت ماندگار سه کنترلر موقعیت *PI*، *FOSM* و *SOSM* به ازای تغییرات پر یودیک موقعیت مرجع روتور (شبیه سازی پنجم)

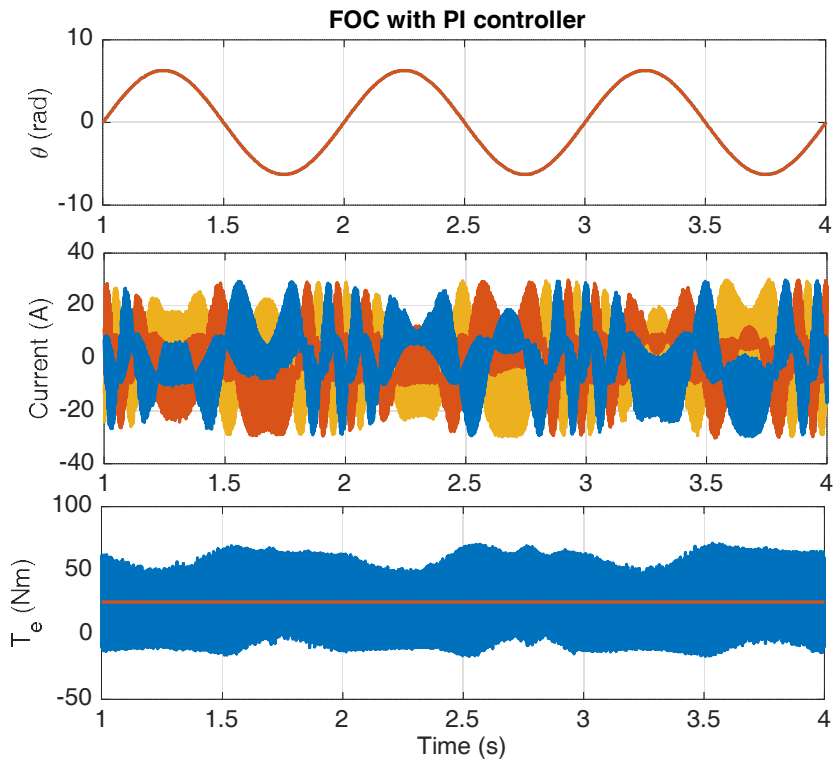
۴-۳-۶- شبیه‌سازی ششم: عملکرد حالت ماندگار به‌ازای تغییرات

سینوسی موقعیت مرجع به‌ازای گشتاور بار ثابت

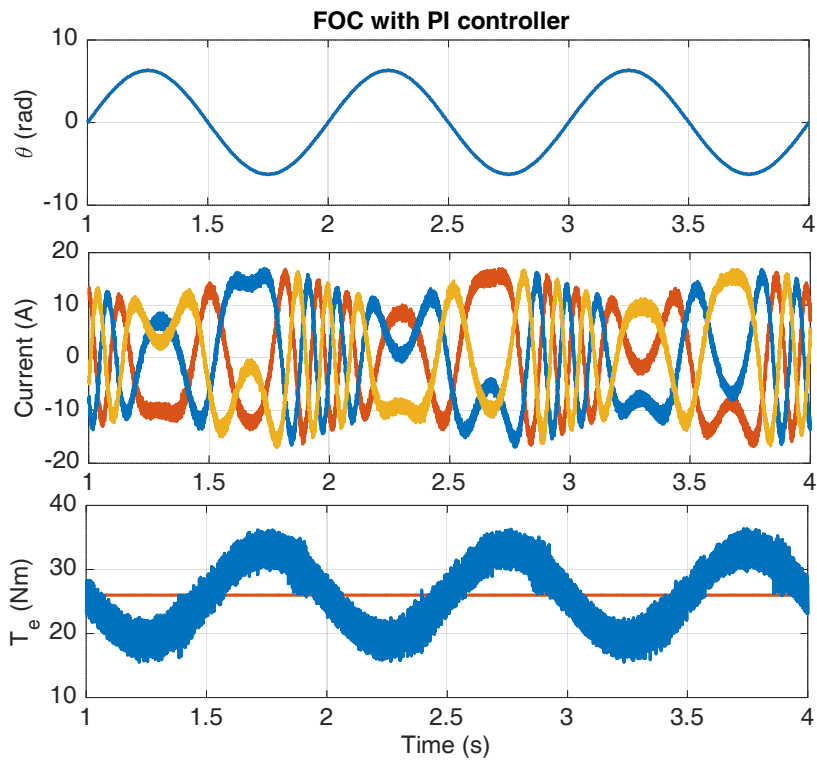
در این تست هدف بررسی رفتار سیستم محرکه‌ی کنترل موقعیت تحت شرایط تغییرات پیوسته موقعیت روتور می‌باشد. شکل ۴-۳۰ نتایج کنترلر موقعیت PI ، شکل ۴-۳۱ نتایج کنترلر موقعیت $FOSM$ و شکل ۴-۳۲ نتایج را به‌ازای کنترلر موقعیت $SOSM$ نشان می‌دهد. در این تست مقدار گشتاور بار ثابت و برابر با ۲۶ نیوتون‌متر در نظر گرفته شده‌است. یکی از مثال‌های صنعتی در مورد تغییر سریع و پیوسته دستگاه‌های CNC می‌باشند. همان‌طور که ملاحظه می‌شود کنترلر PI وظیفه‌ی پیگیری را در این حالت از دست داده‌است درحالی‌که دو کنترلر $FOSM$ و $SOSM$ این وظیفه را به خوبی محقق کرده‌اند.



شکل ۴-۳۰: کنترلر موقعیت PI (شبیه‌سازی ششم)



شکل ۴-۳۱: کنترلر موقعیت *FOSM* (شبیه‌سازی ششم)



شکل ۴-۳۲: کنترلر موقعیت *SOSM* (شبیه‌سازی ششم)

۴-۴- جمع‌بندی نتایج

جمع‌بندی توصیفی نتایج شبیه‌سازی از نقطه نظرات مختلف کنترلی در جدول ۴-۱ لیست شده‌است. در این قابلیت‌های کنترلی سه روش مورد مطالعه با سه درجه‌ی کم، متوسط و زیاد توصیف شده‌است.

جدول ۴-۳: جمع‌بندی نتایج شبیه‌سازی

کنترلر موقعیت <i>SOSM</i>	کنترلر موقعیت <i>FOSM</i>	کنترلر موقعیت <i>PI</i>	ویژگی کنترلی
زیاد	زیاد	کم	قابلیت دفع اغتشاش بار
کم	زیاد	کم	چترینگ
زیاد	زیاد	کم	توانایی پیگیری موقعیت حین تغییرات سریع
کم	کم	کم	خطای حالت ماندگار
کم	کم	زیاد	فراجهدش/فروجهدش
زیاد	متوسط	کم	پیچیدگی پیاده‌سازی
زیاد	متوسط	کم	سرعت همگرایی

فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات ادامه ی کار

۵-۱- مقدمه

محرکه‌های الکتریکی مبتنی بر موتورهای القایی سه‌فاز به دلیل مزایای متعددشان بسیار مورد توجه محققان هستند. طراحی یک کنترل‌کننده‌ی موقعیت کارا برای این موتور در دامنه‌ی وسیعی از کاربردها، از جمله رباتیک و توربین‌های بادی، بسیار حائز اهمیت است. در این تحقیق، سیستم محرکه‌ی الکتریکی موتور القایی مبتنی بر کنترل جهت‌دار شار برای کنترل موثر و دقیق موقعیت، مورد مطالعه قرار گرفت. در این راستا، یک کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی مرتبه دوم، مبتنی بر الگوریتم فوق پیچشی، برای کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز ارائه شد. این کنترل‌کننده در حلقه‌ی کنترل موقعیت در سیستم محرکه‌ی الکتریکی مبتنی بر کنترل جهت‌یابی شار غیرمستقیم به کار گرفته شد. روش کنترل مد لغزشی پیشنهادی در مقایسه با کنترل تناسبی-انتگرالی موجب افزایش مقاومت سیستم در برابر نویز و اغتشاشات خارجی و همچنین بهبود پاسخ دینامیکی سیستم می‌شود. از طرف دیگر، روش کنترل مد لغزشی پیشنهادی تا حد زیادی مشکل چترینگ موجود در مد لغزشی مرتبه‌ی اول را رفع می‌کند. به منظور اعتبارسنجی روش پیشنهادی، یک مطالعه مقایسه‌ای بین سه کنترل‌کننده‌ی تناسبی-انتگرالی، مد لغزشی مرتبه اول و مد لغزشی مرتبه دوم پیشنهادی در شرایط عملکردی مختلف انجام شد. نتایج شبیه‌سازی کارایی روش پیشنهادی را تصدیق نمود. اهم فعالیت‌های صورت گرفته در این تحقیق به‌علاوه‌ی جنبه‌ی نوآوری به شرح زیر است:

- ۱- در ابتدا یک سیستم محرکه‌ی الکتریکی برای کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز با استفاده از روش کنترل جهت‌دار شار طراحی شد. در این سیستم محرکه، در حلقه‌های کنترل موقعیت، سرعت و شار از رگولاتورهای PI استفاده گردید.
- ۲- سیستم محرکه‌ی فوق‌الذکر در برابر نویزهای احتمالی و اغتشاشات خارجی عملکرد نامطمئنی دارد. بدین منظور رگولاتور PI موجود در حلقه کنترل موقعیت با یک روش کنترل مد لغزشی مرتبه اول به‌عنوان یک الگوریتم قدرتمند و مقاوم جایگزین گردید.
- ۳- روش ارائه‌شده در بند ۲، با مشکل چترینگ مواجه است که این امر موجب کاهش کارایی سیستم محرکه و ایجاد ضربان گشتاور می‌شود. به منظور رفع مشکل چترینگ بدون کاهش کارایی سیستم در برابر نویز و اغتشاشات خارجی، یک روش مد لغزشی مرتبه دوم پیشنهاد گردید. روش مد لغزشی پیشنهادی در این تحقیق، مبتنی بر الگوریتم فوق پیچشی است که مزایای آن به تفصیل در فصل سوم مطالعه شد.

۴- به منظور اعتبارسنجی سیستم کنترل موقعیت پیشنهادی، یک مقایسه‌ی نسبتاً جامع با استفاده از نرم‌افزار MATLAB/Simulink تدارک دیده شد. در فصل چهارم نتایج شبیه‌سازی به‌ازای سناریوهای مختلف عملکردی ارائه گردید. در نهایت، نتایج به‌صورت توصیفی از نقطه نظرات مختلف کنترلی جمع‌بندی شد.

۵- نوآوری اصلی این تحقیق به‌کارگیری کنترلر مد لغزشی مرتبه دوم مبتنی بر الگوریتم فوق‌پیچشی برای کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز می‌باشد. تاکنون، روش‌های کنترل مد لغزشی مرتبه اول و دوم برای کنترل سرعت موتور القایی سه‌فاز بحث شده‌اند، اما بحث کنترل موقعیت سیستم محرکه‌ی الکتریکی مبتنی بر موتور القایی سه‌فاز کم‌تر مورد توجه بوده‌است. اخیراً روش‌هایی برای کنترل موقعیت با استفاده از روش مد لغزشی مرتبه اول منتشر گردیده‌است. اما این تحقیق ایده‌ی به‌کارگیری کنترلر مد لغزشی مرتبه بالا را برای کنترل موقعیت موتور القایی سه‌فاز مطرح کرده‌است.

۵-۲- پیشنهادهای ادامه‌ی کار

پیشنهادهای ادامه‌ی کار به شرح زیر می‌باشد:

- ۱- پیاده‌سازی عملی سه روش مذکور و مقایسه‌ی آن‌ها در شرایط آزمایشگاهی
- ۲- امکان‌سنجی به‌کارگیری روش کنترل مد لغزشی مرتبه دوم در حلقه‌های میانی کنترل جریان به‌جای رگولاتورهای PI .
- ۳- اضافه کردن روش‌های تخمین موقعیت به‌منظور فراهم کردن یک سیستم محرکه‌ی بدون حسگر مکانیکی در جهت کاهش پیچیدگی سخت‌افزاری سیستم
- ۴- اضافه کردن یک تخمین‌گر ثابت زمانی روتور زیرا فرآیند جهت‌یابی صحیح شار در کنترلر FOC بسیار وابسته به ثابت زمانی روتور است.
- ۵- پیگیری بحث تخمین موازی موقعیت و ثابت زمانی روتور با روش‌هایی مثل تزریق هارمونیک

فهرست منابع و مآخذ

- [1] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamental*, 5th ed., McGraw-Hill, 2012.
- [2] S. Nasar, *Electric Machines And Electromechanics*, 2th ed., McGraw-Hill, 1997.
- [3] Boldea, Ion, and Syed A. Nasar. *Electric drives*. CRC press, 2016.
- [4] P. C. Sen, *Principles of Electric Machines And Power Electronics*, 3th ed., Wiley, 2014.
- [5] I. Boldea, S. A. Nasar, *Vector Control of AC Drive*, CRC press, 1992.
- [6] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. London, U.K.: Oxford Univ. Press, 1998.
- [7] L. Zhao, J. Huang, H. Liu, B. Li and W. Kong, "Second-Order Sliding-Mode Observer With Online Parameter Identification for Sensorless Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics* ,vol. 61, no. 10, pp. 5280-5289, Oct. 2014.
- [8] M. P. Kazmierkowski, *Control in Power Electronics Selected problems*, Academic Press, New York, 2002.
- [9] Hughes, Austin, and Bill Drury. *Electric motors and drives: fundamentals, types and applications*. Newnes, 2019.
- [10] Takahashi, I.; Noguchi, T., "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *Industry Applications*, IEEE Transactions on , vol.IA-22, no.5, pp.820,827, Sept. 1986.
- [11] Depenbrock, M., "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *Power Electronics*, IEEE Transactions on , vol.3, no.4, pp.420,429, Oct 1988.
- [12] Kuo-Kai Shyu; Li-Jen Shang; Hwang-Zhi Chen; Ko-Wen Jwo, "Flux compensated direct torque control of induction motor drives for low speed operation," *Power Electronics*, IEEE Transactions on , vol.19, no.6, pp.1608,1613, Nov. 2004.
- [13] G. Li, J. Hu, Y. Li and J. Zhu, "An Improved Model Predictive Direct Torque Control Strategy for Reducing Harmonic Currents and Torque Ripples of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 8, pp. 5820-5829, Aug. 2019.
- [14] Yongchang Zhang; Jianguo Zhu; Zhengming Zhao; Wei Xu; Dorrell, D.G., "An Improved Direct Torque Control for Three-Level Inverter-Fed Induction Motor Sensorless Drive," *Power Electronics*, IEEE Transactions on , vol.27, no.3, pp.1502,1513, March 2012.
- [15] Usta, Mehmet Ali, et al. "Sensorless Feedback Linearization Direct Torque Control (FBL-DTC) for Induction Motor Drive with Five-Level Cascaded H-Bridge Inverter." 2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC). IEEE, 2018.
- [16] Guo, Yu, et al. "Speed-sensorless direct torque control scheme for matrix converter driven induction motor." *The Journal of Engineering* 2018.13 (2018): 432-437.

- [17] Ammar, Abdelkarim, et al. "Feedback linearization based sensorless direct torque control using stator flux MRAS-sliding mode observer for induction motor drive." *ISA Transactions* (2019).
- [18] K. Lee and F. Blaabjerg, "Sensorless DTC-SVM for Induction Motor Driven by a Matrix Converter Using a Parameter Estimation Strategy," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 512-521, Feb. 2008.
- [19] Cortes, P.; Kazmierkowski, M.P.; Kennel, R.M.; Quevedo, D.E.; Rodriguez, J., "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.55, no.12, pp.4312,4324, Dec. 2008.
- [20] E. F. Camacho, C. Bordons, *Model Predictive Control*, Springer press, 1999.
- [21] Y. Zhang and H. Yang, "Generalized Two-Vector-Based Model-Predictive Torque Control of Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3818-3829, July 2015.
- [22] Lopez, M.; Rodriguez, J.; Silva, C.; Rivera, M., "Predictive Torque Control of a Multidrive System Fed by a Dual Indirect Matrix Converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.62, no.5, pp.2731,2741, May 2015.
- [23] Masiala, M.; Vafakhah, B.; Salmon, J.; Knight, A.M., "Fuzzy Self-Tuning Speed Control of an Indirect Field-Oriented Control Induction Motor Drive," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.44, no.6, pp.1732,1740, Nov.-dec. 2008.
- [24] Saghafinia, A.; Hew Wooi Ping; Uddin, M.N.; Gaeid, K.S., "Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control Into Chattering-Free IM Drive," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.51, no.1, pp.692,701, Jan.-Feb. 2015.
- [25] Y. B. Zbede, S. M. Gadoue and D. J. Atkinson, "Model Predictive MRAS Estimator for Sensorless Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3511-3521, June 2016.
- [26] Stojic, D.; Milinkovic, M.; Veinovic, S.; Klasnic, I., "Improved Stator Flux Estimator for Speed Sensorless Induction Motor Drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.30, no.4, pp.2363,2371, April 2015.
- [27] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893-1909, May 2008.
- [28] Wen-Jieh Wang and Jenn-Yih Chen, "Passivity-based sliding mode position control for induction motor drives," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 2, pp. 316-321, June 2005.
- [29] Q. Gao, G. Asher and M. Sumner, "Sensorless Position and Speed Control of Induction Motors Using High-Frequency Injection and Without Offline Precommissioning," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2474-2481, Oct. 2007.
- [30] R. Shahnazi, H. M. Shanechi and N. Pariz, "Position Control of Induction and DC Servomotors: A Novel Adaptive Fuzzy PI Sliding Mode Control," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 138-147, March 2008.

- [31] B. Veselic, B. Perunicic-Drazenovic and C. Milosavljevic, "High-Performance Position Control of Induction Motor Using Discrete-Time Sliding-Mode Control," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 11, pp. 3809-3817, Nov. 2008.
- [32] O. Barambones and P. Alkorta, "Position Control of the Induction Motor Using an Adaptive Sliding-Mode Controller and Observers," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6556-6565, Dec. 2014.
- [33] Motogen Datasheet, motogen Co., pp-12, 2012.
- [34] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, and A. Levant. *Sliding Mode Control and Observation*. Birkhäuser Basel, 1 ed. , 2014.
- [35] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi. *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*. New York: Taylor & Francis, 2 ed. , 2009.

Abstract

Nowadays, three-phase induction motors (IMs) are widely used in different electric drive systems including electric vehicles, ships, wind turbines, robotics, and etc. The reasons behind that are multiple advantages of these motors such as low torque ripple, low maintenance, low price, high reliability, simple and robust structure, which provide a better operation during mechanical and electrical faults. Therefore, designing a high-performance position control of the IM is a critical and challenging task, especially for robotic and wind energy applications. This study deals with position control of an electric drive based on IM using field-oriented control (FOC) strategy. An improved FOC based on high-order sliding mode technique is proposed for position control of the IM. FOC offers some advantages ranging from good dynamics, low torque ripple, steady state accuracy, etc. In contrast, this strategy is completely overshadowed by uncertainties and external disturbances such as load torque. The sliding-mode approach is an inherently robust technique, because it contains two operation mode known as reaching and sliding modes. After reaching mode, the system errors are located on sliding-mode, where their performance are only controlled by sliding surface. However, the conventional first-order sliding mode approach suffers from chattering problem. In this study, the chattering problem is relaxed by second-order super-twisting sliding-mode technique. The simulation results, obtained by MATLAB, verify the effectiveness of proposed technique.

Keywords: Position control, induction motor , FOC, sliding mode



Shahrood University of Technology

Faculty of Mechanical and Mechatronics Engineering

M.Sc. Thesis in Mechatronics Engineering

**position control of a three phase induction
motor , by using high order sliding mode technic**

By: Yasaman Holakooie

Supervisor:

Dr. Habib Ahmadi

Advisor:

Dr. Amir Hassan Nia

July 2019