



دانشکده مهندسی برق و ریاضیاتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق گرایش قدرت

کنترل موتور سنکرون بدون جاروبک سه فاز به روش کنترل مستقیم گشتاور
بدون استفاده از حسگر

نگارنده:

نیما نبی زاده

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

استاد مشاور:

دکتر احمد دارابی

تیر 1390

صلاة الاضلاع

به جان‌های آزاد همه ملت‌ها، به کسانی که رنج می‌برند و
پیکار می‌کنند و پیروز می‌شوند.

"رومن رولان"

تشکر و قدردانی

با سپاس فراوان از اساتید ارجمندم، جناب آقایان دکتر دستفان و دکتر دارابی، که بدون پشتیبانی و راهنمایی ایشان انجام این پروژه میسر نبود. همچنین برخورد لازم می‌دانم از پدر و مادرم و کلیه‌ی دوستانم که در مراحل مختلف این پروژه مرا یاری رساندند، به‌خاطر مهرشان سپاس‌گزاری نمایم.

چکیده

در سالهای اخیر استفاده از موتورهای سنکرون مغناطیس دائم بسیار رواج پیدا کرده است. این موتورها ارزان‌ترند، وزن و حجم کمتری دارند، عمر طولانی‌تری دارند و استهلاکشان کم‌تر است. برای کنترل گشتاور این موتورها عمدتاً از دو روش برداری و کنترل مستقیم استفاده می‌شود که اخیراً روش کنترل مستقیم گشتاور به دلیل سادگی مدار و طراحی و همچنین پاسخ سریع گشتاور بسیار مورد توجه صنعت قرار گرفته است. از طرفی برای اینکه در کنترل مستقیم گشتاور علاوه بر گشتاور بر روی سرعت موتور نیز کنترلی وجود داشته باشد، حلقه‌ی کنترل سرعت نیز به این طرح اضافه شده است. اضافه شدن حلقه‌ی کنترل سرعت باعث شده که یکی از مهم‌ترین مزایای طرح کنترل مستقیم گشتاور، از بین برود. این مزیت عدم نیاز این طرح به حسگرهای سرعت و موقعیت روتور است. این حسگرها از آن رو مشکل ساز اند که استحکام محرکه را کاهش میدهند و باعث لختی، افزایش وزن و افزایش قیمت محرکه می‌شوند. لذا پیشنهاد شده که برای داشتن اطلاعات سرعت موتور، به جای سنسور مکانیکی از تخمین‌گرها استفاده شود.

در این پایان نامه ابتدا به معرفی موتور سنکرون مغناطیس دائم بدون جاربک می‌پردازیم و مدل موتور در دستگاه‌های مختصات شرح داده می‌شود. سپس طرح کنترل مستقیم گشتاور برای این موتور معرفی شده و جزئیات آن برای این موتور بسط داده می‌شود. برخی از تکنیک‌های رایج تخمین مثل تخمین‌گر حلقه باز سرعت با استفاده از شاردرور استاتور و همچنین تخمین گرهای حلقه بسته مثل روش مدل مرجع-تطبیقی، مشاهده گر مد لغزشی و تخمین‌گر بر پایه فیلتر کالمن توسعه یافته معرفی می‌شود. سپس تخمین گر پیشنهادی بر پایه‌ی شبکه عصبی پیشنهاد شده که یک تخمین گر بهینه است. از آن نظر که به مدل موتور نیازی نداشته و نسبت به تغییر پارامترها تا حد زیادی استوار است. سه مورد از تخمین‌گرهای معرفی شده برای کنترل مستقیم گشتاور موتور شبیه سازی شده، نهایتاً کاربرد این تکنیک‌ها با هم مقایسه خواهد شد.

کلمات کلیدی: موتور سنکرون مغناطیس دائم، بدون جاروبک، کنترل مستقیم گشتاور، تخمین سرعت، مدل تطبیقی مرجع، شبکه عصبی.

فهرست مطالب

۱ - مقدمه	2
1-1- تاریخچه موتورهای DC بدون جاروبک مغناطیس دائم	2
2-1- کنترل مستقیم گشتاور	5
3-1- کلیاتی درباره کنترل بدون حسگر	6
4-1- سازمان‌دهی پایان‌نامه	8
۲ - موتورهای سنکرون بدون جاروبک مغناطیس دائم	10
1-2- مقدمه	10
2-2- موتورهای مغناطیس دائم	11
1-2-2- مزایا و معایب موتورهای مغناطیس دائم	13
3-2- مقایسه میان ماشین‌های سنکرون مغناطیس دائم دوزنقه ای و سینوسی	14
4-2- کاربرد مواد مغناطیس دائم در PMSM	16
5-2- تبدیل کمیت‌های دستگاه مرجع سه‌فاز (abc) به دستگاه مرجع گردان دوفاز (d-q) و برعکس	18
6-2- مدل‌سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در دستگاه abc	20
7-2- محرکه موتورهای سنکرون مغناطیس دائم	24
8-2- ساختار کلی محرکه‌ی برداری موتور سنکرون بدون جاروبک مغناطیس دائم	24
9-2- حسگرهای جریان، موقعیت و سرعت	27
۳ - کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون بدون جاروبک مغناطیس دائم	30
1-3- مقدمه	30
2-3- کلیات DTC موتور PMSM	35
1-2-3- کنترل گشتاور در DTC موتور PMSM	35
2-2-3- کنترل شار در DTC درایو PMSM	38
3-2-3- انتخاب بردار ولتاژ در DTC محرکه PMSM	41
۴ - روش‌های تخمین سرعت برای کنترل بدون حسگر	48
1-4- مقدمه	48
2-4- تخمین سرعت و موقعیت روتور برای کنترل مستقیم گشتاور	49
1-2-4- اضافه کردن کنترل سرعت به طرح DTC	49
2-2-4- تخمین موقعیت رتور با استفاده از شار دور استاتور	50

51	3-2-4- روش تطبیقی
53	4-2-4- شناسایی با مدل تطبیقی - مرجع سرعت.....
55	5-2-4- تخمین گر مد لغزشی (SMO).....
58	6-2-4- تخمین سرعت با فیلتر کالمن توسعه یافته (EKF).....
65	۵- تخمین بهینه‌ی سرعت با استفاده از شبکه‌های عصبی
65	1-5- مقدمه
67	2-5- استفاده از شبکه عصبی در کنترل ماشین‌های الکتریکی
68	1-2-5- مروری بر کارهای گذشته
70	3-5- تخمینگر پیشنهادی سرعت برای عملکرد کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از شبکه عصبی
71	2-3-5- مدل سازی شبکه عصبی
72	3-3-5- آموزش تخمینگر عصبی
80	۶- نتایج شبیه سازی
80	1-6- مدل طرح DTC برای ماشین سنکرون مغناطیس دائم
84	2-6- طرح تخمین سرعت با استفاده از شار دور استاتور
85	3-6- مدل طرح تخمین سرعت با استفاده از شناسایی تطبیقی
88	2-3-6- تخمین سرعت با استفاده از شبکه عصبی
90	4-6- معیارهای ارزشیابی
91	1-4-6- عملکرد حالت گذرا
91	2-4-6- عملکرد حالت دایم
91	3-4-6- حساسیت به تغییر پارامترها
92	4-4-6- پیچیدگی روش
92	5-4-6- مقایسه‌ی روش‌های مختلف براساس معیارهای ارزشیابی
94	۷- نتیجه گیری و پیشنهادات
94	1-7- نتیجه گیری
95	2-7- پیشنهادات
96	۸- مراجع

فهرست شکل‌ها

- شکل 1-1. نمای کلی طرح DTC (برای موتور القایی)..... 6
- شکل 1-2. دستگاه‌های مرجع ساکن استاتور و گردان رتور 18
- شکل 2-2. مدار الکتریکی موتور 20
- شکل 3-2. نمودار فازوری بردار جریان استاتور 26
- شکل 1-3. هشت بردار ولتاژ به دست آمده از VSI 31
- شکل 2-3. مسیر دایره ای شار پیوندی استاتور در صفحه‌ی DQ ثابت 32
- شکل 3-3. دیاگرام فازوری ماشین سنکرون قطب غیر برجسته در حالت موتوری 35
- شکل 4-3. مدار الکتریکی ماشین سنکرون قطب غیر برجسته در فرکانس (سرعت) ثابت 36
- شکل 5-3. بردارهای شار پیوندی استاتور و روتور (شار روتور نسبت به استاتور پس فاز است) 38
- شکل 6-3. بردار شار پیوندی استاتور در صفحه‌ی DQ 39
- شکل 7-3. مولفه‌های مستقیم و غیر مستقیم شار پیوندی استاتور 40
- شکل 8-3. مبدل منبع ولتاژ متصل به بار R-L 42
- شکل 9-3. انتخاب بردار ولتاژ وقتی شار استاتور در سکتور I است 43
- شکل 10-3. حالت های کلید زنی متناظر با هر بردار 44
- شکل 11-3. نمای کلی طرح کنترل مستقیم گشتاور برای موتور DC بدون جاروبک با نیروی ضد
محركه‌ی سینوسی 46
- شکل 1-4. اضافه کردن حلقه کنترل سرعت به طرح DTC 50
- شکل 2-4. (الف و ب) ساختار اصلی تخمین‌گر بر اساس مدل مرجع (ج) مکانیزم تطبیق 52
- شکل 3-4. تخمین‌گر مد لغزشی برای EMF القایی 56
- شکل 4-4. ساختار الگوریتم EKF 61
- شکل 1-5. ساختار یک نرون مصنوعی 66
- شکل 2-5. شبکه‌های عصبی جهت تخمین سرعت محركه سنکرون مغناطیس دائم (الف) با ورودی
حالت کلیدها و جریانها (ب) با ورودی ولتاژها و جریانها 71
- شکل 3-5. شبکه عصبی پیشنهادی برای تخمین‌گر سرعت 72
- شکل 4-5. تابع تبدیل LOGSIGMOID 73
- شکل 6-5. نمای کلی طرح کنترل مستقیم گشتاور بدون سنسور به همراه تخمین‌گر سرعت شبکه
عصبی 78
- شکل 1-6. نمای کلی طرح DTC شبیه سازی شده 81

- شکل 6-2. پاسخ گشتاور الکترومغناطیسی موتور در طرح مورد نظر 82
- شکل 6-3. شار استاتور تخمین زده شده در طرح DTC مورد نظر 83
- شکل 6-4. سرعت موتور در طرح DTC مورد نظر 83
- شکل 6-5. جریان سه فاز استاتور در طرح DTC شبیه سازی شده 84
- شکل 6-6. سرعت تخمین زده‌ی موتور با استفاده از شار دور استاتور 84
- شکل 6-7. گشتاور الکترو مغناطیسی موتور با استفاده از تخمین سرعت از شار استاتور 85
- شکل 6-8. نمای کلی مدل تطبیقی - مرجع 86
- شکل 6-9. سرعت واقعی (منحنی تیره) و سرعت تخمین زده شده (منحنی خط چین) در روش
MRAS 87
- شکل 6-10. گشتاور الکترو مغناطیسی موتور با استفاده از تخمین سرعت MRAS 87
- شکل 6-11. سرعت واقعی (منحنی تیره) و سرعت تخمین زده شده (منحنی خط چین) در روش
MRAS در شرایط افزایش مقاومت استاتور به مقدار 20% 87
- شکل 6-12. خطای تخمین در شبکه عصبی طراحی شده 88
- شکل 6-13. سرعت واقعی (منحنی تیره) و سرعت تخمین زده شده (منحنی خط چین) با تخمینگر
عصبی 89
- شکل 6-14. سرعت واقعی (منحنی تیره) و سرعت تخمین زده شده (منحنی خط چین) با تخمینگر
عصبی به ازای افزایش مقاومت به میزان 20% 89
- شکل 6-15. گشتاور الکترو مغناطیسی موتور با استفاده از تخمین سرعت شبکه عصبی 90

فهرست جدول‌ها

- جدول 1-2. مشخصات مغناطیسی چند هسته از جنس آهنربای دایم 16
- جدول 1-3. جدول کلید زنی برای DTC طرح PMSM معرفی شده 44
- جدول 1-6. مشخصات کامل ماشین شبیه سازی شده 82
- جدول 2-6. مقایسه‌ی روش‌های شبیه سازی شده‌ی تخمین سرعت 92

فصل اول

مقدمه

۱ تاریخچه موتورهای DC بدون جاروبک

مغناطیس دائم

۲ معرفی روش کنترل مستقیم گشتاور

۳ کلیاتی درباره کنترل بدون حسگر

۴ سازماندهی پایان نامه

فصل اول

مقدمه

1-1- تاریخچه موتورهای DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

موتورهای DC تا سال 1970 به عنوان موتورهای کنترلی دقیق استفاده می‌شدند. محدودیت‌هایی که در موتورهای DC وجود دارد، همچون حساس بودن، عدم تحمل اضافه بار، محدوده کوچک تغییرات سرعت و نیازمند بودن به تعمیر و نگهداری مداوم (به ویژه از جاروبک‌ها و تیغه‌های کموتاتور)، محققان را واداشت تا سالها به دنبال جایگزین مناسبی برای موتورهای DC جهت کاربرد در محرکه‌های پیشرفته‌تر باشند. پیشرفت‌هایی که در زمینه ریزپردازنده‌ها، موتور الکتریکی و تکنولوژی نیمه‌هادی‌ها اتفاق افتاده، تمایل به استفاده از موتورهای AC را در محرکه‌های با بازده بالا افزایش داده است [1].

موتورهای AC به دلیل رابطه‌ی دور آنها با فرکانس تغذیه اصولاً به عنوان موتورهای با دور ثابت شناخته می‌شوند. تا پیش از پیدایش تکنولوژی به کارگیری عناصر نیمه‌هادی در کنترل سرعت موتورهای AC، عموماً از این موتورها در فرایندهایی که به دور ثابت نیاز داشتند و یا حساسیت چندانی به تغییر دور نداشتند استفاده می‌شده است.

البته در گذشته نیز با به‌کارگیری روش‌هایی همچون تغییر تعداد زوج قطب‌های ماشین، استفاده از مقاومت در مدار روتور یا استفاده از موتورهای AC کموتاتور دار مانند موتور شیراک، در موارد خاص و با محدودیت زیاد، دور موتور را تغییر می‌دادند. تکنولوژی بکارگیری نیمه‌هادی‌ها در کنترل دور موتورهای AC در دو دهه‌ی گذشته متداول گردیده است. تا پیش از پیدایش آن بدلیل

محدودیت‌های ذکر شده، همچنین غیر اقتصادی بودن، نداشتن بازده بالا و گران تمام شدن کنترل دور موتورهای AC، موتورهای DC یکه تاز میدان تغییرات سرعت در صنعت محسوب می‌شدند. بنابراین وقتی که ترستور در اواخر سال 1950 وارد بازار شد، بلافاصله در یکسوکننده‌های کنترل شده جهت تنظیم دور موتورهای DC به کار گرفته شد.

در اوایل دهه‌ی 60 میلادی، اینورترهای نیمه‌هادی با تکنیک‌های کموتاسیون ظریف، به طور جداگانه توسط چند محقق در مقالاتی ارائه شد. پس از چندی این مباحث تئوری به مرحله عمل رسیده و اولین منبع تغذیه با راندمان خوب و ولتاژ و فرکانس متغیر جهت کنترل موتورهای AC ساخته شد. موتورهای AC خصوصاً نوع مغناطیس دائم آن در مقایسه با موتورهای DC دارای چند مزیت خاص هستند. این موتورها ارزان‌ترند، وزن و حجم کمتری دارند، عمر طولانی‌تری دارند، استهلاکشان کمتر است، نیاز به تعمیر و نگهداری کمتری دارند، اینرسی کمتری به هنگام راه اندازی و کار دارند، راندمانشان بیشتر است و بالاخره به دلیل نداشتن جاروبک و کموتاتور قابلیت کار در محیط‌های مرطوب و قابل انفجار را دارند. بعضی از این مزایا دارای اهمیت بیشتری هستند و باعث می‌شوند موتورهای AC در بسیاری از کاربردها به موتورهای DC ترجیح داده شوند [2]. علاوه بر این وقتی کنترل دقیق سرعت مورد نظر باشد یا کنترل سرعت همزمان چندین موتور در یک محیط صنعتی مورد نیاز باشد، موتورهای سنکرون به خصوص نوع PM آن بهترین انتخاب هستند. علیرغم تمام این مزایا، گران بودن اینورتر و پیچیدگی مدارها مانع از جایگزینی وسیع سیستم‌های رانش DC به سیستم‌های AC شده است [3].

در سال‌های اخیر، تحقیقات زیادی در جهت جبران این مساله انجام گرفته است. برای ساده سازی مدارهای کموتاسیون، ترستورهای نوری مطرح شده اند و بالاخره با جایگزین کردن عناصر نیمه‌هادی منفصل با مدارهای مجتمع و همچنین استفاده از میکروکمپیوتر در جهت طراحی مدارهای کنترل، امکان ساخت موتورهای AC با سیستم کنترل روی بدنه مقدر است. استفاده از میکروکمپیوترها در مدارهای کنترل، نه تنها باعث سادگی سخت افزار سیستم می‌شود و قابلیت آن را افزایش میدهد بلکه امکان بهینه کردن کارایی آن را که توسط سخت افزار امکانپذیر نبوده یا بسیار دشوار بوده فراهم می‌کند [2].

بسته به نحوه سیم پیچی استاتور و توزیع آهن ربای دائم روی روتور، موتور سنکرون مغناطیس دائم را می‌توان به دو دسته تقسیم کرد:

1- موتور سنکرون مغناطیس دائم که با موج دوزنقه ای شکل تغذیه می‌شود که به موتور DC بدون جاروبک¹ معروف است.

2- موتور سنکرون مغناطیس دائم تغذیه شونده با موج سینوسی که به موتور سنکرون مغناطیس دائم² معروف است.

پاسخ دقیق و سریع، مقاومت پاسخ در برابر اغتشاشات و عدم حساسیت به تغییر پارامترها، معیار اصلی سیستم‌های محرکه با بازده زیاد هستند که در کاربردهای رباتیکی، سیستم‌های دورانی و ... مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این کاربردها مشخصه‌های رفتاری معادل موتور DC را با اعمال روش کنترل برداری حلقه بسته روی PMSM می‌تون به دست آورد. سیستم محرکه PMSM با کنترل برداری، بدلیل مجزا کردن گشتاور و شار کنترل را ساده‌تر و پاسخ را سریع‌تر خواهد کرد [3].

کنترل کننده‌ی سرعت مورد استفاده در سیستم محرکه PMSM نقش مهمی را در رسیدن به معیارهای مورد نیاز یک محرکه پر بازده بازی می‌کند. محرکه باید قابلیت پیروی از هرگونه سرعت مرجع را در حضور تغییرات بار، اشباعو تغییرات پارامتر را داشته باشد. کنترل کننده‌های متداول نظیر کنترل کننده³ PID بطور گسترده در محرکه‌های موتورهای AC و DC استفاده شده اند. ولی اگر مدل دقیق‌تری از سیستم در دسترس نباشد، طراحی اینگونه کنترل کننده‌ها کار دشواری است. بعلاوه دینامیک‌های ناشناخته بار و سایر عوامل نظیر نویز، حرارت، اشباع و ... در محدوده‌ی وسیعی از سرعت روی رفتار محرکه تاثیر می‌گذارند [3].

PMSM ها در سرعت بالا (500 تا 100000 دور در دقیقه) با داشتن امپدانس بسیار کوچک استاتور از دید تغذیه و کنترل با چالشهای جدی روبرو هستند. علاوه بر این نیازمند کنترل بدون حسگر میباشند زیرا در سرعت‌های بسیار زیاد سنسورهای موقعیت قابل اطمینان نیستند [1].

¹ Brushless DC Motor

² Permanent Magnet Synchronous Motor

³ Proportional-integral-derivative controller

موتورها در دور بالا نیاز به اینورترهای با توان بالا و فرکانس کلید زنی بسیار بالایی دارند. همچنین نیازمند حلقه‌های کنترلی بسیار سریع هستند. زیرا دارای مقاومت و اندوکتانس استاتور بسیار کوچکی هستند که کار تنظیم جریان استاتور را بسیار مشکل می‌نماید و پردازنده آن باید دارای زمان نمونه برداری بسیار کوتاهی باشد. همچنین نیاز به الگوریتم‌های تخمین موقعیت دارند [2].

1-2- کنترل مستقیم گشتاور [3]

با توجه به کاربرد موتور DC بدون جاروبک، از روش‌های مختلفی برای کنترل سوئیچینگ مبدل‌های الکترونیک قدرت استفاده می‌شود. برای کنترل گشتاور الکترومغناطیسی اصولاً دو روش کنترل برداری¹ و کنترل مستقیم گشتاور² به کار برده می‌شود که روش کنترل مستقیم گشتاور به دلیل کارایی دینامیکی بالا اخیراً مورد توجه قرار گرفته است. در این روش کنترل گشتاور و سرعت مستقیماً بر پایه کنترل شار الکترومغناطیسی موتور انجام می‌شود. مزیت این روش، پاسخ گشتاور سریع، فرکانس سوئیچینگ پایین و تلفات هارمونیکی کمتر است. همچنین نسبت به روش کنترل برداری به پارامترهای ماشین و تغییرات آن کمتر وابسته است و ساده‌تر اعمال می‌شود.

در کل در محرکه‌های موتور DC بدون جاروبک از کنترل جریان استفاده می‌شود که ضرورتاً فرض می‌شود گشتاور الکترومغناطیسی با جریان فاز متناسب است. اما در عمل این نسبت غیر خطی است. روش‌های مختلف کنترل جریان برای کاهش نوسان گشتاور با به کار بردن شکل موج‌های بهینه شده برای جریان مرجع اعمال می‌شود. بسیاری از این روش قادر به پاسخ سریع برای گشتاور نیستند.

در روش کنترل مستقیم گشتاور که توسط ABB در ابتدا برای ماشین‌های القایی گسترش یافته بود، موتور DC بدون جاروبک توسط اینورتر تغذیه شده و شار پیوندی استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی بطور مستقیم و مستقل، بوسیله بردارهای سوئیچینگ ولتاژ بهینه اینورتر کنترل می‌شود. هدف اصلی انتخاب بردار سوئیچینگ ولتاژ به گونه‌ای است که سریع‌ترین پاسخ گشتاور الکترومغناطیسی به دست آید. در مقایسه با روش کنترل برداری، روش کنترل مستقیم گشتاور مزیت

¹ Vector Control

² Direct Torque Control (DTC)

های زیادی دارد. مثلا در کنترل مستقیم گشتاور به کنترل کننده‌های جریان نیازی وجود ندارد، چراکه در این محرکه‌ها با توجه به خطای شار دربرگیرنده و گشتاور الکترومغناطیسی، بهترین بردار ولتاژ سوئیچ زنی انتخاب و به ماشین اعمال می‌شود.

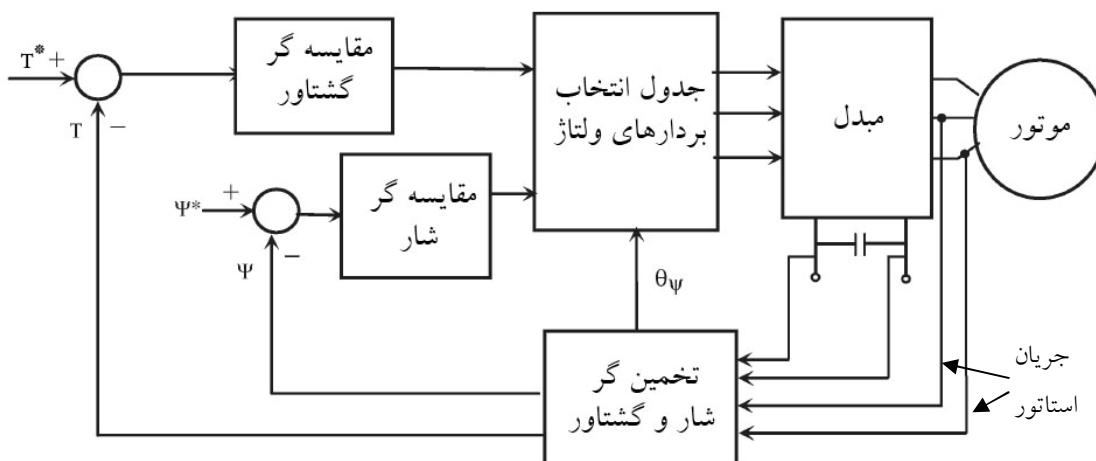
در کنترل مستقیم گشتاور ماشین DC بدون جاروبک، فرمان‌های شار پیوندی استاتور و گشتاور از یک کنترل کننده هیستریزیس اعمال می‌شود که بر اساس مقایسه مقادیر شار پیوندی و گشتاور الکترومغناطیسی موتور با مقادیر دلخواه عمل می‌کند و نهایتا الگوی کلیدزنی اینورتر بر اساس موقعیت بردار شار و خطای گشتاور و شار بدست می‌آید. در شکل 1-1. نمای کلی طرح DTC نشان داده شده است. در فصل سوم این روش به طور کامل معرفی می‌شود.

3-1- کلیاتی درباره کنترل بدون حسگر

عمدتا از دو روش حلقه بسته برای کنترل دور موتورهای PMSM استفاده می‌شود که عبارتند از:

1- کنترل اسکالر

2- کنترل برداری



شکل 1-1. نمای کلی طرح DTC (برای موتور القایی)

در هر روش، سرعت به عنوان سیگنال پس‌خورده وارد سیستم کنترل می‌شود. برای اندازه‌گیری سرعت در صنعت از تاکوژنراتور¹ و انکودر² محور استفاده می‌شود. ولی میتوان از تخمین گرهای سرعت نیز استفاده کرد. سیستم‌های کنترل سرعت که در آن از یک تخمین گر سرعت استفاده می‌شوند و فاقد حسگر مکانیکی می‌باشند "سیستم‌های کنترل بدون حسگر" نامیده می‌شوند. در ادامه به برخی از معایب و مزایای کنترل حرکت بدون حسگر نسبت به سیستم کنترل با حسگر اشاره می‌شود [3].

الف: معایب

- 1- وابستگی تخمین گرها به پارامترهای موتور
- 2- افزایش حجم محاسبات و پیچیدگی سیستم کنترل
- 3- وابستگی برخی تخمین گرها به روش کنترل

ب: مزایا

- 1- افزایش قابلیت اطمینان سیستم
 - 2- کاهش قیمت محرکه
 - 3- رفع مشکلات ناشی از نصب حسگر روی محور موتور
 - 3- افزایش استحکام محرکه
- تکنیک‌های تخمین سرعت را می‌توان به سه گروه تقسیم کرد

- روش‌های کنترل حلقه باز
- روش‌های کنترل حلقه بسته
- روش‌های مبتنی بر هوش مصنوعی

¹ Tachogenerator

² Encoder

1-4- سازمان‌دهی پایان‌نامه

در ادامه‌ی پایان‌نامه مساله‌ی کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون بدون جاروبک مغناطیس دائم گام به گام پیش می‌رود. در فصل دوم موتور PMSM و انواع آن به طور کامل معرفی می‌شود. سپس مدل‌سازی موتور و معادلات تبدیل دستگاه‌های مرجع شرح داده می‌شود. در فصل سوم کنترل مستقیم گشتاور برای موتور با نیروی ضد محرکه‌ی سینوسی معرفی و بسط داده می‌شود. در فصل چهارم برخی روش‌های رایج تخمین موقعیت و سرعت روتور برای کنترل بدون حسگر معرفی شده و در فصل پنجم تخمین سرعت با استفاده از شبکه‌های عصبی معرفی می‌گردد. از هر گروه تخمینگر (حلقه باز، حلقه بسته، هوش مصنوعی) یکی شبیه‌سازی شده و در فصل ششم نتایج شبیه‌سازی این روش‌ها به علاوه‌ی طرح کنترل مستقیم گشتاور برای موتور نشان داده و مقایسه بین روش‌ها انجام می‌شود. نهایتاً در فصل آخر نتیجه‌گیری و پیشنهادات ارائه خواهد شد.

فصل دوم

موتورهای سنکرون بدون جاروبک مغناطیس دائم

۱) معرفی موتورهای سنکرون مغناطیس دائم

۲) مدل سازی موتورهای سنکرون در

دستگاه‌های مرجع

۳) محرکه‌ها و محرکه‌های الکتریکی موتور

PMSM

۴) حسگرها

فصل دوم

موتورهای سنکرون بدون جاروبک مغناطیس دائم

2-1- مقدمه

موتورهای AC به خصوص نوع قفس سنجابی بیشترین کاربردهای صنعتی را به خود اختصاص داده اند و در حوضه‌ی کاربرد با موتورهای DC رقابت می‌کنند. موتورهای DC گران هستند ولی کنترل ساده‌ای دارند. در مقابل موتورهای AC ارزان بوده ولی کنترل پیچیده و گرانتتری دارند که با ارزان شدن قطعات الکترونی قدرت قیمت یک محرکه AC در کل ارزان‌تر از یک محرکه DC خواهد شد.

موتور DC به دلیل کارایی بالا و ساختار مناسب به طور وسیع به عنوان سروموتور استفاده شده است. بدلیل تناسب گشتاور تولیدی با جریان، کنترل ساده‌ای دارند. علاوه بر این دارای بازدهی بالا و پاسخ سرعت خوبی هستند. اما کیفیت عملکرد این موتورها به دلیل خوردگی و در نتیجه اصطکاک ایجاد شده در اثر تماس مکانیکی بین جاروبک‌ها و کموتاتور و جرقه‌های ناشی از آن کاهش می‌یابد. این مساله باعث شده تا نگهداری و بازرسی مداوم از قبیل تمیز کردن یا تعویض جاروبک نیاز داشته باشد

علاوه بر این موتورهای DC با مسایلی همانند عدم توانایی اضافه بار و غیر مقاوم بودن گشتاور پایین و محدوده کوچک تغییرات سرعت روبرو هستند. به همین دلیل محرکه‌های AC با وجود آنکه دارای کنترل کننده‌های پیچیده‌تر و گرانتقیمت‌تری نسبت به محرکه‌های DC هستند مورد توجه روز افزون قرار گرفته اند. تحقیقات اخیر نشان می‌دهد که موتورهای AC از نوع سنکرون مغناطیس دائم

می‌توانندی رقیب جدی برای موتورهای DC و حتی نوع AC، به عنوان جایگزین در کاربردهای سرومحرکه با قابلیت بالا باشند [3].

2-2- موتورهای مغناطیس دائم

بطور کلی دو نوع موتور AC مغناطیس دائم وجود دارد [3]. 1- موتور توزیع سینوسی شار فاصله‌ی هوایی که به موتور که به موتور سنکرون مغناطیس دائم معروف است. 2- موتور با توزیع دوزنقه ای شار فاصله هوایی که به موتور DC بدون جاروبک معروف می‌باشد. اگرچه هر دو موتور سنکرون و مغناطیس دائم و بدون جاروبک هستند. در PMSM با توزیع فضایی سینوسی هادی‌ها در سطح استاتور تلاش می‌شود تا چگالی شار فاصله هوایی به فرم سینوسی نزدیک‌تر شود. چگالی شار سینوسی ضربان کمتر در گشاور موتور و عملکرد نرم‌تر موتور را نتیجه می‌دهد و طراحی موتور با سیم بندی متمرکز، منجر به افزایش نسبت گشتاور به واحد جرم آهن به کار رفته می‌شود [4].

سروموتورهای DC دارای محدودیت در یکسوسازی هستند که این محدودیت با افزایش سرعت، بطور قوی‌تری بروز می‌کند و در نتیجه بیشینه سرعت قابل دسترس کاهش می‌یابد. سروموتورهای AC بدلیل نداشتن چنین محدودیتی می‌توانند تا محدوده‌ی سرعت‌های بالا بدون کاهش گشتاور بیشینه عمل نمایند. علاوه بر این در PMSM انتقال گرما از روی قسمت متحرک انجام نمی‌شود، بلکه از طریق استاتور خواهد بود. زیرا از نوع مغناطیس دائم است و تنها سیم پیچ‌ها روی استاتور قرار گرفته اند و گرمای ایجاد شده در آرمیچر از طریق بدنه‌ی استاتور به هوای اطراف منتقل می‌شود. همچنین بر روی سروموتورهای مغناطیس دائم می‌توان حفاظت مطمئن در قبال اضافه بار قرار داد زیرا که دمای قسمت تولید کننده‌ی گرما بطور مستقیم قابل اندازه گیری و کنترل می‌باشد، در صورتی که استفاده از مغناطیس بر روی روتور موجب می‌شود که نیازی به تغذیه‌ی جریان مغناطیس کننده از طریق استاتور برای ایجاد شار فاصله هوایی ثابت نباشد و جریان یکسان، نوع PMSM در ضریب توان بالاتری نسبت به موتور القایی، عمل خواهد کرد و در نتیجه بسیار کارآمدتر و مفیدتر از نوع القایی خواهد بود [4].

از سوی دیگر نوع معمول ماشین‌های سنکرون روتور سیم پیچی شده نیاز به اعمال تحریک DC بر روی روتور می‌باشد که اغلب از طریق رینگ‌های لغزان و یا جاروبک‌ها تغذیه می‌شوند. این ساختار تلفات روتور و نگهداری منظم از جاروبک‌ها را در پی خواهد داشت. در نتیجه برتری PMSM جایگزینی سیم‌پیچ تحریک منبع تغذیه DC و رینگ‌های لغزان با مواد مغناطیس دائم می‌باشد که این تحریک دائم همان نیروی محرکه‌ی القایی سینوسی را تولید خواهد کرد و به جریان‌های تغذیه‌ی استاتور سینوسی یا شبه‌سینوسی برای تولید گشتاور ثابت، شبیه به عملکرد موتور سنکرون رتور سیم‌پیچی شده نیازمند است [5].

اگر ابعاد یک موتور AC، k برابر کاهش داده شود، سطح مقطع‌های آن k^2 برابر کاهش خواهد یافت که این مساله، تحریک سیم‌بندی رتور را در ابعاد کوچک با مشکلاتی روبرو خواهد کرد که استفاده از قطب‌های آهن‌ربای دائم راه حلی برای این مساله خواهد بود [6].

در ماشین‌های سنکرون مغناطیس دائم اگر مغناطیس‌ها ضعیف شوند و یا ضد مغناطیس شوند، در این حالت ضریب توان و راندمان ماشین دیگر به خوبی قبل نخواهد بود. در سروموتورهای سنکرون با مغناطیس دائم بر روی سطح رتور، وضعیت رتور و میدان مغناطیس دوار، در هر لحظه تعیین می‌شود تا این‌که با اعمال کنترل مناسب بر روی جریان‌های سه‌فاز آرمیچر، همواره میدان منتجه عمود بر میدان قرار گیرد، در نتیجه گشتاور تولیدی موتور متناسب با جریان خواهد شد و می‌توان نحوه‌ی عملکرد آن را به صورت معادل یک موتور DC با تحریک جداگانه تبدیل نمود که از نظر مشخصات کنترلی و از نقطه نظر طراحی بسیار قابل قبول می‌باشد. این امر اساس روش کنترل برداری در امتداد شار دور پیوندی استاتور را تشکیل می‌دهد. در این موتورها کنترل مستقیم شار مغناطیسی برای تنظیم سرعت و ضریب توان امکان‌پذیر نیست، بنابراین برای دستیابی به محدوده‌ی وسیع تغییر سرعت و عملکرد توان ثابت بالاتر از سرعت پایه لازم است تا با کنترل جریان استاتور مولفه‌ای، در خلاف جهت شار حاصل از مغناطیس‌ها تولید شود تا بدین وسیله منتجه‌ی شار فاصله‌ی هوایی تضعیف گردد و گشتاور الکترومغناطیسی موتور در حین افزایش سرعت به طور معکوس کاهش یابد [5].

2-2-1- مزایا و معایب موتورهای مغناطیس دائم

به صورت خلاصه مزایای موتور سنکرون مغناطیس دائم، نسبت به موتور القایی را می توان به صورت زیر برشمرد [2]:

- آهنربای دائم مثل NdFeB دارای چگالی انرژی بالایی است و با حجم کوچکی از آن می توان به توان بالایی رسید، پس نسبت گشتاور به ممان اینرسی در موتور PMSM بیشتر از موتور القایی (IM)¹ است و در IM به دلیل وجود قفسه روی رتور، ممان اینرسی افزایش یافته و زمان پاسخ سرعت کاهش می یابد.
- راندمان ماشین های PMSM بیشتر از موتورهای القایی است، زیرا در ماشین های القایی تلفات رتور قابل ملاحظه است. اما در ماشین های PMSM تلفات رتور ناچیز است.
- IM برای تحریک نیاز به یک جریان مغناطیس کننده دارد، اما در ماشین PMSM تحریک از نوع آهن ربا است.
- نتیجه ی نیاز به جریان مغناطیس کننده و بازده کم تر در IM، استفاده از اینورتر و یکسو کننده با قدرت بیشتر نسبت به ماشین های PMSM با همان توان خروجی می باشد.
- ابعاد ماشین PMSM نسبت به یک IM هم توان با آن کوچک تر است، یا به عبارت دیگر توان ماشین PMSM بیشتر از یک IM هم ابعاد با آن است. بنابراین برای کاربردهای رباتیک و هوافضا کاربرد بیشتری دارد.

در مقابل مزایای موتور القایی بر موتور سنکرون را هم می توان به صورت زیر برشمرد:

- ناحیه تضعیف شار در IM وسیع تر از PMSM می باشد و کنترل شار در آن آسان تر است.
- ریپل گشتاور ناشی از دندانه های استاتور کمتر از ماشین PMSM است.
- در IM به دلیل عدم نیاز به موقعیت مطلق رتور، حسگرهای فیدبک ارزان تری را می توان به کار برد.
- ارزان تر هستند.

¹ Induction Motor

- در مجموع مزایای سروموتورهای مغناطیس دائم سنکرون را می توان به صورت زیر لیست کرد:
- نسبت بالای توان به وزن موتور (بزرگ ترین نسبت بین موتورها)
- نسبت بزرگ تر گشتاور به اینرسی (شتاب گیری سریع تر)
- عملکرد با گشتاور نرم (ضربان های کمتر گشتاور) حتی در سرعت های کم
- گشتاور کنترل شده در سرعت صفر
- عملکرد در محدوده ی سرعت بالا
- توانایی تولید گشتاور بیشینه ی بالا (شتاب گیری و ترمز ناگهانی)
- راندمان و ضریب توان بالا (درجهت کاهش هزینه ی منبع تغذیه ی مورد استفاده)
- طراحی سبک و کم حجم

2-3- مقایسه میان ماشین های سنکرون مغناطیس دائم ذوزنقه ای و

سینوسی [6]

بین انواع موتورهای سنکرون مغناطیس دائم هم بهتر است مقایسه ای صورت گیرد. در کاربردهای رباتیک و هوافضا که نیاز به محرکه های الکتریکی سبک می باشد از موتورهای PMSM استفاده می شود. چگالی توان توسط ظرفیت دفع گرما محدود می شود و ظرفیت دفع گرما به نوبه ی خود توسط سطح استاتور تعیین می گردد. با فرض یکسان بودن تلفات هیستریزیس و جریان های گردابی در نوع ذوزنقه ای و سینوسی، چگالی توان توسط تلفات مس تعیین می گردد. برای تلفات مسی یکسان، توان خروجی ذوزنقه ای نسبت به سینوسی به اندازه ی 15 درصد بیشتر است.

گشتاور خروجی موتورهای ذوزنقه ای نسبت به موتورهای سینوسی، 15 درصد بیشتر می باشد، در نتیجه نسبت گشتاور به ممان اینرسی برای ذوزنقه ای بیشتر از سینوسی خواهد بود. البته این نسبت برای هر دو موتور ذوزنقه ای و سینوسی در مقایسه با IM بیشتر می باشد. حداکثر سرعت

سنکرون سینوسی، 46% بیشتر از دوزنقه ای است که این مزیت نوع سینوسی به دلیل شکل موج جریان و ولتاژ PMSM در سرعت بیشینه است.

در PMSM نوع قطب صاف در $q = 90^\circ$ (θ زاویه ی بین دو بردار جریان i_q و شار λ_m رتور) حداکثر نسبت گشتاور بر جریان به دست می آید. در IPMSM که قطب های آهن ربای دایم در بدنه رتور دفن شده اند، به دلیل وجود گشتاور رلوکتانسی، حداکثر گشتاور بر جریان در زاویه ای بزرگتر از 90° درجه به دست می آید. و در $q = 90^\circ$ این نسبت به اندازه ی PMSM نوع قطب صاف است. پس در IPMSM نسبت گشتاور به جریان در مقایسه با PMSM بیشتر است. در دوزنقه ای نسبت گشتاور به جریان به اندازه ی 33% بیشتر از سینوسی است. این نسبت با توجه به مولفه ی اصلی شکل موج جریان و نیروی ضد محرکه ی موتور BLDC به دست می آید. چون تحریک رتور در ماشین های مغناطیس دایم توسط آهن ربا انجام می شود، پس سیستم ترمز در PMSM ساده تر از انواع دیگر محرکه های الکتریکی است که امکان قطع تحریک در هنگام ترمز وجود ندارد.

در موتورهای دوزنقه ای چون هر لحظه دو فاز هدایت می کند و جریان دوزنقه ای شکل است، کموتاسیون بین فازها در زوایای مشخص رخ می دهد (هر 60 درجه یک بار)، پس نیاز به موقعیت دقیق نمی باشد. اما در سینوسی چون در هر لحظه هر سه فاز جریان دارند، نیاز به حسگرهای دقیق موقعیت می باشد. در دوزنقه ای می توان از یک حسگر جریان در لینک DC اینورتر استفاده کرد. اما در سینوسی حداقل به دو حسگر جریان نیاز است.

افزایش دما موجب ازدیاد مقاومت استاتور و کاهش جزئی شار آهن ربا می شود. به ازای هر 100 درجه سانتیگراد افزایش دما، شار آهن ربا به ترتیب برای ساماریوم-کبالت 2% و برای فریت 20% کاهش می یابد. با توجه به این که سینوسی قابلیت کار در سرعت های بالاتر از دوزنقه ای را دارد، ممکن است رتور از نوع دفن شده انتخاب شود تا از لحاظ مکانیکی مقاوم باشد. در این حالت گشتاور رلوکتانسی قابل چشم پوشی است و تغییر اندوکتانس در اثر اشباع، می تواند بر گشتاور خروجی تاثیر بگذارد. پس نوع IPMSM به تغییر پارامترها حساس تر است و با کاهش دما و اثر اشباع، نسبت گشتاور به جریان هم کاهش می یابد.

2-4- کاربرد مواد مغناطیس دائم در PMSM

مهم ترین قسمت حلقه ی B-H برای ماده مغناطیس، قسمتی است که در ناحیه ی دوم قرار گرفته و منحنی ضد مغناطیس کنندگی نامیده می شود. چنانچه حلقه ی هیستریزس در ناحیه ای که مغناطیس دائم در حالت کار طبیعی عمل می کند به صورت خطی باشد، یک ماده ی مغناطیس دائم از نوع سخت خواهد بود. در مقابل اگر این بخش از منحنی مشخصه دارای زانو باشد، ماده اصطلاحاً نرم گفته می شود. این مواد را می توان از نظر مشخصات زیر مقایسه نمود:

ماکزیمم چگالی شار مغناطیسی (B_{max} بر حسب تسلا)، نیروی ضد مغناطیس شوندگی (H_c بر حسب آمپر متر)، ماکزیمم حاصل ضرب انرژی (B_{Hmax} بر حسب ژول بر متر مکعب)، ضریب حساسیت دمایی (T_c بر حسب درصد بر درجه ی سانتی گراد) و همچنین چگالی حجمی ماده (بر حسب گرم بر سانتی متر مکعب) [6].

مقادیر نمونه ی این پارامترهای مشخصه، برای مواد مغناطیس مذکور در جدول 2-1. دسته بندی شده است.

مواد مغناطیس دائم باعث ایجاد تحریک با طول عمر زیاد در موتور می شود. انتخاب نوع ماده و به کار بردن این مواد به عنوان تحریک دائم بر روی موتور، با توجه به مشخصات مورد نیاز برای طراحی موتور، از جمله نسبت گشتاور در واحد حجم موتور، محدوده ی عملکرد دمایی، سختی شرایط وارده بر مغناطیس و همچنین هزینه ی اولیه ی ماده ی مغناطیسی انجام می پذیرد [7].

جدول 2-1. مشخصات مغناطیسی چند هسته از جنس آهنربای دائم

ماده ی مغناطیسی	H_c (KA/m)	B_r (T)	BH_{max} (Kj/m^3)	J ($g.cm^3$)	T_c (%c-1)
Alnico	41.4~119.4	0.55~1.35	65	7~7.3	-0.002
Ferrite	127.4~270.7	0.2~0.4	31	4.8~5	-0.8~-0.2
Rare-Earth Cobalt	589~600	0.83~1.17	240	8.1~8.4	-0.05
Neodymim-Iron	796~812	1.18~1.25	287	7.4	-0.1

برای رسیدن به چگالی توان بیشینه، حاصل ضرب قابلیت باردهی مغناطیسی (B) و الکتریکی (H) موتور تا حد امکان باید بالا انتخاب شود. قابلیت باردهی الکتریکی به ضریب حساسیت گرمایی و ضد مغناطیس شوندهی مغناطیس دائم بستگی دارد. برای دستیابی به قابلیت باردهی بیشینه، به مادهی مغناطیسی با طول زیاد در جهت مغناطیس شوندهی برای جلوگیری از ضد مغناطیس شدن زود هنگام نیاز می باشد. همچنین ماده باید دارای ضد مغناطیسی بالا (Hc بزرگ) باشد که این امر به انتخاب مواد گران قیمت تر منوط می شود [9].

قابلیت باردهی مغناطیسی یا فلوی فاصلهی هوایی به طور مستقیم وابسته به چگالی فلوی پسماند در مغناطیس دائم می باشد و با سطح قطب مغناطیس نیز متناسب است. بنابراین چگالی توان بالا نیازمند مغناطیس دائم با بزرگترین حجم ممکن می باشد. با توجه به این مساله در صورت استفاده از مواد مغناطیسی مانند سرامیک یا فریت که دارای حاصل ضرب انرژی پایینی می باشند، محدودیت بر روی حجم مغناطیس از محدودیت های مکانیکی و ساختاری روی حجم رتور ناشی می شود که اجازهی رسیدن به چگالی توان بالا با این نوع مواد را نخواهد داد [8].

با انتخاب مواد مغناطیسی نادر مانند کبالت یا مواد مشابه، با حاصل ضرب بالای انرژی، عامل هزینهی مغناطیس، محدود کننده خواهد شد. از طرف دیگر چگالی فلوی فاصلهی هوایی در موتورهای AC با اشباع دندانه های استاتور محدود می شود. افزایش اشباع، نیروی محرکهی مغناطیس را از تحریک طلب می کند که موجب افزایش بیش از حد گرما در اثر تلفات هسته می شود. به همین دلیل بر روی انرژی قابل استفاده از مغناطیس نیز به حد ماکزیمم وجود دارد. انتخاب مادهی مغناطیسی و حجم مورد نیاز باید با توجه به حداکثر دمای عملکرد صورت پذیرد [9].

مادهی مغناطیسی در اثر شوک ناشی از خطاهای ایجاد شده، از قبیل جریان های اتصال کوتاه در قسمت محرک الکترونیکی موتور، می تواند ضد مغناطیس شود. البته این گونه مسایل با انجام پیش بینی های حفاظتی در قسمت کنترل کننده و قدرت باید محدود شوند. به هر حال تمام عواملی که موجب اعمال فشار بر مغناطیس می شود، نه تنها عوامل الکترومغناطیسی، بلکه عوامل حرارتی نیز در نظر گرفته شده و تطبیق لازم صورت می گیرد [9].

2-5- تبدیل کمیت های دستگاه مرجع سه فاز (abc) به دستگاه مرجع گردان دوفاز (d-q) و برعکس

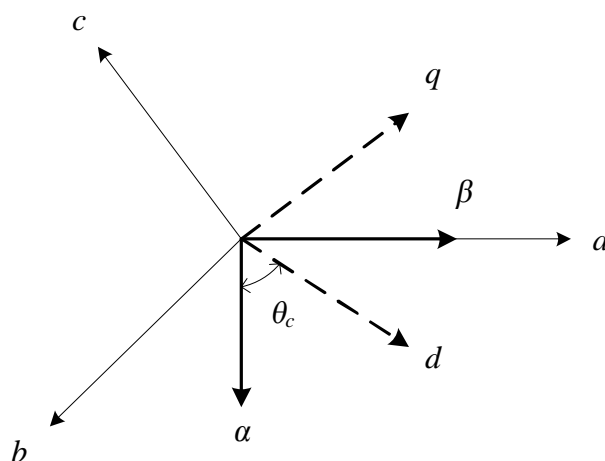
اگر معادلات ماشین در دستگاه ساکن استاتور که شامل متغیرهای سینوسی است با تبدیل خاصی به دستگاه چرخان رتور منطبق شوند، متغیرها در حالت ماندگار DC خواهند شد و تعداد معادلات کاهش خواهد یافت و کار کردن با این معادلات نیز ساده تر خواهد شد. از طرفی به دلیل ارتباط خطی گشتاور با مولفه ی q جریان استاتور و تعریف کنترل برداری، مناسب است این تبدیل ها نیز بررسی شوند. در شکل 1-2 دستگاه های مرجع ساکن استاتور و گردان سنکرون رتور دیده می شوند.

الف - تبدیل سه فاز به دو فاز

ابتدا جریان فازهای a، b و c را به دستگاه ساکن استاتور انتقال داده، آن گاه با تبدیل دیگری از دستگاه ساکن استاتور به دستگاه مرجع رتور می روند که ترکیب این دو تبدیل، تبدیل سه فاز به دوفاز را مفهوم می بخشد. تبدیل نخست به صورت زیر است [10]:

$$i_b = i_a \quad (1-2)$$

$$i_a = \frac{-1}{\sqrt{3}} i_a - \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \quad (2-2)$$



شکل 1-2. دستگاه های مرجع ساکن استاتور و گردان رتور

تبدیل از دستگاه ساکن استاتور به دستگاه ساکن رتور به قرار زیر است:

$$i_q = i_b \cos q_e - i_a \sin q_e \quad (3-2)$$

$$i_d = i_b \sin q_e + i_a \cos q_e \quad (4-2)$$

با ترکیب دو رابطه‌ی اخیر می‌توان به تبدیل مستقیم کمیت‌ها از چارچوب abc استاتور به dq رتور رسید:

$$i_q = i_a \cos q_e + (0.57735 i_a + 1.1547 i_b) \sin q_e \quad (5-2)$$

$$i_d = i_a \sin q_e - (0.57735 i_a + 1.1547 i_b) \cos q_e \quad (6-2)$$

ب- تبدیل دوفاز به سه فاز

تبدیل دوفاز به سه‌فاز شامل یک گردش برداری معکوس و یک تبدیل d-q به abc است. گردش برداری معکوس به صورت زیر است:

$$n_b = n_q \cos q_e + n_d \sin q_e \quad (7-2)$$

$$v_a = -v_q \sin q_e + v_d \cos q_e \quad (8-2)$$

و با تبدیل زیر می‌توان متغیرها را از چارچوب α - β ساکن استاتور به abc انتقال داد:

$$n_a = n_b \quad (9-2)$$

$$v_b = \frac{-1}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_a \quad (10-2)$$

$$n_d = -(v_a + v_b) \quad (11-2)$$

با ترکیب روابط بالا می‌توان به تبدیل مستقیم دوفاز به سه‌فاز رسید:

$$n_a = n_q \cos q_e + n_d \sin q_e \quad (12-2)$$

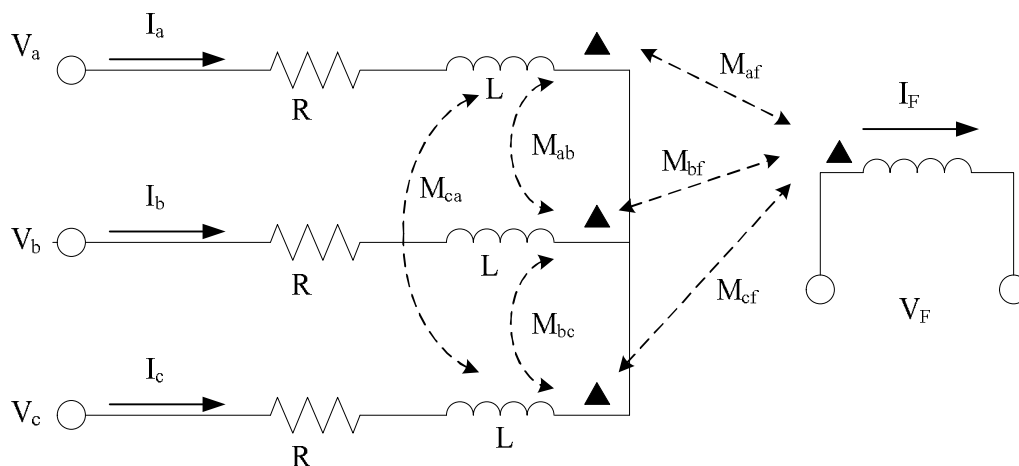
$$n_b = (0.866 n_q - 0.5 n_d) \sin q_e - (0.5 n_q + 0.866 n_d) \cos q_e \quad (13-2)$$

$$n_c = -(n_a + v_b) \quad (14-2)$$

2-6- مدلسازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در دستگاه abc [10]

در زمینه تحلیل ماشین های الکتریکی روش های گوناگونی وجود دارند. مواد مغناطیسی استفاده شونده در PMSM معمولاً از نوع مواد خاکی نادر با مقاومت نسبتاً بالا هستند. بنابراین جریان های القا شده در رتور قابل چشم پوشی هستند. به علاوه هیچ تفاوتی میان emf تولیدی به وسیله مغناطیس دائم و رتور تحریک شده وجود ندارد. از این رو مدل ریاضی PMSM مشابه موتور سنکرون رتور سیم پیچی است. برای رسیدن به مدل موتور فرضیاتی به صورت زیر در نظر گرفته می شوند:

- از اثر اشباع هسته ها چشم پوشی شود، اگرچه آن را در دل تغییرات پارامترهای موتور در نظر می گیرند.
- Emf القایی سینوسی است.
- تلفات هیستریزیس و جریان گردابی قابل چشم پوشی هستند.
- جریان تحریک، دینامیکی ندارد.
- هیچ گونه قفسی، روی رتور وجود ندارد.
- موتور PMS دارای یک سیم بندی سه فازه استاتور و مغناطیس های دائم روی رتور است. شمای مدار الکتریکی موتور PMS در شکل 2-2 دیده می شود.



شکل 2-2. مدار الکتریکی موتور

معادلات مداری سیم‌بندی‌های سه‌فاز استاتور به‌قرار زیر است:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_a & M_{bc} & M_{ca} \\ M_{ba} & L_b & M_{cb} \\ M_{ca} & M_{cn} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (15-2)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = I_m w_m \begin{bmatrix} \sin(q_e) \\ \sin\left(q_e - \frac{2p}{3}\right) \\ \sin\left(q_e + \frac{2p}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (16-2)$$

$$I_m = -M_F I_F \quad (17-2)$$

در این معادلات فرض شده که کلیه سیم‌بندی‌ها دارای مقاومت یکسانی هستند. کلیه نیروهای ضدمحرکه e_a ، e_b و e_c دارای شکل موج سینوسی هستند و با فرض مستقل بودن اندوکتانس‌های خودی و متقابل رتور و استاتور نسبت به موقعیت هندسی رتور خواهیم داشت:

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (18-2)$$

$$M_{ab} = M_{bc} = M_{ca} = M \quad (19-2)$$

از این‌رو:

$$\begin{bmatrix} n_a \\ n_b \\ n_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (20-2)$$

با توجه به رابطه‌ی زیر:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (21-2)$$

$$Mi_b + Mi_c = -Mi_a \quad (22-2)$$

خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} n_a \\ n_b \\ n_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (23-2)$$

معادلات مکانیکی نیز به صورت زیر خواهند شد:

$$pW_m = (T_c - T_L - BW_m) / H \quad (24-2)$$

$$T_c = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / W_m \quad (25-2)$$

که p عملگر مشتق است.

7-2- مدلسازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در دستگاه مرجع گردان رتور (d-q)

با اعمال تبدیل پارک روی متغیرها، معادلات abc به صورت زیر بازنویسی می شوند:

$$n_q = Ri_q + pI_q + w_e I_d \quad (26-2)$$

$$n_d = Ri_d + pI_d + w_e I_q \quad (27-2)$$

$$I_q = L_q i_q \quad (28-2)$$

$$I_d = L_d i_d + I_m \quad (29-2)$$

v_q و v_d ولتاژها، و i_q و i_d جریان ها، L_q و L_d اندوکتانس ها، λ_q و λ_d شارهای پیوندی استاتور در امتداد محورهای d و q استاتور هستند. w_e و λ_m فرکانس اینورتر (الکتريکی) و شار پیوندی ناشی از آهنربای دائم رتور می باشد که استاتور را در بر می گیرد. گشتاور الکترومغناطیسی به قرار زیر است:

$$T_e = \frac{3n_p}{2} [(L_d - L_q) i_d i_q + I_m i_q] \quad (30-2)$$

معادله دینامیکی رتور به صورت زیر نوشته می شود:

$$T_e = T_L + BW_m + H_p W_m \quad (31-2)$$

که در آن n_p تعداد جفت قطبها، T_L گشتاور بار، B ضریب میرایی، w_m سرعت مکانیکی رتور و H ممان اینرسی رتور می باشد. فرکانس اینورتر با سرعت رتور با رابطه زیر مربوط می شود:

$$w_e = n_p w_m \quad (32-2)$$

مدل ماشین به دلیل دارا بودن حاصل ضرب جملاتی شامل سرعت و مولفه های گشتاور و شار جریان استاتور غیرخطی است. توجه کنید که برای شبیه سازی دینامیکی، معادلات PMSM باید به صورت معادلات فضای حالت نوشته شوند:

$$p i_d = (n_d - R i_d + w_m L_d i_q) / L_d \quad (33-2)$$

$$p i_q = (n_q - R i_q + w_m L_d i_d - w_m I_m) / L_d \quad (34-2)$$

$$p w_m = (T_e - T_L - B w_m) / H \quad (35-2)$$

$$p q_m = w_m \quad (36-2)$$

با فرض قطب صاف بودن رتور داریم:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p I_m i_q = k_e i_q \quad (37-2)$$

همچنین متغیرهای abc را می توان با استفاده از وارون تبدیل پارک از روی متغیرهای dq به دست آورد:

$$\begin{bmatrix} n_a \\ n_b \\ n_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos q_e & \sin q_e & 1 \\ \cos\left(q_e - \frac{2p}{3}\right) & \sin\left(q_e - \frac{2p}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(q_e + \frac{2p}{3}\right) & \sin\left(q_e + \frac{2p}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_q \\ n_d \\ n_o \end{bmatrix} \quad (38-2)$$

تبدیل پارک را هم چنین می توان روی جریان های استاتور و شارهای پیوندی اعمال کرد. کل توان ورودی به ماشین بر حسب متغیرهای abc به صورت زیر بیان می شود:

$$\text{کل توان ورودی} = n_a i_a + n_b i_b + n_c i_c \quad (39-2)$$

که بر حسب متغیرهای dq به صورت زیر خواهد شد:

$$\text{کل توان ورودی} = \frac{3}{2} (n_d i_d + n_q i_q) \quad (40-2)$$

2-8- محرکه موتورهای سنکرون مغناطیس دائم

ماشین های سنکرون مغناطیس دائم به طور گسترده به عنوان سرومحرکه و در کاربردهای رباتیک و کنترلی مورد استفاده قرار می گیرند. معیار طراحی برای سروموتورهای سنکرون در کاربردهایی هم چون ماشین های افزار، ربات های صنعتی کاملاً با معیارهای طراحی متداول برای موتورهای سنکرون متفاوت است. چون باید به نیازهای زیر پاسخ داده شود [8]:

- چگالی شار فاصله ی هوایی بزرگ
- نسبت بزرگ توان به وزن (بزرگ ترین مقدار ممکن)
- نسبت بزرگ گشتاور به ممان اینرسی (جهت شتاب گیری سریع)
- عملکرد با گشتاور نرم و صاف (ریپل کم گشتاور حتی در سرعت های بسیار کم برای رسیدن به مکان یابی دقیق)
- گشتاور کنترل شده در سرعت صفر
- عملکرد خوب در سرعت بالا
- تولید گشتاور بالا (شتاب گیری و ترمز سریع)
- بازده و ضریب توان بالا (منبع تغذیه ارزان تر)
- طرح فشرده و سبک

با کنترل برداری موتور PMSM می توان به خوبی به نیازهای بالا پاسخ گفت.

2-9- ساختار کلی محرکه ی برداری موتور سنکرون بدون

جاروبک مغناطیس دائم

با فرض این که آهنرباهای دائم در سطح رتور نصب شده و از جنس مواد خاکی نادر هستند و با چشم پوشی از اثرات اشباع مغناطیسی، قطب های رتور را می توان به صورت یک سیم بندی با تحریک

ثابت در نظر گرفت. بنابراین در چارچوب مرجع منطبق بر رتور، فازور فضایی جریان به صورت زیر نوشته می شود:

$$\bar{i}_r = cI_F = \text{ثابت} \quad (41-2)$$

با فرض نداشتن سیم‌بندی میراگر روی رتور و این که زاویه میان محور مستقیم قطب‌های رتور و استاتور q_m باشد، شار پیوندی استاتور ناشی از قطب‌های رتور در مرجع dq رتور به صورت زیر است:

$$I_m = L_m i_r = L_m I_F \quad (42-2)$$

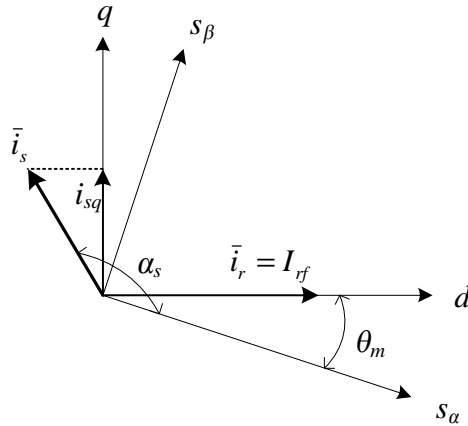
از آن جا که راکتانس کوچک است، λ_m تقریباً با بردار فضایی شار پیوندی مغناطیس‌کنندگی برابر است و بنابراین زاویه میان آن‌ها کوچک است. این زاویه، زاویه بار نامیده می‌شود و با نماد δ نشان داده می‌شود. بنابراین emf القایی در استاتور که برابر نرخ تغییرات شار پیوندی مغناطیس‌کنندگی است در حال ماندگار در امتداد محور q خواهد بود [9].

به این نکته باید توجه کرد که به مقدار شار مغناطیسی f_r با انجام یک آزمایش ساده می‌توان دست یافت. بدین صورت که اگر جریان‌های استاتور برابر صفر و رتور با دور ثابت بگردد، emf القایی در سیم‌بندی استاتور متناسب با شار آهنربا خواهد بود. بنابراین با تقسیم ولتاژ ترمینال استاتور بر سرعت مکانیکی رتور می‌توان به مقدار آن دست پیدا کرد.

گشتاور الکترومغناطیسی ماشین سنکرون آهنربای دایم با رتور قطب صاف و سیم‌بندی سه‌فازه متقارن به صورت فیزیکی به دلیل تمایل به هم‌راستا شدن با میدان گردان استاتور به وجود می‌آیند و در این نوع به دلیل صاف بودن قطب، گشتاور رلوکتانسی نداریم. از روابط قبل گشتاور الکترومغناطیسی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p M_F I_F i_q = \frac{3}{2} n_p I_m i_q \quad (43-2)$$

که در آن i_q ، مولفه‌ی راستای q بردار فضایی جریان استاتور (\bar{i}_s) است که در چارچوب منطبق بر محور مستقیم رتور بیان شده است. مطابق شکل 2-3، زاویه فضایی فازور جریان استاتور نسبت به محور مغناطیسی سیم‌بندی استاتور S_a با زاویه α_s نشان داده شده است و از این رو، زاویه‌اش



شکل 2-3. نمودار فازوری بردار جریان استاتور

نسبت به محور مستقیم دستگاه مرجع رتور برابر $a_s - q_m$ خواهد شد. اگر در روابط تغییراتی صورت گیرد، خواهیم داشت [9]:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p I_m |\bar{i}_s| \sin(a_s - q_m) \quad (44-2)$$

که در آن $|\bar{i}_s|$ اندازه‌ی فازور جریان استاتور می‌باشد. بنابراین نتیجه‌ی فیزیکی مورد انتظار به دست آمده است و گشتاور با سینوسی زاویه‌ی $a_s - q_m$ که زاویه‌ی بار یا گشتاور نامیده می‌شود تغییر می‌کند. از آنجا که شار تولیدی ناشی از قطب‌های آهنربای دائم ثابت است، گشتاور الکترومغناطیسی متناسب با مولفه‌ی راستای q جریان استاتور خواهد شد که به مفهوم دستیابی به تغییرات ناگهانی گشتاور در صورت تغییرات ناگهانی i_q و رسیدن به دینامیک سریع می‌باشد. هم‌چنین گشتاور ثابت در صورتی به دست می‌آید که این مولفه ثابت باشد و گشتاور بیشینه هم در زاویه‌ی بار 90° درجه به دست می‌آید.

اگر با یک اینورتر منبع ولتاژ با جریان کنترل شده با مدولاسیون عرض پالس بتوان تغییرات سریعی روی i_q اعمال کرد، گشتاور هم تغییراتی آنی خواهد کرد. در واقع ماشین سنکرون رفتاری شبیه ماشین DC پیدا کرده که کنترل گشتاور آن کار بسیار ساده‌ای می‌باشد. بنابراین با اعمال یک کنترل ساده روی i_q می‌توان یک محرکه کنترل برداری داشت.

2-10- حسگرهای جریان، موقعیت و سرعت [3]

برای اندازه گیری جریان حسگرهای گوناگونی مانند حسگر اثرهال، حسگر مقاومتی، ترانس و ترانس دیوسر وجود دارند. حسگرهای اثرهال در بازه ی فرکانس صفر تا 10 کیلوهرتز کار می کنند. عیب عمده ی آنها حساسیتشان نسبت به تغییر دما است. ضریب حرارتی آنها از 0/02 درصد تا 0/06- درصد بر درجه ی سانتی گراد تغییر می کند. برای راه اندازی سنسور اثرهال باید یک تغذیه ی DC به آن اعمال کرد. این نوع حسگر در بازه ی وسیع 5 تا 10,000 آمپر مورد استفاده قرار می گیرند. برای اندازه گیری جریان محرکه های با توان پایین می توان از حسگر مقاومتی استفاده کرد. عیب عمده ی این حسگر ورود ولتاژ بالا به مدار کنترل و ایزوله نبودن آن است که با استفاده از اپتوکوپلر¹ می توان بر آن غلبه کرد. به دلیل نیاز به ایزولایسون ولتاژ بالا و خطی بودن اندازه گیری جریان معمولاً از حسگرهای دیگر استفاده می شود.

ترانس های اندازه گیری هم قادرند جریان های با فرکانس از چند کیلوهرتز تا چندین مگاهرتز را اندازه گیری کنند. در حسگرهای ترنسدیوسر²، مدارات جانبی هم لحاظ شده اند و مصرف کننده با وصل کردن تغذیه مناسب حسگر، سیگنال مناسب را دریافت می کند و نگران مسایلی مانند افست³ و تنظیم نبودن سیستم نیست.

حسگرهایی که برای یافتن موقعیت و سرعت استفاده می شوند، شامل ریزولورها⁴، تاکوژنراتورها، حسگرهای اثرهال⁵، انکودرهای نوری هستند. ریزولورها دارای دو سیم بندی روی قسمت ساکن خود هستند که از نظر مکانی نسبت به هم 90 درجه اختلاف دارند. از این رو با تقسیم ولتاژهای حاصله و محاسبه ی \tan^{-1} مقدار حاصل، زاویه ی موقعیت به دست می آید. عیب این حسگر نیاز آن به مدارات جانبی است که هزینه ی سیستم را بالا می برد.

¹ Optocoupler

² Transducer

³ Offset

⁴ Resolver

⁵ Hall Effect

از حسگرهای اثرهال برای تعیین موقعیت در بعضی موارد خاص مانند موتورهای PMSM استفاده می شود. ولی فرکانس پایین آن ها 500 درجه دور در هر دقیقه است. در سرعت های پایین می توان از تاکوژنراتور استفاده کرد که دقتی در حدود 1% به دست می دهد.

در انکودرهای نوری افزایشی، دو قطار پالس و یک پالس ریستینگ¹ تولید می شوند. دو قطار پالس مربعی نسبت به هم 90 درجه اختلاف فاز دارند که از این اختلاف فاز می توان جهت چرخش را به دست آورد.

¹ Reseting

فصل سوم

کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون بدون جاروبک مغناطیس دائم

ن کلیات DTC موتور PMSM

ن کنترل گشتاور در DTC موتور PMSM

ن کنترل شار در DTC موتور PMSM

فصل سوم

کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون بدون جاروبک مغناطیس دائم

3-1- مقدمه

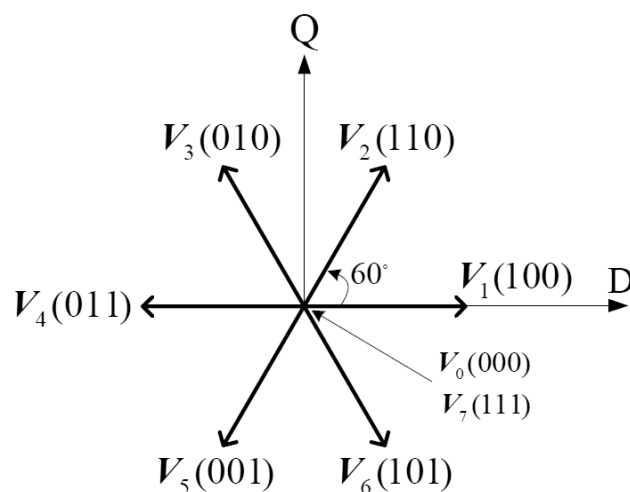
به طور کلی دو نوع محرکه AC با گشتاور الکترو مغناطیسی کنترل شده به صورت لحظه ای وجود دارد که در محرکه‌هایی با کارایی بالا استفاده می‌شود که عبارت اند از محرکه‌های کنترل برداری و کنترل مستقیم گشتاور. روش رایج تر یعنی روش کنترل برداری نزدیک به 25 سال پیش در آلمان توسط Hesse، Blaks، [11] و Leonard ابداع شد. روش کنترل برداری که کنترل میدانی (FOC)¹ هم نامیده می‌شود، معادلات موتور را به یک سیستم هماهنگ که به صورت سنکرون بردار شار استاتور می‌چرخد منتقل می‌کند. زمانی که مقدار شار روتور ثابت است بین متغیرهای کنترل و گشتاور رابطه خطی وجود دارد. انتقال معادلات موتور AC به مختصات میدان باعث می‌شود که روش FOC شبیه این باشد که گشتاور در ماشین با تحریک DC جداگانه تولید می‌شود. در طی سالها محرکه‌های FOC به درجه بالایی از رشد در محدوده وسیعی از کاربردها رسیدند. آنها قسمت‌هایی از فروشگاه‌های جهانی را به خود اختصاص دادند که هنوز در حال گسترش است. [12]

کمتر از 20 سال پیش، وقتی هنوز تمایل به استاندارد کردن سیستم کنترل در روش FOC وجود داشت کنترل مستقیم گشتاور در ژاپن معرفی شد. این روش اولین بار توسط Takahashi nagochi [13] در ژاپن و به وسیله Depenbraks در آلمان ابداع شد [14]، [15]، [16].

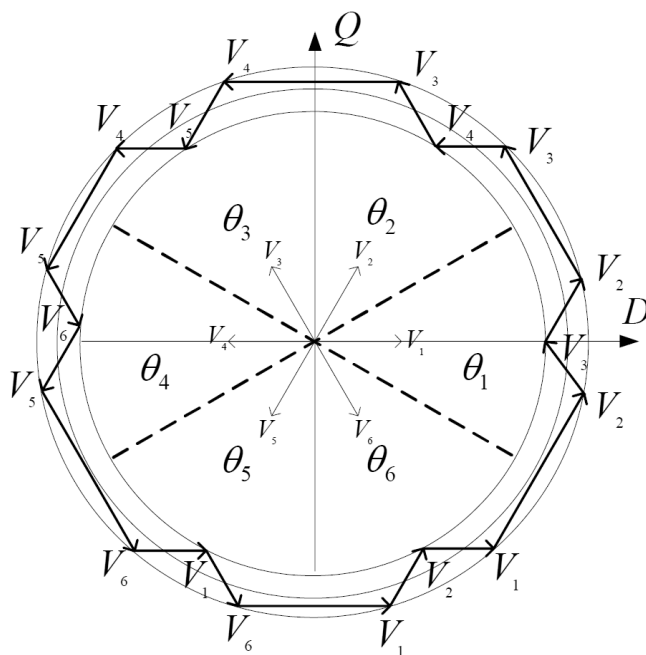
¹ Field Oriented Control

مطالعات جدید آنها از ایده انتقال مختصات و شبیه با کنترل موتور DC مستقل بود. این افراد روشی را معرفی کردند که به پایه کنترل Bang-Bang بود به جای کنترل مجزا که از خصوصیات کنترل برداری است، روش آنها یعنی کنترل Bang-Bang به خوبی با عملکرد مبدل‌های الکترونیک قدرت کار می‌کرد. بعد از ابداع روش DTC این روش برتری‌های زیادی را به ارمغان آورد اما تنها در حوضه تحقیق. تا مدت‌ها بعد تنها یک مدل از محرکه بر مبنای DTC آن هم توسط یک شرکت صنعتی به فروش می‌رفت اما انتظار می‌رفت دیگر کارخانه‌ها هم به زودی محرکه‌های خودشان را بر مبنای DTC تولید کنند [9].

وجه اصلی محرکه AC بر مبنای DTC، همانگونه که در نامش مشخص است، این است که گشتاور الکترومغناطیسی و شار پیوندی مستقیماً و مستقل از هم توسط استفاده از شش یا هشت بردار فضایی ولتاژ که در جدول جستجو مشخص است کنترل شوند. هشت بردار ممکن که در DTC استفاده می‌شوند در شکل 3-1. نشان داده شده اند [9].



شکل 3-1. هشت بردار ولتاژ به دست آمده از VSI.



شکل 2-3. مسیر دایره ای شار پیوندی استاتور در صفحه‌ی DQ ثابت

DTC عادی دارای دو کنترل کننده هیستریزیس است. یکی برای تصحیح خطای گشتاور و دیگری برای تصحیح خطای شار پیوندی. کنترل کننده شار هیستریزیس باعث می‌شود که شار استاتور در مسیر دایره ای اش در امتداد مسیر مرجع برای ماشین AC سینوسی حرکت کند. (همان گونه که در شکل 2-3. نشان داده شده [17]).

کنترل کننده هیستریزیس گشتاور سعی می‌کند، گشتاور موتور را در محدوده هیستریزیس از پیش تعیین شده نگاه دارد. در هر زمان نمونه برداری، بلوک انتخاب سکتور ولتاژ تصمیم می‌گیرد که یکی از شش حالت کلید زنی مبدل (S_a, S_b, S_c) به ترمینال‌های موتور اعمال شود. خروجی‌های ممکن کنترل کننده هیستریزیس و تعداد حالات کلید زنی محدود است. لذا یک جدول جستجو برای انتخاب کلید زنی مناسب می‌تواند ساخته شود. انتخاب مقادیر این جدول نتیجه خروجی کنترل کننده‌های هیستریزیس و همچنین سکتوری است که شار استاتور در مسیر دایره ای اش در آن قرار دارد. کنترل مستقیم گشتاور نسبت به سایر سیستم‌های کنترل، مزیت‌های زیادی دارد. برخی از این مزیت‌ها به صورت خلاصه در ادامه آمده است:

- تنها پارامتری از موتور که نیاز است مقاومت استاتور است.

- فرمان‌های کلیدزنی از یک جدول جستجو خارج می‌شوند. بنابراین سیستم کنترل ساده شده و زمان پردازش بر خلاف مدولاتورهای PWM که در کنترل برداری استفاده می‌شود بسیار کم است.
 - به جای حلقه‌های کنترل جریان، نیاز به تخمین بردار شار پیوندی و گشتاور است لذا کنترل کننده هیستریزس ساده ای برای کنترل گشتاور و شار پیوندی استفاده می‌شود.
 - هیچ انتقال برداری اعمال نمی‌شود زیرا کمیت‌های استاتور برای محاسبه گشتاور و شار پیوندی به عنوان فیدبکی برای مقایسه با مقادیر مرجع کافی است.
 - موقعیت روتور که برای کنترل برداری ضروری است، برای محرکه DTC موتور القایی و موتور سنکرون و لوکتانسی نیاز نیست.
 - از آنجا که مشکل موقعیت اولیه شار مغناطیسی روتور برای موتور PMSM به وسیله برخی تکنیک‌های تخمین موقعیت اولیه روتور یا قرارداد روتور در موقعیت مشخص حل شده، DTC موتور PMSM به اندازه DTC موتور القایی می‌تواند جذاب باشد، همچنین به کار گیری آن ساده و مقرون به صرفه است. (به دلیل عدم نیاز به سنسور موقعیت).
- طرح DTC از آنجا که از اسمش هم مشخص است بر روی کنترل گشتاور و شار پیوندی استاتور تمرکز دارد. لذا نسبت به کنترل برداری پاسخ گشتاور سریع‌تری حاصل می‌شود. از آن گذشته از آنجا که DTC نیاز به حلقه‌ی کنترل جریان ندارد تأخیر زمانی به دلیل حلقه جریان حذف شده است.
- اگر چه تکنیک DTC در اصل برای محرکه ماشین القایی در سال 1980 معرفی شده بود اما کلیت آن به انواع دیگر ماشین‌های AC تعمیم داده شد. مثلاً برای ماشین سوئیچ رلوکتانسی و ماشین‌های سنکرون رلوکتانسی. در اواخر دهه 90، تکنیک‌های DTC برای ماشین‌های سنکرون مغناطیسی دائم دائمی همانطور که در [18] و [19] گفته شد گزارش شدند. با وجود مزیت‌های طرح DTC نسبت به کنترل برداری، DTC معایبی نیز دارد که در زیر به آنها اشاره شده است.

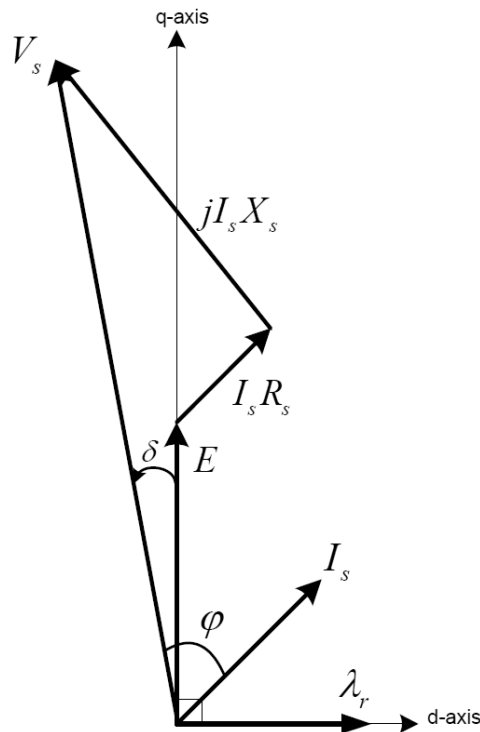
- بزرگترین مشکل طرح DTC ریپل زیاد و گشتاور و شار پیوندی است. از آنجاییکه حالت کلید زنی مبدل در یک زمان نمونه برداری فقط آپدیت می‌شود، مبدل حالت قبلی را تا زمانی که خروجی هر کنترل هیستریزس تغییر نکرده حفظ می‌کند. در نتیجه ریپل‌های بزرگی در گشتاور و شار پیوندی استاتور حاصل می‌شود.
- فرکانس کلید زنی با بار، سرعت روتور و پهنای باند دو کنترل کننده هیستریزس تغییر می‌کند.
- تخمین شار استاتور به وسیله انتگرال گرفتن تفاضل بین ولتاژ ورودی و افت ولتاژ روی مقاومت استاتور به دست می‌آید ولتاژ اعمال شده روی ترمینال موتور می‌تواند با استفاده از حسگر ولتاژ روی باس DC یا با دو حسگر بر روی دو فاز ترمینال‌های موتور به دست آید. برای مشاهده جریان می‌توان از دو سنسور جریان متصل به دو فاز از ترمینال‌های موتور استفاده کرد. ممکن است انحراف‌هایی در اندازه گیری ولتاژ باس DC و جریان‌های استاتور به وجود آید. زیرا اندازه گیری ولتاژ جریان به دلیل وابستگی دستگاه‌های اندازه گیری به دما مثل عملکرد تقویت کننده‌ها یک اتفاق معمول است. این انحراف ممکن است موجب خطا برای تخمین و محاسبه شار پیوندی استاتور و خطا برای تخمین گشتاور (گشتاور با شار متناسب است) شود که ممکن است به ناپایداری سیستم بیانجامد.
- در تخمین شار پیوندی استاتور مقاومت استاتور دخیل است. بنابراین هر تغییری در مقاومت استاتور به خطا در شار پیوندی منجر می‌شود. این اتفاق در فرکانس‌های پایین بیشتر می‌افتد. اگر اندازه ولتاژ اعمال شده و نیروی ضد محرکه کوچک باشد، تغییر در مقاومت اثر زیادی روی انتگرال نیروی ضد محرکه می‌گذارد.

2-3- کلیات DTC موتور PMSM

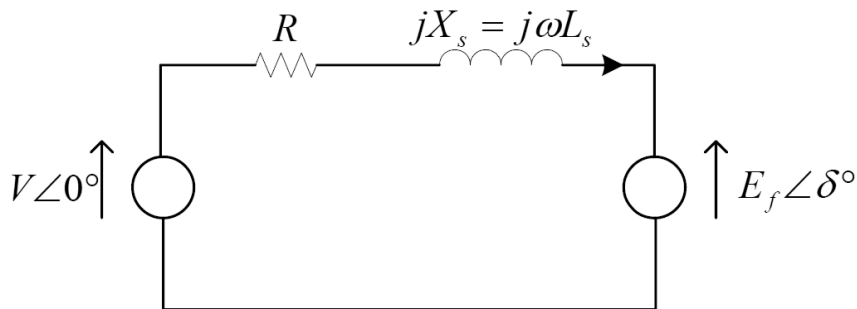
ایده اصلی کنترل مستقیم گشتاور انتخاب بردارولتاژ استاتور مناسب از میان هشت حالت مبدل است. این انتخاب با توجه به اختلاف بین گشتاور واقعی و گشتاور مرجع انجام می‌شود استراتژی کنترل گشتاور در کنترل مستقیم گشتاور موتور PM سنکرون در بخش بعد شرح داده خواهد شد.

3-2-1- کنترل گشتاور در DTC موتور PMSM

قبل از وارد شدن به کلیات DTC موتور PM سنکرون، عبارتی از گشتاور به عنوان تابعی از شار استاتور و روتور شرح داده خواهد شد. معادله گشتاوری که در DTC درایو PMSM استفاده می‌شود را می‌توان از دیاگرام فازوری موتور PMSM که در شکل 3-3 نشان داده شده استخراج شود. وقتی که ماشین از طریق شفت بارگذاری شود، موتور نیروی واقعی دریافت می‌کند. روتور به دنبال میدان گردان استاتور خواهد افتاد. با توجه به دیاگرام مدار در شکل 3-4. جریان به صورت زیر نوشته می‌شود.



شکل 3-3. دیاگرام فازوری ماشین سنکرون قطب غیر برجسته در حالت موتوری [10]



شکل 3-4. مدار الکتریکی ماشین سنکرون قطب غیر برجسته در فرکانس (سرعت) ثابت

$$I_s = \frac{V\angle 0 - E\angle d}{R + jX_s} = \frac{V\angle 0 - E\angle d}{|Z_s|\angle j} \quad (1-3)$$

$$|Z_s| = \sqrt{R_s^2 + X_s^2} \quad X_s = \omega_s L_s \quad j = \tan^{-1}\left(\frac{X_s}{R_s}\right) \quad \text{که}$$

در سرعت عادی مولفه‌ی X_s بزرگتر از R_s بوده و از R_s میتوان صرف نظر کرد. بنابراین

$|Z_s| \approx X_s$ بوده و $j \approx \frac{p}{2}$ خواهد بود. پس معادله به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$I_s = \frac{V\angle 0}{X_s} - \frac{E\angle d - \frac{p}{2}}{X_s} \quad (2-3)$$

قسمت حقیقی جریان استاتور برابر است با:

$$\begin{aligned} \text{Re}[I_s] &= I_s \cos j = \frac{V_s}{X_s} \cos\left(-\frac{p}{2}\right) - \frac{E}{X_s} \cos\left(d - \frac{p}{2}\right) \\ &= -\frac{E}{X_s} \cos\left(d - \frac{p}{2}\right) = -\frac{E}{X_s} \sin d \end{aligned} \quad (3-3)$$

و توان تولید شده نیز از رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$P_i = 3V_s \text{Re}[I_s] = 3V_s I_s \cos j \quad (4-3)$$

با قرار دادن (3-3) در (4-3) داریم:

$$P_i = -3 \frac{V_s E}{X_s} \sin d \quad [\text{watts / phase}] \quad (5-3)$$

وقتی توان مثبت است که δ منفی باشد بدین معنی که وقتی جریان روتور نسبت به میدان استاتور پس‌فاز است، ماشین در حالت موتوری عمل می‌کند. وقتی که $\delta > 0$ است، ماشین در حالت ژنراتوری است. با فرض این که ماشین در حالت موتوری عمل می‌کند، می‌توان از علامت منفی در (5-3)

چشم پوشی کرده اگر از تلفات ماشین چشم پوشی شود توان P_i می تواند به صورت توان روی شفت یعنی توان خروجی نمایش داده شود.

$$P_i = P_o = \frac{2}{p} w_e T_{em} \quad (6-3)$$

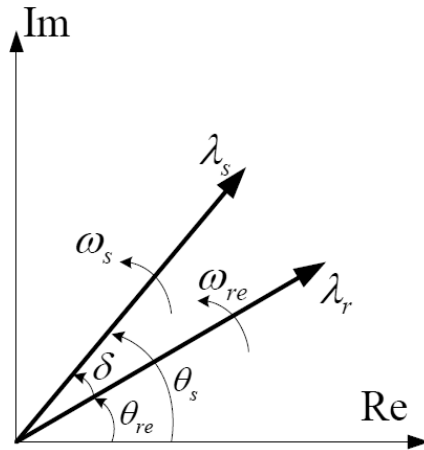
با ترکیب (5-3) و (6-3)، اندازه گشتاور موتور غیر قطب برجسته (یا موتور مغناطیس دائم سطحی) به صورت زیر است.

$$T_{em} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{|V_s| |E|}{w_e |X_s|} \sin d = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{|I_s| |I_r|}{L_s} \sin d \quad (7-3)$$

که در آن δ زاویه ی گشتاور بین بردارهای شار λ_s و λ_r است. اگر شار روتور ثابت فرض شود و شار استاتور به وسیله ی ولتاژ استاتور افزایش یابد، آنگاه تغییرات گشتاور به صورت زیر می تواند نوشته شود:

$$\Delta T_{em} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{|I_s + \Delta I_s| |I_r|}{L_s} \sin \Delta d \quad (8-3)$$

از (8-3) دیده می شود که اگر زاویه روتور δ افزایش یابد، تغییرات گشتاور افزایش می یابد برای افزایش زاویه بار δ ، شار استاتور باید سریع تر از شار روتور بگردد. سرعت گردش شار روتور به سرعت مکانیکی روتور بستگی دارد. برای کاهش زاویه بار شار استاتور باید آرام تر از شار روتور بگردد و بنابراین بر طبق معادله 7-3 گشتاور الکترو مغناطیسی می تواند به طرز موثری با کنترل اندازه و سرعت گردشی بردار شار استاتور کنترل شود. برای رسیدن به هدف فوق بردار ولتاژ مناسب به ترمینال های موتور اعمال می شود. در عملکرد ساعت گرد، اگر مقدار واقعی گشتاور کوچکتر از مقدار مرجع آن باشد بردارهای ولتاژی که جهت گردش شار استاتور را در همان جهت حفظ می کنند انتخاب می شود. وقتی که از زاویه بار δ بین λ_s و λ_r افزایش یابد گشتاور به همان نسبت افزایش خواهد یافت هنگامی که گشتاور واقعی از مقدار مرجع آن بزرگتر باشد بردارهایی که باعث می شوند شار استاتور در جهت عکس بچرخند به جای بردار ولتاژ صفر انتخاب می شود. در این زمان زاویه بار کاهش یافته و به طبع آن گشتاور کاهش می یابد. با توجه به مباحث فوق گشتاور از



شکل 3-5. بردارهای شار پیوندی استاتور و روتور (شار روتور نسبت به استاتور پس فاز است)

طریق سرعت گردش شار استاتور کنترل می شود. (مطابق شکل 3-5). اگر سرعت شار استاتور زیاد باشد پاسخ گشتاوری سریع تر به دست می آید.

معادله ی (3-7) در قاب مرجع ثابت dq به صورت زیر نوشته می شود [3].

$$\Delta T_{em} = \frac{3}{2} P [I_Q i_D - I_D i_Q] \quad (9-3)$$

که از معادله ی فوق برای تخمین گشتاور تولید شده استفاده می شود.

3-2-2-2- کنترل شار در DTC درایو PMSM

اگر از مقاومت استاتور صرف نظر شود، تغییرات شار پیوندی استاتور فقط به بردار ولتاژ اعمال

شده همانگونه که در شکل 3-6. نشان داده شده است وابسته است [17].

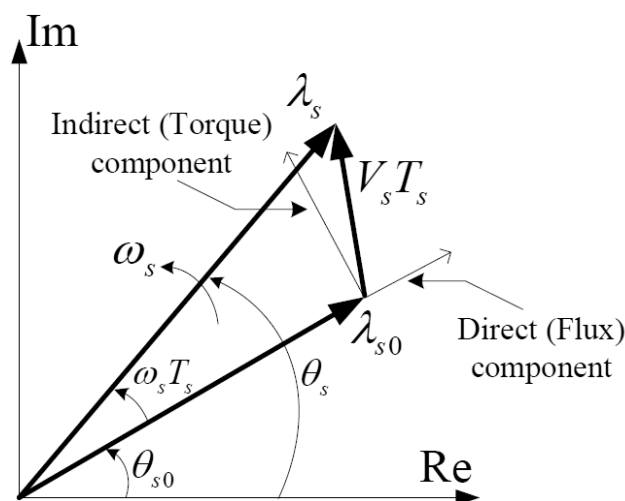
$$V_s = \frac{d}{dt}(I_s) \quad (12-3)$$

$$\Delta I_s = V_s \Delta t \quad (13-3)$$

برای انتخاب بردارهای ولتاژ برای کنترل شار پیوندی، صفحه‌ی ولتاژ به شش ناحیه (شکل 3-2). تقسیم می‌شود.

در هر ناحیه دو بردار ولتاژ مجاور، که حداقل فرکانس کلید زنی را ایجاد می‌کند، انتخاب می‌شود تا اندازه شار پیوندی استاتور را افزایش یا کاهش دهد. برای مثال با توجه به جدول 1، وقتی بردار ولتاژ V_2 در سکتور 1 اعمال شود اندازه شار استاتور افزایش می‌یابد زمانیکه بردار شار عکس ساعتگرد می‌چرخد. اگر V_3 انتخاب شود اندازه شار پیوندی استاتور کاهش می‌یابد. بردارهای افزایشی شار استاتور با توجه به هر یک از شش بردار ولتاژ اینورتر در شکل 3-1. نشان داده شده اند [17].

شکل 3-7. نشان می‌دهد که چگونه شار و گشتاور به عنوان تابعی از بردار ولتاژ اعمال شده می‌توانند تغییر کنند. با توجه به شکل 3-7، مولفه مستقیم بردار ولتاژ اعمال شده اندازه شار پیوندی استاتور را تغییر می‌دهد و مولفه غیر مستقیم، سرعت گردش شار را که نهایتاً گشتاور را تغییر می‌دهد. اگر نیاز باشد که گشتاور و به تبع آن شار ناگهانی تغییر کنند، نزدیک‌ترین بردار ولتاژ به مولفه غیر



شکل 3-7. مولفه‌های مستقیم و غیر مستقیم شار پیوندی استاتور [17]

مستقیم اعمال می شود. اگر نیازی به تغییر گشتاور نبود اما اندازه شار باید افزایش یا کاهش می یافت، بردار ولتاژی که به مولفه غیر مستقیم نزدیک است انتخاب خواهد شد. در نتیجه اگر هم گشتاور و هم شار می بایست تغییر یابد، بردار مجموعی میان مولفه مستقیم و غیر مستقیم انتخاب خواهد شد [20].

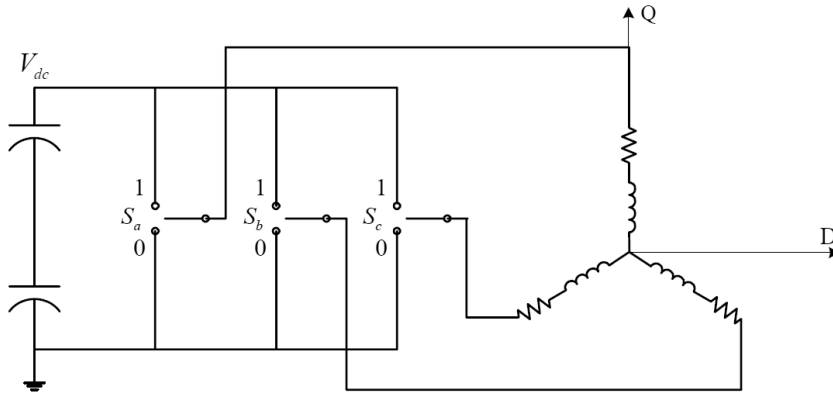
از شکل 3-9. برداشت می شود که اگر بردار ولتاژ صفر $S_a(000)$ و $S_a(111)$ اعمال شود بردار شار پیوندی استاتور در محل خود ثابت می ماند. این اصل برای موتور القایی صدق می کند زیرا شار پیوندی استاتور به طور یکتا با ولتاژ استاتور اندازه گیری می شود. به عبارت دیگر در DTC موتور PMSM شرایط اعمال بردار ولتاژ صفر مثل موتور القای نیست. چون شار پیوندی استاتور حتی با وجود اعمال بردار ولتاژ صفر تغییر می کند. زیرا مغناطیس با روتور حرکت می کند بنابراین بردار ولتاژ صفر در کنترل PMSM کارایی ندارد. به عبارت دیگر شار پیوندی استاتور همیشه باید با توجه به بردار شار پیوندی روتور در حرکت باشد [19].

3-2-3- انتخاب بردار ولتاژ در DTC محرکه PMSM

تخمین مولفه های شار پیوندی استاتور که قبلاً شرح داده شده نیاز به ولتاژ ترمینال استاتور دارد. در طرح DTC این امکان وجود دارد که این ولتاژ از ولتاژ باس DC یعنی V_{dc} و حالت های کلید زنی (S_a, S_b, S_c) از یک مبدل ولتاژ شش پله (VSI) به جای مشاهده در ترمینال موتور، اندازه گیری شود. بردار ولتاژ اولیه V_s با معادله زیر به دست می آید.

$$V_s = \frac{2}{3} (V_a + V_b e^{j2/3p} + V_c e^{j4/3p}) \quad (14-3)$$

که در این معادله V_a, V_b, V_c ولتاژهای اولیه خط به زمین است. وقتی ولتاژ اولیه از طریق مبدل تغذیه می شود، همان گونه که در شکل 3-8. [14] نشان داده شده، ولتاژهای V_a, V_b, V_c به وسیله حالت های سه کلید S_a, S_b, S_c مشخص می شوند. اگر حالت کلید صفر باشد به این معنی است که فاز به منفی و اگر 1 باشد بدین معنی است که فاز به مثبت متصل است.



شکل 3-8. مبدل منبع ولتاژ متصل به بار R-L

برای مثال اگر S_a یک باشد بدین معنی است که V_a به V_{dc} متصل است. در غیر این صورت V_a به صفر متصل است. این برای V_b و V_c نیز به همین منوال صادق است. بردارهای ولتاژی که با این روش به دست می‌آیند در شکل 3-1. نشان داده شده اند. شش بردار صفر وجود دارد: $V_1(100)$ ، $V_2(110)$ و ... $V_6(101)$ و دو بردار صفر $V_7(000)$ و $V_8(111)$. شش بردار غیر صفر همان گونه که در شکل 3-1. نشان داده شده 60 درجه‌ی الکتریکی با هم فاصله دارند [19].

بردار فضایی ولتاژ استاتور (در قاب مرجع ساکن) با توجه به هشت بردار ولتاژ فوق می‌تواند با استفاده از حالت‌های کلید زنی و ولتاژ باس DC به صورت زیر نشان داده شود:

$$V_s(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3} V_{dc} (S_a + S_b e^{j2/3p} + S_c e^{j4/3p}) \quad (15-3)$$

که V_{dc} ولتاژ باس DC است و ضریب $2/3$ از تبدیل پارک آمده است. معادله‌ی (15-3) را می‌توان با استفاده از ولتاژهای خط به خط به صورت $V_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b)$ ، $V_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c)$ و $V_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a)$ نوشت. ولتاژهای فاز استاتور (خط به زمین) از 3-14 نیاز است. آنها همچنان می‌توانند از ولتاژهای خط به خط به صورت $V_a = (V_{ab} - V_{ca})/3$ ، $V_b = (V_{bc} - V_{ab})/3$ و $V_c = (V_{ca} - V_{bc})/3$ اگر ولتاژهای خط به خط و حالات کلید زنی در ولتاژهای فاز استاتور تعویض شود داریم:

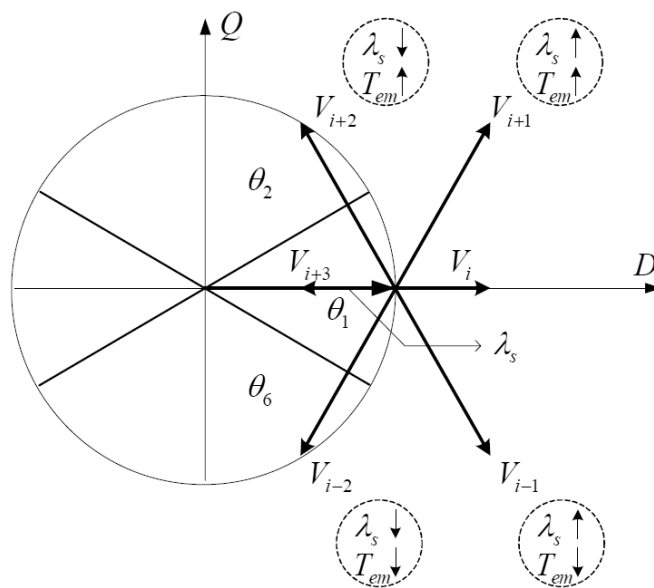
$$\begin{aligned}
 V_a &= \frac{1}{3}V_{dc}(2S_a - S_b - S_c) \\
 V_b &= \frac{1}{3}V_{dc}(-S_a + 2S_b - S_c) \\
 V_c &= \frac{1}{3}V_{dc}(-S_a - S_b + 2S_c)
 \end{aligned} \tag{16-3}$$

معادله ی (16-3) میتواند با معادله (14-3) ترکیب شده و به صورت زیر خلاصه شود:

$$\begin{aligned}
 V_a = \text{Re}(v_s) &= \frac{1}{3}V_{dc}(2S_a - S_b - S_c) \\
 V_b = \text{Re}(v_s) &= \frac{1}{3}V_{dc}(-S_a + 2S_b - S_c) \\
 V_c = \text{Re}(v_s) &= \frac{1}{3}V_{dc}(-S_a - S_b + 2S_c)
 \end{aligned} \tag{17-3}$$

مطابق شکل 9-3. وقتی بردار شار استاتور در سکتور i قرار دارد، بردارهای ولتاژ V_{i+1} و V_{i-1} دارای مولفه های مستقیم مثبت هستند که باعث افزایش اندازه ی شار استاتور می شوند و V_{i+2} و V_{i-2} مولفه های مستقیم منفی دارند که باعث کاهش شار استاتور می شوند. همچنین V_{i+1} و V_{i-1} مولفه های مثبت غیر مستقیم دارند که باعث افزایش پاسخ گشتاور شده و V_{i+2} و V_{i-2} مولفه های منفی غیر مستقیم داشته که باعث کاهش پاسخ گشتاور می شوند.

جدول کلید زنی برای کنترل اندازه و جهت گردش شار پیوندی استاتور در جدول 1 آمده است:

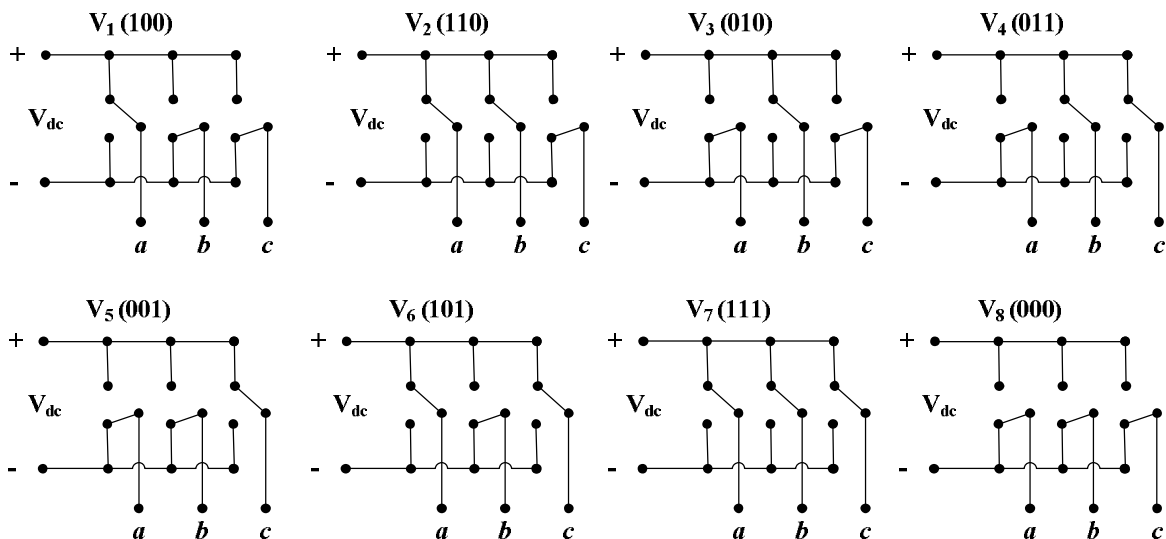


شکل 9-3. انتخاب بردار ولتاژ وقتی شار استاتور در سکتور i است [17]

جدول 3-1. جدول کلید زنی برای DTC طرح PMSM معرفی شده

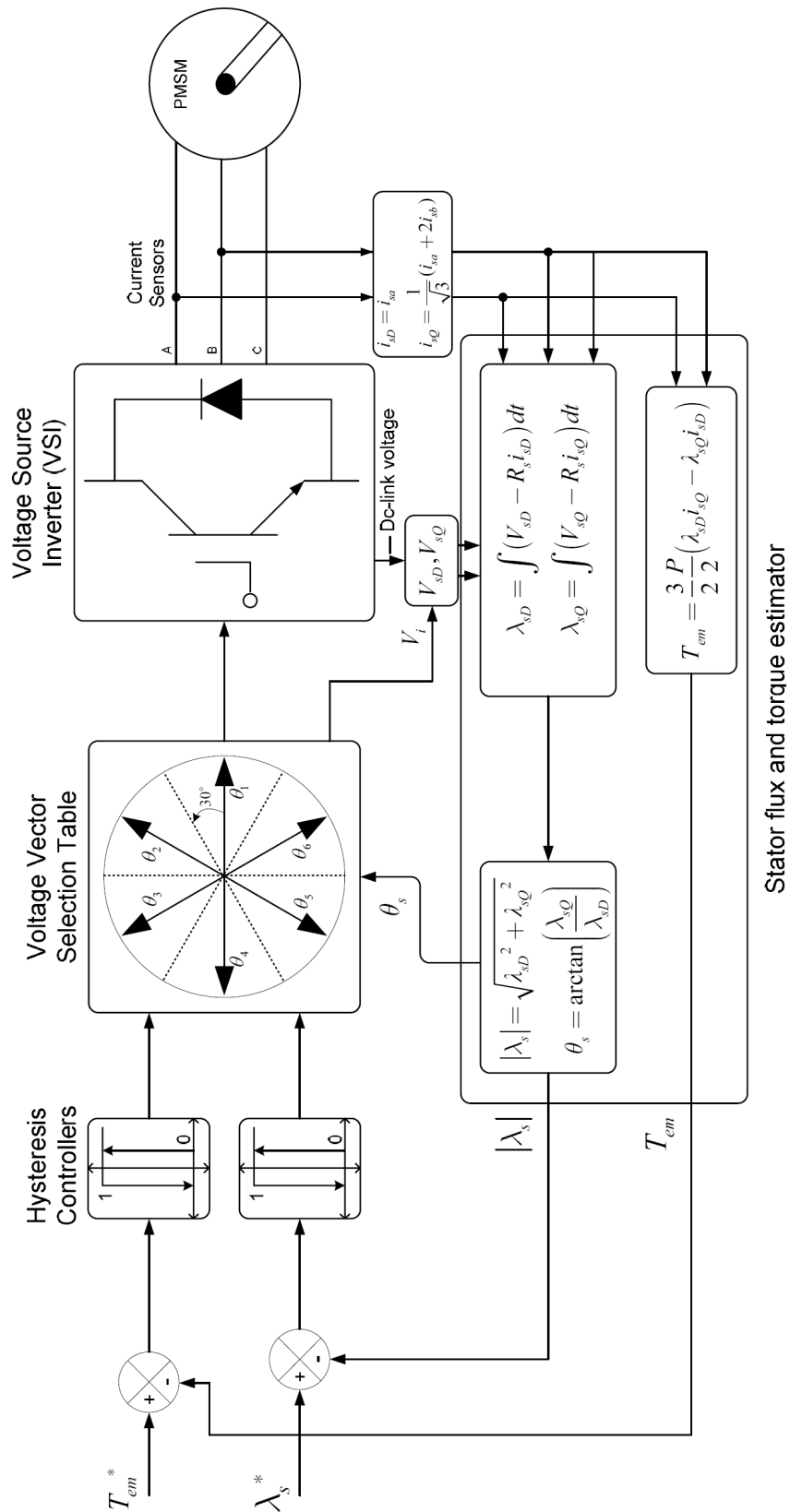
φ	τ	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\varphi = 1$	$\tau = 1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(001)$	$V_5(101)$	$V_6(110)$	$V_1(110)$
	$\tau = 0$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(010)$	$V_3(011)$	$V_4(110)$	$V_5(110)$
$\varphi = 0$	$\tau = 1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(101)$	$V_6(100)$	$V_1(110)$	$V_2(110)$
	$\tau = 0$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(110)$	$V_2(010)$	$V_3(110)$	$V_4(110)$

صفحه بردار ولتاژ به شش سکتور تقسیم شده است. بنابراین هر بردار ولتاژ هر منطقه را به دو بخش مساوی تقسیم می‌کند. در هر سکتور، تمام حالات ممکن می‌تواند در جدول کلید زنی ای که توسط Rahman [19] معرفی شد در جدول 1 نشان داده شده است. خروجی مقایسه گر گشتاور هیستریزیس با t نشان داده شده و خروجی مقایسه گر شار با j و سکتور شار پیوندی با q . خروجی مقایسه گر هیستریزیس گشتاور دو مقدار دارد. $t=0$ نشان می‌دهد که مقدار واقعی گشتاور بیشتر از مرجع و خارج از محدوده هیستریزیس و $t=1$ بدین معنی است که مقدار واقعی کمتر از مقدار مرجع و خارج محدوده هیستریزیس است. مقایسه گر هیستریزیس شار نیز به همین منوال است. هر کدام از بردارهای V_1 تا V_6 معرف یک حالت کلید زنی هستند. در شکل 3-10. حالت های کلید زنی متناظر با هر بردار دیده می‌شود



شکل 3-10. حالت های کلید زنی متناظر با هر بردار

Rahaman در [19] پیشنهاد کرده که هیچ بردار ولتاژ صفری استفاده نشود. به جای آن یک بردار غیر صفر که مقدار خالص گشتاور را کاهش می‌دهد استفاده شود. استدلال ایشان این بود که به کارگیری بردار صفر باعث تغییر گشتاور به تبع ثابت زمانی مکانیکی موتور می‌شود که نسبت به ثابت زمانی الکتریکی سیستم زیاد است. با دانستن خروجی مقایسه گرها و سکتور بردار شار استاتور، جدول جستجو ساخته شده و این جدول بردارهای ولتاژ مناسب از طریق اینورتر اعمال می‌کند - اگر حالت‌های کلید زنی اینورتر، ولتاژ باس DC و دو جریان موتور را داشته باشیم ولتاژ استاتور و بردارهای جریان موتور در قاب DQ ثابت به آسانی توسط یک تبدیل به دست می‌آیند. در شکل 3-11. نمای کلی طرح معرفی شده نشان داده شده است



شکل 3-11. نمای کلی طرح کنترل مستقیم گشتاور برای موتور DC بدون جاروبک با نیروی ضد محرکه‌ی

فصل چهارم

روش‌های تخمین سرعت برای کنترل بدون حسگر

۱) کلیات تخمین سرعت

۲) تخمین با روش شار دور استاتور

۳) تخمین با روش تطبیقی

۴) تخمین با مشاهده گر مد لغزشی

۵) تخمین بر پایه فیلتر کالمن توسعه یافته

فصل چهارم

روش های تخمین سرعت برای کنترل بدون حسگر

4-1- مقدمه

در سال های اخیر تمایل به استفاده از موتورهای سنکرون مغناطیس دائم، افزایش یافته است. در غالب سیستم های محرکه سرعت متغیر، از سنسورهایی چون اثرهال، انکودرهای نوری تعیین موقعیت و ریزولور¹ها به همراه مبدل مربوطه، به منظور نگه داشتن زاویه فضایی میان میدان گردان استاتور و میدان رتور روی مقدار مناسبی و تعیین موقعیت یا سرعت رتور استفاده می شود. در بسیاری از کاربردهای صنعتی حضور سنسور موقعیت روی محور موتور، اختلالاتی در رفتار محرکه به وجود می آورد و هزینه سیستم را افزایش می دهد. به همین دلیل گرایش به استفاده از روش های بدون حسگر افزایش یافته است. حسگرهای دقیق از فاکتورهای گوناگون محیطی نظیر گرما و رطوبت تاثیر می پذیرند و اصطکاک دینامیکی و استاتیکی محور رتور را افزایش می دهند. همچنین موجب افزایش نویز و کاهش قابلیت اطمینان کل سیستم می شوند.

به منظور کنترل سرعت و حتی گشتاور در موتور سنکرون مغناطیس دائم، نیاز به داشتن اطلاعات سرعت یا موقعیت می باشد. به منظور کاهش نیاز سیستم محرکه به نگهداری و تعمیر و اطمینان از عدم افزایش ممان اینرسی رتور و کاهش نویز، محققان به دنبال راه هایی برای حذف سنسور در محرکه ها هستند. به این منظور از روش های غیر مستقیم تعیین سرعت و موقعیت استفاده شده است. برای تخمین موقعیت و سرعت موتور روش های مختلفی پیشنهاد شده از جمله تخمین گرهای حلقه

¹ resolver

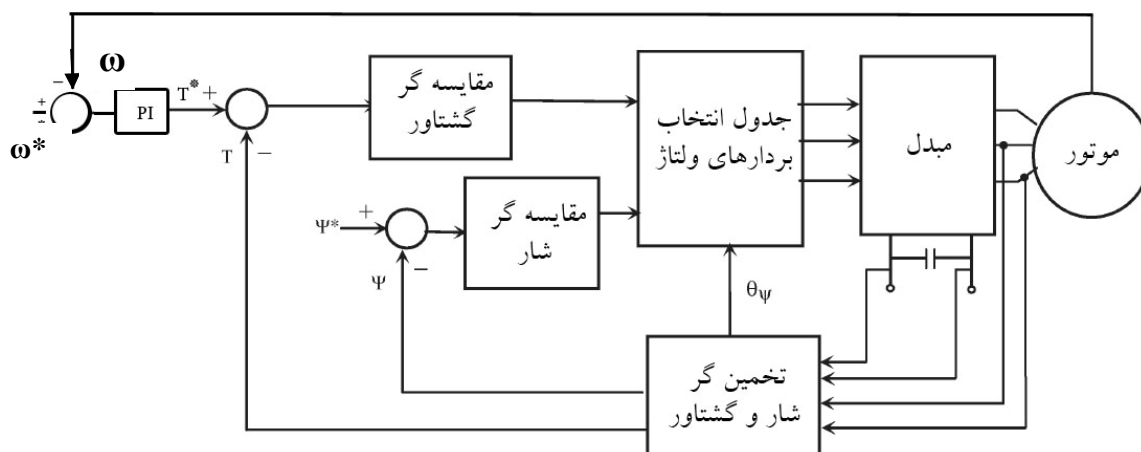
باز بر پایه معادلات موتور، تخمین گرهای بر پایه هارمونیک سوم ولتاژ استاتور، تخمین گرهای بر پایه مشاهده گرهای مثل تخمین گر مد لغزشی و فیلتر کالمن توسعه یافته، تخمین گرهای بر پایه هی هوش مصنوعی و غیره [1]. در ادامه برخی از این تخمین گرهای که کارایی مناسبی در کنترل مستقیم گشتاور ماشین DC بدون جاروبک دارند معرفی می شوند و عملکرد آنها با هم مقایسه می شود.

4-2- تخمین سرعت و موقعیت روتور برای کنترل مستقیم گشتاور

همان گونه که در فصل قبل شرح داده شد کنترل مستقیم گشتاور برای موتور سنکرون بدون جاروبک با نیروی ضد محرکه‌ی سینوسی ماهیتاً بی نیاز به حسگر است. زیرا در الگوریتم آن نیازی به موقعیت یا سرعت روتور وجود ندارد. چرا که پارامترهای مورد نیاز شار و گشتاور موتور هستند که شار پیوندی با استفاده از معادله (3-10) تخمین زده شده و گشتاور نیز با استفاده از شار و جریان استاتور در معادله (3-9) تخمین زده می شود. اگرچه اگر کنترل سرعت نیز به طرح DTC اضافه شود، دانستن اطلاعات سرعت موتور ضروری خواهد بود.

4-2-1- اضافه کردن کنترل سرعت به طرح DTC

یکی از معایب طرح کنترل مستقیم گشتاور عدم کنترل بر روی سرعت موتور است. از آنجا که در اکثر کاربردها نیاز است که سرعت موتور در محدوده‌ی مشخصی ثابت باشد، حلقه‌ی کنترل سرعت نیز به طرح DTC اضافه می شود. برای این منظور، سرعت مرجع از سرعت واقعی موتور کاسته شده و خطای حاصل به کنترل سرعت وارد می شود. این کنترل کننده می تواند یک کنترلر PI یا PID یا کنترل کننده فازی باشد. خروجی کنترل کننده سرعت گشتاور مرجع را تولید می کند. نمای کلی این طرح در شکل 4-1. نشان داده شده است.



شکل 4-1. اضافه کردن حلقه کنترل سرعت به طرح DTC

4-2-2- تخمین موقعیت رتور با استفاده از شار دور استاتور

همانگونه که در فصل قبل شرح داده شد در کنترل مستقیم گشتاور، مقدار شار استاتور تخمین زده می شود. این تخمین از طریق معادله ی 3-9 انجام می شود. سپس از اندازه ی شار برای مقایسه با مقدار شار مرجع در مقایسه گر هیستریزس شار و از زاویه ی شار برای انتخاب سکتور مناسب در جدول جستجو استفاده می شود. همان طور که قبلا گفته شد زاویه ی شار از رابطه ی زیر محاسبه می شود:

$$q_s = \tan^{-1}\left(\frac{I_{sq}}{I_{sd}}\right) \quad (1-4)$$

در ماشین سنکرون در حالت ماندگار، مشتق اول زاویه ی شار استاتور برابر با سرعت می باشد:

$$w = \frac{dq_s}{dt} \quad (2-4)$$

هنگامی که از روش تخمین حلقه باز شار استاتور کمک گرفته می شود، رسیدن به تخمین های دقیق شار و اطمینان از رسیدن دور موتور از حالت سکون به دور مطلوب در دورهای پایین غیر ممکن خواهد بود. بدین جهت تا یک سرعتی می توان از کنترل حلقه باز استفاده کرد و یک فرمان سرعت به صورت تابع شیب به موتور اعمال کرد که موجب راه اندازی نرم و بدون نوسان در سرعت موتور خواهد شد. تغییرات پارامترها ناشی از اثرات اشباع و دما دقت تخمین را تحت تاثیر قرار خواهند داد.

در حالت پایدار شار پیوندی استاتور دقیقاً با سرعت روتور می چرخد. ولی در حالت گذرا، وقتی یک تغییر در مرجع گشتاور ایجاد شود، شار پیوندی استاتور برای تولید گشتاور الکترومغناطیسی جدید حرکت می کند. یک افزایش در گشتاور الکترومغناطیسی مرجع باعث می شود که بردار شار استاتور در جهت منفی چرخش، حرکت کند. بنابراین سرعت تخمین زده شده کمتر از سرعت واقعی خواهد بود تا وقتی که موتور باز به حالت دائمی برسد به همین منوال اگر کاهش در گشتاور مرجع رخ دهد سرعت گردش شار بیشتر از مقدار واقعی خواهد بود. اگر نرخ تغییر گشتاور محدود باشد این اثر بسیار کم است اما در تغییرهای بزرگ گشتاور نمی توان از این اثر چشم پوشی کرد. اگرچه زمان حالت گذرای موتور بسیار کم خواهد بود.

در عمل، مد عملیاتی حلقه باز ساده ترین روش کنترل بدون حسگر برای هر ماشین سنکرون از جمله PMSM می باشد. اگر رتور با میدان گردان استاتور قفل شود، عملکرد مد حلقه باز می تواند به دقت بالایی در کنترل سرعت دست یابد (چون که سرعت رتور با فرکانس تغذیه استاتور قفل می شود). روش حلقه باز به دلیل بی نیازی ذاتی اش از هرگونه سنسور مکانیکی روی محور، راه حل جذابی برای صاحبان صنایع می باشد.

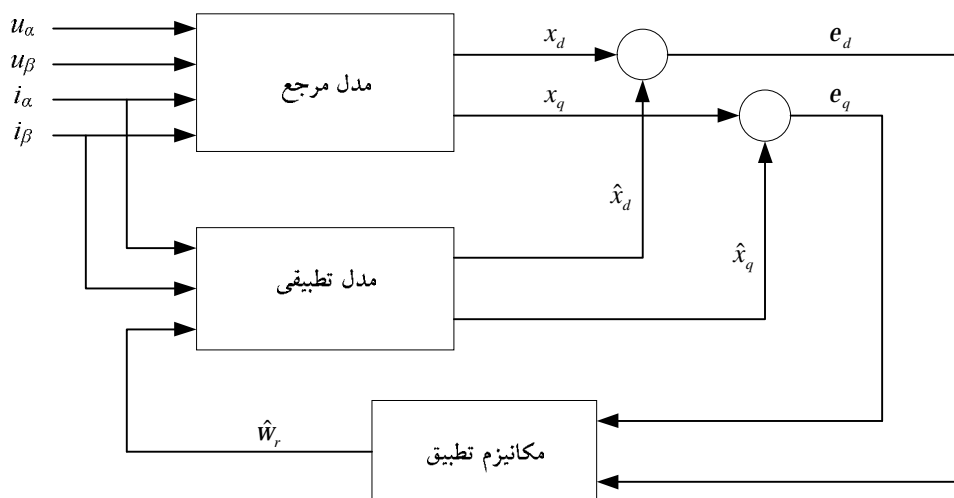
3-2-4- روش تطبیقی¹

روش های متعدد تخمین سرعت به صورت حلقه باز عموماً از معادلات ماشین و ولتاژها و جریان های استاتور استفاده می کنند. دقت این روش ها به شدت بستگی به پارامترهای ماشین و مدل سازی درست آن دارد. در حالی که از تخمین گرهای حلقه بسته استفاده کنیم، دقت تخمین گر می تواند افزایش یابد [22].

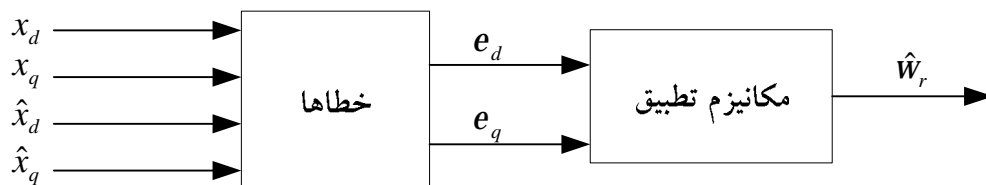
در این بخش روشی که در آن از روش تطبیقی جهت تخمین سرعت استفاده شده، بررسی می شوند. در روش مذکور عموماً بعضی از متغیرهای حالت موتور x_d و x_q (به عنوان نمونه های واقعی) توسط مدل مرجع تخمین زده می شوند و سپس با مقادیر متناظرشان x'_d و x'_q که توسط مدل تطبیقی به دست می آید، مقایسه می شوند. از تفاوت میان متغیرهای حالت در مکانیسم تطبیق

¹ Adaptive

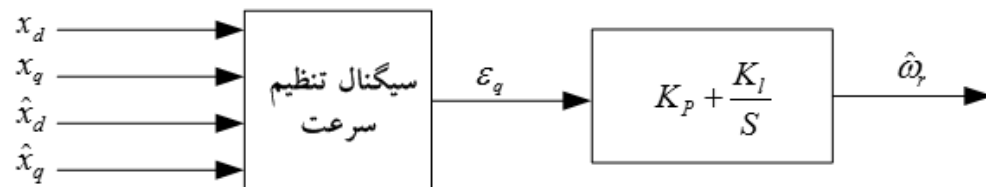
استفاده می شود که خروجی آن سرعت تخمینی (\hat{w}_r) می باشد. با خروجی مکانیسم تطبیق، مدل تطبیقی تنظیم می شود تا خطای میان متغیرهای حالت کاهش یابد. مکانیسم تطبیق را می توان با استفاده از معیار پایداری لیپانوف به دست آورد. در این صورت یک سیستم پایدار و سریع خواهیم داشت. تفاوت میان خروجی های مدل مرجع و مدل تطبیقی را می توان به سیگنال تنظیم سرعت تعبیر کرد که عموماً وارد یک کنترل کننده PI می شود. در این حالت خروجی کنترل کننده به عنوان سرعت تخمینی در نظر گرفته می شود [9].



(الف)



(ب)



(ج)

شکل 4-2. (الف و ب) ساختار اصلی تخمین گر بر اساس مدل مرجع (ج) مکانیزم تطبیق

به منظور بهبود عملکرد سیستم تخمین گر در کاربردهای عملی، برخی ملاحظات نظیر حذف انتگرال گیری خالص پیشنهاد شده است. این تخمین گرها از ولتاژ و جریان استاتور به عنوان ورودی استفاده می نمایند. لیکن در حالتی که ولتاژها توسط اینورتر تامین می شوند، می توان به جای ولتاژها از حالت کلیدها و ولتاژ باس DC استفاده کرد. با استفاده از قضیه ی پایداری لیپانوف می توان تخمین گری طراحی کرد که دارای یک ساختار تطبیقی باشد.

4-2-4- شناسایی با مدل تطبیقی - مرجع¹ سرعت

تخمین گر سرعت بر پایه ی مدل تطبیقی از یک مدل وابسته به سرعت و یک مدل غیر وابسته به سرعت استفاده می کند. خطای بین این دو مدل به سمت صفر میل داده می شود که سرعت را نتیجه می دهد. معادلات جریان استاتور در قاب مرجع dq به صورت زیر است:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_d + wi_q + \frac{v_d}{L} \quad (3-4)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_q + wi_d - \frac{j_r}{L} + \frac{v_q}{L} \quad (4-4)$$

که w سرعت روتور، L اندوکتانس محور، j_r شار پیوندی روتور است. معادله ی (3-4) و (4-4)

نشان می دهد که سرعت به مدل های جریان وابسته است. بنابراین مدل مرجع مدل PMSM و مدل تطبیقی مدل جریان هاست. معادلات (3-4) و (4-4) به صورت زیر می تواند نوشته شود:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d + \frac{j_r}{L} \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w \\ w & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d + \frac{j_r}{L} \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d + \frac{Rj_r}{L} \\ v_q \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

اگر تعریف کنیم:

$$i'_d = i_d + \frac{j_r}{L} \quad (6-4)$$

$$i'_q = i_q \quad (7-4)$$

معادله ی (5-4) می تواند به صورت زیر نوشته شود:

¹ Model Reference Adaptive System

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w \\ w & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} \quad (8-4)$$

معادله‌ی (8-4) به صورت زیر خلاصه می‌شود:

$$\frac{d}{dt} i' = Ai' + Bu' \quad (9-4)$$

مدل تطبیقی به صورت زیر است:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w \\ w & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} \quad (10-4)$$

معادله‌ی (10-4) هم به صورت زیر خلاصه می‌شود:

$$\frac{d}{dt} i' = Ai' + Bu' \quad (11-4)$$

خطای حالت خواهد برابر است با:

$$e = i - i' \quad (12-4)$$

و سرعت موتور به وسیله‌ی عملکرد PI محاسبه و اصلاح خواهد شد:

$$\dot{w} = (K_p + K_I \frac{1}{s})e \quad (13-4)$$

که K_p و K_I گین‌های تناسبی و انتگرالی کنترلر هستند.

نتایج شبیه‌سازی نشان داده‌اند که در حالت ماندگار خطایی در حدود یک درجه الکتریکی در موقعیت وجود دارد. اما در عمل پیاده‌سازی خطا بزرگ‌تر است که ناشی از خطای سنسورها و زمان نمونه‌برداری طولانی است. رفتار دینامیکی آن را با کوتاه‌تر کردن زمان نمونه‌برداری و بالا بردن دقت حسگر می‌توان بهبود بخشید.

4-2-5- تخمین گر مد لغزشی (SMO¹)

در مقالات [23]، [24] و [25] یک کنترل کننده ی سرعت و موقعیت بدون حسگر برای موتور PMSM ارایه شده است. از تخمین گر مد لغزشی برای بهبود بخشیدن به مقاومت کنترل در برابر تغییر پارامترها و اغتشاشات استفاده شده است. معادلات دینامیک الکتریکی موتور ابتدا اصلاح شده، آن گاه پس از یافتن مدل تخمین گر مد لغزشی، سرعت، موقعیت و emf القایی از روش ولتاژها و جریان های استاتور تخمین زده می شوند. مدل PMSM در دستگاه مرجع منطبق بر استاتور به صورت زیر بیان می شود:

$$i'_s = Ai_s + Bv_s + k_e v_i + z \quad (14-4)$$

که در آن بردار جریان استاتور و بردار ولتاژ استاتور در دستگاه مرجع ساکن استاتور می باشد. $A = -(\frac{R}{L})I$ ، $B = (\frac{1}{L})I$ ، R و L به ترتیب مقاومت و اندوکتانس سیم بندی استاتور هستند و I ماتریس واحد 2×2 و $k_e = -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{I_m}{L}$ و بردار $v_i = [-w_m \sin q_e, -w_m \cos q_e]^T$ بردار emf القایی در سیم بندی استاتور و $x = [x_a, x_b]^T$ اغتشاشات ناشی از تغییر پارامترها هستند. مدل پیشنهادی برای تخمین گر به صورت رابطه ی (4-15) است:

$$i'_s = Ai_s^{\wedge} + Bv_s + k_e v_i + k_{sw} 1(e_s) \quad (15-4)$$

که علامت (\wedge) بیان گر مقادیر تخمینی است. $v_i = [-\hat{w}_m \sin \hat{q}_e, -\hat{w}_m \cos \hat{q}_e]^T$ بردار emf القایی است. k_{sw} گین کلیدزنی تخمین گر و $1e_s = 1(\hat{i}_s - i_s) = sign(\hat{i}_s - i_s)$ سیگنال خطای میان بردار جریان اندازه گیری شده استاتور و تخمین زده شده ی آن می باشد. سطح لغزش هم به صورت خطای جریان استاتور تعریف می شود.

$$e_s = [e_a, e_b]^T = 0 \quad (16-4)$$

دینامیک خطای جریان از روابط (4-16) و (4-17) به دست می آید.

$$e'_s = Ae_s + k_e (v_i^{\wedge} - v_i) + k_{sw} 1(e_s) - x \quad (17-4)$$

¹ Sliding Mode Observer

K_{sw} باید مقداری به خود بگیرد تا شرایط لازم برای همگرایی مد لغزشی فراهم آید:

$$e_s e_s^{T*} < 0 \quad (18-4)$$

با استفاده از روش طراحی کنترل معادل داریم:

$$e_s = e_s^{T*} = 0 \quad (19-4)$$

بدین ترتیب مشخصه تخمین گر مد لغزشی روی سطح لغزش می تواند به صورت زیر تعریف شود.

$$z = -k_{sw} 1e_s = k_e (v_i^{\wedge} - v_i) - x \quad (20-4)$$

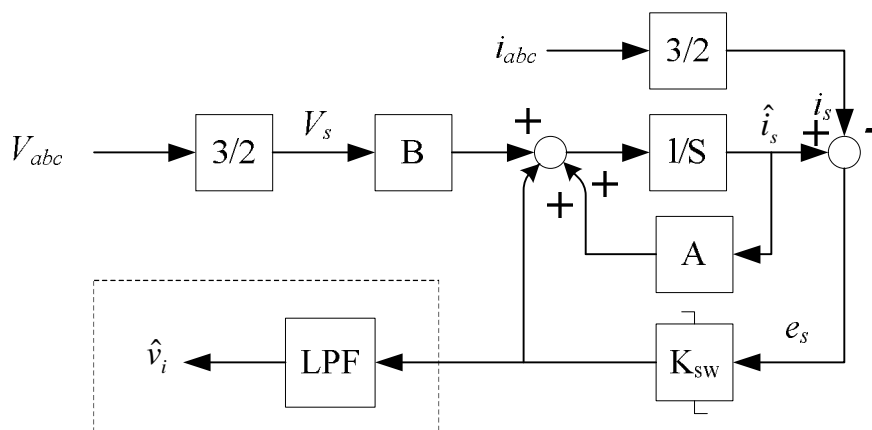
که Z سیگنال کلیدزنی خطای جریان از اطلاعاتی درباره سرعت و موقعیت رتور تشکیل یافته است. با استفاده از مدل پیشنهادی و صفر قرار دادن emf القایی، مدل جدید تخمین گر مد لغزشی به صورت زیر خواهد شد.

$$\dot{i}_s^* = A i_s^{\wedge} + B v_s + k_{sw} 1(e_s) \quad (21-4)$$

به روش مشابه سیگنال کنترل با استفاده از روش کنترل معادل به صورت زیر به دست می آید.

$$z = -k_{sw} 1(e_s) = -k_e v_i - d = k_e \begin{bmatrix} -w_m \sin q_e \\ -w_m \cos q_e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} \quad (22-4)$$

emf القایی از روی سیگنال کلیدزنی فیلتر شده به دست می آید. شمای کلی این تخمین گر در بلوک دیاگرام زیر دیده می شود.



شکل 4-3. تخمین گر مد لغزشی برای emf القایی [24]

گین کلیدزنی K_{sw} باید به گونه‌ای باشد تا همگرایی مد لغزشی تامین گردد. پس از عبور این سیگنال کلیدزنی از فیلتر پایین‌گذر مناسب، ولتاژ القایی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\hat{u}_i = L(-k_{sw}) \begin{bmatrix} z_{aF} \\ z_{bF} \end{bmatrix} \quad (23-4)$$

آشکار است که بردار \hat{u}_i ، از اطلاعات موقعیت و سرعت رتور تشکیل یافته است که در تغییرات دامنه و فرکانس آن ظاهر می‌شود. از روی مولفه‌های emf القایی تخمین زده شده می‌توان موقعیت و سرعت رتور را به صورت زیر به دست آورد:

$$\hat{q}_e = -\arctan\left(\frac{z_{aF}}{z_{bF}}\right) \quad (24-4)$$

$$\hat{w}_m = \frac{1}{k_e} \sqrt{z_{aF}^2 + z_{bF}^2}$$

در این مقالات نشان داده شده است که تخمین‌گر مد لغزشی دارای سطح خوبی از مقاومت در برابر تغییر پارامترهای سیستم بوده و در سرعت‌های پایین و بالا به ازای خطای موقعیت اولیه همگرایی سریعی دارد. از فیلتر جهت کاهش پدیده‌ی Chattering استفاده شده است. شبیه‌سازی‌ها نشان داده‌اند که این روش کارایی خوبی دارد. نبود محدودیت روی زمان نمونه‌برداری و ساده بودن روش قابل ملاحظه است.

در [23]، یک سیستم کنترل سرعت غیرخطی موتور PMSM که نسبت به تغییر پارامترهای نادقیق (درست تخمین زده نشده) مقاوم است، ارائه شده است. مکانیسم تطبیق بر پایه‌ی سیستم تطبیق مدل مرجع برای تخمین پارامترهایی که تغییرات آرامی دارند، با استفاده از تئوری پایداری لیپانوف به دست آمده است. این کنترل‌کننده رفتار خوبی در حالت گذرا و ماندگار در حضور تغییرات شار و اینرسی به وجود می‌آورد. سیستم کنترل پیشنهادی مقاومت خوبی در برابر اغتشاشات ناشناخته از خود نشان می‌دهد و مکانیسم تطبیق مزبور برای پارامترهای با تغییرات کند، پاسخ مطلوبی به دست می‌دهد. با استفاده از تکنیک مد لغزشی-انتگرالی پدیده‌ی Chattering حذف می‌شود.

4-2-6- تخمین سرعت با فیلتر کالمن توسعه یافته (EKF)¹ [3]

پله‌های اصلی طراحی یک درایو بدون حسگر موقعیت با استفاده از الگوریتم EKF به قرار زیر خواهد بود:

گام 1. انتخاب ماشین در حوزه‌ی زمان

گام 2. گسسته‌سازی مدل ماشین

گام 3. تعیین ماتریس‌های کواریانس نویز و حالت Q , R و P

گام 4. پیاده‌سازی الگوریتم EKF گسسته

بدیهی است انتخاب مدل در حوزه‌ی زمان در دستگاه مرجع مناسب، اثرات مهمی روی زمان الگوریتم EKF می‌گذارد. علاوه بر معادلات ماشین به دو معادله‌ی اضافه‌تر نیازمندیم که شامل $w_m = \frac{dq_m}{dt}$ و $\frac{dw_m}{dt} = 0$ می‌شود. دومی با فرض ممان اینرسی بی‌نهایت امکان‌پذیر است که در عمل واقعیت ندارد. ولی تصحیحات مورد نیاز با فیلتر کالمن انجام می‌شود. برای یافتن معادلات متغیر حالت، از اثر اشباع مسیرهای مغناطیسی چشم‌پوشی می‌شود و اندوکتانس استاتور ثابت فرض می‌شود.

می‌توان نشان داد در صورتی که از مدل ماشین در دستگاه مرجع ساکن استاتور استفاده شود، زمان اجرای الگوریتم EKF کاهش خواهد یافت و در این حالت بردار خروجی به‌سادگی از روی متغیرهای حالت به دست می‌آید و زمان محاسبات کاهش می‌یابد. معادلات (4-25) و (4-26) و لتاژ استاتور را به فرم بردار فضایی در چارچوب مرجع ساکن استاتور بیان می‌کنند.

$$\frac{di_a}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_a + \left(\frac{I_m}{L}\right)w_m \sin q_m + \frac{u_a}{L} \quad (25-4)$$

$$\frac{di_b}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_b + \left(\frac{I_m}{L}\right)w_m \sin q_m + \frac{u_b}{L} \quad (26-4)$$

اگر متغیرهای حالت را جریان‌های استاتور، سرعت و موقعیت رتور انتخاب کنیم، بردار حالت به صورت $x = [i_a, i_b, w_m, q_m]^T$ خواهد بود که موقعیت و سرعت باید تخمین زده شده باشند. ورودی

¹ Extended Kalman Filter

و خروجی به ترتیب $u = [u_a, u_b]^T$ و $y = [i_a, i_b]^T$ تعریف می شوند. با فرض این که رتور دارای ممان اینرسی بی نهایت است و $w_m = \frac{dq_m}{dt}$ ، می توان معادلات را به فرم متغیر حالت نوشت. اگرچه در عمل این فرض درست نیست، ولی تصحیحات لازم با الگوریتم فیلتر کالمن انجام می شود:

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + Bu \quad (27-4)$$

و بردار خروجی:

$$y = Cx \quad (28-4)$$

در معادلات اخیر ماتریس ها به قرار زیر هستند:

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R}{L}\right)i_a + \left(\frac{I_m}{L}\right)w_m \sin q_m \\ -\left(\frac{R}{L}\right)i_b - \left(\frac{I_m}{L}\right)w_m \sin q_m \\ 0 \\ w_m \end{bmatrix} \quad (29-4)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (30-4)$$

برای پیاده سازی دیجیتالی الگوریتم EKF، معادلات سیستم موتور ابتدا باید گسسته شده و بعد الگوریتم EKF گسسته را روی آن اعمال کرد. مدل گسسته زمانی موتور سنکرون مغناطیس داریم را می توان به فرم زیر نوشت:

$$x(k) = f(x(k), k) + B(k)u(k) + v(k) \quad (31-4)$$

$$y(k) = C(k)x(k) + w(k) \quad (32-4)$$

در این روابط داریم $B(k) = B.T$ که T زمان نمونه برداری است $(T = t_{k+1} - t_k)$ و $C(k) = C$. در عمل برای دستیابی به دقت خوب، زمان نمونه برداری T باید به اندازه ی کافی کوچکتر از ثابت زمانی مشخصه ماشین انتخاب شود. در روابط بالا، بردار حالت با بردار نویز سیستم v آشفته شده و

بردار خروجی هم با بردار نویز اندازه‌گیری w آشفته شده است. افزودن نویز از این جهت لازم است که معادلات بدون نویز مبین یک سیستم ایده‌آل هستند. هرچند در عمل ماشین را نمی‌توان دقیقاً مدل کرد (به دلیل فرضیات و ساده‌سازی‌هایی که برای رسیدن به مدل ایده‌آل می‌شود)، مدل واقعی‌تر با افزودن بردارهای نویز به دست می‌آید.

بردارهای v و w ، نویز سفید گوسی هستند که مستقل از بردار اولیه بوده و ماتریس‌های کواریانس آن‌ها به ترتیب Q و R هستند. نویز سفید دارای چگالی طیف توان ثابت در تمام فرکانس‌ها است. این نویز دارای میانگین صفر است. در ضمن ماتریس‌های کواریانس دانسته فرض می‌شوند. قسمت بحرانی طراحی EKF، انتخاب درست مقادیر اولیه ماتریس‌های کواریانس Q ، R و P می‌باشد. این ماتریس‌ها تاثیرات مهمی روی پایداری و زمان همگرایی فیلتر دارند. کواریانس نویز سیستم Q ، شامل نامعینی‌های مدل و اغتشاشات سیستم و نویزهای به وجود آمده از اندازه‌گیری‌های ولتاژ توسط مبدل‌های A/D هستند. کواریانس نویز R ، دربردارنده‌ی نویزهای اندازه‌گیری به وجود آمده از سنسورهای جریان و خطای کوانتیزه کردن A/D هستند.

در بسیاری از کاربردها Q ، R و P به صورت ماتریس‌های قطری فرض می‌شوند که یافتن عناصر آن ساده‌تر خواهد بود. عامل دیگری که ماتریس‌ها را ساده‌تر می‌کند، مستقل بودن آن‌ها از محورهای d و q است. بنابراین به صورت زیر فرض می‌شوند:

$$Q = Q_0 = \text{diag}(a, a, b, c) \quad (33-4)$$

$$P = P_0 = \text{diag}(e, e, f, g) \quad (34-4)$$

$$R = R_0 = \text{diag}(m, m) \quad (35-4)$$

اگر مقادیر اولیه‌ی نادرستی به ماتریس‌های کواریانس اختصاص داده شود، الگوریتم EKF به مقادیر درست همگرا نخواهد شد.

اکنون مراحل الگوریتم EKF گسسته را به صورت زیر پی می‌گیریم:

گام یکم: اختصاص مقادیر اولیه‌ی درست به ماتریس‌های کواریانس

گام دوم: تخمین بردار حالت

$$x(k+1) = x(k) + Tf[x(k) + Bu(k)] \quad (36-4)$$

گام سوم: تخمین کواریانس

$$P(k+1) = P(k) + T[F(k)P^{\wedge}(k+1) + P^{\wedge}(k+1)F^T(k)] + Q \quad (37-4)$$

که در آن ماتریس ژاکوبین F به صورت زیر تعریف می شود:

$$F(K) = \left. \frac{\partial f(x)}{\partial x} \right|_{x = \hat{x}(k)} \quad (38-4)$$

گام چهارم: محاسبه ی گین فیلتر کالمن

$$K(k+1) = P(k+1)C^T [CP(k+1)C + R]^{-1} \quad (39-4)$$

گام پنجم: یافتن بردار حالت

$$\hat{x}(k+1) = x(k+1) + K(k+1)[y(k+1) - Cx(k+1)] \quad (40-4)$$

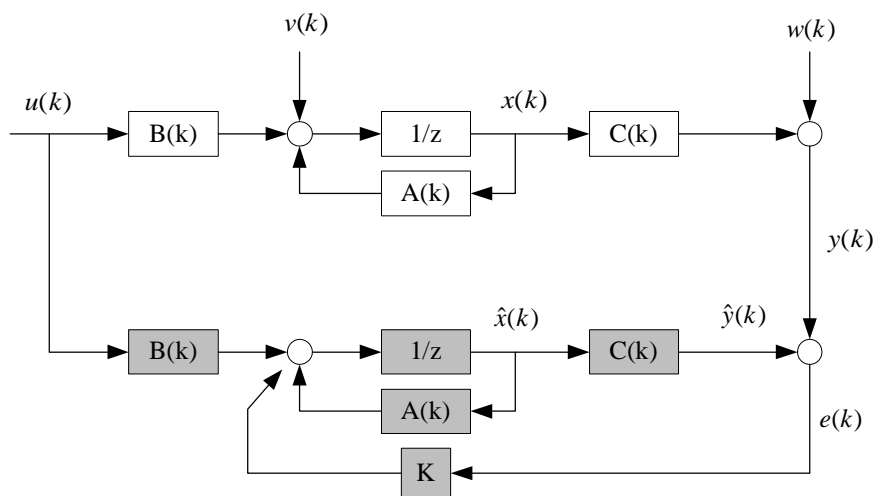
گام ششم: یافتن ماتریس کواریانس خطای تخمین

$$\hat{P}(k+1) = P(k+1) - K(k+1)CP(k+1) \quad (41-4)$$

گام هفتم:

$$P(k) = P(k-1), \quad x(k) = x(k-1), \quad k = K+1 \quad (42-4)$$

سپس برو به گام یکم. ساختار الگوریتم EKF در شکل 4-4 دیده می شود.



شکل 4-4. ساختار الگوریتم EKF

فیلتر کالمن در واقع نوعی رویت گر جهت محاسبه ی متغیرهای حالت از معادلات حالت خطی می باشد. در [26] از EKF جهت تخمین سرعت موتور سنکرون مغناطیس دایم استفاده شده است. در این مقاله نشان داده شده است که مدل ریاضی مناسب ماشین روی عملکرد روش تاثیر زیادی دارد. با وجود استفاده از مدل بهینه، نتایج شبیه سازی های ارایه شده نشان می دهد که کیفیت تخمین سرعت با تغییرات گشتاور بسیار پایین می آید و سیگنال خطای تخمین زده شده همواره یک خطای حالت دایمی نسبت به سرعت واقعی رتور دارد.

در [27] کنترل بدون حسگر مکانیکی درایو PMSM بر پایه ی تکنیک EKF عمیقاً مطالعه و توسعه داده شده است. یکی از نکات مهم این روش حساسیت آن به پارامترهای ماشین است. در این مقاله از روش شناسایی بازگشتی پارامترها جهت تخمین به هنگام پارامترهای ماشین استفاده شده است. مقادیر تخمین زده شده با دقت خوب، مقاومت روش EKF را بهبود می بخشد و منجر به رفتار خوب درایو می شود. رفتار پارامترهای تخمین زده شده، R ، L ، I_m در چهار حالت بررسی شده است که در این چهار حالت، بین مقادیر اولیه و واقعی آنها عدم تطبیق وجود دارد. (که به میزان 20% فرض شده است) که دارای محدوده ی نسبتاً وسیعی است. دو نکته ی مشهود به قرار زیر است:

1- روش EKF به خطای مدل ناشی از اندوکتانس فاز بسیار حساس است. بنابراین تصحیح

سریع L_0 ، همگرایی روش EKF را در طول حالت گذرا به میزان زیادی بهبود می بخشد.

2- هرگونه خطا در شار PM، منجر به آشکار شدن خطای حالت ماندگار میان سرعت واقعی و

تخمین زده شده خواهد شد. بنابراین باید جهت بهبود بخشیدن به دقت تخمین برطرف شود.

دیده شده که بدون تخمین و شناسایی به هنگام پارامترهای الکتریکی ماشین، EKF هرگز قادر نخواهد بود سرعت را به درستی تخمین بزند و علاوه بر ریپل بزرگ در سرعت تخمین زده شده، خطای حالت ماندگار نیز خواهیم داشت. ولی با روش پیشنهادی، دیده شده که همگرایی سریع تر و نرم تر بوده و خطای حالت ماندگار هم عملاً صفر خواهد شد.

در [28]، رفتار یک سیستم کنترل تطبیقی جدید بر پایه ی فیلتر کالمن برای PMSM بررسی شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که تخمین گر پیشنهادی می تواند موقعیت و سرعت را بدون

نویز تخمین زده و پارامترهای نامشخص یا متغیر سیستم را بسیار خوب ردیابی کند. باید تاکید کرد که ساختار تخمین گر به مقاومت و اندوکتانس های سیم بندی استاتور و پارامترهای مکانیکی بستگی ندارد که نشان می دهد به تغییرات این پارامترها هم حساس نیست. به پاسخ موقعیت مطلوب با میرایی مناسب و بدون خطای حالت ماندگار با استفاده از تطبیق به هنگام و گین فیدبک و جمله‌ی اصلاحی گشتاور دست یافته شد.

در [29] رفتار تخمین گر مبتنی بر EKF برای کنترل درایو موتور سنکرون مغناطیس دایم بررسی شده است. این روش قادر به تخمین بدون نویز موقعیت و سرعت رتور بوده و تغییرات پارامترهای سیستم را به خوبی دنبال می کند. در شبیه سازی نشان داده شده است که رفتار سیستم با کنترل تطبیقی و تخمین گر پیشنهادی بهبود یافته است. پس از ایجاد تغییرات در گشتاور بار و ممان اینرسی، تخمین گر مزبور قابلیت تشخیص سریع پارامترهای جدید را دارد. از این تخمین گر می توان جهت تخمین موفق اینرسی و گشتاور بار ثابت و ضریب اصطکاک استفاده کرد.

این روش نیز به تغییر پارامترها حساس است و به خصوص در سرعت های پایین پاسخ خوبی نمی دهد. از طرفی طراحی این تکنیک پیچیدگی خاص خود را دارد. انتخاب مقادیر اولیه برای الگوریتم فیلتر، انتخاب ماتریس کواریانس خطا و محاسبه ی بهره ی فیلتر کالمن کار دشواری است. از سوی دیگر انتخاب نامناسب این پارامترها عملکرد تخمین گر را تضعیف می کند. روش فیلتر کالمن نیاز به حجم محاسباتی بالا دارد و چون بر پایه ی مدل ماشین استوار است، عملکرد آن به دقت پارامترهای تخمین زده شده ی ماشین نیز بستگی دارد.

در [30]، از تکنیک EKF جهت تخمین سرعت و موقعیت PMSM استفاده شده است. تکنیک مزبور نیازی به آگاهی از پارامترهای مکانیکی و موقعیت اولیه ی رتور (دو مشکل اساسی سایر روش ها) ندارد. درایو در سرعت های پایین تر از 40 رادیان بر ثانیه یعنی حدود ده درصد سرعت نامی اش هم دقیق عمل کرده است.

فصل پنجم

تخمین بهینه‌ی سرعت با استفاده از

شبکه‌های عصبی

۱۱ کلیاتی درباره‌ی شبکه عصبی

۱۱ استفاده از شبکه عصبی در تخمین

سرعت ماشین PMSM

۱۱ مدل‌سازی شبکه عصبی برای تخمین

سرعت

فصل پنجم

تخمین بهینه‌ی سرعت با استفاده از شبکه‌های

عصبی

5-1- مقدمه

انسانها از زمانهای بسیار دور سعی بر آن داشتند که بیوفیزیولوژی مغز را دریابند. چون همواره مسئله هوشمندی انسان و قابلیت یادگیری، تعمیم، خلاقیت، انعطاف پذیری و پردازش موازی در مغز برای بشر جالب بوده و بکارگیری این قابلیتها در ماشینها بسیار مطلوب می‌نمود. روشهای الگوریتمیک برای پیاده سازی این خصایص در ماشینها مناسب نمی باشند در نتیجه می‌بایست روشها مبتنی بر همان مدل‌های بیولوژیکی باشد. ANN¹ درست مثل انسانها با استفاده از مثالها آموزش می‌بیند. برای درک روش کار شبکه‌های عصبی باید با ساختار کلی مغز انسان آشنا شویم [31].

مغز ما از چیزی حدود 100 بیلیون واحد بسیار ریز به نام نرون² ساخته شده است. هر نرون به هزاران نرون دیگر متصل است و از طریق سیگنال‌های الکتروشیمیایی با آنها در ارتباط است. سیگنالهایی که به یک نرون می‌رسند از طریق اتصالاتی که سیناپس³ نام دارد دریافت می‌شود. این اتصالات در انتهای هسته سلول عصبی که منشعب می‌شود دندریت⁴ نام دارد. نرون بطور پیوسته از این ورودی‌ها سیگنال می‌گیرد. آنچه که نرون انجام می‌دهد، جمع کردن ورودی‌ها در خودش به

¹ Artificial Neural Network

² neuron

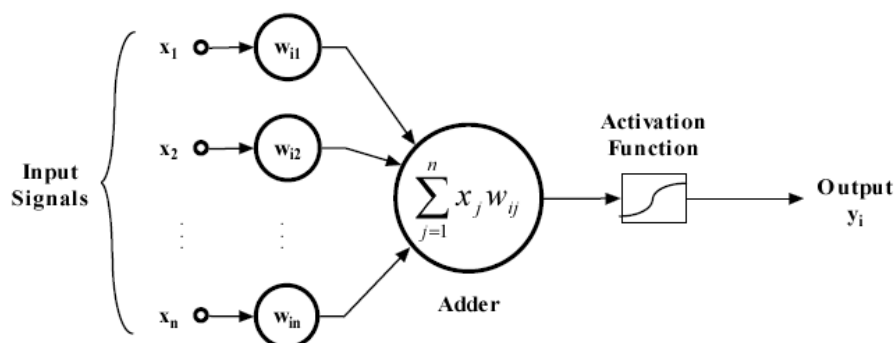
³ Synapses

⁴ dendrites

روش هایی است، چنانچه نتیجه نهایی از یک مقدار آستانه بیشتر شود نرون برانگیخته می شود و یک ولتاژ ایجاد می کند و سیگنالی را در امتداد جسمی که آکسون¹ نام دارد می فرستد. [32].

شبکه عصبی از تعداد زیادی نرون های مصنوعی ساخته شده است. یک نرون مصنوعی، به ساده ترین بیان نرون بیولوژیکی را بطور الکترونیکی مدل می کند. تعداد نرون هایی که استفاده می شود به وظیفه ای که در حال اجراست بستگی دارد. نرون های مدل که به طریقی ساده به یکدیگر متصل اند، در سال 1962 توسط فرانک روزن بلات به نام پرسپترون² نام گذاری شد. او برای نخستین بار نرون های مدل را در کامپیوترهای دیجیتال شبیه سازی کرد و آنها را به طور رسمی آزمایش نمود. در شکل 5-1. نمای کلی یک نرون مصنوعی نشان داده شده.

هر ورودی به نرون وزن³ خودش را دارد که مقدار آن توسط دایره های کوچک مشخص شده تعیین می شود. یک وزن عددی با ممیز شناور است و این ها هنگام آموزش شبکه عصبی تنظیم می شوند. وزنها در شبکه عصبی می توانند منفی یا مثبت باشند، بنابراین می تواند تاثیر بازدارنده یا تحریکی بر هر ورودی داشته باشد. وقتی هر ورودی به هسته (دایره بزرگ) وارد می شود در وزنش ضرب می شود، سپس هسته تمام ورودی های رسیده را جمع می کند [33].



شکل 5-1. ساختار یک نرون مصنوعی [34]

¹ axon

² perceptron

³ weight

5-2- استفاده از شبکه عصبی در کنترل ماشین های الکتریکی

کنترل کننده های متداول PI در کنترل موتورهای AC و DC بصورت گسترده مورد استفاده قرار میگیرند. اگر مدل دقیق سیستم در دسترس نباشد، طراحی آنها کار دشواری خواهد بود. علاوه بر این دینامیک های مدل نشده بار و سایر فاکتورها از قبیل نویز، گرما و اشباع روی رفتار کنترل کننده در سرعت های گوناگون تاثیر می گذارند. کنترل کننده های تطبیقی بسیاری همچون کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع، کنترل کننده مد لغزشی، کنترل کننده ساختار متغیر در محرکه با تعداد زیادی پارامترهای ناشناخته استفاده می شوند. این قبیل کنترل کننده ها معمولاً بر پایه پارامترهای مدل سیستم قرار دارند. از این رو در دسترس نبودن مدل دقیق سیستم منجر به طراحی دشوار این کنترل کننده ها خواهد شد.

امروزه میتوان تخمینگرها، کنترل کننده ها و غیره را با استفاده از تکنیک های هوش مصنوعی (سیستم های منطق فازی، شبکه های عصبی و شبکه های عصبی فازی) شبیه سازی و پیاده سازی کرد. این قبیل سیستم ها نیازی به مدل ریاضی ماشین و سیستم محرکه ندارند. بنابراین فرضیات بسیاری که در تئوری های کنترل خطی و مدلسازی ماشین های الکتریکی وجود دارد این سیستم ها را محدود نخواهد کرد. دقیقتر بودن چشمگیر این سیستم ها بر سایر سیستم ها از روی نتایج مشهود است. بعضی از مزایای سیستم هوش مصنوعی را میتوان بصورت زیر برشمرد:

- 1- در طراحی آنها نیازی به مدل ریاضی سیستم وجود ندارد و اساساً بر پایه مجموعه ای از داده های ورودی - خروجی متناظر صورت می گیرد.
- 2- در سیستم عصبی که یک سیستم خبره می باشد، طراحی میتواند بر پایه داده ها و سایر تکنیک ها باشد
- 3- در سیستم های مبتنی بر شبکه عصبی متداول، شبکه را با تکنیک آموزش از پیش تعیین شده و اطلاعات آموزشی به دست آمده از شبیه سازی یا اندازه گیری آموزش میدهم.
- 4- تنظیم سیستم های هوشمند در مقایسه با سیستم های متداول ساده تر است.
- 5- این سیستم ها قابلیت خوبی در حذف نویز دارند.

6- اگر در ANN یک نرون دچار اغتشاش شود، سیستم به دلیل عملکرد موازی به کار خود ادامه می دهد.

7- قابلیت توسعه و معرفی ساده ای دارند.

8- نسبت به تغییر پارامترها مقاوم اند

9- این سیستم ها حجم محاسبات و زمان محاسبات را کاهش می دهند.

کاربردهای بسیاری از تکنیک های مبتنی بر هوش مصنوعی برای مقاصد گوناگون در ماشین ها و محرکه های الکتریکی وجود دارد.

5-2-1- مروری بر کار های گذشته

در [1]، Rahman و دیگران از یک کنترل کننده ی سرعت برای کنترل برداری موتور سنکرون مغناطیس دائم ارائه داده اند. آنها ورودی های شبکه ی عصبی را سرعت و دو سمپل قبلی آن به علاوه ی سمپل قبلی جریان محور q انتخاب کرده اند. بنابر این بردار ورودی شبکه عصبی آنها عبارت از $[w_r(n), w_r(n-1), w_r(n-2), i_q(n-1)]$ خواهد بود. خروجی آن جریان محور q یعنی $i_q(n)$ است. آنها پس از مدل کردن شبکه مربوطه و اعمال آن در کنترل برداری، طرح مذکور را تحت شرایط مختلفی مثل تغییر در سرعت مرجع، تغییر پله در بار، تغییرات پارامترها و غیره امتحان کردند. نهایتا ادعا شد که طرح به خوبی قادر است شرایط عملکرد غیر خطی بار را تشخیص دهد و کنترل تطبیقی مناسبی را در رنج وسیعی از شرایط عملکرد شامل شود.

در [35] از یک شبکه عصبی برای تخمین شرایط اولیه موتور استفاده شد. برای اینکار آنها از نا همسنگردی های ناشی از اشباع آهن استاتور استفاده کردند. از آنجا که تغییرات جریان موجب تغییرات شار استاتور می شود، ورودی های شبکه عصبی آنها تغییرات جریان بود. آنها محیط استاتور را به 256 قسمت مساوی تقسیم کرد 256 بردار ولتاژ اعمالی اثر اشباع را در هر ناحیه مشاهده کردند و از این اثر پی به محل قرار گرفتن روتور نمودند. شبکه عصبی طراحی شده با 256 جفت جریان به عنوان ورودی و موقیت روتور به عنوان خروجی به خوبی قادر به تشخیص زاویه ی اولیه روتور

بوده است. اگرچه این کار فقط در هنگام توقف موتور ممکن است و تعداد بالای ورودی شبکه باعث حجیم شدن آن می شود.

Jian Wang و دیگران در [36] از شبکه ی عصبی برای کاهش ریپل گشتاور استفاده کردند. بدین منظور آنها کنترل مستقیم گشتاور بر پایه SVM طراحی کردند با این تفاوت که به جای کنترلر هیستریزس شار و گشتاور از یک کنترلر PI استفاده کرده اند و برای حلقه ی کنترل سرعت از یک کنترلر PID تطبیقی با شبکه عصبی استفاده شده. بدین ترتیب که خروجی شبکه عصبی ضرایب کنترلر PID است. اگرچه این شبکه باعث کاهش ریپل گشتاور شده است اما استفاده از سنسور سرعت مزایای بدون سنسور بودن را از بین برده است.

در [37] نیز برای کاهش ریپل گشتاور در DTC از یک شبکه عصبی و فازی استفاده شده. برای این منظور یک کنترلر فازی با کنترلر هیستریزس شار و گشتاور جایگزین شده و کنترلر سرعت نیز به جای کنترلر PI معمولی با یک کنترلر بر پایه شبکه عصبی جایگزین شده. وزن ها و بایاس های شبکه عصبی نیز با یک کنترلر فازی تیون شده که این ترکیب فازی - عصبی موجب بهبود عملکرد شبکه عصبی می شود اگرچه طرح همچنان از سنسور فیزیکی سرعت استفاده کرده است.

چنین طرح هایی به منظور کاهش ریپل گشتاور محدود به چند مورد نمی شود. برای مثال [38] نیز با همین هدف یک طرح کنترل مستقیم گشتاور را گسترش داده است. Xianqing Cao و دیگران در این طرح به بررسی اثر زمان مرده¹ پرداخته اند. زمان مرده زمانی است که برای جلوگیری از هدایت همزمان کلیدها در یک شاخه از مبدل در نظر گرفته می شود. این زمان مرده موجب تفاوت هایی در ولتاژ مرجع و ولتاژ واقعی خواهد شد. برای جبران این اختلاف از یک مشاهده گر بر پایه شبکه عصبی - فازی استفاده شده است. نتایج شبیه سازی موثر بودن این روش را نشان داده است.

همچنین در [39] برای کاهش ریپل گشتاور از یک شبکه عصبی احتمالاتی استفاده شده. در این کار، خطای گشتاور و خطای شار برای انتخاب متغیر حالت میانه در چند زیر مجموعه فازی سازی

¹ Dead-Time

شده اند. به جای جدول انتخاب ولتاژ عادی، از یک شبکه عصبی برای انتخاب حالت کلید زنی استفاده شده است.

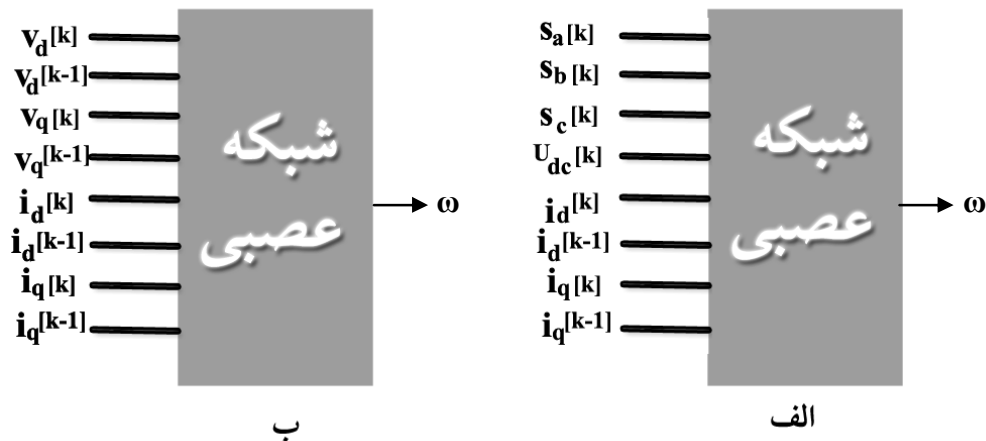
تغییر مقاومت استاتور به دلیل گرما و استهلاک یکی از مشکلات طرح کنترل مستقیم گشتاور است از آنجا که طبق معادله ی (3-10) مقاومت استاتور تنها پارامتری از روتور است که در تخمین گشتاور و شار تاثیر دارد. برای حل این مشکل نیز راهکارهایی ارائه شده. برای مثال می توان با استفاده از اثر تغییر مقاومت بر جریان استاتور یا شار، مقدار این تغییر را مشاهده و با جبران آن جلوی خطای تخمین را گرفت. یکی از رایج ترین جبرانگرها استفاده از شبکه های عصبی می باشد. برای مثال در [40] یک شبکه عصبی برای جبران تغییر مقاومت طراحی شده. نویسندگان تغییرات جریان و نمونه های قبلی این تغییرات به عنوان ورودی شبکه عصبی استفاده کرده و تغییر مقاومت را در خروجی آن خواهد گرفت.

از شبکه عصبی برای تخمین سرعت در موتور القایی در سال 2010 توسط [41] استفاده شده است. یک تخمینگر سرعت برای کنترل با روش مد لغزشی موتور سنکرون مغناطیس دائم توسط شبکه عصبی نیز در سال 2010 در [42] و در برخی کارهای مشابه برای انواع روش های کنترل به جز DTC در [43]، [44] معرفی شده اند. در بخش بعد یک شبکه عصبی چند لایه برای تخمین سرعت در کاربرد کنترل مستقیم گشتاور معرفی شده است.

3-5- تخمینگر پیشنهادی سرعت برای عملکرد کنترل مستقیم

گشتاور با استفاده از شبکه عصبی

در شکل 5-2. دو ساختار شبکه عصبی که جهت تخمین سرعت مناسب هستند ارائه شده. در هر دو حالت شبکه عصبی یک شبکه پیشروی چند لایه با یک لایه میانی می باشد. در محرکه تغذیه شده با اینورتر، منبع ولتاژ میتوان ولتاژهای استاتور را با سیگنالهای کلیدزنی و ولتاژ باس DC بازسازی کرد. بنابر این علاوه بر شبکه اول میتوان از شبکه های دیگری که ورودی های آن شامل جریان های d, q استاتور، ولتاژ باس DC اینورتر و سیگنالهای کلیدزنی اینورتر (S_c, S_b, S_a) استفاده کرد. آموزش



شکل 5-2. شبکه های عصبی جهت تخمین سرعت محرکه سنکرون مغناطیس دائم (الف) با ورودی حالت کلیدها و جریانها (ب) با ورودی ولتاژها و جریانها

ANN نیاز به مدل سیستم تحت مطالعه ندارد. اگرچه می توان از مدل دینامیک سیستم استفاده کرد تا ورودی ها و خروجی های ANN با چشم باز انتخاب شوند.

5-3-2- مدل سازی شبکه عصبی

شکل موج هدف برای آموزش شبکه عصبی ساعت واقعی موتور خواهد بود. اگرچه از آنجا که در کنترل بدون حسگر، حسگرهای سرعت حذف می شوند می توان از سرعت تخمین زده شده از یکی از روش های فصل قبل استفاده کرد. همانطور که میدانیم شبکه عصبی قادر است هر تابع غیر خطی را آموزش ببیند. اما این تا حد زیادی به انتخاب ساختار شبکه و بردار ورودی آن بستگی دارد. در اینجا از یک شبکه جهت یادگیری معادلات ماشین استفاده می شود. این شبکه سه لایه بوده و دارای شش ورودی، یک خروجی و چهارده نرون در لایه میانی است. بردارهای ورودی آن $(v_d(k), v_q(k), i_d(k), i_d(k-1), i_q(k), i_q(k-1))$ می باشد. تعداد لایه ها و نرون های هر لایه با سعی و خطا بدست می آید. بدیهی است هر قدر تعداد لایه های میانی و تعداد نرون های هر لایه افزایش یابد، آموزش و یادگیری دقیق تر صورت می گیرد ولی در مقابل زمان محاسبات و حافظه مورد نیاز افزایش می یابد. بدین منظور سه لایه برای شبکه مذکور در نظر گرفته شده تا علاوه بر دستیابی به دقت مطلوب زمان اجرا نیز کاهش یابد. در شکل 5-3. ساختار شبکه ارائه شده است.

5-3-3- آموزش تخمینگر عصبی

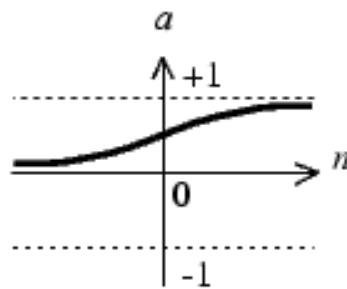
جهت آموزش شبکه عصبی معرفی شده در شکل 5-3، لازم است تا مراحل مختلفی طی شود. در واقع شبکه باید به گونه ای آموزش داده شود که بتواند توابع مورد نظر در معادلات الکتریکی PMSM را آموزش ببیند. در این مرحله یادگیری بر اساس شکل موج های حاصله از شبیه سازی کامپیوتری می باشد. اطلاعات ورودی - خروجی پیش از اعمال به شبکه باید طبق مراحل زیر پردازش شوند

5-3-3-1 پردازش اطلاعات

پیش از اینکه نمونه های حاصل از شبیه سازی بعنوان اطلاعات آموزشی به شبکه عصبی داده شود باید پردازشهایی روی آنها انجام شود تا آموزش درست انجام شود. مرحله ی اول این پردازش ها، نرمالیزه کردن اطلاعات است. شکل 5-4. تابع Logsig را که به عنوان تابع فعال نرونها در شبکه عصبی پیشنهادی انتخاب شد است، نشان می دهد. همانگونه که از شکل پیداست، شبی منحنی در صفر بیشترین مقدار و را داشته و با فاصله گرفتن از مبدا بتدریج کاهش می یابد. بنابراین چنانچه ورودیها اعداد بزرگی باشند، خروجی نرون در ناحیه اشباع قرار می گیرد و تغییرات ورودی تاثیر چندانی در خروجی ندارد و اصطلاحا نرون به اشباع خواهد رفت.



شکل 5-3. شبکه عصبی پیشنهادی برای تخمینگر سرعت



شکل 4-5. تابع تبدیل Logsigmoid

جهت جلوگیری از این مشکل لازم است که ورودیها پیش از اعمال به شبکه ابتدا نرمالیزه شوند. در نرم افزار Matlab این عمل به کمک عملگر `Prestd.m` انجام پذیر است. بکمک این تابع اطلاعات ورودی به رشته ای از اطلاعات با میانگین صفر و انحراف معیار واحد تبدیل می شوند. پس از نرمالیزه کردن اطلاعات، مرحله ی بعدی جداسازی اطلاعات اضافی است. یکی از مشکلات آموزش شبکه های بزرگ تشخیص مقدار اصلاعات لازم و مفید جهت آموزش این شبکه ها می باشد که با سعی و خطا حجم اطلاعات لازم به دست می آید. اطلاعات کم و ناکافی مانع از آموزش جامع می شوند و از طرفی اطلاعات اضافی، حجم محاسبات را بالا برده و زمان لازم جهت آموزش شبکه را به شدت افزایش می دهند. جهت رفع این مشکل از روشی موسوم به تحلیل مولفه ی اصلی استفاده می شود. در این روش، بردار اطلاعات، به یکسری مولفه های اورتوگونال تبدیل شده و به ترتیب سهمی که در تولید انحراف معیار کل دارند، طبقه بندی می شوند و اطلاعاتی که سهم آنها در ایجاد انحراف معیار کل، کمتر از مقدار معینی است حذف می شوند. جهت اعمال این روش از `Prepca.m` استفاده شد. پس از طی مراحل نرمالیزه کردن و حذف اطلاعات زاید، اطلاعات جهت آموزش شبکه عصبی آماده می باشد

5-3-3-2- انتخاب اطلاعات آزمون و اعتبار

جهت آموزش شبکه عصبی اطلاعات پردازش شده را به سه دسته ی زیر تقسیم می شود:

- اطلاعات آموزش
- اطلاعات اعتبار
- اطلاعات آزمون

اطلاعات آموزش همان نمونه‌هایی هستند که نهایتاً جهت آموزش شبکه مورد استفاده قرار می‌گیرند. اطلاعات اعتبار در آموزش شبکه مستقیماً استفاده نمی‌شوند ولی مقدار تابع خطا برای آنها در هر مرحله تکرار محاسبه می‌شود و چنانچه ادامه آموزش، مقدار خطا را نسبت به مرحله قبلی بهبود نبخشد یا سبب افزایش آن گردد، آموزش در آن مرحله متوقف خواهد شد. انتخاب دسته ای از اطلاعات ورودی به عنوان اطلاعات اعتبار مانع از رخ دادن وضعیت *Over fitting* می‌شود. یعنی وضعیتی که در آن خروجی شبکه بیش از اندازه در نقاط آموزش داده شده به هدف نزدیک می‌شود و در عوض قابلیت تعمیم دهی آن ضعیف می‌شود.

دسته ای از اطلاعات نیز به عنوان آزمون انتخاب می‌شوند. این اطلاعات نیز مانند اطلاعات اعتباری در آموزش شبکه به طور مستقیم شرکت ندارند. مقدار تابع خطا در این نقاط نیز محاسبه می‌شود ولی تاثیری بر روند آموزش نمی‌گذارند. این اطلاعات شاخصی هستند برای اینکه بدانیم یک شبکه تا چه اندازه قابلیت تعمیم در نقاط غیر نقاطی که برای آنها آموزش دیده را دارد

5-3-3-3- انتخاب نحوه ی آموزش

دو تکنیک مختلف جهت آموزش شبکه‌های عصبی وجود دارد:

- آموزش افزایشی¹
- آموزش گروهی²

تفاوت این دو تکنیک زمانی که یک نوع ارتباط زمانی بین اطلاعات ورودی وجود داشته باشد مانند زمانی که اطلاعات ورودی را بوسیله نمونه برداری از یک شکل موج در زمان‌های مختلف بدست آورده‌ایم مشخص می‌شود. در این حالت هر سطر بردار ورودی مجموعه از نمونه‌های برداشته شده از یک شکل موج در زمان‌های مختلف است. خروجی در حالت کلی نه به تنها مقدار ورودی در آن لحظه بلکه به نمونه‌های قبل از آن نیز وابسته است. بطور مثال فرض کنید که ماتریس اطلاعات ورودی بصورت زیر باشد:

¹ Incremental

² Batch Mode Training

$$p = [p_1, p_2, \dots, p_k]^T \quad (1-5)$$

K، تعداد ورودیها است و هر سطر ماتریس فوق نمونه های یکی از ورودیها در زمانهای مختلف است که بصورت زیر نشان داده می شود:

$$p_1 = (p_1(1), p_2(1), \dots, p_k(1)) \quad (2-5)$$

در آموزش افزایشی، بازسازی وزنها و بایاسها س از هر بار که نمونه های بردارهای ورودی در یک لحظه خاص به شبکه داده می شود انجام می شوند. یعنی در ابتدا بردار $[p_1(1), p_2(1), \dots, p_k(1)]^T$ به شبکه داده می شود و به کمک قاعده پس از انتشار خطاها، وزنها و بایاسها تنظیم می شوند. پس از آن بردار $[p_1(2), p_2(2), \dots, p_k(2)]^T$ به شبکه داده می شود و دوباره وزنها و بایاسها تصحیح می شوند و این روند ادامه دارد تا کلیه ورودی به شبکه داده شود.

در آموزش گروهی، ماتریس P، در هر مرحله بطور کامل به شبکه داده می شود و تنظیم وزنها و بایاسها بر اساس مجموع مربعات خطا روی نمونه های مختلف انجام می شود. مشکل آموزش افزایشی این است که اگر تعداد اطلاعات مربوط به زمانهای مختلف زیاد باشد، شبکه پس از هر بار دریافت اطلاعات مربوط به یک زمان، یادگیری که در مرحله قبل داشته را فراموش می کند. در مورد شبکه عصبی پیشنهادی در این پروژه، در مرحله آموزش نابهنگام که یادگیری اصلی شبکه در آن انجام می شود، از روش آموزش گروهی استفاده شده است.

5-3-3-4- انتخاب الگوریتم آموزش و پارامترهای یادگیری

انتخاب اینکه کدام الگوریتم آموزش، سریعترین پاسخ را در یک مساله خاص میدهد، کار دشواری است. در واقع این امر به عوامل بسیاری از جمله پیچیدگی مساله، تعداد نمونه های آموزش، تعداد وزنها و بایاسهای شبکه و مقدار خطای مطلوب و ... دارد. از الگوریتم پس انتشار خطا جهت آموزش شبکه استفاده شده است انتخاب نرخ یادگیری نیز مساله ی حساسی است. نرخ یادگیری بزرگ سبب افزایش زمان همگرایی الگوریتم و افزایش زمان اجرای آن می شود. معمولاً نرخ یادگیری را متغیر میگیرند. به این صورت که در تکرارهای اول، مقدار کوچکی در حدود 0.05 و در تکرارهای

بالاتر مقدار آن افزایش می‌یابد. حتی گاهی نرخ یادگیری را در لایه‌های گوناگون متفاوت می‌گیرند. هرچه از لایه ورودی به لایه‌های خروجی نزدیکتر می‌شوند، مقدار آن کمتر می‌شود.

تابع آموزش نرون‌ها تابع `trainlm` در نرم افزار مطلب است. این تابع برای آموزش از الگوریتم پس انتشار خطای لونیبرگ-مارکوارد¹ استفاده می‌کند. این الگوریتم معمولاً سریع‌ترین الگوریتم در توبلاکس مطلب است و به عنوان اولین انتخاب مطلب پیشنهاد شده. مشکل این الگوریتم اختصاص فضای زیاد حافظه می‌باشد که در صورت کم آوردن حافظه باید با الگوریتم‌های مشابه جایگزین شود.

روش لونیبرگ-مارکوارد یک روش نسبتاً جدید و سریع برای بهینه‌سازی سریع شبکه عصبی است. این روش مانند روش شبه-نیوتن² نیازی به محاسبه‌ی ماتریس هسین³ ندارد. در روش نیوتن وزن دهی و بایاس کردن نرون‌ها طبق رابطه‌ی زیر انجام می‌شود:

$$X_{k+1} = X_k - A_k^{-1} g_k \quad (3-5)$$

که در آن g گرادیان k است. در این معادله A_k^{-1} ماتریس هسین (مشتقات دوم) وزن‌های کنونی و بایاس‌هاست. روش نیوتن از روش معمول محاسبه‌ی گرادیان‌ها سریع‌تر عمل می‌کند اما محاسبه‌ی ماتریس هسین برای شبکه‌ی با تغذیه‌ی پیش‌خور دشوار است. بنابر این الگوریتم‌هایی ابداع شد که به روش‌های شبه نیوتنی یا قاطع⁴ معروف اند و نیازی به محاسبه‌ی این مشتقات ندارند. آنها تقریبی از ماتریس هسین را در هر پله از الگوریتم به روز می‌کنند. این بروز رسانی به عنوان تابعی از گرادیان محاسبه می‌شود. روش‌های شبه نیوتنی به نتایج خوبی رسیده‌اند. [30].

در روش لونیبرگ-مارکوارد، به عنوان یک روش شبه نیوتنی که تابع عملکرد به روش مجموع مربعات (روش رایج در آموزش شبکه‌های با تغذیه‌ی پیش‌خور) محاسبه می‌شود، ماتریس هسین به روش زیر تخمین زده می‌شود:

$$H = J^T J \quad (4-5)$$

¹ Levenberg-Marquardt

² Quasi-Newton

³ Hessian

⁴ Secant

و گرادیان به روش زیر محاسبه می‌شود:

$$g = J^T e \quad (5-5)$$

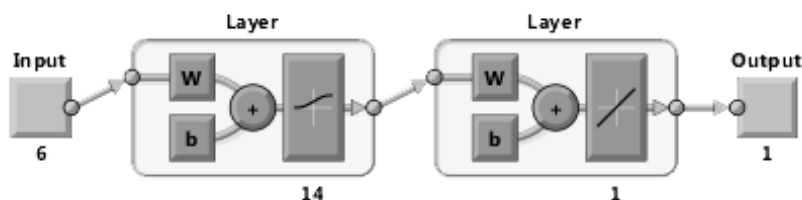
که در آن J ماتریس ژاکوبین است که شامل مشتقات اول خطای شبکه با توجه به وزن‌ها و بایاس‌هاست و e یک بردار از خطاهای شبکه است. ماتریس ژاکوبین می‌تواند با یک تکنیک استاندارد پس انتشار خطا¹ (BP) محاسبه شود که از محاسبه‌ی ماتریس هسین کمتر پیچیده است.

الگوریتم لونیبرگ - مارکوارد از به روز رسانی زیر برای تخمین ماتریس هسین استفاده می‌کند:

$$X_{k+1} = X_k - [J^T J + mI]^{-1} J^T e \quad (6-5)$$

که μ یک ضریب اسکالر است. هنگامی که μ صفر است، این روش کاملاً مشابه روش نیوتن از تقریب ماتریس هسین استفاده می‌کند. اما وقتی μ بزرگ است، این یک پله کوچک در نسبت گرادیان خواهد بود. از آنجا که روش نیوتن در نزدیکی یک خطای کم، سریع‌تر و دقیق‌تر است، هدف پیشبرد روش نیوتن هر چه سریع‌تر است. بنابر این μ بعد از هر گام موفق کاهش می‌یابد و فقط هنگامی که یک گام عملی موجب افزایش تابع عملکرد شود، افزایش می‌یابد. بنابر این تابع عملکرد همیشه در هر مرحله از الگوریتم کاهش می‌یابد. جهت آموزش شبکه از ضریب مانتوم² نیز استفاده شده. این کار موجب می‌شود تا تغییرات قبلی وزن‌ها در روند تغییرات کنونی آن تاثیر داشته باشد و به قدرت یادگیری به هنگام آموزش کمک می‌کند.

انتخاب تعداد لایه‌ها و تعداد نرون در هر لایه نیز به نوع مساله و میزان پیچیدگی آن بستگی دارد و عموماً به شیوه سعی و خطا و پس از بررسی تاثیر افزایش و کاهش تعداد لایه‌ها و نرون‌ها و انتخاب بهترین جواب حاصل می‌شود. در شکل 5-5. نمای شبکه طراحی شده نشان داده شده است.



شکل 5-5. نمای شبکه عصبی طراحی شده

¹ Back propagation

² Momentum

فصل ششم

نتایج شبیه سازی

فصل ششم

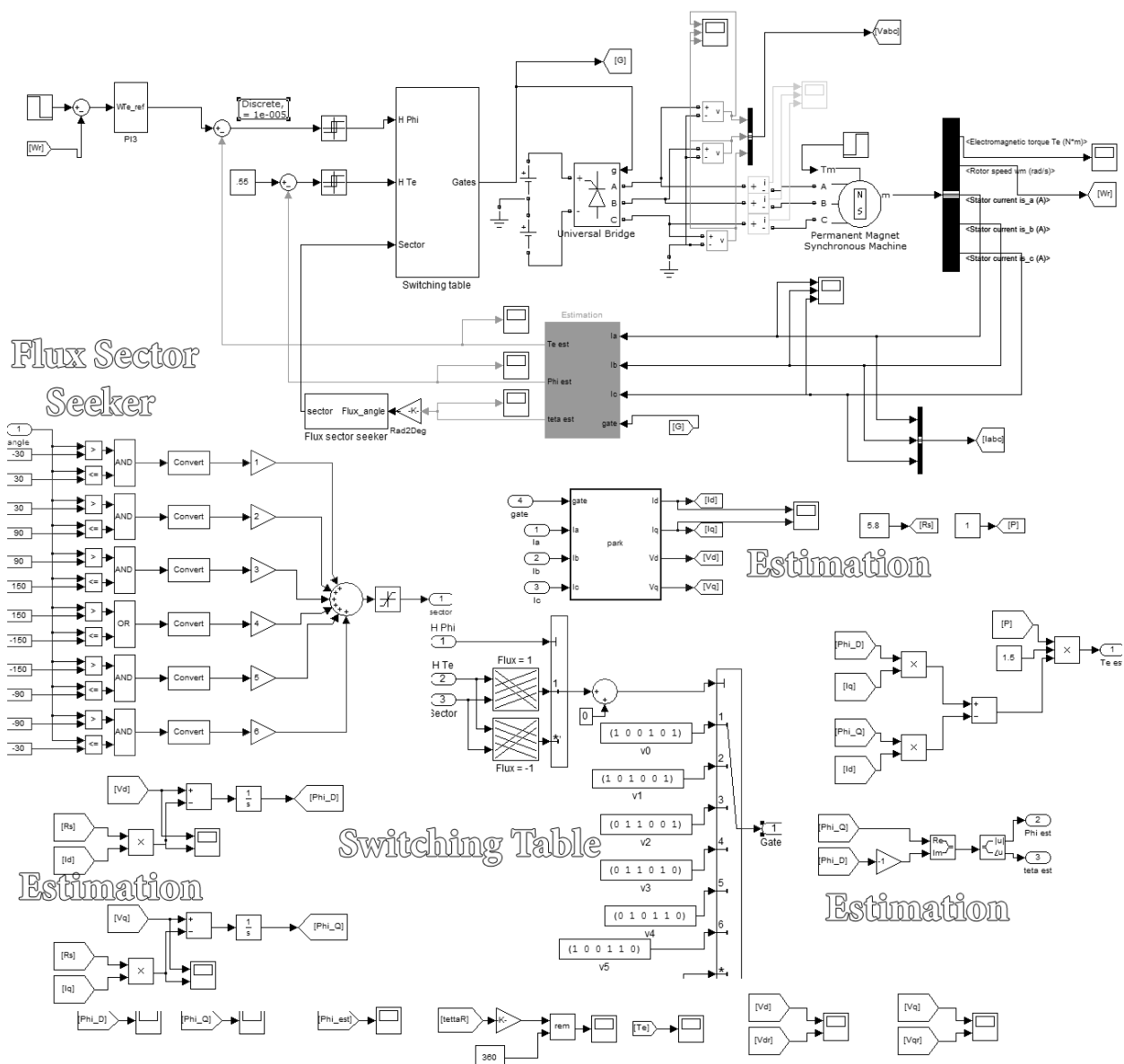
نتایج شبیه سازی

1-6- مدل طرح DTC برای ماشین سنکرون مغناطیس دائم

مدار معادل شکل 3-11. در محیط Matlab/Simulink شبیه سازی شد. مشخصات موتور شبیه سازی شده در جدول 6-1. نشان داده شده است. برای داشتن جریان‌ها و ولتاژهای استاتور در قاب مرجع dq از تبدیل کلارک (معادله ی (6-1)) برای انتقال استفاده شد:

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} \quad (1-6)$$

از یک مبدل سه سطحی IGBT/DIODE برای منبع ولتاژ موتور استفاده شد و فرمان گیت مبدل از جدول جستجو که هم توسط کد نویسی در محیط Embedded Function و هم توسط بلوک‌های خود برنامه طراحی شده بود به آن اعمال می‌شد. مقدار شار مرجع در حلقه‌ی کنترلر شار 0/6 وبر بوده و گشتاور مرجع از توسط حلقه‌ی کنترلر سرعت استخراج شد. سرعت مرجع در حلقه‌ی کنترلر سرعت مقدار 50 رادیان بر ثانیه بود و برای کنترلر سرعت از یک کنترلر PI استفاده شد که گین تناسبی آن 10 و گین انتگرالی آن 2000 انتخاب شد. همچنین باند هیستریزس برای گشتاور مقدار 0/2 N.m برای شار مقدار 0/02 وبر در نظر گرفته شد. گشتاور بار موتور در لحظه‌ی راه اندازی صفر بوده و در لحظه‌ی 0/2 ثانیه گشتاور 10 N.m به موتور اعمال می‌شود. برای مشاهده کارایی طرح کنترل در لحظه‌ی 0/4 ثانیه 5 N.m از بار موتور کم می‌شود. در شکل 6-1. نمای جامع مدل طراحی شده دیده می‌شود.



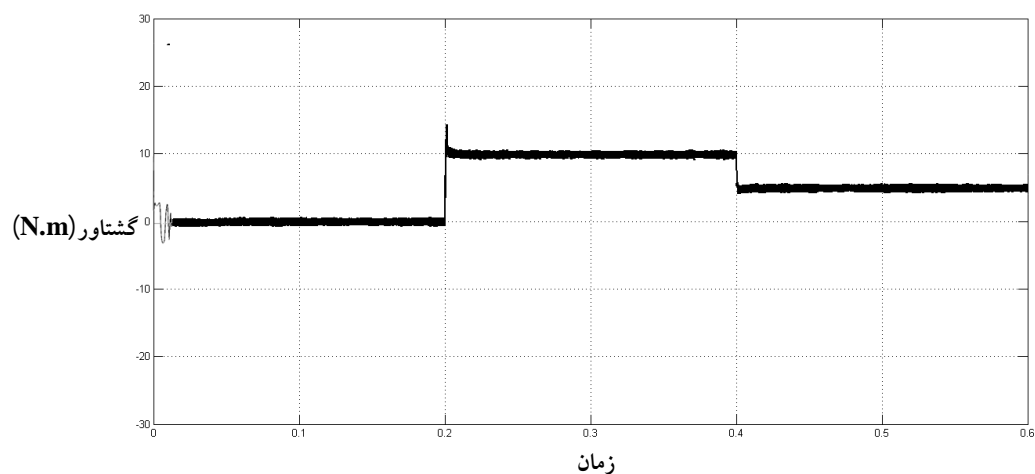
شکل 6-1. نمای کلی طرح DTC شبیه سازی شده

جدول 6-1. مشخصات کامل ماشین شبیه سازی شده

$I'_m = 0.387$ (V.s)	دامنه شار پیوندی
$L_{md} = L_{mq} = 0.0383505$ (H)	اندوکتانس های مغناطیس کنندگی محورهای مستقیم و عمودی
$L_{aa} = 0.026667$ (H)	اندوکتانس خودی سیم پیچ های استاتور
$M = 0.006667$ (H)	اندوکتانس متقابل بین سیم پیچ های استاتور
$L_{ls} = 1.1$ (H)	اندوکتانس نشتی
$R_s = 5.8 \Omega$	مقاومت سیم پیچ های استاتور
$R_c = 500 \Omega$	مقاومت معادل تلفات هسته
$J = 0.005$ (kg.m ²)	اینرسی کلی روتور و بار
$P = 2$	تعداد قطب ها
$B_m = 0.01$ ($\frac{\text{N.m.sec}}{\text{rad}}$)	ضریب بار اصطکاکی متناسب با سرعت الکتریکی
$V_{dc} = 560$ (V)	ولتاژ منبع DC

پاسخ گشتاور الکترومغناطیسی موتور در شکل 6-2. دیده می شود.

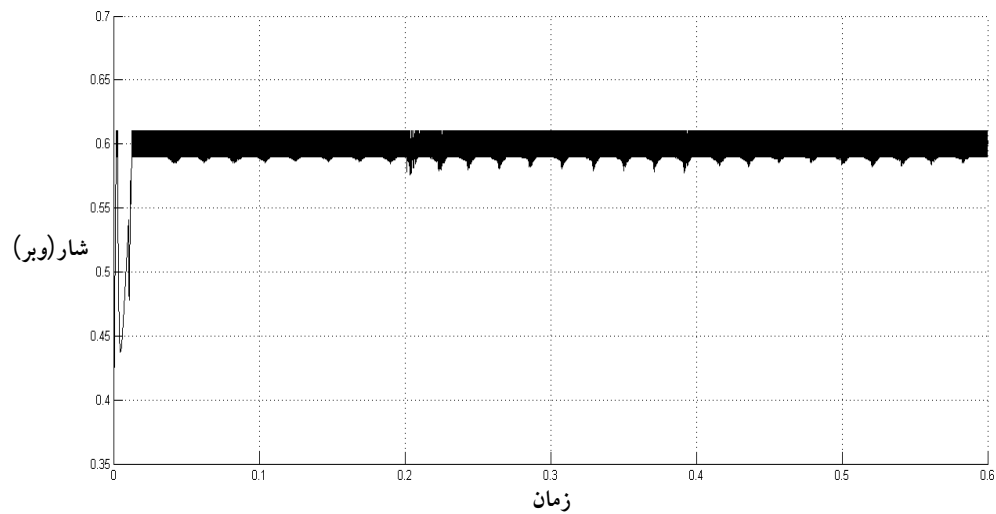
همان طور که در شکل 6-2. دیده می شود، موتور گشتاور مکانیکی را به خوبی دنبال کرده و به جز در شرایط گذرا که کمتر از 0/05 ثانیه است، گشتاور مورد نظر تولید شده است.



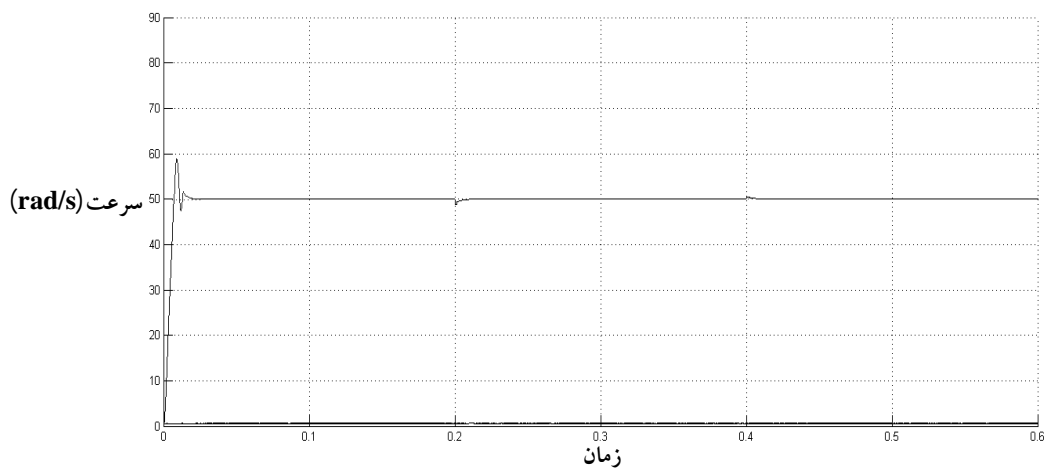
شکل 6-2. پاسخ گشتاور الکترومغناطیسی موتور در طرح مورد نظر

همچنین گشتاور در محدوده‌ی باند هیستریزس تعریف شده به خوبی باقی مانده است. همچنین شار استاتور تخمین زده شده در شکل 3-6. نشان داده شده که در محدوده‌ی هیستریزس از مقدار مرجع باقی مانده است.

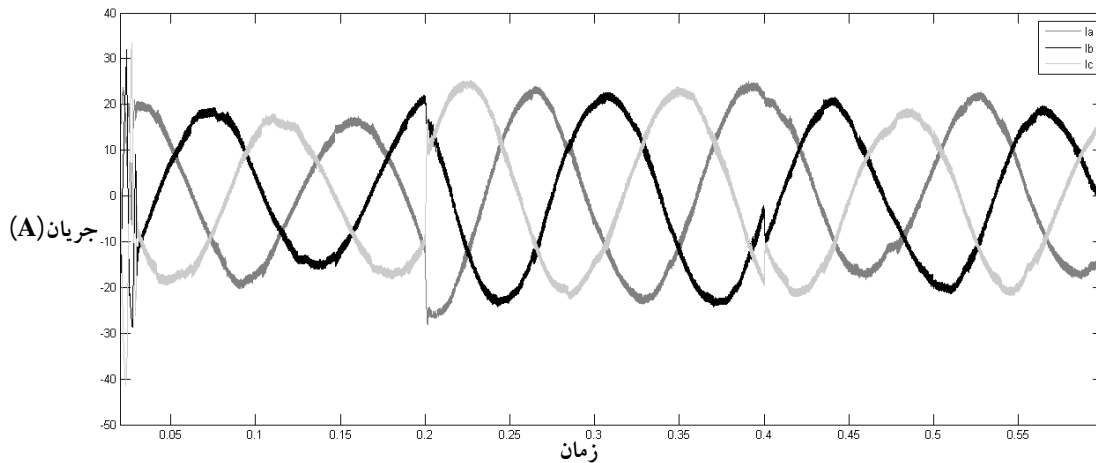
سرعت حرکت روتور در شکل 4-6 دیده می‌شود که مقدار سرعت مرجع را حفظ کرده است. در شکل 5-6. جریان سه فاز استاتور دیده می‌شود.



شکل 3-6. شار استاتور تخمین زده شده در طرح DTC مورد نظر



شکل 4-6. سرعت موتور در طرح DTC مورد نظر

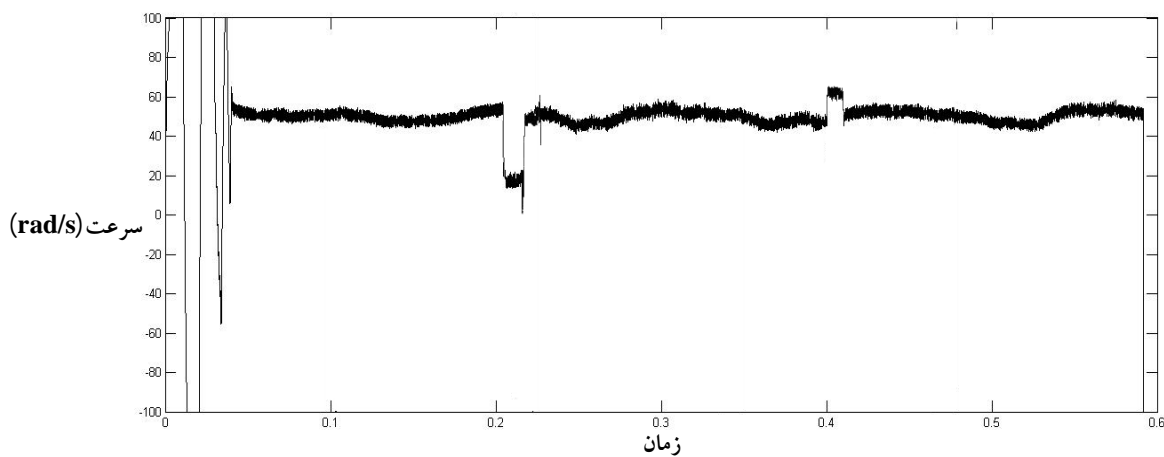


شکل 5-6. جریان سه فاز استاتور در طرح DTC شبیه سازی شده

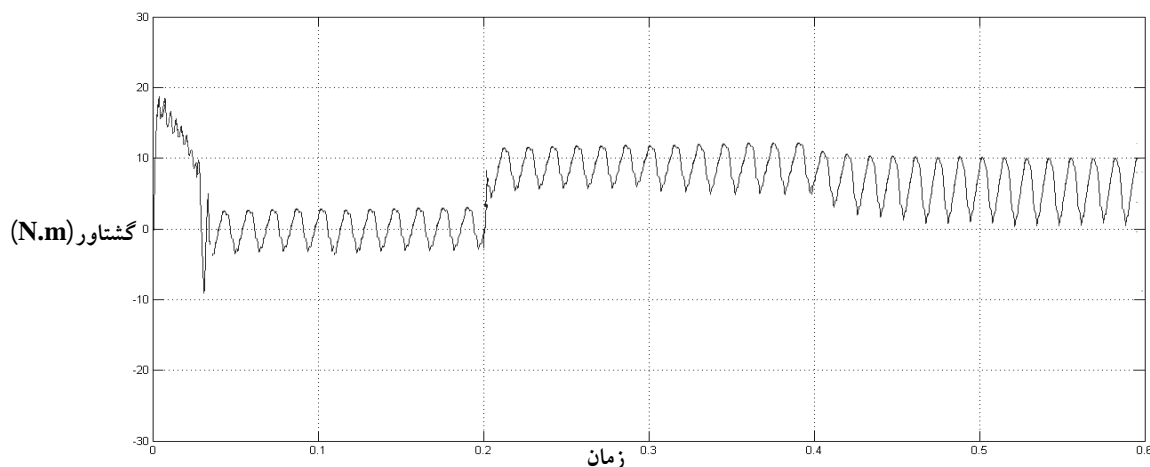
2-6- طرح تخمین سرعت با استفاده از شار دور استاتور

در سرعت تخمین زدهی موتور با استفاده از شار دور استاتور برای موتور سنکرون مغناطیس دائم در شرایط بخش 6-1- دیده می شود.

همان گونه که دیده می شود در شرایط گذرا عملکرد تخمینگر شامل نوسانات بسیاری است.



شکل 6-6. سرعت تخمین زدهی موتور با استفاده از شار دور استاتور



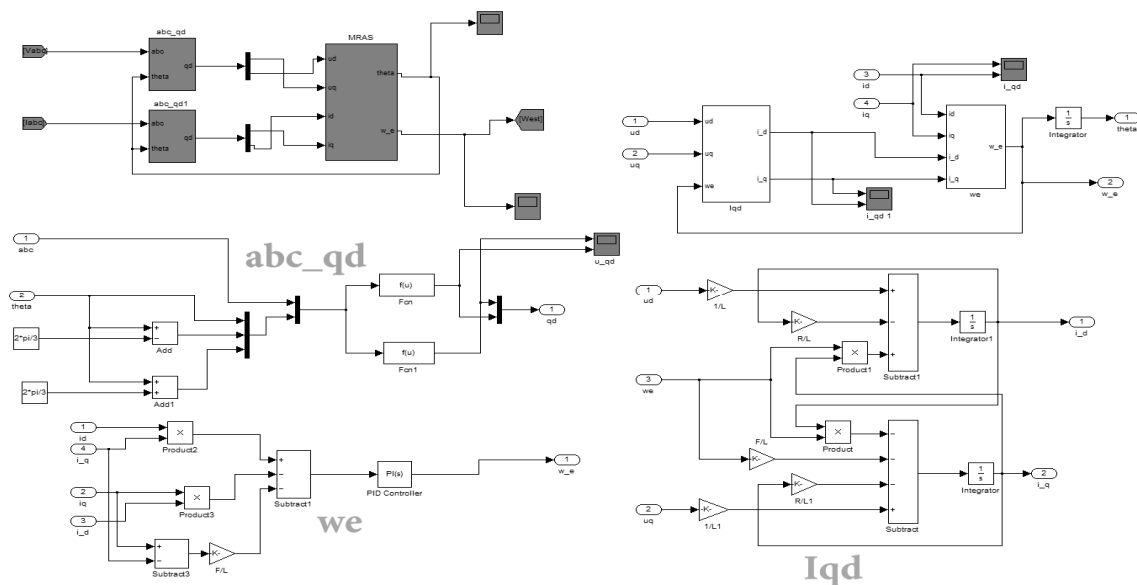
شکل 6-7. گشتاور الکترو مغناطیسی موتور با استفاده از تخمین سرعت از شار استاتور

همچنین این نوسانات در شرایط پایدار هم دیده می‌شوند که ناشی از تغییر سرعت بردار شار برای حفظ گشتاور در محدوده‌ی هیستریزس کنترلر می‌باشد. در شرایط تغییر گشتاور بار این تغییرها به شدتشان افزوده شده که به دلیل تغییر جهت حرکت شار می‌باشد. در پاسخ گشتاور موتور در شکل 6-7. شرایط کنترل سرعت با تخمین مورد نظر مشاهده می‌شود.

همانگونه که در شکل 6-7 دیده می‌شود گشتاور موتور در این شرایط دارای نوسانات بسیاری است به دلیل نوسانات در سرعت تخمین زده شده و به تبع آن نوسانات در گشتاور مرجع است. لازم به ذکر است که روش فوق برای استفاده در مکانیزم تخمین گشتاور موتور PMSM با نیروی ضد محرکه‌ی غیر سینوسی کارایی ضعیفی دارد اما برای تخمین سرعت در موتور با نیروی ضد محرکه‌ی سینوسی به دلیل سادگی روش و عدم نیاز به تجهیزات اضافه مورد استفاده قرار می‌گیرد.

3-6- مدل طرح تخمین سرعت با استفاده از شناسایی تطبیقی

تخمینگر سرعت با استفاده از شناسایی تطبیقی برای طرح DTC موتور بخش 6-1- شبیه سازی شد. برای سیستم کنترل سرعت از یک کنترلر PI استفاده شده که مقدار گین نتاسی کنترلر 0/21257 و گین انتگرالی مقدار 360/4117 در نظر گرفته شد. لازم به ذکر است که گین‌های فوق از طریق سیستم تیونر نرم افزار مطلب برای بلوک PI بهینه شد. در شکل 6-8. نمای کلی بلوک دیاگرام این مدل دیده می‌شود

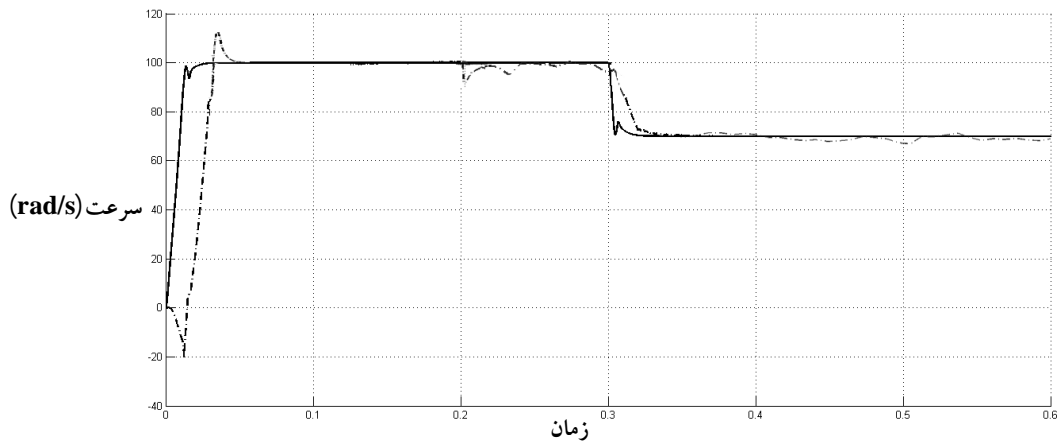


شکل 6-8. نمای کلی مدل تطبیقی-مرجع

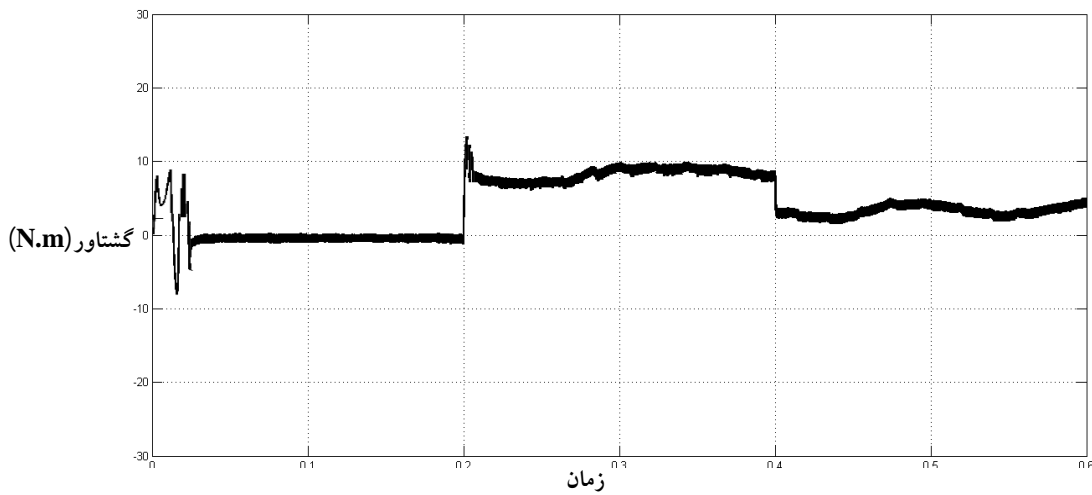
برای مشاهده عملکرد تخمین گر در شرایط تغییر سرعت، سرعت مرجع موتور در زمان $0/3$ ثانیه پس از آغاز شبیه سازی از مقدار اولیه 100 Rad/s به مقدار نهایی 70 Rad/s رسیده است. در شکل 6-9. سرعت واقعی موتور با سرعت تخمین زده شده به روش MRAS مقایسه می شود.

مشخص است که سرعت تخمین زده شده در شرایط بی باری از سرعت واقعی تبعیت می کند. اما با اعمال بار دچار خطا می شود. گشتاور الکترومغناطیسی موتور در شکل 6-10. شرایط بدون سنسور با تخمینگر MRAS در سرعت ثابت 50 Rad/s دیده می شود.

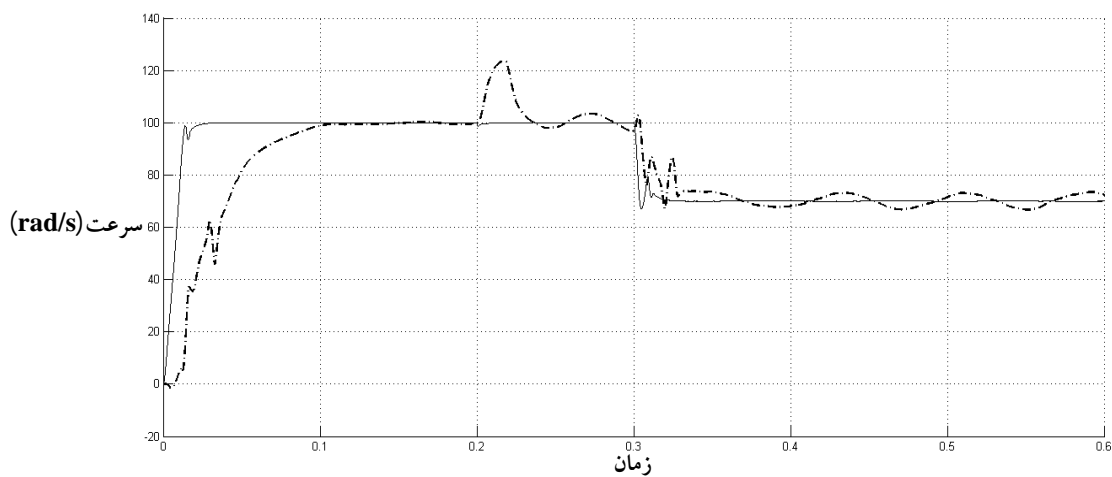
این تخمینگر در شرایط تغییر پارامترها دچار خطای زیادی به خصوص در حالت بارداری می شود. در شکل 6-11. سرعت تخمین زده شده توسط این تخمین گر در شرایط اضافه شده مقاومت به مقدار 20% نشان داده شده است. مشاهده می شود که سرعت دارای نوسان و خطای زیادی است که گشتاور تولید شده توسط این سرعت به دارای خطای غیر قابل قبول می باشد.



شکل 6-9. سرعت واقعی (منحنی تیره) و سرعت تخمین زده شده (منحنی خط چین) در روش MRAS



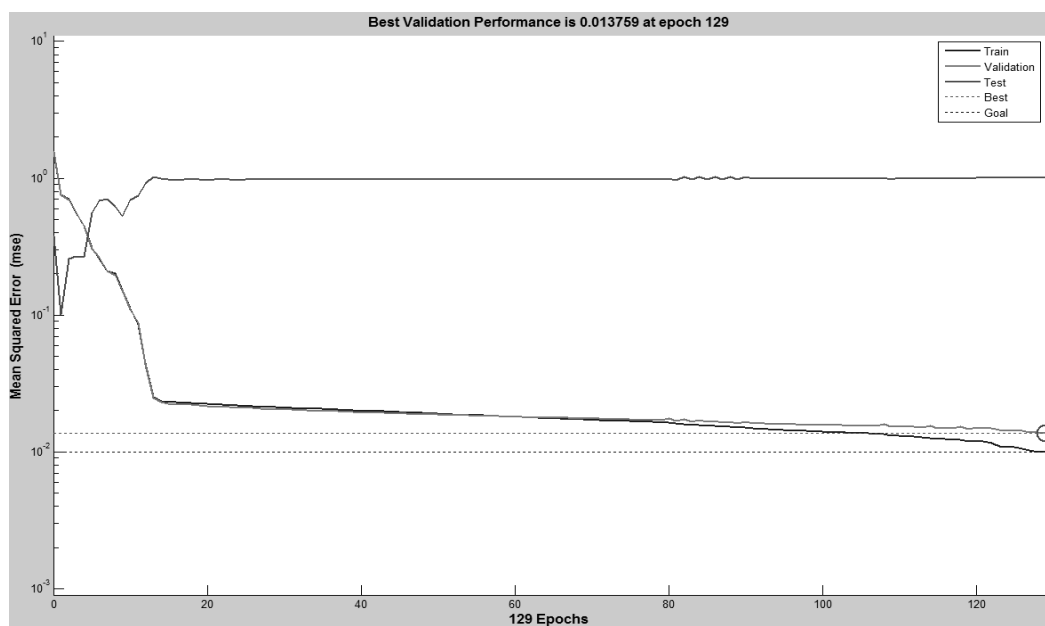
شکل 6-10. گشتاور الکترو مغناطیسی موتور با استفاده از تخمین سرعت MRAS



شکل 6-11. سرعت واقعی (منحنی تیره) و سرعت تخمین زده شده (منحنی خط چین) در روش MRAS در شرایط افزایش مقاومت استاتور به مقدار 20%

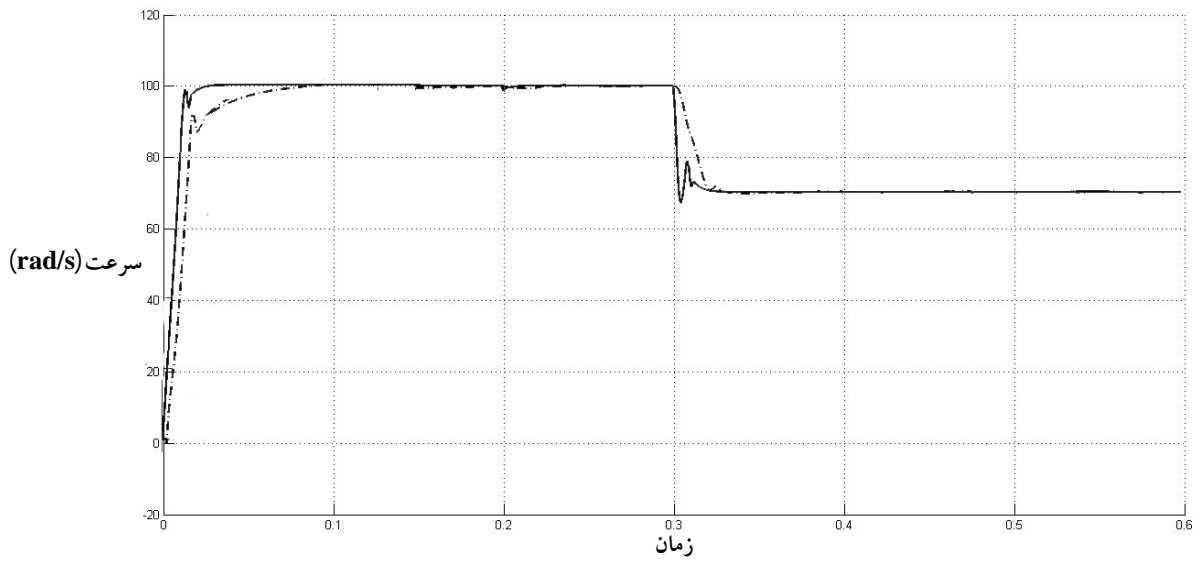
6-3-2- تخمین سرعت با استفاده از شبکه عصبی

برای به کار گیری شبکه عصبی، ابتدا شبکه به صورت ناپهنگام¹ آموزش دیده شد. پس از اینکه شبکه با تعداد کافی اطلاعات آموزش داده شد و اطمینان از اینکه شبکه می‌تواند جوابهای خوب و قابل قبولی را به ازای ورودی‌های آزمایشی مختلف ارائه دهد، حاصل شد. آن را در ساختار کلی محرکه قرار داده و سرعت تخمین زده می‌شود. در شکل 6-12. خطای تخمین شبکه عصبی برای داده‌های آموزش، اعتبار و آزمون دیده می‌شود. همانطور که از شکل 6-13. پیداست، تخمینگر حلقه باز عصبی تخمین خوب و با دقت قابل ملاحظه ای بدست داده است. در شکل 6-14. مقاومت استاتور به میزان 20 درصد افزایش یافته است که نتیجه این افزایش خطای در حدود 2 رادیان بر ثانیه می‌باشد و علت آن تغییر دینامیک معادلات ماشین می‌باشد. برای غلبه بر این میتوان شبکه را برای دینامیک‌های محتمل دیگر آموزش داد. در شکل 6-15. پاسخ گشتاور با تخمینگر سرعت با شبکه عصبی دیده می‌شود.

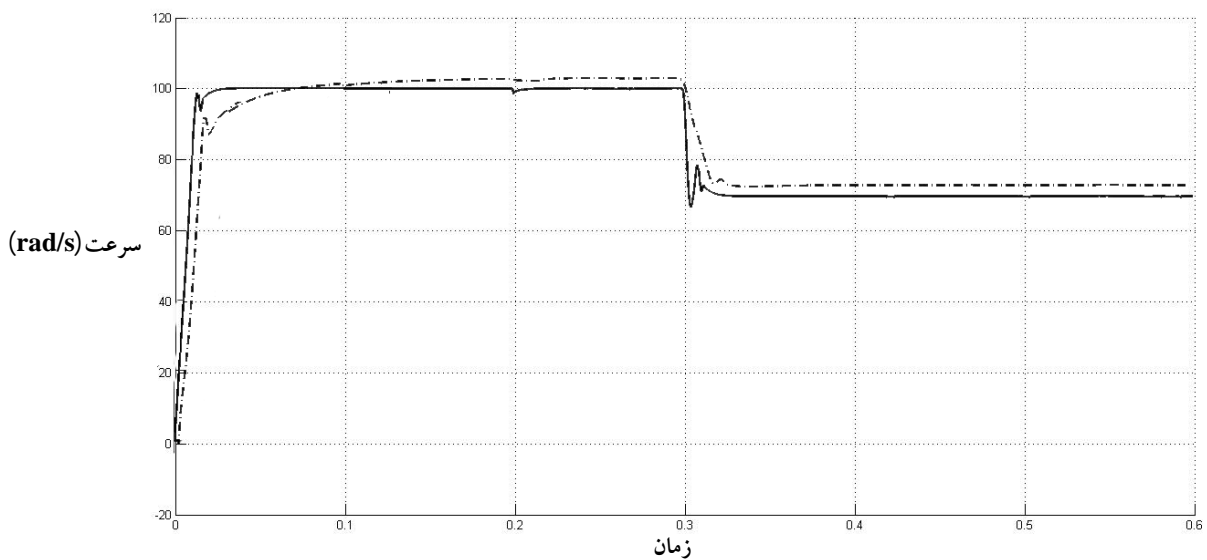


شکل 6-12. خطای تخمین در شبکه عصبی طراحی شده

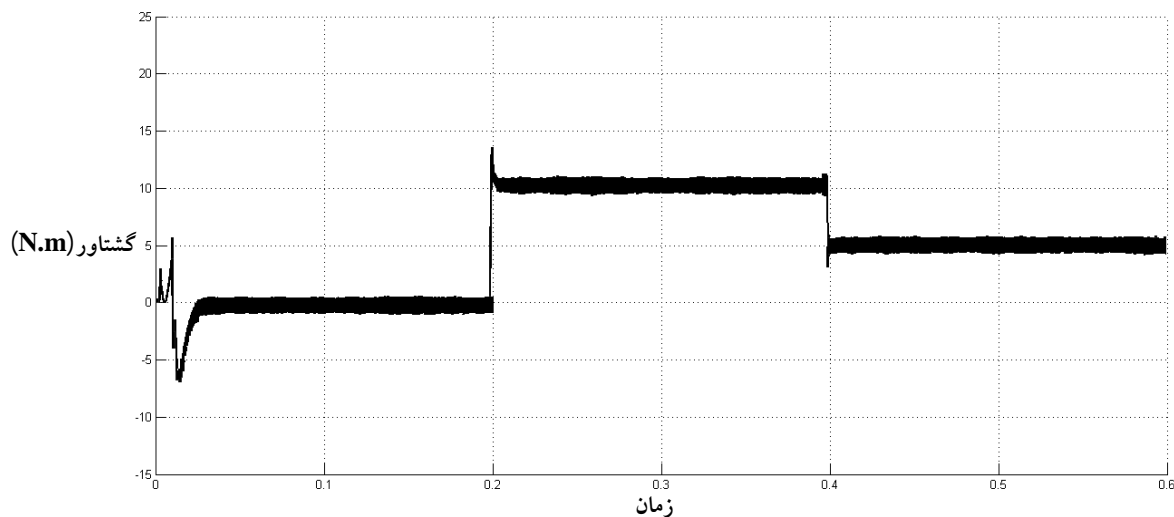
¹ Offline



شکل 6-13. سرعت واقعی (منحنی تیره) و سرعت تخمین زده شده (منحنی خط چین) با تخمینگر عصبی



شکل 6-14. سرعت واقعی (منحنی تیره) و سرعت تخمین زده شده (منحنی خط چین) با تخمینگر عصبی به ازای افزایش مقاومت به میزان 20%



شکل 6-15. گشتاور الکترو مغناطیسی موتور با استفاده از تخمین سرعت شبکه عصبی

در پایان می توان گفت شبکه عصبی دارای مقاومت خوب و قابل قبولی در برابر تغییر پارامترهای ماشین است و اگر با مجموعه ی گسترده ای از داده های شبیه سازی آموزش ببیند تخمین خوب و دقیقی میدهد.

6-4- معیارهای ارزشیابی

در این پایان نامه روش های مختلف تخمین سرعت موتور سنکرون مغناطیس داریم بررسی شده اند. ملاحظه می شود که هر کدام از روش ها دارای مزایا و معایب خاص خود هستند و نمی توان یکی از آن ها را به عنوان بهترین روش انتخاب کرد. لیکن بسته به شرایط یکی از روش ها به روش های دیگر برتری هایی دارد. هرچند که عوامل مشترکی را می توان به عنوان پارامترهای مطلوب در هر سیستم تخمین گر معرفی کرد، از دیدگاه دیگر می توان از این عوامل به عنوان معیارهای ارزشیابی استفاده کرد و بر اساس آن ها مقایسه ای بین روش های گوناگون ارائه کرد.

دسته ی اول که تحت عنوان روش های حلقه باز شناخته می شوند، روش های ساده ای هستند که می توان از آن ها در محرکه های ارزان قیمت استفاده کرد. این روش ها بستگی شدیدی به پارامترهای موتور دارند. لذا نباید دقت بالایی را از آن ها انتظار داشت. دسته ی دوم، تخمین گرهای حلقه بسته هستند که تخمین دقیقی تولید می کنند، لیکن به محاسبات زیادی نیاز دارند و در محرکه های با

دینامیک بالا از آن‌ها استفاده می‌شود. دسته‌ی سوم تخمین گر بر پایه هوش مصنوعی هستند که به مدل ماشین نیاز ندارند و تخمین نسبتاً دقیق و پایداری انجام می‌دهند.

6-4-1- عملکرد حالت گذرا

در روش تخمین حلقه باز سرعت از روی معادلات ماشین در حالت گذرای محرکه که با تغییرات گشتاور الکترومغناطیسی روبرو هستیم، بردار فضایی شار استاتور نسبت به رتور جابه‌جا خواهد شد تا سطح گشتاور جدیدی به وجود آید، که این بر روی سرعت نیز تاثیرگذار است. اگر نرخ تغییرات گشتاور الکترومغناطیسی محدود شود، از اثر آن می‌توان چشم‌پوشی کرد.

به طور کلی، روش‌های گوناگون رفتار دینامیکی خوبی از خود نشان می‌دهند. در روش تطبیقی، حالت گذرای خوبی به دست می‌آید که با کوتاه کردن زمان نمونه‌برداری بهتر نیز خواهد شد. روش شبکه عصبی رفتار دینامیکی بهتری در مقایسه با سایر روش‌ها از خود نشان می‌دهد. معیار مقایسه برای عملکرد حالت گذرا زمان رسیدن به پایداری و درصد اورشوت می‌باشد.

6-4-2- عملکرد حالت دایم

روش تطبیقی MRAS در حالت بی‌باری خطای دایم ندارد، ولی تحت بار خطای دایم پیدا می‌کند [10]. در این روش، مدل ریاضی مناسب بسیار مهم است. بدون تخمین به‌هنگام پارامترهای الکتریکی ماشین، این روش هرگز قادر نخواهد بود سرعت را به درستی تخمین بزند و علاوه بر ریپل بزرگ در سرعت تخمین زده شده، خطای حالت ماندگار نیز وجود خواهد داشت که در سرعت‌های پایین این مساله شدیدتر است. از آنجا که ریپل گشتاور مهم‌ترین پارامتر برای مقایسه در طرح DTC است. برای مقایسه‌ی حالت گذرا از این پارامتر استفاده شده است. روش شبکه عصبی دارای عملکرد مناسبی در حالت دائم می‌باشد.

6-4-3- حساسیت به تغییر پارامترها

روش تعیین موقعیت از روی معادلات به صورت حلقه باز، روش حساس نسبت به تغییر پارامترهای رتور است. رفتار محرکه PMSM با استفاده از روش مزبور تا حد زیادی به دقت تخمین پارامترهای ماشین وابسته است. روش مدل تطبیقی - مرجع دارای حساسیت نسبتاً زیادی نسبت به

تغییر پارامترها از خود نشان می دهد. تخمین گر شبکه عصبی دارای سطح خوبی از مقاومت در برابر تغییرات پارامترهای سیستم بوده و در سرعت های بالا و پایین و به ازای خطی موقعیت اولیه، همگرایی سریعی دارد.

4-4-6- پیچیدگی روش

روش تخمین حلقه باز از روی شار استاتور، در صورت مدل سازی درست ماشین روش بسیار ساده ای است. روش MRAS روش پیچیده ای است و به محاسبات بالا نیاز دارد. روش شبکه ی عصبی اگرچه حجم زیادی از حافظه ی سیستم را اشغال می کند اما روشی ساده و قابل پیاده سازیست.

5-4-6- مقایسه ی روش های مختلف براساس معیارهای ارزشیابی

عملکرد روش های شبیه سازی شده را می توان در قالب جدول 2-6. ملاحظه کرد.

جدول 2-6. مقایسه ی روش های شبیه سازی شده ی تخمین سرعت

معیارهای ارزشیابی طراحی	عملکرد حالت گذرا	عملکرد حالت دایم	حساسیت به تغییر پارامترها	پیچیدگی روش
تخمین گر برپایه ی شار استاتور	متوسط	بد	زیاد	کم
مدل تطبیق مرجع	خوب	متوسط	زیاد	متوسط
تخمینگر شبکه عصبی	خوب	خوب	کم	متوسط

فصل هفتم

نتیجه گیری و پیشنهادات

فصل هفتم

نتیجه گیری و پیشنهادات

7-1- نتیجه گیری

در این پایان نامه ابتدا طرح کنترل مستقیم گشتاور برای محرکه یموتور سنکرون مغناطیس دائم معرفی شد. سپس روش های گوناگون تخمین سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم بررسی شدند. ملاحظه شده است که هرکدام از این روش ها دارای مزایا و معایب خاص خود هستند. عوامل مشترکی را می توان به عنوان پارامترهای مطلوب در هر سیستم تخمین گر معرفی کرد. از دیدگاه دیگر می توان از این عوامل به عنوان معیارهای ارزشیابی استفاده کرد و براساس آنها مقایسه ای بین روش های گوناگون ارائه کرد.

معیارهایی چون عملکرد حالت گذرا، عملکرد حالت دائم، حساسیت به تغییر پارامترها و پیچیدگی روش به عنوان معیارهای ارزشیابی معرفی شده و روش های چون تخمین گر مبتنی بر شار استاتور، تخمین گر بر اساس مدل مرجع - تطبیقی و تخمینگر شبکه عصبی براساس این معیارها در قالب جدولی ارزشیابی شده اند.

سپس این روش ها، شبیه سازی شده اند و دیده شده که رویت گر بر پایه شار استاتور به تغییر پارامترها حساس است؛ که دلیل آن وابسته بودن معادلات بیان کننده ی رفتار ماشین به پارامترهای الکتریکی ماشین است. ولی تخمین گرهای تطبیقی، و شبکه عصبی حساسیت کمتری به تغییر پارامترها دارند. از میان این روش ها، شبکه عصبی به دلیل استوار بودن در برابر نویز و تغییر پارامترها در شرایط غیر ثابت مناسب است. اگر چه دارای پیچیدگی و دشواری است. همچنین روش تطبیقی به

دلیل اصلاح بازگشتی سریع در شرایط گذرا پاسخ صحیحی به دست می‌دهد و در جایی که بهبود عملکرد در شرایط گذرا مورد نیاز است مناسب است. اگرچه با اضافه شده بار به موتور دارای خطا خواهد بود. و نسبت به تغییر پارامترها حساسیت دارد.

7-2- پیشنهادات

در این پایان نامه تابع هدف برای آموزش شبکه عصبی سرعت واقعی موتور اعمال شد که منجر به نتیجه‌ی مناسبی گشت. اگرچه پیشنهاد می‌شود برای حذف کامل سنسور سرعت از طرح، برای تابع هدف از سرعت تخمین زده شده توسط تخمین گرهای معرفی شده در فصل 4 استفاده شود. برای این منظور نیاز است که تخمینگر مربوط به طرز مناسبی طراحی شود تا شبکه عصبی به خوبی آموزش ببیند.

از شبکه‌ی عصبی می‌توان برای قسمت‌های دیگر مدل DTC استفاده کرد. به عنوان مثال در حلقه‌ی کنترل سرعت به جای کنترلر رایج PI از شبکه عصبی آموزش دیده استفاده کرد. این کار باعث می‌شود که نیاز به طراحی کردن این کنترلر رفع شده و همچنین عملکرد موتور در رنج وسیعی از سرعت‌ها تضمین شود. همچنین میتوان به جای مقایسه گر هیستریزیس ساده نیز از شبکه عصبی باری تولید پالس فرمان جدول کلید زنی استفاده نمود. این کار باعث می‌شود که گشتاور خروجی ریپل کمتری داشته باشد.

شبکه عصبی ساده را می‌توان با الگوریتم فازی بهینه کرد و یک شبکه‌ی عصبی - فازی تشکیل داد. در این نوع شبکه‌ها تخصیص وزن‌ها و بایاس کردن شبکه از طریق منطق فازی انجام می‌شود که این امر باعث آموزش بهتر شبکه و پاسخ دقیق‌تر آن می‌شود. استفاده از چنین شبکه‌ی قطعاً موجب تخمین بهتر سرعت خواهد شد.

مراجع

- [1] M.A.Rahman, M.A.Hoae, "On-Line Adaptive artificial Neural Network Based vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.13, No4, P.P 311–318, 1998.
- [2] L.Xu, Wang, "Implementation and Experimental Investigation of Sensorless Control Scheme for PMSM in Super High Variable Speed Operation", Industry Applications Conference, Thirty-Third IAS Annual Meeting, Vol.1, P.P 483–489, 1998.
- [3] P.Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", University of Aberdin, Oxford university Press, 1998.
- [4] Christophe X. Salgues, "Torque Control of a Permanent Magnet Brushless DC MAachine foe a Hybrid Electric Vehicle" Msc dissertation, The Graduate Faculty of the University of Akron, 2008
- [5] P. Pillay, "Modeling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Trans. on Industry Application, Vol 25, P.P 325-334, 1989.
- [6] بهروز رضایی، "طراحی و ساخت کنترل موقعیت مقاوم یک موتور AC" پایان نامه کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق و کامپیوتر، دانشکده فنی، دانشگاه تهران، اردیبهشت 1379
- [7] S. Morimoto, Y.takeda, "Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control, Considering Inverter Capacity," IEEE Trans. on Industry Application, Vol.26, No3, P.P 1123-1131, 1990.
- [8] P.Pillay, R.Krishman, "Modeling, Simulation And Analysis of Permanent Magnet Motor Drive, Part2: The Brushless DC Motor Drive" IEEE Trans On Industry Application, Vol.25, No2, P.P 274-279, 1989.
- [9] P. Vas, "Vector Control of AC Machines," Oxford University Press, 1994.
- [10] P.C. Krause. "Analysis of Electrical Machinery," MC Graw-Hill, New York, 1998
- [11] Kyrre Aalerud "Brushless Direct Current Motor Control Using Sensorless Single-signal Feedback" Cand. Scient Thesis, University of OSLO, 2006
- [12] J. Luukko, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines - Analysis and Implementation." Ph.D. dissertation, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta , Finland, 2000.
- [13] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-response and High Efficiency Control Sstrategy of an Induction Machine" IEEE Trans. Industry Application., vol. IA–22, pp. 820– 827, 1986.
- [14] U. Baader, M. Depenbrock, and G. Gierse, "Direct self control (DSC) of inverter-fed-induction machine—A basis for speed control without speed measurement," IEEE Trans. Industry Application, vol. 28, pp. 581–588, 1992

-
- [15] M. Depenbrock, "Direct self control of inverter-fed induction machines," *IEEE Trans. Power Electronic*, vol. 3, pp. 420–429, 1988
- [16] M. Depenbrock, "Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary field machine" U.S. Patent 4678248, 1987
- [17] Salih Baris OZTURK, "Direct Torque Control Of Permanent Magnet Synchronous Motors With Non-Sinusoidal Back-Emf". PHD Dissertation on Texas A&M University. 2008
- [18] C. French and P. Acarnley, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Drives," *IEEE Trans. Industry. Application.*, vol. IA-32, P.P 1080–1088, 1996.
- [19] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Power Electronic.*, vol. 12, pp. 528–536, 1997.
- [20] Daniele Gambetta, B.Sc (Hons), "Sensorless Technique for BLDC Motors," Msc dissertation, The University of Southern Queensland, 2006.
- [21] Jianwen Shao. "Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC" Msc. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and the State University., 2003.
- [22] J.S Kim and S.K Sul, "New Approach for the Low Speed Operation of PMSM Drive Without Rotational Transducers" 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol.2, P.P 363-369, 1995.
- [23] I. C. Baik, K. -H. Kim, M.-J. Youn, "Robust Nonlinear Speed Control of Om Synchronous Motor using Adaptive and Sliding Mode Control Techniques" *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, Vol.145, No.4, P.P IEEE Proceedings - Electric Power Applications , July 1998.
- [24] T. Furuhashi, S. Sangwongwanich, S. Okuma, "Position and Velocity Sensorless Control for Brushless DC Motors Using an Adaptive Sliding Mode Observer", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol 39, P.P. 89 - 95, 1992.
- [25] Song Chi, M.S.E.E, "Position-Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines Over Wide Speed Range," Ph.D. dissertation, Graduate School of The Ohio State Universi, 2008
- [26] T.H. Liu, C.P. Cheng, "Adaptive Control fo Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", *IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems*, Vol 30, No.3, P.P 900-909 1994
- [27] G. Hemberger, B.J. Brunsbach, "Field-Oriented Control of Synchronous Drive without mechanical Sensor Using Kalman Filter" *EPE91, Firenz*, Vol 3, P.P 3.664-3.671, 1991
- [28] S. Bolognani, R. Oboe, M. Zigliotto , "On-Line Parameter Commissioning in Sensorless PMSM Drives" *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol 2, P.P 480-484, 1997
- [29] L. Salvatore, S. Stasi, "Application of EKF to Parameter and Astate Estimation of PMSM Drivem" *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol 139, No. 3, P.P 155-164, 1992

- [30] S. Bolognani, R. Oboe, M. Zigliotto, "Sensorless Fill-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position." IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol 46, P.P 184-191, 1999
- [۳۱] آر. بیل و تی. جکسون: "آشنایی با شبکه‌های عصبی"، ترجمه‌ی محمود البرزی، تهران، موسسه‌ی انتشارات علمی دانشگاه صنعتی شریف، چاپ دوم، ۱۳۸۶
- [32] Fyfr, Colin".Artificial Neural Networks, Department of Computing and Information Systems", the university of Paisley, Edition 1, 136p.1996
- [33] Freeman, James A. & Skapura, David M. "Neural Networks Algorithms, Applications, and Programming Techniques, Loral Space Information Systems and Adjunct Faculty", School of Natural and Applied Sciences University of Houston at Clear Lake, 414p. 2000
- [34] Matlab 6 Neural Network Toolbox User guide, Mathworks 2010.
- [35] Mengjia Jin, P.C.K Luk, Jianqi Qiu, "A Neural Network Based Initial Position Detection Method To Permanent Magnet Synchronous Machines" IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, vol.3, P.P 1-5, 2006
- [36] Jian Wang, Honghua Wang." A Novel Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", ICEMS. International Conference on Electrical Machines and Systems, P.P 110-114, 2009
- [37] Xianqing Cao, Liping Fan, "A Novel Implementation of Neural Network and Multi-Fuzzy Controllers for Permanent Magnet Synchronous Motor Direct Torque Controlled Drive" Second International Symposium on Intelligent Information Technology Application, P.P 751-755, 2008
- [38] Xianqing Cao, Jinxia Huang," An Implementation of Neural Network and Multi-Fuzzy Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Direct Torque Controlled Drive", Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics Qingdao, China, P.P 498-503, 2008
- [39] LIN Hai, YAN Wei-Sheng, " Fuzzy and PNN-based Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor" ICIEA 4th Industrial Electronics and Applications Conference,P.P 1606-1611, 2009
- [40] Xianqing Cao, Chunhua Zang, "Fuzzy Direct Torque Controlled Drive for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Neural Networks" IMACS Multiconference on Computational Engineering in Systems Applications ,China, P.P 1886-1890, 2006
- [41] Liping Fan, Yi Liu, "Neural Network Based Speed Identification for Speed-Sensorless Induction Motor Drives" 2010 Chinese Control and Decision Conference (CCDC) , P.P 3093-3097 , 2010
- [42] Li Yu-zhou, Zhao Ke-gang, "Speed Sensorless Control of the Permanent-magnet Synchronous Motor based on Wavelet Neural networks "8th IEEE International Conference on Control and Automation Xiamen, China, P.P 2073–2076, 2010

-
- [43] Sencer ÜNAL, Mehmet ÖZDEMİR, “Sensorless Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor Using Neural Networks ACEMP '07. International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, P.P 638-642, 2007
- [44] Hicham Chaoui, Wail Gueaieb, “Neural Network Based Speed Observer for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives” 2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference, P.P 1-6, 2009

Abstract:

Electrical AC machines have been playing an important role in industry progress during the last few decades. Among the AC drives, permanent magnet synchronous machine (PMSM) drives have been increasingly applied in a wide variety of industrial applications. In many applications of PMSM, it is desirable to have an accurate control on Electromagnetic torque with a rapid response. Today one of the most prevalent torque controlled ac drives used for high performance applications are direct torque control (DTC) drives. The main features of DTC are: reduced torque oscillations, excellent torque dynamics, Absence of coordinated transformations (which are required in most of the vector-controlled drive implementations), etc. In the conventional scheme of DTC for PMSM there is no need for speed and position sensor. As stator flux linkages and electromagnetic torque are obtained by monitoring the stator currents and stator voltages, But for speed control purposes, a speed loop has to be added to the drive scheme and so speed information must be known. Usually the rotor position is measured by a shaft encoder, or Hall sensors. However, the presence of such sensors not only increases the cost and encumbrance of the overall drive system but also reduce its control robustness and reliability. Therefore, various position-sensorless control schemes have been developed for the estimation of rotor position and speed.

This work presents a comparison between the most conventional methods for speed estimation in direct torque control of permanent magnet Synchronous motor such as Estimators based on stator flux, and Model Reference Adaptive system. Also a Speed Estimator based on Neural Network has been introduced that has robust and adaptive estimation. It can be seen that each method has special advantages and disadvantages, and it is impossible to choose one of them as the best method. However, each method has priority over other methods depend on the condition.

Keywords: Permanent Magnet Brushless DC Motor(PMSM), Direct Torque Control(DTC), Speed Estimation, Model Reference Adaptive System(MRAS), Neural Network,