

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه قدرت

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی و شبیه سازی درایو موتور القایی سه فاز به روش DTC-SVM

نگارنده: مهرداد میرزایی

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

مهر ۱۳۹۹

شماره: ۱۷۵۹
تاریخ: ۹۹، ۷، ۱۴

باسمه تعالی



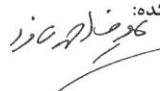

فرم شماره (۳) صورتجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد آقای مهرداد میرزایی با شماره دانشجویی ۹۵۱۴۸۲۴ رشته برق قدرت گرایش (ماشین های الکتریکی و الکترونیک قدرت) تحت عنوان: طراحی و شبیه سازی درایو موتور القایی سه فاز به روش DTC-SVM که در تاریخ ۱۳۹۹/۷/۱۴ با حضور هیات محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

الف) درجه عالی: نمره ۱۹-۲۰
ب) درجه خیلی خوب: نمره ۱۸/۹۹ - ۱۸
ج) درجه خوب: نمره ۱۷/۹۹ - ۱۶
د) درجه متوسط: نمره ۱۵/۹۹ - ۱۴
ه) کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول و نیاز به دفاع مجدد دارد
نوع تحقیق: نظری عملی

عضو هیات داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنمای اول	علی کسنگال	دانشیار	
۲- استاد راهنمای دوم	—	—	—
۳- استاد مشاور	—	—	—
۴- نماینده تحصیلات تکمیلی	سید علی میرزایی	استاد	
۵- استاد ممتحن اول	صدیق باقری	دانشیار	
۶- استاد ممتحن دوم	محمد عزیز شاهرودی	استاد	

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:


تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:


تبصره: در صورتی که کسی مردود شود حداکثر یکبار دیگر (در مدت مجاز تحصیل) می تواند از پایان نامه خود دفاع نماید (دفاع مجدد نباید

زودتر از ۴ ماه برگزار شود).

تقدیم به

بزرگترین معلم زندگیم، پدرم

مهربان ترینم، مادرم

و همراهان همیشگی ام، برادرانم

من لم يشكر المخلوق لم يشكر الخالق

سپاس و ستایش بی‌انتهایی خدایی را سزااست که در همه زیبایی‌ها و معرفت‌های جهان هستی متجلی است.

سزاوار است که مراتب تشکر و قدردانی خود را از استاد راهنمای گرانقدر جناب دکتر علی دستفان که با ارئه نظرات اندیشمندانه خویش من را در انجام این پایان نامه به بهترین وجه راهنمایی فرموده به جا آورم. هم چنین از اساتید دانشکده برق و ریاضیات که در انجام این پایان نامه با اینجانب کمال همکاری داشتند تشکر و قدر دانی می‌نماییم. و در آخر از هم‌خوابگاهی‌هایم تقدیر و تشکر می‌کنم که در مواجهه با مشکلات تکیه‌گاه و وجودشان مایه دلگرمی من بودند.

تعهد نامه

اینجانب **مهرداد میرزایی** دانشجوی کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق گرایش الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و شبیه سازی درایو موتور القایی سه فاز به روش **DTC-SVM** تحت راهنمایی **دکتر علی دستفان** متعهد می‌شوم.

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

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامه های رایانه ای ، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد . این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود .
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

امروز موتورهای جریان متناوب خصوصا موتور القایی بخاطر مزایای ذاتی اش به یکی از پرکاربردترین موتورهای در صنعت تبدیل شده است و با پیشرفت در زمینه الکترونیک قدرت و پردازنده‌های دیجیتال، روش‌های مدرن فراوانی برای کنترل این موتور ارائه شده است. اخیرا مطالعات فراوانی برای دستیابی به یک کنترل موثر گشتاور و شار مغناطیسی صورت گرفته است که در این میان دو روش کنترل میدان‌گرا و کنترل مستقیم گشتاور دارای محبوبیت فراوانی است. با بررسی مطالعات اخیر در روش کنترل مستقیم گشتاور، روشن است که یکی از مهمترین شاخصه این روش که سادگی طرح و حجم محاسباتی پائین می‌باشد، نادیده گرفته شده و محققان با افزودن به پیچیدگی روش کنترلی، عملکرد آن را بهبود بخشیده‌اند.

در این پایان‌نامه الگوریتمی برای تعیین حالات کلیدزنی اینورتر ارائه شده است. این الگوریتم ترکیبی از کنترل کننده مدولاسیون بردار فضایی و هیستریزیس می‌باشد. اما با این تفاوت که در این الگوریتم، پیچیدگی‌های روش مدولاسیون بردار فضایی کاهش یافته است و همچنین مشکل متغیر بودن فرکانس کلیدزنی در روش هیستریزیس نیز حل شده و فرکانس کلیدزنی ثابت باقی خواهد ماند. این الگوریتم برای تعیین حالات کلیدزنی اینورتر در روش کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی بکار گرفته شده است و اهداف کنترلی در یک سیستم درایو موتور، نظیر فرکانس کلیدزنی ثابت، ریپل گشتاور و شار استاتور کمتر، در نتیجه هارمونیک جریانی کمتر و سادگی در پیاده سازی با استفاده از الگوریتم جدید مدولاسیون بردار فضایی بدست آمده‌اند. در این پایان‌نامه برای تأیید صحت قابلیت‌های ارائه شده، در ابتدا نتایج شبیه سازی بصورت حلقه باز و حلقه بسته در نرم افزار Matlab/Simulink انجام شده است و نتایج سه روش کنترلی DTC-basic، DTC-SVM و روش پیشنهادی با یکدیگر مقایسه شده‌اند. سپس برای بررسی عملکرد سیستم بصورت حلقه باز، سه روش بیان شده با استفاده از پردازنده TMS320F38335 بصورت آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده و نتایج آنها با یکدیگر مقایسه شده‌اند.

کلید واژه: موتور القایی، کنترل میدان‌گرا، کنترل مستقیم گشتاور، مدولاسیون بردار فضایی

لیست مقالات استخراج شده

1. M. Mirzaei and A. Dastfan, "A Novel Space Vector Modulation Strategy for Direct Torque Control of Induction Motors," 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), Shiraz, Iran, 2019, pp. 114-120, doi: 10.1109/PEDSTC.2019.8697236.

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه	۱
۱-۱- تاریخچه	۲
۲-۱- هدف	۳
۳-۱- انگیزه پژوهش	۴
۴-۱- مروری بر فصول پایان نامه	۵
فصل دوم: معرفی و اصول کنترل موتور القایی	۷
۱-۲- مقدمه	۸
۲-۲- معادلات ریاضی موتور القایی	۸
۳-۲- استخراج معادله گشتاور موتور القایی	۱۲
۴-۲- مزایای کنترل دور موتورهای القایی	۱۳
۵-۲- طبقه بندی طرح‌های کنترل دور موتور القایی از نظر سیگنال کنترل شده	۱۳
۱-۵-۲- کنترل اسکالر	۱۳
۱-۱-۵-۲- کنترل سرعت به روش ولت/هرتز	۱۵
۲-۵-۲- کنترل برداری	۱۷
۱-۲-۵-۲- کنترل FOC	۱۷
۲-۲-۵-۲- کنترل برداری غیر مستقیم	۱۸
۳-۲-۵-۲- کنترل DTC	۲۰
۶-۲- مزایا و معایب روش DTC پایه	۲۳
۷-۲- مرور و بررسی مطالعات اخیر برای بهبود کنترل DTC پایه	۲۴
۱-۷-۲- بررسی و تحلیل روش DTC-SVM	۲۴
۲-۷-۲- شرح مدولاسیون بردار فضایی (SVM) [۱۹]	۳۰
فصل سوم: روش پیشنهادی برای درایو کنترل مستقیم گشتاور	۴۱
۱-۳- مقدمه	۴۲

۴۲ ساختار روش پیشنهادی ۲-۳
۴۵ الگوریتم بلوک SVM پیشنهادی کنترل کننده اینورتر ۳-۳
۴۸ مقایسه الگوریتم کلیدزنی روش SVM پیشنهادی با SVM مرسوم ۴-۳
۴۸ حجم محاسبات ۱-۴-۳
۴۸ تلفات کلیدزنی ۲-۴-۳
۴۹ معرفی سخت افزار مورد استفاده در پیاده سازی آزمایشگاهی ۵-۳
۴۹ اینورتر ۱-۵-۳
۵۲ پردازنده DSP ۲-۵-۳
۵۳ سنسور جریان ۳-۵-۳
۵۳ سنسور ولتاژ ۴-۵-۳
۵۷ فصل چهارم: نتایج شبیه سازی و پیاده سازی آزمایشگاهی
۵۸ مقدمه ۱-۴
۵۸ نتایج شبیه سازی و پیاده سازی آزمایشگاهی ۲-۴
۶۹ نتایج شبیه سازی بصورت حلقه بسته ۳-۴
۷۰ گشتاور الکترومغناطیسی ۱-۳-۴
۷۲ شار پیوندی ۲-۳-۴
۷۴ جریان استاتور ۶-۳-۴
۷۷ مولفه شار پیوندی در راستای محورهای d و q ۷-۳-۴
۷۸ عملکرد حلقه کنترلی گشتاور و سرعت ۸-۳-۴
۸۱ فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۸۲ نتیجه گیری ۱-۵
۸۳ پیشنهادات ۲-۵
۸۵ مراجع:
۸۹ پیوست ۱

فهرست اشکال

- فصل اول: مقدمه ۱
- فصل دوم: معرفی و اصول کنترل موتور القایی ۷
- شکل (۱-۲) موتور القایی سه فاز [۱۰] ۸
- شکل (۲-۲) (a) مدل محور d استاتور و رتور موتور القایی (b) مدل محور q استاتور و رتور موتور القایی ۱۱
- شکل (۳-۲) (a) مدار معادل محور d برای موتور القایی (b) مدار معادل محور q برای موتور القایی ۱۱
- شکل (۴-۲) کنترل حلقه باز ولتاژ/فرکانس [۱۱] ۱۵
- شکل (۵-۲) کنترل حلقه بسته سرعت به روش ولتاژ/هرتز و رگولاتور لغزش [۱۱] ۱۶
- شکل (۶-۲) کنترل برداری غیرمستقیم [۱۳] ۲۰
- شکل (۷-۲) طرح کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی [۱۱] ۲۱
- شکل (۸-۲) بردارهای ولتاژ اینورتر ۲۲
- شکل (۹-۲) بردارهای فضایی شار پیوندی استاتور ۲۶
- شکل (۱۰-۲) بررسی تاثیر بردار ولتاژ بر بردار شار پیوندی در یک سیکل نمونه برداری ۲۶
- شکل (۱۱-۲) ساختار رویکرد DTC-SVM ۲۷
- شکل (۱۲-۲) نمایش بردارهای فضایی شار پیوندی استاتور و رتور ۲۸
- شکل (۱۳-۲) اینورتر سه فاز ۳۰
- شکل (۱۴-۲) بردارهای فضایی ولتاژ اینورتر ۳۱
- شکل (۱۵-۲) الگوریتم چیدمان بردارهای سوئیچینگ در یک سیکل نمونه برداری ۳۲
- شکل (۱۶-۲) نمودار سکتور بندی صفحه بردارهای ولتاژ برای روش DSVM [۲۲] ۳۳
- شکل (۱۷-۲) بردارهای فضای شار پیوندی [۲۵] ۳۵
- شکل (۱۸-۲) بلوک دیاگرام ساختار روش DTC-SVM در مرجع [۲۵] ۳۵
- شکل (۱۹-۲) بردارهای فضایی شار در مرجع [۲۶] ۳۷
- شکل (۲۰-۲) بلوک دیاگرام ساختار مورد استفاده در مرجع [۲۶] ۳۷

شکل (۲-۲۱) کنترل کننده گشتاور ارائه شده در مرجع [۲۷]	۳۸
فصل سوم: روش پیشنهادی برای درایو کنترل مستقیم گشتاور	۴۱
شکل (۳-۱) بلوک دیاگرام مورد استفاده در ساختار پیشنهادی	۴۲
شکل (۳-۲) بردارهای فضایی ولتاژ اینورتر	۴۶
شکل (۳-۳) فلوجارت الگوریتم ارائه شده برای یک دوره کلیدزنی	۴۷
شکل (۳-۴) نمای کلی از سخت‌افزار مورد استفاده	۵۱
شکل (۳-۵) اینورتر و کلید IGBT مورد استفاده	۵۱
شکل (۳-۶) گیت درایورهای مورد استفاده	۵۲
شکل (۳-۷) برد پردازنده F28335 مورد استفاده	۵۳
شکل (۳-۸) سنسور جریان مورد استفاده	۵۴
شکل (۳-۹) برد سنسور ولتاژ مورد استفاده	۵۴
فصل چهارم: نتایج شبیه سازی و پیاده‌سازی آزمایشگاهی	۵۷
شکل (۴-۱) نتایج سرعت، گشتاور حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC پایه الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی	۶۰
شکل (۴-۲) جریان استاتور حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC پایه الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی	۶۱
شکل (۴-۳) نتایج هارمونیک جریان خط حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC پایه الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی	۶۲
شکل (۴-۴) نتایج سرعت، گشتاور حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC-SVM پایه الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی	۶۳
شکل (۴-۵) جریان استاتور حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC-SVM پایه الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی	۶۴
شکل (۴-۶) نتایج هارمونیک جریان خط حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC-SVM پایه الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی	۶۵
شکل (۴-۷) نتایج سرعت، گشتاور حاصل از تست حلقه باز تکنیک پیشنهادی پایه الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی	۶۶

شکل (۴-۸) جریان استاتور حاصل از تست حلقه باز تکنیک پیشنهادی الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی	۶۷
شکل (۴-۹) نتایج هارمونیک جریان خط حاصل از تست حلقه باز تکنیک پیشنهادی الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی	۶۸
شکل (۴-۱۰) گشتاور الکترومغناطیسی موتور القایی الف) روش DTC پایه ب) روش DTC-SVM ج) روش پیشنهادی	۷۲
شکل (۴-۱۱) اندازه بردار شار پیوندی استاتور الف) روش DTC پایه ب) روش DTC-SVM ج) روش پیشنهادی	۷۳
شکل (۴-۱۲) جریان خط فاز a موتور القایی رتور قفسهای الف) روش DTC پایه ب) روش DTC-SVM ج) روش پیشنهادی	۷۵
شکل (۴-۱۳) طیف هارمونیکي جریان خط استاتور الف) روش DTC پایه ب) روش DTC-SVM ج) روش پیشنهادی	۷۶
شکل (۴-۱۴) مکان هندسی بردار شار پیوندی و شار رتور در دستگاه ثابت استاتور الف) روش DTC پایه ب) روش DTC-SVM ج) روش پیشنهادی	۷۸
شکل (۴-۱۵) تست عملکرد حلقه کنترلی بازای تغییرات بار و مرجع سرعت الف) روش DTC پایه ب) روش DTC-SVM ج) روش پیشنهادی	۷۹
فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات	۸۱

فهرست جداول

فصل اول: مقدمه	۱
فصل دوم: معرفی و اصول کنترل موتور القایی	۷
جدول (۱-۲) جدول کلیدزنی بردارهای ولتاژ اینورتر	۲۲
جدول (۲-۲) روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره یک و در سرعت کم	[۲۲] ۳۴
جدول (۳-۲) روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره یک و در سرعت متوسط	[۲۲] ۳۴
جدول (۴-۲) روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره یک و در سرعت بالا	[۲۲] ۳۴
جدول (۵-۲) روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره یک و در سرعت بالا	[۲۲] ۳۴
فصل سوم: روش پیشنهادی برای درایو کنترل مستقیم گشتاور	۴۱
فصل چهارم: نتایج شبیه سازی و پیاده سازی آزمایشگاهی	۵۷
جدول (۱-۴) پارامترهای موتور القای مورد استفاده در شبیه سازی	۵۹
فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات	۸۱

عناصر و اختصارات

PMSM	موتور سنکرون مغناطیس دائم	r_r	مقاومت رتور
FOC	کنترل میدان گرا	i_{ar}	جریان فاز a رتور
DTC	کنترل مستقیم گشتاور	i_{br}	جریان فاز b رتور
MMF	نیروی محرکه مغناطیسی	i_{cr}	جریان فاز c رتور
SVM	مدولاسیون بردار فضایی	λ_{ar}	شار فاز a استاتور
		λ_{br}	شار فاز b استاتور
d-q axis	محورهای d و q	λ_{cr}	شار فاز c استاتور
THD	هارمونیک کلی سیستم	V_{abc}^s	ولتاژ سه فاز استاتور
N_{syn}	سرعت سنکرون	V_{abc}^r	ولتاژ سه فاز رتور
f_e	فرکانس الکتریکی	Λ_{abc}^s	شار سه فاز استاتور
f_m	فرکانس مکانیکی	Λ_{abc}^r	شار سه فاز رتور
P	تعداد قطب‌ها	L_{abc}^{ss}	اندوکتانس خودی سه فاز استاتور
V_{as}	ولتاژ فاز a استاتور	L_{abc}^{sr}	اندوکتانس متقابل سه فاز استاتور و رتور
V_{bs}	ولتاژ فاز b استاتور	L_{abc}^{rs}	اندوکتانس متقابل سه فاز رتور و استاتور
V_{cs}	ولتاژ فاز c استاتور	L_{abc}^{rr}	اندوکتانس خودی سه فاز رتور
r_s	مقاومت استاتور	μ_0	ضریب نفوذ خلاء
i_{as}	جریان فاز a استاتور	N_s	تعداد دور سیم‌پیچ استاتور
i_{bs}	جریان فاز b استاتور	N_r	تعداد دور سیم‌پیچ رتور
i_{cs}	جریان فاز c استاتور	r	شعاع استاتور
λ_{as}	شار فاز a استاتور	l	طول محوری استاتور
λ_{bs}	شار فاز b استاتور	g	طول فاصله هوایی
λ_{cs}	شار فاز c استاتور	L_{ss}	اندوکتانس مغناطیس کننده استاتور
V_{ar}	ولتاژ فاز a رتور	L_{ls}	اندوکتانس نشتی استاتور
V_{br}	ولتاژ فاز b رتور	L_{lr}	اندوکتانس نشتی رتور
V_{cr}	ولتاژ فاز c رتور	L_{mr}	اندوکتانس مغناطیس کننده رتور
θ_r	زاویه بین محور ar و محور d	i_{rd}'	مولفه d جریان رتور منتقل شده به استاتور
f_{abc}^s	پارامتر f در دستگاه abc	i_{rq}'	مولفه q جریان رتور منتقل شده به استاتور
f_{dq0}^s	پارامتر در دستگاه dq0	L_{rl}'	اندوکتانس نشتی رتور منتقل شده به استاتور

T_{sdq0}	ماتریس تبدیل پارک	L_r'	اندوکتانس رتور منتقل شده به استاتور
T_{sdq0}^{-1}	معکوس ماتریس تبدیل پارک	T_e	گشتاور الکترومغناطیسی
θ_s	زاویه بین محور as و محور d	$L_{Ms} = 3/2$	
θ_{s0}	زاویه اولیه بین محور as و محور d	L_{ss}	
ω_s	سرعت زاویه‌ای استاتور	v_s	بردار ولتاژ استاتور
f_{abc}^r	پارامتر f در دستگاه abc در رتور	ψ_s	بردار شار استاتور
f_{dq0}^r	پارامتر f در دستگاه dq0 در رتور	i_s	بردار جریان استاتور
T_{rdq0}	ماتریس تبدیل پارک در رتور	i_r	بردار جریان رتور
T_{sdq0}^{-1}	معکوس ماتریس تبدیل پارک در رتور	ψ_r	بردار شار رتور
ω_r	سرعت زاویه‌ای رتور	R_s	مقاومت استاتور
λ_{sd}	مولفه محور d شار استاتور	R_r	مقاومت رتور
λ_{sq}	مولفه محور q شار استاتور	ω_e	سرعت زاویه‌ای سنکرون
λ_{s0}	مولفه ۰ شار استاتور	ω_{sl}	سرعت زاویه‌ای لغزش
λ_{rd}	مولفه محور d شار رتور	ψ_m	شار مغناطیس کننده
λ_{rq}	مولفه محور q شار رتور	L_m	اندوکتانس مغناطیس کننده
λ_{r0}	مولفه ۰ شار رتور	L_s	اندوکتانس استاتور
λ_{rd}'	مولفه d شار رتور منتقل شده به استاتور	L_r	اندوکتانس رتور
λ_{rq}'	مولفه q شار رتور منتقل شده به استاتور	τ_r	ثابت زمانی رتور
λ_{r0}'	مولفه ۰ شار رتور منتقل شده به استاتور	F	اصطکاک
I_r'	مقاومت رتور منتقل شده به استاتور	J	اینرسی
V_{rd}'	مولفه d ولتاژ رتور منتقل شده به استاتور	T_l	گشتاور بار
V_{rq}'	مولفه q ولتاژ رتور منتقل شده به استاتور	ω_n	فرکانس طبیعی
$HB_{\psi s}$	باند هیستریزس شار استاتور	ζ	میرایی
HB_{T_e}	باند هیستریزس گشتاور الکترومغناطیسی	$E_{\psi s}$	خطای شار استاتور
E_{T_e}	خطای گشتاور الکترومغناطیسی	T_s	زمان نمونه برداری
		δ	زاویه بار

فصل اول: مقدمه

۱-۱- تاریخچه

در دهه‌های گذشته، ماشین‌های جریان مستقیم بطور گسترده برای کاربردهای سرعت متغیر مورد استفاده قرار گرفته‌اند. زیرا در این موتورهای کنترل گشتاور و شار مغناطیسی بسادگی بترتیب از طریق کنترل جریان آرمیچر و میدان قابل دستیابی است. موتورهای جریان مستقیم دارای مزایای بسیاری نظیر گشتاور راه‌اندازی بالا، آسان بودن کنترل و عملکرد خوب می‌باشند. بر خلاف ساده بودن کنترل، این موتورهای دارای معایبی هستند که از وجود کموتاتورها و جاروبک‌ها در این موتورهای ناشی می‌شود. بدلیل وجود جرقه در زیر جاروبک‌ها، این موتورها نیازمند بازدیدهای دوره‌ای هستند و همچنین از این نوع موتورها در محیط‌های که احتمال انفجار وجود دارد نمی‌توان استفاده کرد. علاوه بر این، موتورهای جریان مستقیم بدلیل افزایش شدت جرقه در زیر جاروبک‌ها در سرعت‌های بالا، دارای محدودیت در سرعت هستند. این معایب را می‌توان با بکارگیری موتورهای جریان متناوبی که دارای ساختاری ساده و مستحکم و همچنین مقاوم در برابر اضافه بار شدید هستند، رفع کرد. ابعاد کوچک موتورهای جریان متناوب در مقایسه با موتورهای جریان مستقیم موجب می‌شود که بتوان موتورهای جریان متناوب با توان بالا و وزن کم و سرعت پائین طراحی کرد.

از اینرو در چند دهه اخیر، موتورهای القایی به دلیل مزایای ذاتیشان به اسبی محرک برای کاربردهای صنعتی تبدیل شده‌اند [۵] و [۶]. با پیشرفت‌های صورت گرفته در زمینه الکترونیک قدرت، گرایش به مبدل‌های قدرت ارزان‌تر و کارآمدتر افزایش یافته که موجب شده که درایوهای جریان متناوب تک موتور بتوانند از لحاظ اقتصادی با درایوهای جریان مستقیم به رقابت بپردازند.

عملکرد دینامیکی در درایوهای موتور القایی به کنترل موثر گشتاور الکترومغناطیسی و شار مغناطیسی بستگی داشته است. اصولاً برای کنترل موتورهای جریان متناوب دو رویکرد کلی کنترل اسکالر و کنترل برداری وجود دارد. کنترل اسکالر یکی از رویکردهای مرسوم در کنترل ماشین‌های جریان متناوب است. که بسیار ساختاری ساده و در عین حال عملکرد ضعیفی دارند در مقابل کنترل برداری ساختاری پیچیده‌تر اما در عوض عملکرد و پاسخ مطلوب‌تری در مقایسه با کنترل اسکالر دارد. اخیراً، مطالعات فراوانی در کنترل برداری برای دستیابی به یک کنترل موثر گشتاور و شار مغناطیسی صورت گرفته است. در میان آنها، می‌توان به دو روشی که از محبوبیت زیادی برخوردارند اشاره کرد: کنترل میدان‌گرا (FOC)^۱ و کنترل مستقیم گشتاور (DTC)^۲.

^۱ Field Oriented Control (FOC)

^۲ Direct Torque Control (DTC)

در تکنیک‌های کنترل برداری به ریزپردازنده‌های پر سرعت نیاز است. به خاطر وجود پردازنده‌های سیگنال دیجیتال^۱، کاربرد درایوهای موتور القایی برای کاربردهای با عملکرد بالا^۲ که در گذشته فقط با استفاده از درایوهای جریان مستقیم امکان پذیر بوده، ممکن شده است. در گذشته پیاده سازی این چنین تکنیک‌هایی کنترلی پیچیده بدلیل نیاز به سخت‌افزار و نرم‌افزارهای پیچیده، ممکن نبوده است. برای مثال در ماشین‌های جریان متناوب، کنترل گشتاور، با کنترل هر دو زاویه و اندازه جریان فاز یا بعبارت دیگر بردار جریان بدست می‌آید. که این دلیل انتخاب کلمه کنترل برداری می‌باشد. علاوه بر آن در ماشین‌های جریان متناوب شار میدان و زاویه فضایی نیروی محرکه مغناطیسی رتور به کنترلر خارجی نیاز دارد. عدم وجود این کنترلر، زوایای فضایی بین میدان‌های مختلف در ماشین‌های جریان متناوب با بار و اعمال پاسخ دینامیک ناخواسته تغییر می‌کند. با کنترل برداری ماشین‌های جریان متناوب، مولفه‌های جریان ناشی از شار و گشتاور مجزا هستند در نتیجه سیستم به هرگونه تغییرات بار و یا مقدار مرجع حساس بوده و به سرعت با آن منطبق می‌شود. درایوهای کنترل برداری یکی از انواع درایوهای کنترل گشتاور است. برای بهبود عملکرد دینامیکی، کنترل میدان‌گرا یا بطور دقیق‌تر کنترل برداری معرفی شده است که از مفهوم بردارهای فضایی برای کنترل مستقل گشتاور و شار مغناطیسی بهره گرفته است. روش کنترل FOC در ابتدا توسط F. Blaschke [۴] در سال ۱۹۷۱ برای موتور القایی معرفی شده است. در روش کنترل میدان‌گرا، گشتاور و شار مغناطیسی موتور القایی بصورت مستقل، مشابه موتورهای جریان مستقیم کنترل می‌شوند. در سال ۱۹۸۶، در ژاپن توسط Takahashi و Nogchi [۱] و [۲] و در آلمان توسط Depenbrock [۳] یک روش جدیدی برای کنترل گشتاور موتورهای القایی پیشنهاد دادند که کاملاً متفاوت از روش کنترل FOC است درایوی بنام کنترل مستقیم گشتاور (DTC : Direct Torque Control) می‌باشد. در درایو DTC می‌توان از طریق کنترل مستقیم شار پیوندی و گشتاور الکترومغناطیسی و با انتخاب حالات بهینه کلیدزنی اینورتر، به پاسخ سریع گشتاور و فرکانس کلیدزنی پایین اینورتر و تلفات هارمونیکی کمتر، دست پیدا کرد.

۱-۲-هدف

در سال‌های اخیر تحقیقاتی فراوانی بمنظور بهبود عملکرد درایو کنترل مستقیم گشتاور ارائه شده در [۵] انجام شده است. اما در اکثر روش‌های گزارش شده مهمترین اصل و مزیت درایو کنترل مستقیم گشتاور نسبت به روش کنترل میدان‌گرا که همان سادگی و عدم نیاز به پردازنده قدرتمند است،

^۱ Digital Signal Processor (DSP)

^۲ High Performance

در نظر گرفته نشده است و در این تحقیقات به مدلی دستیافته‌اند که برای پیاده سازی به پردازنده به مراتب قدرتمندتر از روش ارائه شده در [۵] نیاز است.

از اینرو هدف این پایان نامه ارائه روشی برای پیاده سازی بر روی روش کنترل مستقیم گشتاور که در ضمن حفظ قابلیت‌های اساسی این روش ارائه شده در [۵]، به بهبود مشکلات و ایرادات آن که در فصل بعد بطور کامل به بررسی آنها می‌پردازیم، منجر شود. بدین منظور، مدل‌سازی و شبیه‌سازی موتور القایی رتور قفسه‌ای و تحلیل، طراحی و پیاده سازی کنترل مستقیم گشتاور به دو روش کنترل مستقیم گشتاور پایه ارائه شده در [۱] و [۲] و همچنین روش کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از مدولاسیون بردار فضایی (SVM)^۱ ارائه شده در [۵] انجام شده است. با پیاده سازی این دو روش و بررسی قابلیت‌ها و نواقص آنها، روشی ابداعی ارائه شده که هم قابلیت‌های روش DTC پایه و هم روش DTC-SVM را دارا باشد و همچنین عاری از ایرادات روش DTC-SVM و هم مشکلات روش DTC پایه را بهبود ببخشد، ارائه شده است.

۱-۳-انگیزه پژوهش

با توجه به اینکه موتورهای القایی بطور گسترده در کاربردهای صنعتی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. لذا در این پایان‌نامه از موتور القایی استفاده شده است. با توجه به قدیم‌تر بودن روش کنترل گشتاور و شار مغناطیسی بر مبنای روش FOC و بررسی‌های انجام شده این روش به بلوغ خود در توسعه‌یابی رسیده‌اند و بسیاری از شرکت‌های تجاری از این روش در درایوهای خود استفاده کرده‌اند. از طرفی دیگر با وجود قابلیت‌های ذاتی روش DTC نسبت به روش FOC، این روش هنوز قابل توسعه می‌باشد. و همچنین شرکت‌های انگشت شماری نظیر ABB شروع به تجاری سازی این روش در دهه‌های اخیر کرده‌اند. در نتیجه در اینجا پتانسیل بزرگی برای بهبود عملکرد روش DTC ابتدایی احساس می‌شود.

یکی از مهمترین قابلیت‌های روش DTC نسبت به روش FOC که سادگی سیستم کنترل در زمینه پیاده سازی سخت افزاری است، این موضوع در روش‌های ارائه شده بمنظور بهبود عملکرد آن نادیده گرفته شده است و در روش‌های جدید با پیچیده‌تر کردن سیستم، عملکرد آن را بهبود بخشیدند. همین نکته موجب ایجاد انگیزه برای انتخاب روش DTC در این پایان‌نامه شده است، لذا دستیابی به روشی که بتواند با کمترین پیچیدگی به عملکردی مشابه روش‌های پیچیده ارائه شده برسد، ضروریست.

^۱ Direct Torque Control using Space Vector Modulation (DTC-SVM)

۱-۴- مروری بر فصول پایان نامه

با توجه به اهمیت شناخت موتور القایی و روش‌های کنترل آن، در فصل دوم روابط دینامیکی موتور القایی ارائه شده است. در ابتدا روابط دینامیکی ماشین القایی در دستگاه مرجع دو فاز dq و مدار معادل موتور القای ارائه و در ادامه، مزایای استفاده از درایوها برای کنترل موتور و همچنین به بررسی انواع طرح‌های کنترل پرداخته و در انتها به بررسی مزایا و معایب روش‌های گوناگون اختصاص داده شده است.

فصل سوم به روش پیشنهادی برای کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی اختصاص دارد. در این فصل در ابتدا الگوریتم روش پیشنهادی و ساختار کنترل کننده ارائه شده است و در انتها به سخت‌افزار مورد نیاز برای پیاده سازی آزمایشگاهی پرداخته شده است.

در فصل چهارم، نتایج شبیه سازی و پیاده سازی آزمایشگاهی روش‌های DTC پایه، SVM و روش پیشنهادی بصورت حلقه‌باز ارائه و تحلیل شده است. سپس نتایج حاصل از شبیه‌سازی بصورت حلقه بسته ارائه و با یکدیگر مقایسه شده است. در این فصل، عملکرد روش‌های فوق از دیدگاه گشتاور الکترومغناطیسی، شار پیوندی، سرعت مکانیکی رتور و جریان استاتور تحلیل و با یکدیگر مقایسه شده است. همچنین جریان خط استاتور موتور القایی از منظر طیف هارمونیک و اعوجاج هارمونیک کل (THD)^۱ مورد بررسی قرار گرفته است. مطابق نتایج حاصل از شبیه سازی، علاوه بر این که کارایی و اعتبار روش پیشنهادی تأیید می‌شود، بهبود پاسخ و عملکرد روش پیشنهادی نسبت به روش DTC-SVM نشان داده شده است.

فصل پنجم در این گزارش به نتیجه گیری و ارائه پیشنهادات برای ادامه این کار پرداخته شده است.

^۱ Total Harmonic Distortion (THD)

فصل دوم: معرفی و اصول کنترل موتور القایی

۱-۲-مقدمه

در این فصل ابتدا معادلات موتور القایی در مختصات dq و در سیستم متعادل بدست آمده است. سپس، روش‌های کنترل موتور القایی به اختصار معرفی و بررسی شده است. در ادامه مزایا و معایب روش‌های گوناگون نسبت به یکدیگر مورد بررسی قرار گرفته است. در انتها نیز به بررسی روش‌های مختلف ارائه شده برای کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی، در چند سال اخیر پرداخته شده است.

۲-۲-معادلات ریاضی موتور القایی

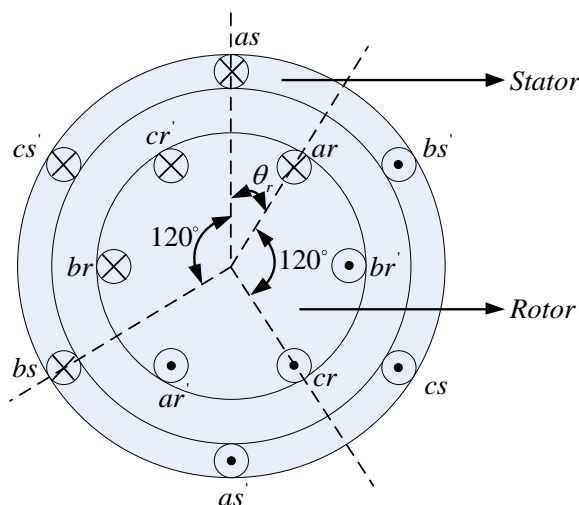
مطابق شکل ۱-۲، با فرض اینکه سیم‌پیچ‌های سه فاز استاتور بترتیب با نام‌های as ، bs و cs مشخص شود و تمامی فازها در استاتور دارای تعداد دور موثر N_s می‌باشند. به همین ترتیب، سیم‌پیچ‌های سه فاز رتور نیز به ترتیب با نام‌های ar ، br و cr شناخته شده و در رتور تعداد دور موثر هر فاز برابر با N_r دور است. حال ولتاژ فاز استاتور را می‌توان بصورت رابطه ۱-۲ بیان کرد [۱۰].

$$\begin{bmatrix} V_{abc}^s \\ V_{abc}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc}^s \\ I_{abc}^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Lambda_{abc}^s \\ \Lambda_{abc}^r \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

که داریم:

$$V_{abc}^s = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, V_{abc}^r = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}, I_{abc}^s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, I_{abc}^r = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}, \Lambda_{abc}^s = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix}, \Lambda_{abc}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix}$$

شار پیوندی استاتور و رتور نیز از مجموع شارهای پیوندی ناشی از جریان متغیر با زمان جاری شده در استاتور و رتور است که می‌توان آنها را شکل ماتریسی زیر نوشت:



شکل (۱-۲) موتور القایی سه فاز [۱۰]

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{abc}^s \\ \Lambda_{abc}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{abc}^{ss} & L_{abc}^{sr} \\ L_{abc}^{rs} & L_{abc}^{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc}^s \\ i_{abc}^r \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

با توجه به رابطه ۱-۲ و ۲-۲، معادله ولتاژ بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} V_{abc}^s \\ V_{abc}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc}^s \\ I_{abc}^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_{abc}^{ss} & L_{abc}^{sr} \\ L_{abc}^{rs} & L_{abc}^{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc}^s \\ i_{abc}^r \end{bmatrix} \right) \quad (3-2)$$

از آنجایی که ماتریس‌های اندوکتانس و جریان با زمان تغییر می‌کنند، محاسبات پیچیده و کنترل پارامترهای مدل موتور القایی دشوار است. این مشکل را می‌توان با انتقال تمام کمیت‌ها از دستگاه مختصات abc به $dq0$ حل کرد. رابطه ۱-۲ را می‌توان بصورت زیر باز نویسی نمود:

$$\begin{bmatrix} T_{sdq0} V_{abc}^s \\ T_{rdq0} V_{abc}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{sdq0} R_s T_{sdq0}^{-1} & 0 \\ 0 & T_{rdq0} R_r T_{rdq0}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{sdq0} I_{abc}^s \\ T_{rdq0} I_{abc}^r \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

$$+ \begin{bmatrix} T_{sdq0} & 0 \\ 0 & T_{rdq0} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Lambda_{abc}^s \\ \Lambda_{abc}^r \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{dq0}^s \\ V_{dq0}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{sdq0} R_s T_{sdq0}^{-1} & 0 \\ 0 & T_{rdq0} R_r T_{rdq0}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dq0}^s \\ I_{dq0}^r \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

$$+ \begin{bmatrix} T_{sdq0} & 0 \\ 0 & T_{rdq0} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} T_{sdq0}^{-1} \Lambda_{dq0}^s \\ T_{rdq0}^{-1} \Lambda_{dq0}^r \end{bmatrix}$$

با معادل سازی خواهیم داشت:

$$V_{dq0}^s = T_{sdq0} R_s T_{sdq0}^{-1} I_{dq0}^s + T_{sdq0} \frac{d}{dt} (T_{sdq0}^{-1} \Lambda_{dq0}^s) \quad (6-2)$$

$$V_{dq0}^r = T_{rdq0} R_r T_{rdq0}^{-1} I_{dq0}^r + T_{rdq0} \frac{d}{dt} (T_{rdq0}^{-1} \Lambda_{dq0}^r) \quad (7-2)$$

با حل روابط فوق داریم:

$$V_{dq0}^s = T_{sdq0} R_s T_{sdq0}^{-1} I_{dq0}^s + T_{sdq0} \frac{d}{dt} (T_{sdq0}^{-1}) \Lambda_{dq0}^s + T_{sdq0} T_{sdq0}^{-1} \frac{d}{dt} (\Lambda_{dq0}^s) \quad (8-2)$$

$$V_{dq0}^r = T_{rdq0} R_r T_{rdq0}^{-1} I_{dq0}^r + T_{rdq0} \frac{d}{dt} (T_{rdq0}^{-1}) \Lambda_{dq0}^r + T_{rdq0} T_{rdq0}^{-1} \frac{d}{dt} (\Lambda_{dq0}^r) \quad (9-2)$$

در روابط ۸-۲ و ۹-۲ داریم:

$$T_{sdq0} R_s T_{sdq0}^{-1} = T_{sdq0} \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} T_{sdq0}^{-1} = r_s T_{sdq0} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} T_{sdq0}^{-1} = r_s T_{sdq0} T_{sdq0}^{-1} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$

$$T_{rdq0} R_s T_{rdq0}^{-1} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad T_{sdq0} \frac{d}{dt} (T_{sdq0}^{-1}) = \omega_s \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad T_{rdq0} \frac{d}{dt} (T_{rdq0}^{-1}) = (\omega_s - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

حال با مرتبط سازی روابط ۸-۲ و ۹-۲ با مقادیر داده شده در بالا خواهیم داشت:

$$V_{dq0}^s = r_s I_{dq0}^s + \omega_s \Lambda_{dq0}^s + \frac{d}{dt} (\Lambda_{dq0}^s) \quad (۱۰-۲)$$

$$V_{dq0}^r = r_r I_{dq0}^r + (\omega_s - \omega_r) \Lambda_{dq0}^r + \frac{d}{dt} (\Lambda_{dq0}^r) \quad (۱۱-۲)$$

براساس روابط ۲-۱۰، ۲-۱۱، کمیت‌های d و q استاتور و رتور را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_s \lambda_{sq} \quad (۱۲-۲)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} + \omega_s \lambda_{sd} \quad (۱۳-۲)$$

$$\lambda_{sd} = (L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss}) i_{sd} + \frac{3}{2} \frac{N_r}{N_s} L_{ss} i_{rd} \quad (۱۴-۲)$$

$$\lambda_{sd} = (L_{ls} + L_{Ms}) i_{sd} + L_{Ms} \frac{N_r}{N_s} i_{rd}$$

$$\lambda_{sd} = L_s i_{sd} + L_{Ms} \frac{N_r}{N_s} i_{rd}$$

$$\lambda_{sq} = L_s i_{sq} + L_{Ms} \frac{N_r}{N_s} i_{rq} \quad (۱۵-۲)$$

$$v_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{rq} \quad (۱۶-۲)$$

$$v_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{rd} \quad (۱۷-۲)$$

$$\lambda_{rd} = (L_{lr} + L_{Mr}) i_{rd} + L_{Ms} \frac{N_r}{N_s} i_{sd} \quad (۱۸-۲)$$

$$\lambda_{rd} = L_r i_{rd} + L_{Ms} \frac{N_r}{N_s} i_{sd}$$

$$\lambda_{rq} = L_r i_{rq} + L_{Ms} \frac{N_r}{N_s} i_{sq} \quad (۱۹-۲)$$

در روابط فوق، $L_{Ms} = (3/2)L_{ss}$ و $L_{Mr} = (3/2)(N_r/N_s)^2 L_{ss}$ بترتیب اندوکتانس‌های مغناطیس

کننده استاتور و رتور هستند. مدارات استاتور و رتور در دستگاه d و q در شکل ۲-۲ نشان داده شده است.

با ارجاع کمیت‌های رتور به سمت استاتور، روابط ۲-۱۲ تا ۲-۱۹ را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$v'_{rd} = r'_r i'_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda'_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \lambda'_{rq} \quad (20-2)$$

$$v'_{rq} = r'_r i'_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda'_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \lambda'_{rd} \quad (21-2)$$

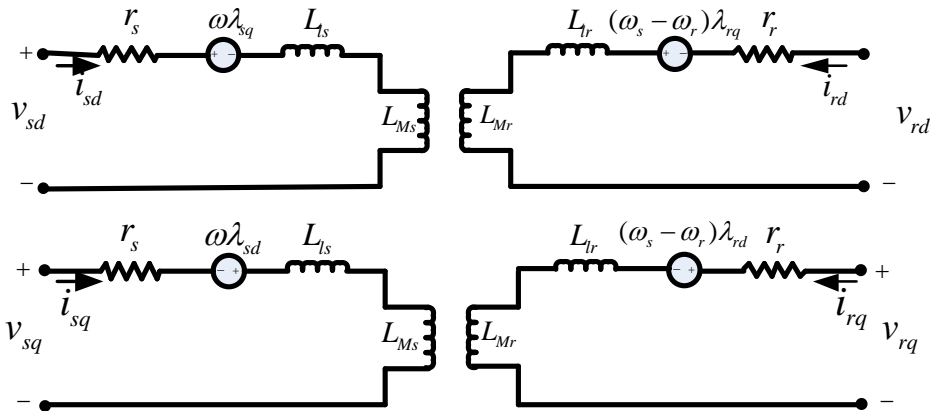
$$\lambda'_{rd} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{rd} = \frac{N_s}{N_r} \left(L_s i_{rd} + L_{Ms} \frac{N_r}{N_s} i_{sd} \right) \quad (22-2)$$

$$= \left[\left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_r \right] \left(\frac{N_r}{N_s} i_{rd} \right) + L_{Ms} i_{sd}$$

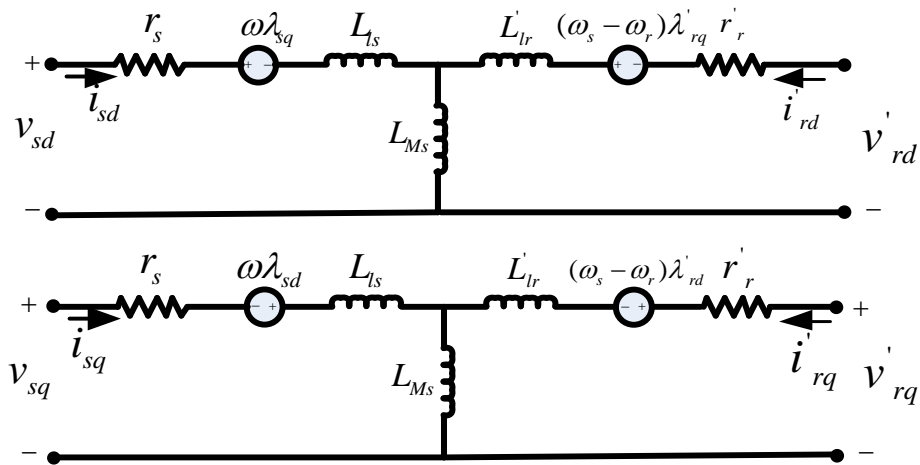
$$= \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 \left(L_{lr} + \frac{3}{2} \left(\frac{N_r}{N_s} \right)^2 L_{ss} \right) i'_{rd} + L_{Ms} i_{sd}$$

$$= \left[\left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{lr} + \frac{3}{2} L_{ss} \right] i'_{rd} + L_{Ms} i_{sd}$$

$$= (L'_{lr} + L_{Ms}) i'_{rd} + L_{Ms} i_{sd}$$



شکل (۲-۲) (a) مدل محور d استاتور و رتور موتور القایی (b) مدل محور q استاتور و رتور موتور القایی [۱۰]



شکل (۳-۲) (a) مدار معادل محور d برای موتور القایی (b) مدار معادل محور q برای موتور القایی [۱۰]

$$\lambda'_{rd} = L'_{lr} i'_{rd} + L_{Ms} (i'_{sd} + i'_{rd}) \quad (23-2)$$

$$\lambda'_{rd} = L_{Ms} i'_{sd} + L'_{r} i'_{rd}$$

که $i'_{rd} = (N_r/N_s) i_{rd}$ و $L_r = (N_s/N_r)^2 L_r$ بیان گر اندوکتانس رتور و جریان رتور ارجاع

داده شده به سمت استاتور است. بهمین ترتیب می توان نوشت:

$$\lambda'_{rq} = L'_{lr} i'_{rq} + L_{Ms} (i'_{sq} + i'_{rq}) \quad (24-2)$$

$$\lambda'_{rd} = L_{Ms} i'_{sq} + L'_{r} i'_{rq}$$

بطور مشابه، مولفه های d و q شار پیوندی را می توان بصورت زیر بیان کرد:

$$\lambda_{sd} = L_s i_{sd} + L_{Ms} i'_{rd} \quad (25-2)$$

$$\lambda_{sq} = L_s i_{sq} + L_{Ms} i'_{rq} \quad (26-2)$$

مدار معادل موتور القایی در دستگاه d و q در شکل ۲-۳ نشان داده شده است. با توجه به اینکه

تمام کمیت ها به سمت استاتور موتور القایی ارجاع داده شده اند، لذا بالانویس (') در پارامترهای رتور

برای راحتی در تحلیل در بخش بعدی حذف شده اند.

۲-۳- استخراج معادله گشتاور موتور القایی

معادله گشتاور موتور القایی را می توان بصورت زیر نوشت (پیوست ۱ را ببینید):

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{sd} i_{sq} - \lambda_{sq} i_{sd}) \quad (27-2)$$

معادله فوق در فرم برداری بصورت رابطه ۲-۲۹ خواهد بود.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_s \times i_s) \quad (28-2)$$

با ترکیب روابط ۲-۲۵، ۲-۲۶ و ۲-۲۷ خواهیم داشت:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) [(L_s i_{sd} + L_{Ms} i'_{rd}) i_{sq} - (L_s i_{sq} + L_{Ms} i'_{rq}) i_{sd}] \quad (29-2)$$

$$= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) [L_s i_{sd} i_{sq} + L_{Ms} i'_{rd} i_{sq} - L_s i_{sq} i_{sd} - L_{Ms} i'_{rq} i_{sd}]$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_{Ms} (i'_{rd} i_{sq} - i'_{rq} i_{sd})$$

حال با جایگذاری مقادیر i'_{rd} و i'_{rq} از روابط ۲-۲۸ و ۲-۲۹ در معادله فوق، می توان به معادله ۲-

۳۰ درست پیدا کرد.

$$\begin{aligned}
 T_e &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_{Ms} \left[\frac{1}{L_r} (\lambda_{rd} - L_{Ms} i_{sd}) i_{sq} - \frac{1}{L_r} (\lambda_{rq} - L_{Ms} i_{sq}) i_{sd} \right] \\
 &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_{Ms} \left(\frac{1}{L_r} \lambda_{rd} i_{sq} - \frac{L_{Ms}}{L_r} i_{sd} i_{sq} - \frac{1}{L_r} \lambda_{rq} i_{sd} + \frac{L_{Ms}}{L_r} i_{sq} i_{sd} \right) \\
 T_e &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_{Ms}}{L_r} (\lambda_{rd} i_{sq} - \lambda_{rq} i_{sd})
 \end{aligned}
 \tag{۳۰-۲}$$

۴-۲- مزایای کنترل دور موتورهای القایی

از جمله مزایای استفاده از کنترل کننده‌های دور موتور می‌توان به بهبود راندمان و صرفه جویی مصرف انرژی در کاربردهایی نظیر فن‌ها، پمپ‌ها، کمپرسورها و دیگر محرکه‌های کارخانجات اشاره کرد. درایوهای کنترل دور موتور کاملاً قادرند مشخصه‌های بار را با مشخصه‌های موتور تطبیق دهند. این تجهیزات توان راکتیو ناچیزی از شبکه دریافت می‌کنند و در نتیجه نیازی به تجهیزات اصلاح ضریب قدرت ندارند. در ادامه برخی از مزایای استفاده از درایوهای کنترل دور اشاره شده است.

- عمر مفید بالا (بدلیل استفاده از مدارات الکترونیک قدرت)
- توانایی درایو در بازگرداندن انرژی مصرفی در ترمزهای مکانیکی و یا مقاومت‌های الکتریکی به شبکه.
- کاهش جریان راه‌اندازی (جریان راه‌اندازی کمتر از ۱۰ درصد جریان نامی می‌شود)
- کاهش مصرف انرژی در سیستم‌های دارای فن (در گذشته با وجود موتورهای دور ثابت، کنترل جریان سیال با دمپر صورت می‌گرفت)
- افزایش دامنه تغییرات ممکن برای سرعت موتور نسبت به روش‌های مکانیکی
- یک کنترل کننده قادر است رنج تغییرات دور را نسبت به سایر روش‌های مکانیکی تغییر دور، به میزان قابل توجهی افزایش دهد (راه‌اندازی و توقف نرم). علاوه بر آن از مسائلی چون لرزش و تنش‌های مکانیکی نیز جلوگیری خواهد شد.
- درایوهای کنترل دور مدرن با اضافه شدن امکانات نرم‌افزاری برای مدیریت عملکرد کنترل دور خود قادرند راه‌حل‌های متناسبی برای کاربردهای مختلف صنعتی ارائه دهند.

۵-۲- طبقه بندی طرح‌های کنترل دور موتور القایی از نظر سیگنال کنترل شده

۵-۲-۱- کنترل اسکالر

کنترل اسکالر مبتنی بر مدل حالت دائمی ماشین است. کار این روش کنترلی تنها تنظیم تغییرات دامنه متغیرهای کنترلی است و از اثرات کوپلینگ در ماشین صرف نظر شده است. برای مثال، ولتاژ ماشین را می‌توان با کنترل شار و فرکانس و یا لغزش را با کنترل گشتاور تنظیم کرد. در صورتیکه،

شار و گشتاور بترتیب تابعی از فرکانس و ولتاژ هستند. این روش کنترل دارای ساختاری ساده و مقاوم است در صورتیکه از عملکرد ضعیفی برخوردار است [۱۱].

تحت شرایط حالت دائمی معادلات ماشین بصورت زیر داده شده است:

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_e \bar{\psi}_s \quad (۳۱-۲)$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + j(\omega_e - \omega_r) \bar{\psi}_r \quad (۳۲-۲)$$

از رابطه ۳۲-۲ داریم:

$$\bar{\psi}_r = j \frac{R_r}{s\omega_e} \bar{i}_r \quad (۳۳-۲)$$

$$\text{or, } \bar{i}_r = -j \frac{s\omega_e}{R_r} \bar{\psi}_r \quad (۳۴-۲)$$

با توجه به رابطه شار پیوندی رتور ۳۵-۲ نیز داریم:

$$\bar{\psi}_r e^{j(\varepsilon-\theta)} = L_r \bar{i}_r e^{j(\varepsilon-\theta)} + L_m \bar{i}_s e^{-j\theta} \quad (۳۵-۲)$$

$$\bar{i}_s e^{-j\theta} = \frac{\bar{\psi}_r e^{j(\varepsilon-\theta)}}{L_m} - \frac{L_r}{L_m} \bar{i}_r e^{j(\varepsilon-\theta)} \quad (۳۶-۲)$$

گشتاور الکترومغناطیسی نیز برابرست با:

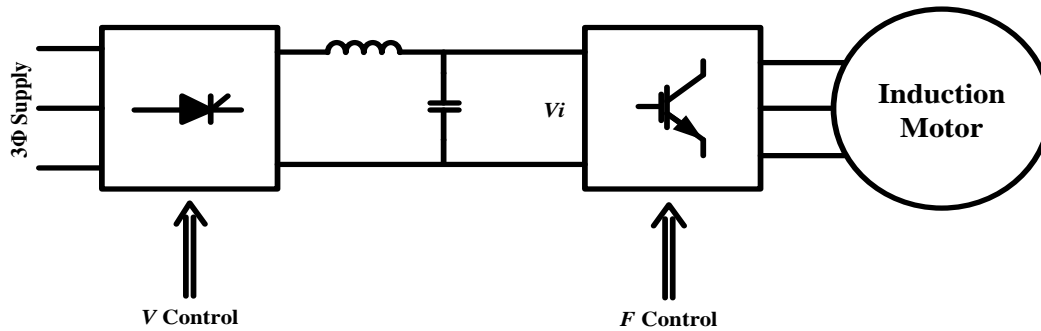
$$T_e = \frac{3PL_m}{2L_r} (\bar{\psi}_r e^{j(\varepsilon-\theta)}) \times (\bar{i}_s e^{-j\theta}) \quad (۳۷-۲)$$

با جایگذاری رابطه جریان استاتور ۳۶-۲ در رابطه ۳۷-۲ خواهیم داشت:

$$T_e = -\frac{3P}{2} (\bar{\psi}_r e^{j(\varepsilon-\theta)}) \times (\bar{i}_r e^{j(\varepsilon-\theta)}) \quad (۳۸-۲)$$

با جابجایی جریان رتور با آنچه در ۳۴-۲ آمده داریم:

$$T_e = \frac{3Ps\omega_e}{2R_r} \psi_r^2 \quad (۳۹-۲)$$



شکل (۴-۲) کنترل حلقه باز ولتاژ/فرکانس [۱۱]

رابطه ۳۹-۲ نشان می‌دهد که در شرایط شار ثابت، گشتاور متناسب است با لغزش یا در شرایط لغزش ثابت، گشتاور الکترومغناطیسی متناسب است با مربع شار. در این بخش از روش‌های مختلف کنترل اسکالر تنها به روش ولت/هرتز اشاره می‌کنیم.

۲-۵-۱-۱- کنترل سرعت به روش ولت/هرتز (V/F)

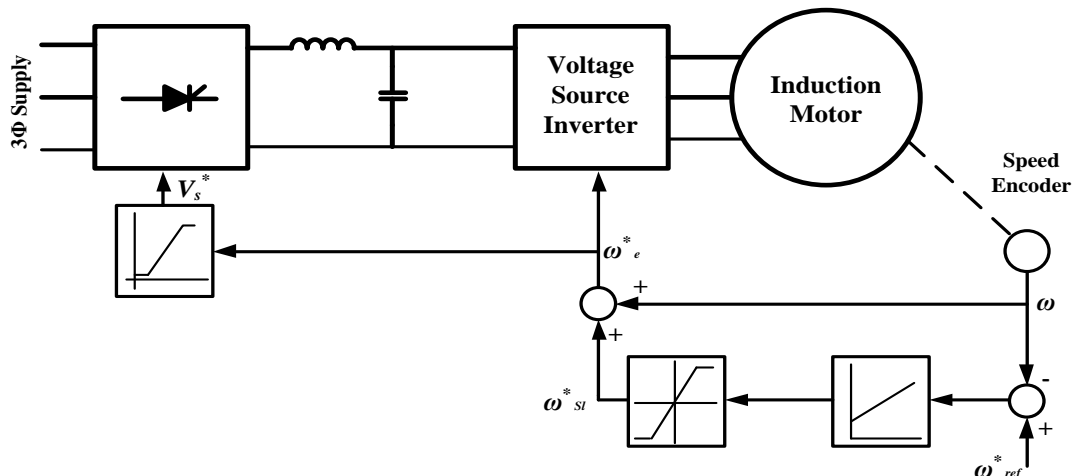
یک طرح ساده حلقه باز کنترل سرعت، به روش V/F برای یک موتور القایی در شکل ۴-۲ نشان داده شده است. در این طرح کنترلی، کمیت‌های اسکالری که کنترل می‌شوند شامل دامنه ولتاژ اعمالی و فرکانس آن می‌شود. این بدلیل اینکه در این طرح مقدار مرجع ولتاژ مستقیماً از مقدار مرجع فرکانس با استفاده از رابطه V/f تولید می‌شود به عنوان کنترل ولت/هرتز شناخته می‌شود [۱۱].

شکل ۴-۲ بلوک دیاگرام کنترل کننده سرعت حلقه باز را نشان می‌دهد که در آن فرکانس تغذیه موتور القایی متغیر است. در این طرح برای دستیابی به حداکثر حساسیت گشتاور نسبت به سرعت رتور $(T \propto |\psi_m|^2 \omega_{sl})$ ، حفظ اندازه شار فاصله هوایی در مقدار مجاز آن ضروریست. در شرایط حالت دائمی، شار فاصله هوایی را می‌توان بصورت زیر نوشت [۹]:

$$j\omega_e \psi_m = v_s - i_s (R_s + j\omega_e L_s) \quad (۴۰-۲)$$

در فرکانس‌های بالا، از افت ولتاژ استاتور صرف نظر کرده و شار فاصله هوایی را می‌توان بصورت زیر تقریب زد:

$$j\omega_e \psi_m = v \quad (۴۱-۲)$$



شکل (۲-۵) کنترل حلقه بسته سرعت به روش ولتاژ/هرتز و رگولاتور لغزش [۱۱]

بمنظور حفظ دامنه شار فاصله هوای در مقدار ثابت، نسبت ولتاژ اعمالی به فرکانس باید مقداری ثابت باشد. با توجه به اینکه تقریب تنها در فرکانس‌های بالا معتبر است (بیشتر از ۲۵ درصد)، در فرکانس‌های پائین افت ولتاژ استاتور مقداری بزرگ است از این رو هر دو شار و گشتاور کاهش می‌یابند. بنابراین، یک افزایش ولتاژ V_{boost} به مرجع ولتاژ افزوده می‌شود تا شار فاصله هوای در مقدار مجاز حفظ شود و همچنین گشتاور کامل در حالت سرعت نزدیک به صفر در دسترس باشد. اما در سرعت‌های بیشتر از مقدار مجاز، مقدار نسبت V/f بدلیل ثابت ماندن دامنه ولتاژ اعمالی در مقدار نهایی‌اش و افزایش فرکانس، کاهش یافته که منجر به کاهش شار در فاصله هوایی می‌شود. که در این حالت گفته می‌شود ماشین در ناحیه کاری میدان تضعیف شده در حال کار است.

در کنترل حلقه باز، نوسانات ولتاژ خط AC و افت امپدانسی موجب تولید نوسان در شار فاصله هوایی می‌شود. این نوسانات را می‌توان با به کارگیری سیستم کنترل حلقه بسته ولتاژ حذف کرد. در سیستم کنترل سرعت حلقه باز اگر گشتاور بار افزایش یابد، لغزش نیز در پی آن در محدوده پایداری افزایش خواهد یافت که موجب حفظ تعادل بین گشتاور الکترومغناطیسی و گشتاور بار می‌شود. در صورتیکه، سرعت رتور تمایل دارد تا با تغییرات گشتاور بار تغییر کند. اگر تغییر سرعت حلقه باز امری غیر مجاز باشد یک سیستم کنترل حلقه بسته سرعت باید بکار گرفته شود، که در آن سیگنال خطای افت سرعت مقدار مرجع فرکانس را تعیین می‌کند. در زمان عملکرد حالت دائمی، با تغییر پله‌ای در مقدار مرجع فرکانس، مقدار لغزش از مقدار قفل گشتاور تجاوز کرده و ماشین ناپایدار خواهد شد. برای حل این مشکل می‌توان با استفاده از یک رگولاتور لغزش که عدم تجاوز مقدار لغزش را بیش از مقدار قفل گشتاور تضمین کند، بر طرف نمود. در این طرح کنترلی، خطای حلقه کنترل سرعت مقدار مرجع لغزش را از طریق یک کنترلر و محدود کننده تناسبی-انتگرالی (PI) تولید می‌کند. مقدار لغزش بدست آمده با سیگنال سرعت برای تولید مقدار مرجع فرکانس جمع می‌شود. مرجع فرکانس همچنین مقدار

مرجع ولتاژ را با استفاده از تابع V/f تولید می‌کند که با دخالت دادن فرکانس‌های پائین موجب جبران افت استاتور می‌گردد. از آنجایی که لغزش متناسب است با گشتاور الکترومغناطیسی تولید شده لذا می‌توان این طرح بعنوان کنترل کننده گشتاور در داخل یک حلقه کنترل سرعت شناخت. این طرح کنترلی در شکل ۲-۵ نشان داده شده است. با تغییر پله‌ای در مرجع سرعت، ماشین با یک حد از لغزش که متناظر است با حداکثر گشتاور، آزادانه شتاب گرفته و بعد از گذشت زمان کوتاهی به مقدار لغزش متناسب با گشتاور بار در حالت دائمی می‌رسد.

۲-۵-۲- کنترل برداری

با وجود اینکه سیستم کنترل اسکار موتور القایی به اندازه کافی برای پیاده سازی ساده است اما اثر ذاتی کوپلینگ (هر دو شار و گشتاور تابعی از ولتاژ یا جریان فرکانس هستند) منجر به کندي پاسخ سیستم شده و سیستم کنترلی نیز بدلیل اثرات مراتب بالاتر سیستم (مرتب پنجم) مستعد ناپایداری خواهد بود [۹]. برای مثال، اگر گشتاور بدلیل زیاد شدن لغزش افزایش یابد (فرکانس) شار تمایل به کاهش دارد. تغییرات شار در چنین سیستمی همواره به کندي اتفاق می‌افتد. در نتیجه این کاهش شار توسط یک حلقه کنترل شار آهسته که ولتاژ اضافی را تولید می‌کند، جبران می‌شود. این افت موقت در شار موجب کاهش حساسیت گشتاور به لغزش شده و زمان پاسخ‌دهی را هم طولانی‌تر می‌کند. از این رو، درایوهای با عملکرد بالا مانند کنترل میدان‌گرا [۵] و [۶] یا کنترل مستقیم گشتاور [۱] و [۲] یا کنترل خطی‌سازی شده فیدبک^۱ [۱۳] استفاده می‌شود.

۲-۵-۲-۱- کنترل FOC

کنترل میدان‌گرا (FOC) در واقع همان کنترل جریان استاتور است که با یک بردار نشان داده شده است. این روش مبتنی بر تبدیل مختصات که سیستم سه فازه نامتغیر با زمان و سرعت وابسته را به یک مختصات دو فازه نامتغیر با زمان (d-q coordinate) انتقال می‌دهد. این تبدیل مختصات منجر به یک ساختار کنترلی مشابه سیستم کنترل موتور جریان مستقیم خواهد شد. این سیستم نیازمند اطلاعاتی راجع به دامنه و موقعیت بردار شار رتور است. در ماشین‌های القایی، جریان مغناطیس‌کننده مشابه با شار میدان اصلی در ماشین‌های جریان مستقیم^۲ (DC) است و با مولفه d جریان استاتور i_{sd} کنترل می‌شود. مولفه q جریان استاتور i_{sq} نیز هم‌تراز جریان آرمیچر در ماشین‌های DC بوده و به راحتی از طریق تغییرات مناسب در جریان استاتور برای دستیابی به پاسخ سریع به تغییرات ناگهانی گشتاور بار قابل تغییر است. این سیستم همچنین سرعت زاویه‌ای بردار شار رتور را نیز کنترل

^۱ Feedback Linearization control (FLC)

^۲ Direct Current (DC)

می‌کند [۱۲]. در شرایط عملکرد حالت دائمی با جریان سینوسی، بردار جریان استاتور و بردار جریان مغناطیس کننده بصورت غیر سنکرون می‌چرخند. از این رو i_{sd} و i_{sq} کمیت‌های غیر برداری و ثابتند و در نتیجه یک گسٹاور ثابت تولید می‌شود.

اخیرا تکنیک کنترل برداری، بعنوان روش استاندارد برای سیستم‌های کنترلی با کارایی بالا برای درایوهای ماشین‌های القایی شناخته شده است. اصولا روش کنترل برداری به دو گروه کنترل مستقیم و غیرمستقیم بسته به روش بدست آوردن موقعیت بردار شار رتور تقسیم می‌شود. کنترل مستقیم FOC نشان می‌دهد که شار رتور را می‌توان مستقیما هم با اندازه‌گیری مستقیم شار با استفاده از سنسورهای اثر هال نصب شده در ماشین و هم با بکارگیری مشاهده‌گر شار مورد ارزیابی قرار داد. روش کنترل غیرمستقیم FOC از سویی دیگر نشان می‌دهد که فرکانس لحظه‌ای لغزش از دو مولفه جریان محاسبه می‌شود.

از آنجائیکه فرکانس لغزش، سرعت شار رتور را نسبت به سرعت مکانیکی رتور نشان می‌دهد، لذا از لغزش انتگرال گرفته شده و به موقعیت مکانیکی اندازه‌گیری شده افزوده می‌شود. این امر موجب تخمین دقیق موقعیت شار رتور در سرعت‌های پائین شده و عملکرد ماشین را در تمام رنج سرعتی تضمین می‌کند. در این بخش تنها به کنترل غیر مستقیم FOC اشاره می‌شود.

۲-۲-۵-۲- کنترل برداری غیر مستقیم

در دستگاه مرجع رتور، بردار شار رتور در جهت محور d دستگاه مرجع d-q گردان با سرعت سنکرون قرار دارد. از این رو، ω_e سرعت سنکرون بردار فضایی شار رتور است. مولفه q شار رتور ψ_{rq} برابر با صفر است و داریم:

$$\psi_r = \psi_{rd} \quad (۴۲-۲)$$

با استفاده از رابطه ۲-۴۳، می‌توان دینامیک رتور بصورت روابط ۲-۴۵ تا ۲-۴۸ نوشت [۱۱]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) i_{sd} + \omega_e i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \psi_{rd} + \frac{L_m \omega}{\sigma L_s L_r} \psi_{rq} \\ -\omega_e i_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) i_{sq} - \frac{L_m \omega}{\sigma L_s L_r} \psi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \psi_{rq} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} + (\omega_e - \omega) \psi_{rq} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} - (\omega_e - \omega) \psi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rq} \\ \frac{3P^2 L_m}{2J L_r} (i_{sq} \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) - \frac{F}{J} \omega - \frac{P}{J} T_l \end{bmatrix} \quad (۴۳-۲)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_r = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_r \quad (44-2)$$

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{3P^2 L_m}{2J L_r} (i_{sq} \psi_r) - \frac{F}{J} \omega - \frac{P}{J} T_l \quad (45-2)$$

$$T_e = \frac{3P L_m \psi_r i_{sq}}{2L_r} \quad (46-2)$$

$$\rho = \int \omega_e dt = \int \left(\omega + \frac{R_r L_m i_{sq}}{L_r \psi_r} \right) dt \quad (47-2)$$

ارتباط دامنه شار رتور با مولفه محور d جریان استاتور توسط معادله دیفرانسیل مرتبه اول بیان شده است، در نتیجه می توان آن را با کنترل مولفه محور d جریان استاتور کنترل نمود. تحت شرایط کاری حالت دائمی شار رتور ثابت است، لذا رابطه ۴۴-۲ بصورت زیر بازنویسی می شود:

$$\psi_r = L_m i_{sd} \quad (47-2)$$

برای پیاده سازی کنترل برداری غیر مستقیم می توان از روابط داده در ۴۸-۲ تا ۵۱-۲ استفاده

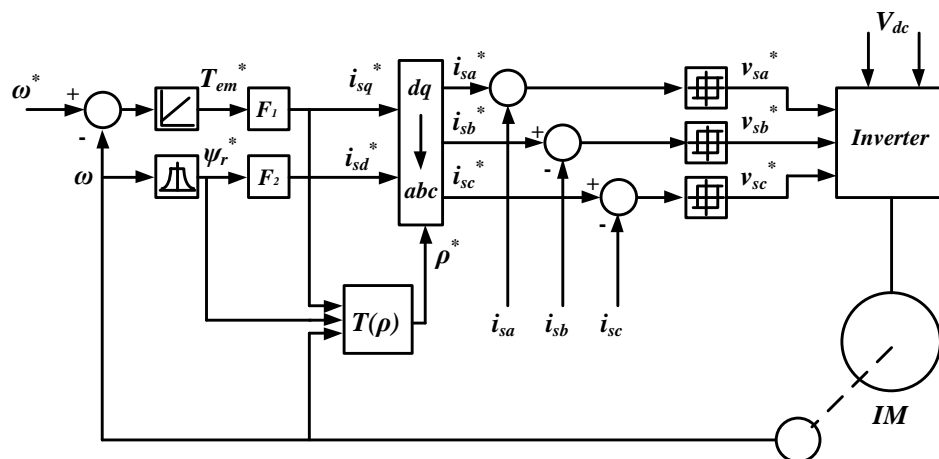
کرد.

$$i_{sd}^* = \frac{\psi_r^*}{L_m} \quad (48-2)$$

$$i_{sq}^* = \frac{1}{P} \frac{L_r}{L_s} \frac{T_e^*}{\psi_r^*} \quad (49-2)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{R_r L_m i_{sq}^*}{L_r \psi_r^*} \quad (50-2)$$

$$\rho = \int \omega_e^* dt = \int (\omega + \omega_{sl}^*) dt \quad (51-2)$$



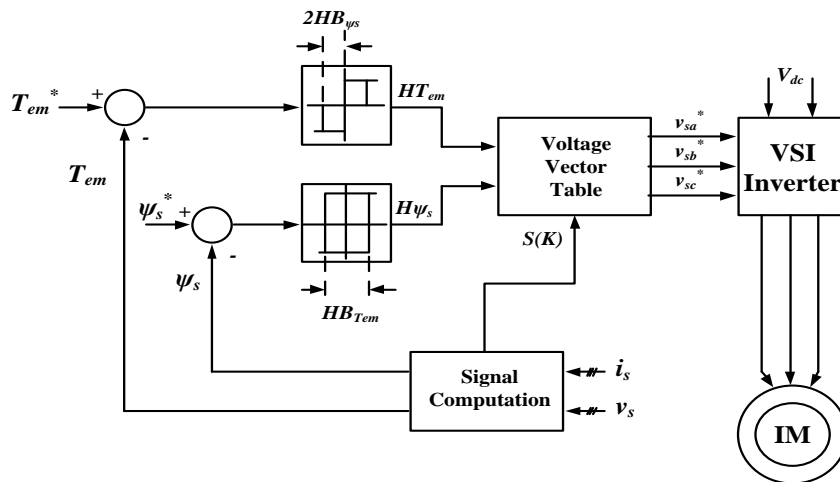
شکل (۲-۶) کنترل برداری غیرمستقیم [۱۱]

طرح اصلی سیستم کنترل برداری غیرمستقیم در شکل ۲-۶ نشان داده شده است. در شکل ۲-۶ بلوک‌های F_1 و F_2 بترتیب با روابط ۲-۴۸ و ۲-۴۹ متناظر هستند.

در سیستم کنترل FOC غیرمستقیم، زاویه بردار شار رتور به روش پیشخور تولید می‌شود. از آنجائیکه این روش بیشتر بر اطلاعات موجود از پارامترهای ماشین مانند L_m و L_r/R_r وابسته است، در نتیجه مقادیر واقعی ممکن است با تغییر در شرایط کاری تغییر کند پس بایستی در طراحی اثر بی‌ثباتی پارامترها در نظر گرفته شود.

۲-۵-۲-۳- کنترل DTC

با بکارگیری روش‌های کنترل مستقیم گشتاور بعنوان جایگزینی برای روش‌های کنترل برداری می‌توان به کنترل وسیع گشتاور دست پیدا کرد [۱۱]. ایده اصلی کنترل مستقیم گشتاور در ابتدا توسط فردی بنام Takahashi et al [۱] معرفی شده است. شکل ۲-۷ شماتیک سیستم درایو DTC موتور القایی را نشان می‌دهد که در این پایان‌نامه به DTC پایه شناخته می‌شود. در شکل ۲-۷ موتور القایی از طریق یک اینورتر منبع ولتاژی تغذیه شده و شار پیوندی استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی از طریق انتخاب حالات کلیدزنی اینورتر بطور مستقل و مستقیم کنترل می‌شود. انتخاب حالات کلیدزنی طوری انجام می‌شود که سیگنال خطای شار پیوندی استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی در بازه باند هیستریزس خود باقی بماند، و سیستم پاسخ دینامیک گشتاور سریعی داشته باشد. خروجی مقایسه‌گرهای شار و گشتاور (H_{ψ_s} , $H_{T_{em}}$) و اطلاعاتی از سکتور محل قرارگیری بردار فضایی شار استاتور برای دستیابی به جدول کلیدزنی بهینه مورد استفاده قرار گرفته است.



شکل (۷-۲) طرح کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی [۱۱]

از شکل ۷-۲ واضح است که این سیستم نیازمند تخمین گر شار استاتور و گشتاور است. شار استاتور را می توان با استفاده از مدل ولتاژی ماشین تخمین زد. در صورتیکه، در فرکانس های پائین بدلیل تغییرات مقاومت استاتور خطای بزرگی در تخمین شار استاتور رخ خواهد داد. از این رو تکنیک های دیگری برای تخمین شار استاتور مورد نیاز است.

مطابق شکل ۷-۲، دامنه مرجع شار استاتور و گشتاور با مقدار متناظر برآورد شده خود مقایسه شده و سیگنال خطا توسط کنترل کننده های هیستریزس پردازش می شوند.

حلقه کنترل شار دارای خروجی دیجیتال دو سطحی مطابق رابطه زیر است:

$$\begin{aligned} H_{\psi_s} &= 1 \text{ for } E_{\psi_s} > +HB_{\psi_s} \\ H_{\psi_s} &= -1 \text{ for } E_{\psi_s} < -HB_{\psi_s} \end{aligned} \quad (۵۲-۲)$$

حلقه کنترلی گشتاور نیز دارای خروجی دیجیتال سه سطحی مطابق روابط داده شده می باشد:

$$\begin{aligned} H_{T_e} &= 1 \text{ for } E_{T_e} > +HB_{T_e} \\ H_{T_e} &= -1 \text{ for } E_{T_e} < -HB_{T_e} \\ H_{T_e} &= 0 \text{ for } -HB_{T_e} < E_{T_e} < +HB_{T_e} \end{aligned} \quad (۵۳-۲)$$

فیدبک شار و گشتاور با استفاده از ولتاژها و جریان های ترمینال ماشین محاسبه می شود. بلوک محاسبه شار و گشتاور، سکتور بردار شار استاتور که در آن قرار دارد را نیز محاسبه می کند. مطابق آنچه در شکل ۸-۲ نشان داده شده است، صفحه بردار فضای به شش سکتور که هر کدام $\pi/۳$ رادیان است

تقسیم شده است. بلوک جدول بردار ولتاژ در شکل ۲-۸، بردار ولتاژ کنترل مناسب (حالت کلیدزنی) برای اینورتر را از طریق جدول جستجو نشان داده شده در جدول ۲-۱ تولید می‌کند.

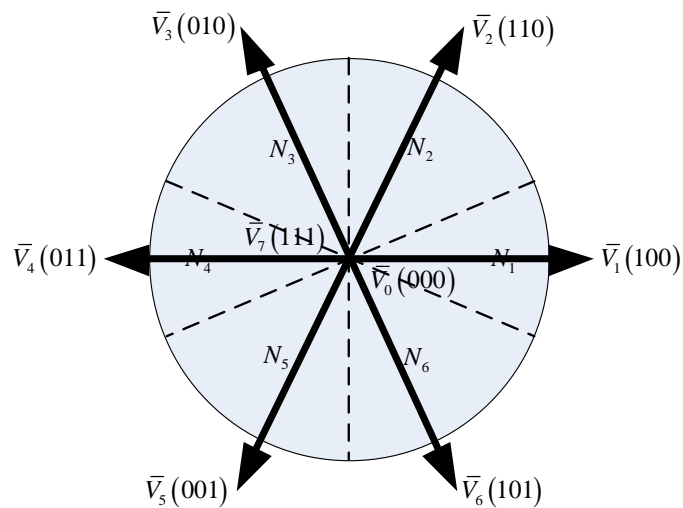
با صرف نظر از مقاومت استاتور داریم:

$$\bar{V}_s = \frac{d}{dt} \bar{\psi}_s \quad (2-54)$$

یا

$$\Delta \bar{\psi}_s = \bar{V}_s \cdot \Delta t \quad (2-55)$$

از روابط فوق چنین بنظر می‌رسد که شار استاتور را می‌توان با اعمال بردار ولتاژ V_s برای مدت زمان Δt ، تغییر داد.



شکل (۲-۸) بردارهای ولتاژ اینورتر

جدول (۲-۱) جدول کلیدزنی بردارهای ولتاژ اینورتر

$H_{\psi s}$	H_{Tem}	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
1	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
1	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
-1	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
-1	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

در این سیستم باندهای هیستریزس مدت زمان بکار گیری هر بردار ولتاژ را تعیین می کنند و اگر زمان بکار گیری ثابت باشد فرکانس کلیدزنی نیز ثابت خواهد بود. همچنین باندهای هیستریزس می توانند برای ثابت ماندن میانگین فرکانس کلیدزنی انتخاب شوند. این طرح کنترلی ساده بنظر می رسد اما شار استاتور بایستی تخمین زده شود و در پی آن می توان گشتاور الکترومغناطیسی را از رابطه زیر بدست آورد:

$$T_e = \frac{3P}{2} \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s \quad (۵۶-۲)$$

در این سیستم پاسخ گشتاور همانند سیستم های کنترل برداری سریع است. نوسانات گشتاور مستقیماً کنترل شده و تلفات هسته و نویز را می توان با انتخاب سطوح شار استاتور کنترل کرد.

۲-۶- مزایا و معایب روش DTC پایه

- مزایای روش DTC پایه نسبت به روش FOC بطور خلاصه در زیر آورده شده است:
- روش DTC پایه نیازی به مولد سیگنال PWM برای کنترل اینورتر نداشته بلکه از طریق جدول کلیدزنی تامین می شود [۱۴].
 - از توابع ساده هیستریزس گشتاور و شار برای محاسبه گشتاور و شار استفاده شده است از این رو نیازی به کنترلر جریان نیست [۱۴].
 - بر خلاف روش FOC، DTC پایه نیازی به تبدیل پارک ندارد پس نیازی به پارامترهای محورهای d-q نیست [۱۵].
 - اندازه گیری سرعت موتور و موقعیت رتور برای روش DTC پایه الزامی نیست.
 - روش DTC پایه کمترین وابستگی به پارامترهای ماشین را دارد. تنها پارمتر مورد نیاز مقاومت استاتور برای محاسبه شار است [۳۵].
 - روش DTC پایه دارای پاسخ گشتاور سریع تری نسبت به روش FOC است [۳۵].
- اما در مقابل روش DTC پایه دارای معایبی نیز هست که بطور خلاصه در زیر بیان شده اند:
- ریپل شار و گشتار به نسبت زیاد در ماشین AC کنترل شده با روش DTC پایه [۱۴].
 - فرکانس کلیدزنی کاری با توجه به شرایط کاری ماشین مثل سرعت رتور، گشتاور بار، ولتاژ لینک DC و پهنای باند کنترلرهای هیستریزس تغییر می کند.
 - روش DTC پایه دارای مشکلاتی در کنترل شار و گشتاور در سرعت های نسبتاً پائین است [۳۶].

- شار استاتور را می‌توان از رابطه ۲-۵۵ تخمین زد. اما از آنجائیکه برای محاسبه شار مقاومت استاتور نیاز است پس هر تغییر کوچکی (ناشی از افزایش دمای موتور و فرکانس) در اندازه مقاومت استاتور موجب تخمین نادرست شار شده و عملکرد سیستم در سرعت‌های پائین کاهش می‌یابد [۱۵].

۲-۷-۷- مرور و بررسی مطالعات اخیر برای بهبود کنترل DTC پایه

۲-۷-۱- بررسی و تحلیل روش DTC-SVM

یکی از کارآمدترین روش‌های که تا کنون برای کاهش ریپل گشتاور و شار بر مبنای رویکرد DTC پیشنهاد و ارائه شده است، استفاده از روش مدولاسیون بردار فضایی (SVM) است. این روش را به اختصار DTC-SVM نامیده می‌شود. در ابتدا این روش برای موتور القایی در [۱۶] ارائه شده است. با استفاده از این روش، ریپل گشتاور و شار استاتور کاهش یافته و علاوه بر آن، استفاده از این روش منجر به تثبیت فرکانس کلیدزنی نیز خواهد شد.

در این روش نیز همان ساختار مورد استفاده در مدل DTC پایه بکار گرفته شده است. این رویکرد نیز همان DTC پایه در ابتدای زمان نمونه برداری مقادیر گشتاور الکترومغناطیسی و شار پیوندی استاتور تخمین زده شده و با مقادیر مرجع متناظرشان مقایسه می‌شوند و از سیگنال خطای ناشی از اختلاف پارامتر تخمینی و مقدار مرجع، ولتاژ مورد نیاز برای جبران خطا محاسبه می‌گردد. بدلیل اینکه دامنه ولتاژ مورد نیاز برای جبران خطا در این رویکرد، با توجه به مقدار خطا محاسبه می‌شود، لذا پس از گذشت مدت زمان کوتاهی ریپل گشتاور و شار پیوندی به میزان قابل توجهی کاهش یافته و به خوبی مقادیر مرجع را دنبال می‌کنند.

برای تحلیل این روش فرض کنید موتور در حالت ماندگار باشد، گشتاور T_o را تولید می‌کند و با سرعت ω_r می‌چرخد. در این حالت، بردار شار پیوندی استاتور ψ_s با سرعت ω_s و بردار شار پیوندی رتور ψ_r با سرعت ω_r می‌چرخند و اختلاف زاویه بین آنها برابرست با δ_o که موجب تولید گشتاور T_o می‌شود. در بازه نمونه برداری k ام، بردار شار پیوندی استاتور برابرست با ψ_{k-1} . حال اگر بردار شار پیوندی با سرعت ω_s دوران کند، در انتهای این بازه نمونه برداری، زاویه آن به اندازه $\omega_s T_s$ افزایش خواهد یافت. از طرفی شار پیوندی رتور نیز با سرعت ω_r دوران کرده و زاویه آن به اندازه $\omega_r T_s$ افزایش خواهد یافت. از این رو اختلاف زاویه بین این دو بردار ثابت مانده و در نتیجه آن گشتاور الکترومغناطیسی نیز ثابت باقی خواهد ماند. بدین ترتیب اگر گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی از مقدار مرجع کمتر باشد، زاویه

^۱ Sampling period

بین شار پیوندی استاتور و شار رتور که زاویه بار δ نامیده می‌شود بایستی افزایش یابد. فرض کنید گشتاور تولیدی از گشتاور مرجع^۱ کمتر باشد و اختلاف بین گشتاور مرجع T_{ref} و گشتاور تولیدی برابر یا ΔT باشد که این مقدار معادل میزان افزایش زاویه بار برای به مقدار $\Delta\delta$ باشد. برای جبران خطای گشتاور، بردار شار پیوندی استاتور باید با سرعت بیشتری دوران کند تا در انتهای بازه نمونه برداری k ام تا حد امکان گشتاور تولیدی به گشتاور مرجع نزدیک شود. شکل ۲-۹ این مطلب را بصورت برداری نشان می‌دهد. در این شکل بردار Ψ_{k-1} بردار شار پیوندی استاتور در ابتدای بازه نمونه برداری k ام است که با سرعت ω_s می‌چرخد. اگر همین وضعیت حفظ شود، زاویه بردار شار پیوندی در انتهای بازه نمونه برداری k ام به مقدار $\omega_s T_s$ افزایش می‌یابد و به مکان Ψ_k' خواهد رسید. اما بدلیل اینکه نیاز به افزایش گشتاور وجود دارد و زاویه بار باید به اندازه $\Delta\delta$ افزایش یابد، ولتاژ اعمالی به موتور به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که بردار شار در انتهای بازه نمونه برداری k ام تا حد امکان به بردار Ψ_k^* نزدیک شود. در حقیقت بردار Ψ_k^* بردار شار پیوندی مرجع است که اندازه آن ثابت و برابر با $|\Psi_s^*|$ است و زاویه آن نیز با توجه به گشتاور مورد نیاز تعیین می‌شود. این فرایند تا زمان برابری گشتاور تولیدی با گشتاور مرجع ادامه پیدا می‌کند. تحلیل حالتی که گشتاور تولیدی از گشتاور مرجع بیشتر است نیز مشابه حالت پیش است با این تفاوت که در این حالت بردار Ψ_k^* بایستی به اندازه $\Delta\delta$ عقب‌تر از بردار Ψ_k' باشد.

معادله ولتاژ استاتور در موتور القایی در دستگاه دو فازه d-q بصورت ۲-۵۷ است.

$$\bar{v} = \frac{d}{dt} \bar{\lambda} + R\bar{i} \quad (57-2)$$

اگر رابطه ۲-۵۷ را بفرم گسسته با زمان نمونه برداری T_s باز نویسی شود، خواهیم داشت:

$$\bar{v}_k = \frac{\bar{\lambda}_k^* - \bar{\lambda}_{k-1}}{T_s} + R\bar{i}_{k-1} \quad (58-2)$$

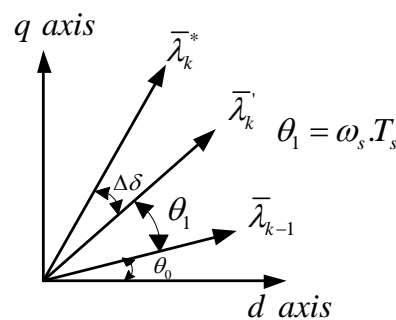
- \bar{i}_{k-1} بردار جریان استاتور در مختصات d-q و در ابتدای بازه نمونه برداری k ام
- Ψ_{k-1} بردار شار پیوندی استاتور در ابتدای بازه نمونه برداری k ام
- Ψ_k^* بردار مرجع شار پیوندی
- V_k^* بردار ولتاژ اعمالی به استاتور در طول بازه نمونه برداری k ام

در نتیجه برای اینکه بردار شار پیوندی در انتهای بازه نمونه برداری k ام به بردار Ψ_k^* برسد، باید بردار ولتاژی برابر با V_k^* که از رابطه ۲-۵۸ بدست می‌آید انتخاب و به استاتور موتور اعمال شود. بردار

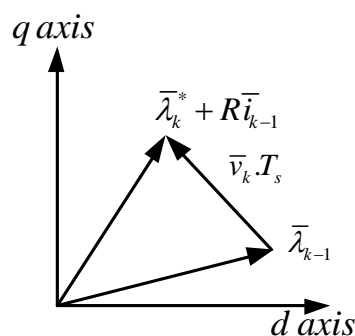
^۱ Reference torque

ولتاژ V_k^* در بازه نمونه برداری k ام به استاتور اعمال شده و باعث تغییر مکان بردار شار پیوندی به میزان $V_k^* T_s$ می‌شود. در شکل ۲-۱۰ این موضوع بصورت برداری نشان داده شده است.

شکل ۲-۱۱ ساختار کلی روش DTC-SVM را نشان می‌دهد [۲۵]. همانطور که از شکل پیداست هدف این ساختار کنترل سرعت به گونه‌ایست که گشتاور تولید دارای اعوجاج کمتری داشته باشد. در این رویکرد همانند روش کنترل مستقیم گشتاور پایه از یک بلوک تخمین‌گر شار و گشتاور استفاده شده است. در این سیستم هدف نهایی کنترل سرعت رتور است به گونه‌ای که در خروجی گشتاوری با کمترین ریبیل تولید شود. بنابراین یک حلقه کنترل سرعت برای مقایسه سرعت موتور با سرعت مرجع مورد نیاز است. در این حلقه ابتدا سرعت موتور با سرعت مرجع مقایسه شده و مقدار خطا به یک کنترل کننده انتگرالی-تناسبی (PI)^۱ اعمال می‌شود. خروجی این کنترل کننده انتگرالی-تناسبی به عنوان گشتاور مرجع به سیستم کنترل گشتاور اعمال خواهد شد.

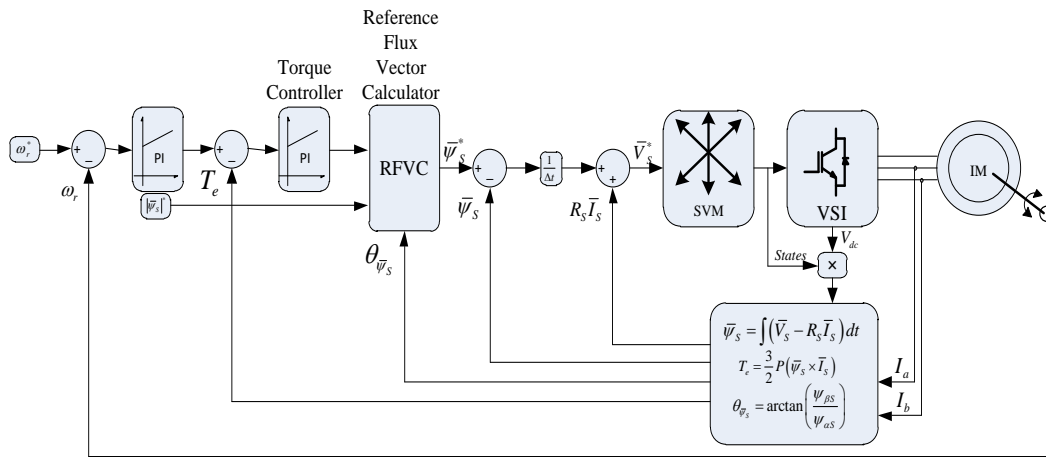


شکل (۲-۹) بردارهای فضایی شار پیوندی استاتور



شکل (۲-۱۰) بررسی تاثیر بردار ولتاژ بر بردار شار پیوندی در یک سیکل نمونه برداری

^۱ Proportional-integral (PI)



شکل (۱۱-۲) ساختار رویکرد DTC-SVM

با تنظیم ضرائب رگولاتور PI سرعت، مقدار مرجع گشتاور در خروجی آن تولید می‌شود. حال مقدار مرجع محاسبه شده گشتاور با مقدار گشتاور تولیدی موتور مقایسه شده و از طریق یک رگولاتور PI که به کنترل کننده گشتاور معروف است اعمال می‌شود. تنظیم ضرائب این کنترل کننده گشتاور کار دشواریست ضمن اینکه عملکرد این کنترل کننده به نقطه کار موتور وابسته است و ممکن است در برخی شرایط پاسخ مطلوبی نداشته باشد.

حال اگر بتوان رابطه گشتاور الکترومغناطیسی موتور القایی داده شده در ۲-۵۹ را با تقریبی به نسبت مناسب بصورت ۲-۶۰ نوشت، می‌توان نتیجه گرفت که با توجه به شکل ۲-۱۱ واضح است که خروجی کنترل کننده گشتاور طبق رابطه ۲-۶۱ بیان گر مقدار $\Delta\delta$ است که این مقدار معادل زاویه باری است که بایستی زاویه شار پیوندی افزایش یابد تا گشتاور مورد نیاز تامین شده و خروجی مقایسه‌گر گشتاور صفر شود [۳۵].

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_s \times \bar{\psi}_r = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r| \sin(\delta) \quad (۲-۵۹)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

- P تعداد قطب‌های موتور
- L_m اندوکتانس مشترک بین سیم‌پیچ‌های استاتور رتور
- L_s و L_r بترتیب اندوکتانس‌های خودی سیم‌پیچ‌های استاتور و رتور
- Ψ_s و Ψ_r بترتیب بردارهای شار استاتور و رتور
- δ زاویه بار

$$T_e \approx K * \delta \quad (۶۰-۲)$$

$$K = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r|$$

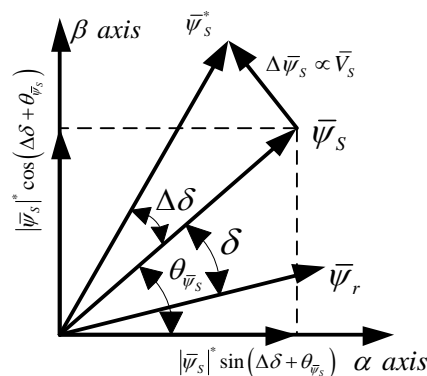
$$\Delta T_e \approx K * \Delta \delta \quad (۶۱-۲)$$

$$\Delta \delta \approx \Delta T_e / K$$

بلوک محاسبه‌گر بردار مرجع شار پیوندی (RFVC)^۱ با توجه به میزان تغییر زاویه بار مورد نیاز، سرعت دوران بردار شار، زاویه کنونی شار پیوندی و اندازه مرجع برای بردار شار پیوندی، بردار شار پیوندی مطلوب را برای بازه کلیدزنی k ام را تولید می‌کند. در واقع ساختار داخلی بلوک RFVC را می‌توان با استفاده از شکل ۱۲-۲ بصورت رابطه زیر تعریف کرد.

$$\bar{\psi}_s^* = |\psi_s^*| * \cos(\Delta\delta + \theta_s) + j |\psi_s^*| * \sin(\Delta\delta + \theta_s) \quad (۶۲-۲)$$

بلوک SVM نشان داده شده در شکل ۱۱-۲ وظیفه کنترل اینورتر را برعهده دارد. این بلوک با توجه به ورودی آن که بردار ولتاژ V_k^* است، بردارهای ولتاژ کلیدزنی و مدت زمان مربوط به هر یک را تعیین می‌کند و به کلیدهای اینورتر اعمال می‌شود. بردار V_k^* در تمام بازه k ام ثابت می‌ماند و با استفاده از رابطه ۵۸-۲ محاسبه می‌شود. با توجه به اندازه و زاویه بردار ولتاژ V_k^* مشابه روابط بیان شده در بخش SVM، مقادیر T_0 ، T_1 و T_2 (مدت زمان بکارگیری بردارهای ولتاژ) محاسبه می‌شوند.



شکل (۱۲-۲) نمایش بردارهای فضایی شار پیوندی استاتور و رتور

^۱ Reference Flux Vector Calculator (RFVC)

رویکرد DTC-SVM با کنترل دامنه و فاز شار پیوندی، گشتاور و شار موتور را کنترل می‌کند. از این رو مقادیر لحظه‌ای گشتاور و شار پیوندی برای کنترل موتور مورد نیاز است. برای تعیین گشتاور الکترومغناطیسی و شار پیوندی استاتور از یک بلوک تخمین‌گر استفاده می‌شود. این بلوک با استفاده از ولتاژها و جریان‌های ترمینال موتور در دستگاه مختصات $d-q$ ، به تخمین گشتاور و شار پیوندی می‌پردازد. رابطه ۶۳-۲، ولتاژ ترمینال استاتور را در دستگاه مرجع ثابت استاتور را نشان می‌دهد.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \quad (63-2)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds}$$

با مرتب کردن این معادلات بر حسب شار پیوندی داریم:

$$\lambda_{qs} = \int (v_{qs} - R_s i_{qs}) dt \quad (64-2)$$

$$\lambda_{ds} = \int (v_{ds} - R_s i_{ds}) dt$$

در هر بازه نمونه برداری T_s ، یکی از بردارهای ولتاژ به ترمینال موتور اعمال می‌شود و در طول این بازه ثابت می‌ماند. در نتیجه می‌توان با استفاده از مقادیر جریان و ولتاژ و با استفاده از رابطه ۶۶-۲ مقادیر شار پیوندی در راستای هر یک از محورهای d و q را در انتهای بازه نمونه برداری تخمین زد.

$$\lambda_{qs}^{est} = v_{qs} T_s + R_s \int (i_{qs}) dt + \lambda_{q0} \quad (65-2)$$

$$\lambda_{ds}^{est} = v_{ds} T_s + R_s \int (i_{ds}) dt + \lambda_{d0}$$

که در رابطه فوق می‌توان مقادیر اولیه شار (λ_{d0} و λ_{q0}) را برابر با صفر در نظر گرفت. با استفاده از رابطه ۶۶-۲ و همچنین ۶۷-۲ می‌توان اندازه بردار شار پیوندی را محاسبه کرد. از طرفی زاویه شار پیوندی نیز بایستی تعیین شود. با فرض اینکه محور d بر محور as منطبق باشد و θ_{est} زاویه بین بردار شار پیوندی تخمینی و محور q باشد، داریم:

$$|\bar{\lambda}_s| = \sqrt{(\lambda_{qs}^{est})^2 + (\lambda_{ds}^{est})^2} \quad (66-2)$$

$$\theta_{est} = \arctan\left(-\frac{\lambda_{ds}^{est}}{\lambda_{qs}^{est}}\right) \quad (67-2)$$

برای تخمین گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی نیز از رابطه ۶۸-۲ که در تمامی دستگاه‌ها صادق است، استفاده می‌شود. با قرار دادن مقادیر تخمین زده شده مولفه‌های d و q شار پیوندی در این رابطه، مقدار تخمینی گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی محاسبه می‌شود.

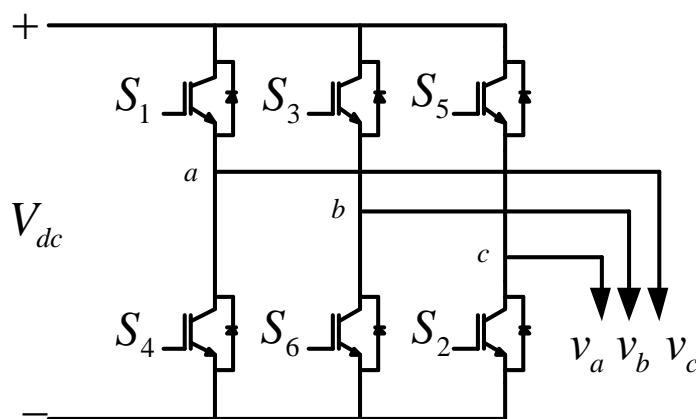
$$T_e^{est} = \frac{3P}{2} (\lambda_{ds}^{est} \cdot i_{qs} - \lambda_{qs}^{est} \cdot i_{ds}) \quad (۶۸-۲)$$

۲-۷-۲- شرح مدولاسیون بردار فضایی (SVM) [۱۸]

برای تولید سیگنال‌های کنترلی PWM برای کنترل اینورتر از روش‌های مختلفی نظیر سینوسی، دندانه اره‌ای و مدولاسیون بردار فضایی استفاده می‌شود که در این میان روش مدولاسیون بردار فضایی از دیدگاه دقت و تولید هارمونیک عملکرد بهتری دارد. از این روش مدولاسیون بردار فضایی پرکاربرد برای کنترل اینورتر سه فاز منبع ولتاژی می‌باشد. در شکل ۲-۱۳ ساختار یک اینورتر سه فاز نشان داده شده است. V_a ، V_b و V_c ولتاژهای فاز خروجی اینورتر هستند. در این ساختار، کلیدهای بالا و پائین هر فاز نمی‌توانند هم‌زمان خاموش یا روشن شوند. بنابراین حالات هر یک از کلیدها را می‌توان با سطح صفر برای خاموش بودن و سطح یک برای روشن بودن، مشخص کرد. از این رو هشت حالت کلیدزنی و به ازای هر حالت یک بردار ولتاژ داریم. رابطه بین حالات کلیدزنی و ولتاژهای فاز خروجی توسط رابطه ۲-۶۹ بیان می‌شود.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (۶۹-۲)$$

برای ساده شدن معادلات ماشین از تبدیل سه فاز به دو فاز استفاده می‌شود. با فرض اینکه مطابق شکل ۴-۶ محور افقی محور d و محور عمودی نیز محور q باشد و دستگاه مختصات دو فاز $d-q$ ثابت باشد، از ماتریس T_{abc-dq} بصورت زیر استفاده می‌شود [۱۸].



شکل (۲-۱۳) اینورتر سه فاز

$$T_{abc,dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (70-2)$$

با استفاده از این ماتریس ۷۰-۲، برای محاسبه مولفه‌های d و q ولتاژ خروجی اینورتر با استفاده از حالات کلیدزنی از رابطه ۷۱-۲ استفاده می‌شود.

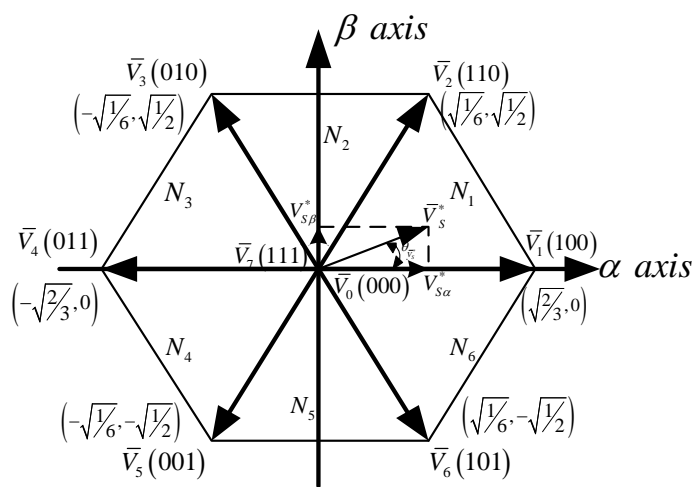
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = T_{abc,dq} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} V_{dc} \quad (71-2)$$

با استفاده از رابطه ۷۱-۲ نگاهت حالات کلیدزنی به صفحه $d-q$ همانند شکل ۱۴-۲ بدست می‌آید. در این شکل بردارهای v_0 تا v_7 بیانگر ولتاژهای متناظر با حالات کلیدزنی می‌باشند. حال برای فهم دقیق‌تر این روش، الگوریتم و محاسبات آن در زیر آورده شده است.

در ابتدا با توجه به شکل ۱۴-۲، مثلث‌های داخل شش ضلعی منتظم را شماره گذاری می‌شود. مثلث بین زاویه صفر و ۶۰ درجه را قطعه (سکتور) شماره یک نامیده و دیگر سکتورها را بترتیب و بصورت پادساعتگرد شماره گذاری می‌کنیم.

با استفاده از رابطه ۷۱-۲ ولتاژ سه فاز به ولتاژ دو فاز تبدیل می‌شود.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = T_{abc,dq} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (72-2)$$



شکل (۱۴-۲) بردارهای فضایی ولتاژ اینورتر

با توجه به مقادیر ولتاژهای V_d و V_q ، اندازه و زاویه بردار ولتاژ V_{ref} تعیین می‌شود و با استفاده از رابطه ۲-۷۳ مقادیر T_1 ، T_2 و T_0 که مدت زمان هدایت هر یک از کلیدهای اینورتر محاسبه می‌شود.

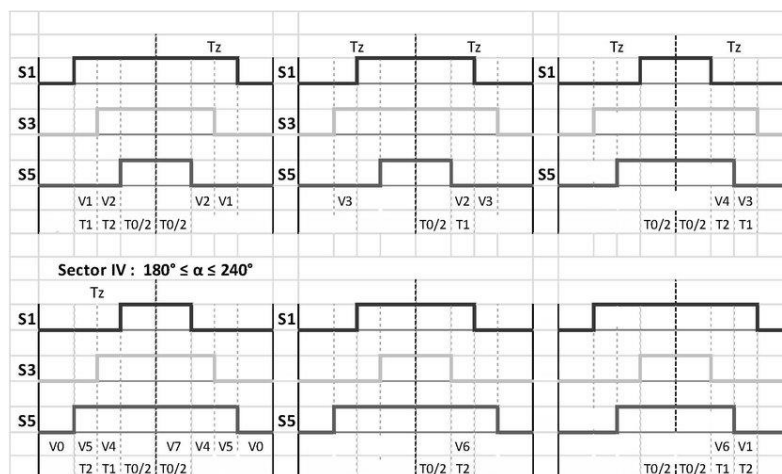
$$T_1 = \sqrt{2} T_s \frac{|\vec{V}_s^*|}{V_{dc}} \cos(\theta + 30) \quad (۲-۷۳)$$

$$T_2 = \sqrt{2} T_s \frac{|\vec{V}_s^*|}{V_{dc}} \sin(\theta)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2$$

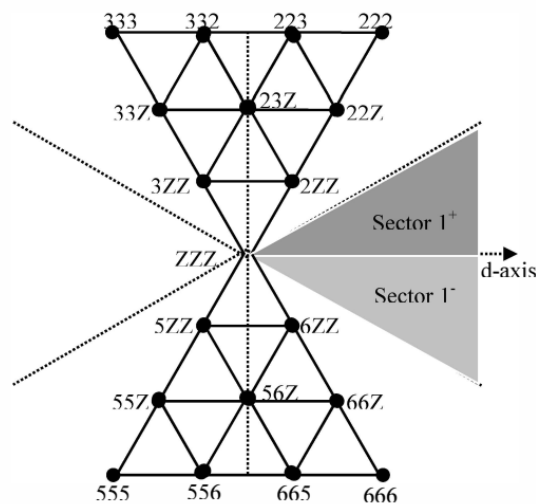
روابط محاسبه T_1 و T_2 در هر شش سکتور مطابق فرمول‌های فوق است با این تفاوت که در سکتورهای فرد (۱، ۳ و ۵) زاویه θ بین بردار V_{ref} و بردار قبل (در جهت مثبت مثلثاتی) و در سکتورهای زوج (۲، ۴ و ۶)، زاویه θ بین بردار V_{ref} و بردار بعدی است. یعنی در سکتور شماره یک، زاویه θ بین بردار V_{ref} و بردار v_1 و در سکتور شماره دو، زاویه θ بین بردار V_{ref} و بردار v_3 است.

حال با توجه به مکان قرار گیری بردار V_{ref} در صفحه، چیدمان بردارهای کلیدزنی در یک سیکل کلیدزنی مشخص می‌شود. شکل ۲-۱۵ چیدمان بردارهای کلیدزنی بر پایه سکتور محل قرار گیری بردار V_{ref} را نشان می‌دهد. همانطور که از شکل پیداست، علاوه بر نحوه محاسبه زاویه θ ، تفاوتی هم در چیدمان بردارهای کلیدزنی در سکتورهای زوج و فرد وجود دارد. اگر بردار ولتاژ مرجع در یا سکتور فرد با شماره k قرار داشته باشد، در این صورت چیدمان بردارها بصورت $[V_0, V_k, V_{k+1}, V_7, V_7, V_{k+1}, V_0]$ (مطابق الگوی شکل ۲-۱۵) است. اما اگر بردار ولتاژ مرجع در یک سکتور زوج با شماره k قرار داشته باشد، در این صورت چیدمان بردارها بصورت $[V_0, V_{k+1}, V_k, V_7, V_7, V_k, V_{k+1}, V_0]$ (مطابق الگوی شکل ۲-۱۵) خواهد بود.



شکل (۲-۱۵) الگوریتم چیدمان بردارهای سوئیچینگ در یک سیکل نمونه برداری

همانطور که پیش‌تر اشاره شده روش‌های فراوانی برای غلبه بر کاستی‌های مدل کنترل مستقیم گشتاور ابتدایی تا کنون ارائه شده است. یکی از راه‌حل‌ها، استفاده از اینورترهای چند سطحی است [۱۹] و [۲۰]. در اینگونه از اینورترها، سطوح ولتاژ بیشتری در ورودی اینورتر وجود دارد و در نتیجه بردارهای ولتاژ بیشتری برای کنترل شار و گشتاور در اختیار است. افزایش تعداد سطوح ولتاژ باعث تولید گشتاور صاف‌تر و با ریبِل کمتر خواهد شد. برای کاهش ریبِل گشتاور و تثبیت فرکانس کلیدزنی با استفاده از این روش، تعداد کلیدهای بیشتری مورد نیاز است که باعث افزایش هزینه و پیچیدگی می‌شود. یکی از روش‌هایی که برای بهبود الگوریتم مبتنی بر DTC پایه ارائه شده‌اند، روش مدولاسیون بردار فضایی گسسته برای DTC یا به اختصار DSVM^۱ است [۲۲] و [۲۳]. در این روش نیز همانند روش DTC از کنترل کننده‌های هیستریزس و جدول جست‌جو برای انتخاب حالات کلیدزنی و بردارهای استفاده شده است و ساختار آن بسیار مشابه ساختار مورد استفاده در DTC پایه است. در روش DSVM گستره عملکرد موتور بر اساس ولتاژ القایی موتور به یک سطح تقسیم می‌شود. در سرعت‌های کم و متوسط، صفحه بردار شار پیوندی همانند روش DTC پایه به شش ناحیه تقسیم می‌شود ولی در سرعت‌های بالا، مطابق شکل ۲-۱۶، این صفحه به دوازده ناحیه تقسیم می‌شود. همچنین کنترل کننده هیستریزس مربوط به گشتاور در این روش دارای پنج سطح خروجی ۲، ۱، ۰، -۱ و -۲ است. در حالی که در روش DTC پایه از کنترل کننده هیستریزس دو سطحی استفاده می‌شود.



شکل (۲-۱۶) نمودار سکتور بندی صفحه بردارهای ولتاژ برای روش DSVM [۲۱]

^۱ Discrete Space Vector Modulation (DSVM)

برای انتخاب بردارهای ولتاژ، هر بازه نمونه برداری T_s به سه قسمت مساوی تقسیم می‌شود و برای هر یک، بردار ولتاژ مناسب انتخاب می‌شود. در این روش امکان انتخاب بردار v_0 نیز وجود دارد. بعنوان مثال، بردار 223 به وسیله اعمال بردار v_2 در دو قسمت اول و بردار v_3 در قسمت سوم یک زمان نمونه برداری T_s ساخته می‌شود. با توجه به بازه سرعت موتور و شماره سکتوری که بردار شار پیوندی در آن قرار دارد، بردار ولتاژ مناسب انتخاب می‌شود. جداول $2-2$ تا $5-2$ بردارهای ولتاژ مناسب را برای حالتی که بردار شار پیوندی در سکتور شماره یک قرار دارد، ارائه کرده‌اند. با استفاده از روش DSVM اگرچه ریپل گشتاور و شار در مقایسه با روش DTC پایه تا حدود 65 درصد کاهش می‌یابد [21]، ولی همچنان مقدار آن قابل توجه است.

جدول (2-2) روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای سکتور شماره یک و در سرعت کم [21]

		dT				
			۲	۱	۰	-۱
dλ	-۱	V ₅₅₅	V ₅₀₀	V ₀₀₀	V ₃₀₀	V ₃₃₃
	۱	V ₆₆₆	V ₆₀₀	V ₀₀₀	V ₂₀₀	V ₂₂₂

جدول (3-2) روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای سکتور شماره یک و در سرعت متوسط [21]

		dT				
			۲	۱	۰	-۱
dλ	-۱	V ₅₅₅	V ₀₀₀	V ₂₀₀	V ₃₃₀	V ₃₃₃
	۱	V ₆₆₆	V ₀₀₀	V ₂₀₀	V ₂₃₀	V ₂₂₂

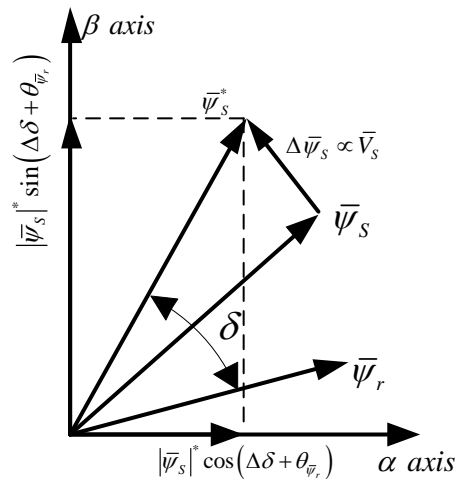
جدول (4-2) روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای سکتور شماره یک و در سرعت بالا [21]

		dT				
			۲	۱	۰	-۱
dλ	-۱	V ₅₅₅	V ₃₀₀	V ₂₃₀	V ₃₃₂	V ₃₃₃
	۱	V ₆₆₆	V ₂₀₀	V ₂₂₀	V ₂₂₂	V ₂₂₂

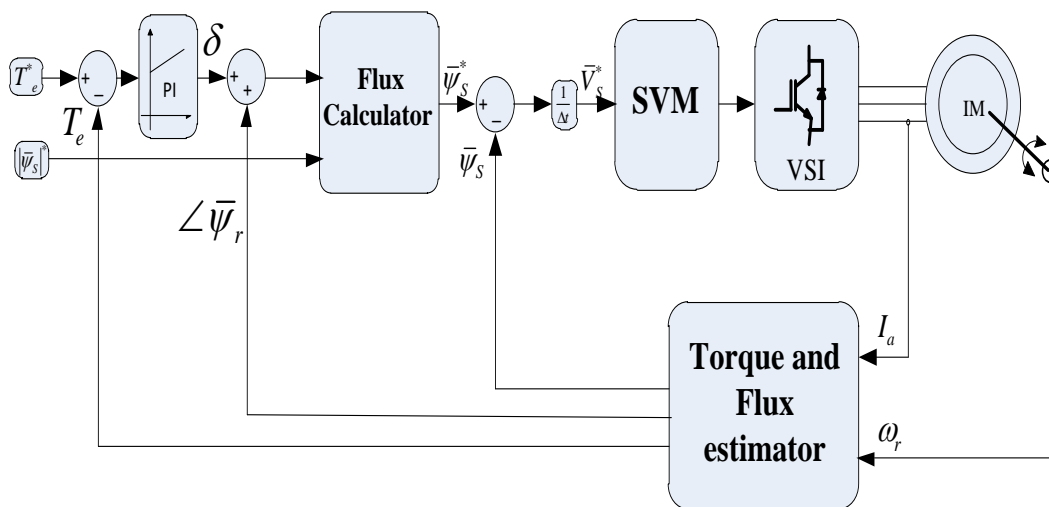
جدول (5-2) روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای سکتور شماره یک و در سرعت بالا [21]

		dT				
			۲	۱	۰	-۱
dλ	-۱	V ₅₅₅	V ₃₀₀	V ₃₃₀	V ₃₃₃	V ₃₃₃
	۱	V ₆₆₆	V ₂₀₀	V ₂₃₀	V ₂₂₃	V ₂₂₂

در مقاله [۲۴] برای کاهش شدت معایب گفته شده در روش DTC پایه از ساختاری مشابه ساختار ارائه شده در روش DTC-SVM استفاده شده است. در این رویکرد هدف انتخاب دقیق بردار ولتاژ استاتور (v_s) برای تامین زاویه بار مورد نیاز، که منجر به تغییر در بردار شار استاتور ψ_s شده و در نتیجه گشتاور مورد بار با ثابت بودن اندازه شار، تامین گردد. در این مدل نیز همانند روش DTC-SVM از الگوریتم مدولاسیون بردار فضایی برای کنترل اینورتر استفاده شده است.



شکل (۲-۱۷) بردارهای فضای شار پیوندی [۲۴]



شکل (۲-۱۸) بلوک دیاگرام ساختار روش DTC-SVM در مرجع [۲۴]

در این رویکرد مطابق شکل ۲-۱۸ بردار شار پیوندی استاتور توسط بلوک RFVC با استفاده از رابطه زیر محاسبه شده و در ادامه این شار مرجع با بردار لحظه‌ای تخمین زده شده شار استاتور مقایسه شده و طبق رابطه ۲-۷۴ ولتاژ مورد نیاز برای جبران خطای گشتاور استفاده می‌شود.

$$\bar{\psi}_s^* = |\psi_s^*| * \cos(\Delta\delta + \theta_{\bar{\psi}_r}) + j |\psi_s^*| * \sin(\Delta\delta + \theta_{\bar{\psi}_r}) \quad (۲-۷۴)$$

$$\Delta\bar{\psi}_s = \bar{V}_s * \Delta t \quad (۲-۷۵)$$

در واقع در این مدل همانطور که در شکل ۲-۱۸ نشان داده شده است، با اینکه هیچ‌گونه حلقه کنترل سرعتی وجود ندارد، اما برای محاسبه بردار لحظه‌ای شار رتور به سنسور سنجش سرعت نیاز است.

در [۲۵]، در این مقاله نیز همانند تمام روش‌های ارائه شده تاکنون برای حل مشکلات روش DTC پایه، یک مدل بهبود یافته برای کنترل مستقیم گشتاور براساس کنترل مستقیم بردار شار استاتور ارائه شده است. که در آن تنها از یک کنترل کننده تناسبی-انترگالی استفاده شده که این امر موجب راحتی درک مدل و پیاده سازی آن می‌شود. در اینجا تمام الگوریتم‌های استفاده شده تماما در دستگاه مختصات است و تنها از مقاومت استاتور برای محاسبات استفاده شده است. در این مقاله برای طراحی ضرائب رگولاتور PI گشتاور از دو روش سنتز کنترل کننده^۱ PI و همچنین کنترل کننده مقاوم استفاده شده است. در شکل ۲-۱۹ بردارهای شار استاتور و رتور رسم شده است. در این رویکرد طبق شکل زیر و روابط بدست آمده از آن می‌توان به این نتیجه رسید که می‌توان با کنترل مستقیم دامنه و سرعت دوران بردار شار استاتور به کنترل مستقیم گشتاور دست پیدا کرد.

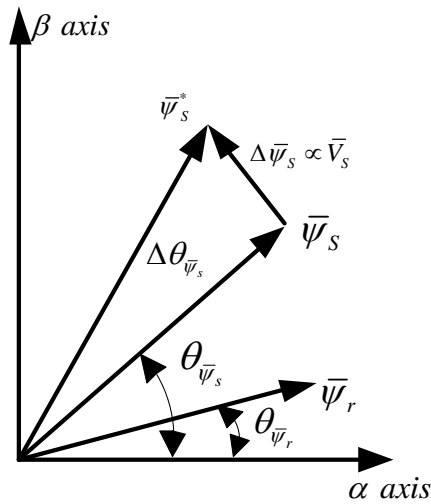
$$\begin{cases} |\bar{\psi}_s^*| = |\Psi_s^*| \\ \Delta\theta_s = \omega_s^* \cdot \Delta T \\ \theta_s^* = \theta_s + \Delta\theta_s \end{cases} \quad (۲-۷۶)$$

در روابط فوق ΔT معادل زمان نمونه برداری و $\Delta\theta_s$ نیز زاویه بردار شار استاتور افزایش یافته در طول زمان نمونه برداری است. در ادامه مطابق شکل ۲-۱۹، بلوک محاسبه‌گر بردار شار مرجع با استفاده از رابطه زیر، بردار Ψ_s^* محاسبه شده و با مقدار متناظر تخمین زده شده مقایسه می‌شود و در انتها از طریق رابطه ۲-۷۸ بردار ولتاژ مورد نیاز برای تامین گشتاور بدست می‌آید.

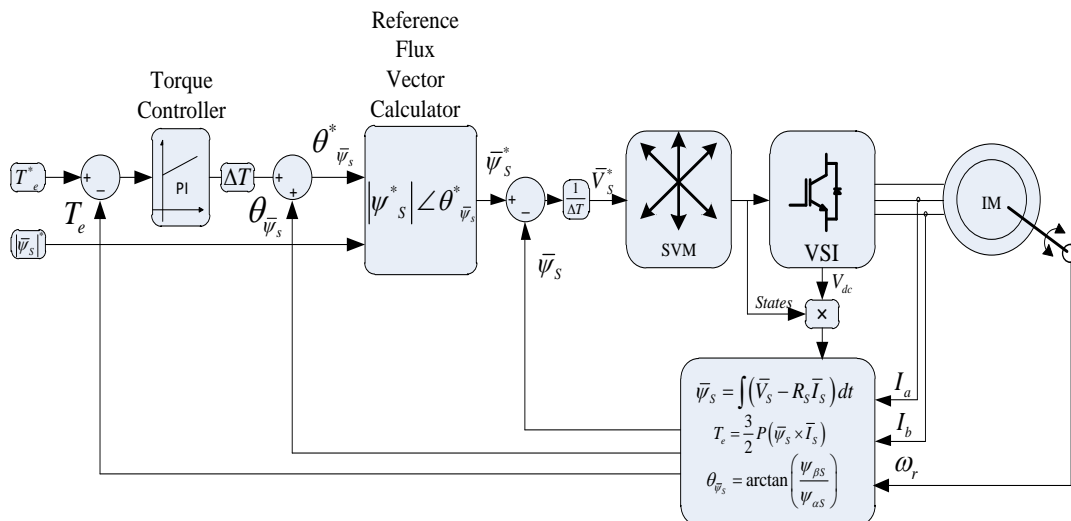
^۱ Synthesised proportional-integral controller

$$\bar{\psi}_s^* = |\psi_s^*| \cos(\Delta\theta_{\bar{\psi}_s} + \theta_{\bar{\psi}_s}) + j |\psi_s^*| \sin(\Delta\theta_{\bar{\psi}_s} + \theta_{\bar{\psi}_s}) \quad (۷۷-۲)$$

$$\bar{V}_s^* = \frac{\bar{\psi}_s^* - \bar{\psi}_s}{\Delta T} + R_s \bar{I}_s \quad (۷۸-۲)$$



شکل (۲-۱۹) بردارهای فضایی شار در مرجع [۲۵]



شکل (۲-۲۰) بلوک دیاگرام ساختار مورد استفاده در مرجع [۲۵]

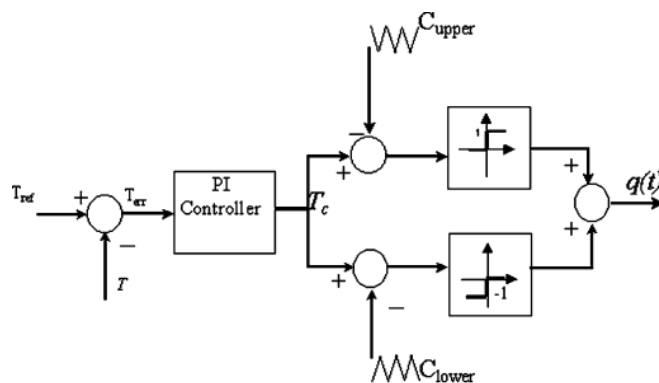
در مرجع [۲۶] و [۲۷] برای برطرف نمودن ایراد متغیر بودن فرکانس کلیدزنی و ریپل زیاد گشتاور در درایوهای کنترل مستقیم گشتاور ارائه شده در مرجع [۱] (جدول کلیدزنی) یک روش ساده

و کارآمد ارائه شده است. در این روش بمنظور ثابت نگهداشتن فرکانس کلیدزنی، یک کنترلر گشتاور ساده برای جایگزینی آن با مقایسه‌گر مرسوم سه سطحی هیستریزس ارائه شده است. در این روش با انتخاب صحیح پارامترهای کنترلر، می‌توان از انتخاب بردار ولتاژ رزور^۱ (بردار ولتاژ اعمالی به درایو) در زمان افت گشتاور پرهیز کرد. از اینرو ریپل گشتاور در این رویکرد در مقایسه با سیستم با کنترلر مرسوم مقایسه‌گر هیستریزس کمتر خواهد شد. کنترلر معرفی شده در این مرجع از دو مولد موج مثلثی^۲، دو مقایسه‌گر و یک کنترل کننده تناسبی-انتهگرالی مطابق شکل ۲۱-۲ تشکیل شده است.

در این سیستم دو موج مثلثی (C_{lower} و C_{upper}) با یکدیگر 180° درجه اختلاف فاز دارند و همچنین مقدار اندازه آفست dc در هر دو مولد موج مثلثی برابر با نصف مقدار پیک به پیک می‌باشد. در نتیجه خروجی کنترلر گشتاور ارائه شده مشابه مقایسه‌گر سه سطحی هیستریزس (ارائه شده در مرجع [۱]) می‌تواند هم ۱، ۰ یا -۱ باشد. مقدار آنی خروجی کنترلر گشتاور طراحی شده $q(t)$ در رابطه ۲-۷۹ داده شده است. مقدار متوسط برای مولدهای موج مثلثی با تناوب T_{tri} ، $d(t)$ مطابق رابطه ۲-۸۰ محاسبه می‌شود.

$$q(t) = \begin{cases} 1 & \text{for } T_c \geq C_{upper} \\ 0 & \text{for } C_{lower} < T_c < C_{upper} \\ -1 & \text{for } T_c \leq C_{lower} \end{cases} \quad (79-2)$$

$$d(t) = \frac{1}{T_{tri}} \int_t^{t+T_{tri}} q(t) dt \quad (80-2)$$



شکل (۲۱-۲) کنترل کننده گشتاور ارائه شده در مرجع [۲۶]

^۱ Reserved voltage vectors

^۲ Triangular wave generator

در مرجع [۲۸] یک مقایسه جامع بین استراتژی‌های کنترل گشتاور هوشمند تطبیقی^۱ مربوط به موتور القایی ارائه شده و مزایا و معایب آنها ذکر شده است. هدف این مرجع انتخاب یک کنترل کننده هوشمند تطبیقی برای درایو موتور القایی است که برای کاربردهای با عملکرد بالا پیشنهاد شده است. موتورهای القایی بیشتر با شاخصه‌هایی نظیر پیچیدگی، غیر خطی بودن، تغییر دینامیک با زمان، در دسترس نبودن برخی از حالات و خروجی‌ها برای اندازه‌گیری شناخته می‌شوند، بنابراین می‌توانند بعنوان یک مسئله مهندسی چالش برانگیز در نظر گرفته شوند. ظهور تکنیک‌های کنترل گشتاور و شار تا حدودی مشکلات کنترل موتور القایی را حل نموده‌اند، چرا که آنها نسبت به تغییرات پارامترهای درایو حساس هستند و در صورتی که از کنترل کننده‌های متعارف استفاده شود، ممکن است که عملکرد آن افت کند. کنترل کننده‌های هوشمند یک کاندیدای خوب برای این چنین کاربردها هستند. در این مرجع، عملکرد تکنولوژی‌های مختلف کنترل مستقیم گشتاور هوشمند بدون سنسور مربوط به موتور القایی نظیر شبکه عصبی^۲، الگوریتم فازی^۳ و ژنتیک^۴ براساس کنترل کننده‌های گشتاور ارزیابی شده است. تکنیک‌های هوشمند تطبیقی برای دستیابی به عملکرد بالا جدا از کنترل گشتاور و شار بکار برده شده‌اند. این مرجع شامل موارد زیر می‌باشد:

- توسعه الگوریتم عصبی برای انتخاب حالات در DTC
- توسعه الگوریتم جدید برای انتخاب حالات با استفاده از الگوریتم ژنتیک
- توسعه منطق فازی براساس سیستم کنترل DTC

شبیه سازی‌ها با استفاده از شبکه عصبی انتخاب‌گر حالت آموزش داده شده به جای DTC پایه و کنترل کننده فازی بجای کنترل کننده هیستریزس ارائه شده است.

کنترل مستقیم گشتاور یکی از روش‌های کنترلی در سیستم‌های درایو AC است که برای دستیابی به عملکرد بالا در کنترل گشتاور مورد استفاده قرار می‌گیرد. درایو DTC پایه شامل یک جفت از جبران کننده‌های هیستریزس است. درایوهای DTC از جبران کننده‌های هیستریزس برای مقابله با رپل زیاد گشتاور و فرکانس کلیدزنی متغیر استفاده می‌شود. رایج‌ترین راه‌حل برای این مورد استفاده از فضای برداری وابسته به گشتاور و شار مرجع است. در مرجع [۲۹] روش مدولاسیون بردار فضایی به کنترل اینورتر دو سطحی در سیستم درایو موتور القایی مبتنی بر DTC اعمال شده است، در نتیجه رپل

^۱ Intellegant adaptive torque control

^۲ Neural network

^۳ Fuzzy algorithm

^۴ Genetic algorithm

گشتاور بطور چشم گیری کاهش می یابد. سپس کنترل کننده براساس مدولاسیون بردار فضایی برای کاربرد در کنترل موتور القایی با یک اینورتر سه سطحی طراحی شده است این نوع اینورتر نسبت به اینورتر منبع ولتاژ سه سطحی استاندارد دارای مزایای متعددی است که از جمله آن می توان به تعداد بیشتر سطوح در ولتاژ، dv/dt کمتر، کمتر بودن اعوجاج در شکل موج های ولتاژ و جریان و همچنین کمتر بودن فرکانس کلیدزنی اشاره کرد. در این مقاله یک الگوریتم مدولاسیون بردار فضایی کلی برای سه سطح مبتنی بر SVM دو سطحی استاندارد پیشنهاد شده است.

در مرجع [۳۰]، یک روش فرامدولاسیون^۱ دینامیکی برای دستیابی به پاسخ سریع در کنترل مستقیم گشتاور (DTC) ماشین القایی با کنترل کننده ای با فرکانس کلیدزنی ثابت ارائه شده است. یک پاسخ دینامیک سریع می تواند با تغییر بردار ولتاژ بهینه شده در طول شرایط دینامیکی گشتاور بدست آید. بردار ولتاژ بهینه شده می تواند توسط مقایسه نرخ تغییر گشتاور تولید شده بین دو بردار ولتاژ اکتیو ممکن، براساس موقعیت شار شناسایی شود. انتخاب بردار ولتاژ بهینه شده می تواند به سادگی توسط تغییر وضعیت خطای شار انجام شود. در این مقاله نشان داده شده است که استراتژی کلیدزنی پیشنهادی، کنترل مستقیم گشتاور را برای انجام شش مرحله کلیدزنی تسهیل می نماید تا به سریع ترین پاسخ گشتاور دینامیکی دست پیدا کرد.

در مرجع [۳۱] یک طرح کنترل مستقیم گشتاور (DTC) مبتنی بر جریان کننده های هیستریزس منطق فازی برای یک موتور القایی تحت تغییر شرایط دینامیکی ارائه شده است. کنترل کننده منطق فازی برای تنظیم پهای باند کنترل کننده هیستریزس گشتاور و بمنظور کاهش ریپل گشتاور و شار استفاده شده است. از این رو، پاسخ دینامیکی موتور بهبود می یابد. اثرات پهنای باند هیستریزس گشتاور بر روی دامنه ریپل گشتاور یک موتور القایی مورد بحث قرار گرفته است. براساس شیب گشتاور برآورد شده موتور و جریان استاتور، یک کنترل کننده منطق فازی^۲ برای انتخاب پهنای باند بهینه کنترل کننده هیستریزس گشتاور استفاده شده است. همچنین در این مرجع از الگوریتم ساده تری نسبت به الگوریتم مبتنی بر توابع مثلثاتی معمولی برای ارزیابی تعداد حالات مورد نیاز برای طرح DTC مربوط به بردار فضایی شار پیوندی استاتور ارائه شده است. الگوریتم پیشنهاد شده، بار محاسباتی را در ریزپردازنده کاهش می دهد.

^۱ Over-modulation

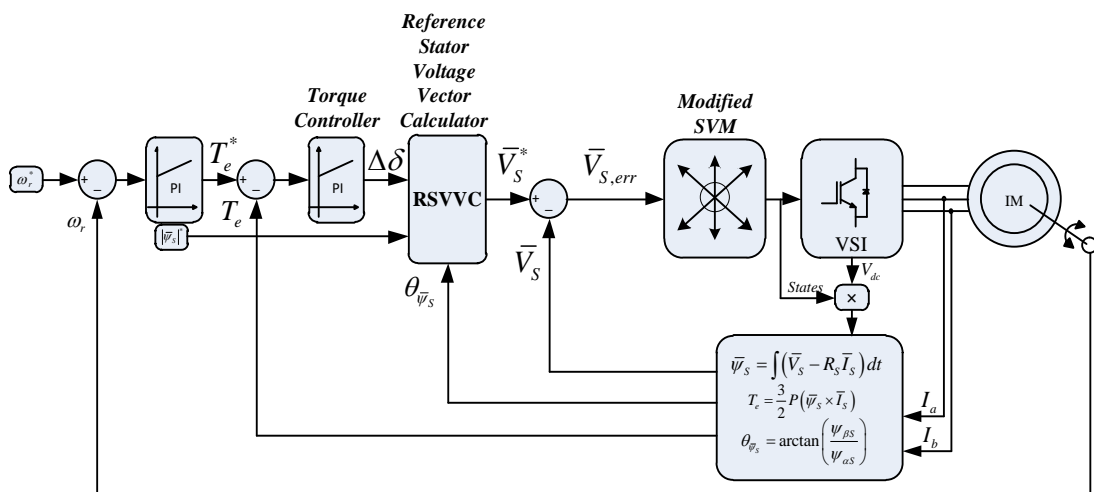
^۲ Fuzzy Logic Controller (FLC)

فصل سوم: روش پیشنهادی برای درایو کنترل مستقیم گشتاور

در فصل قبل، جزئیات عملکرد رویکرد DTC-SVM برای رفع کاستی‌های روش DTC پایه نظیر ریپل زیاد گشتاور و شار استاتور و همچنین ثابت نبودن فرکانس سوئیچینگ مورد بررسی کامل قرار گرفت. در واقع از فصل قبل می‌توان براحتی نتیجه گرفت که رویکردهای ارائه شده بر مبنای DTC-SVM از دقت و عملکرد بسیار مطلوب‌تری نسبت به روش DTC پایه برخوردار است. با وجود پاسخ بسیار مطلوب رویکردهای مبتنی بر روش DTC-SVM، این روش یک نقص اساسی دارد و آن هم حجم بالای محاسبات مورد نیاز برای این روش است که در عمل، کاربرد این روش را کاهش می‌دهد. در این فصل روش پیشنهادی بر مبنای رویکرد DTC-SVM ارائه شده است که در آن میزان حجم محاسبات مورد نیاز برای بلوک SVM در مقایسه با رویکرد DTC-SVM به مقدار قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته و همچنین عملکرد سیستم بهبود یافته است.

۳-۲-ساختار روش پیشنهادی

با بررسی‌های انجام شده در مورد دو روش اصلی کنترل مستقیم گشتاور، DTC پایه و DTC-SVM، ضروریست که روشی ارائه گردد که در واقع با بکارگیری آن هم بتوان از مزیت‌های اساسی روش ابتدایی؛ پاسخ سریع، حجم محاسبات پائین و به طبع آن پردازنده متوسط و همچنین مزیت‌های اصلی روش DTC-SVM یعنی فرکانس کلیدزنی ثابت و هارمونیک کمتر، بطور همزمان بهره برد. بدین منظور با ترکیب دو روش هیستریزیس و SVM مرسوم، الگوریتمی پیشنهاد شده است که با بکارگیری آن می‌توان به اهداف بیان شده، رسید. شکل ۳-۱ ساختار مورد استفاده در روش پیشنهادی را نشان می‌دهد.



شکل (۳-۱) بلوک دیاگرام مورد استفاده در ساختار پیشنهادی

در ساختار روش پیشنهادی نیز همانند روش DTC-SVM، شار و گشتاور الکترومغناطیسی را از طریق کنترل دامنه و فاز شار پیوندی استاتور کنترل می‌کند. از این رو برای محاسبه اندازه و فاز شار پیوندی استاتور و دامنه گشتاور الکترومغناطیسی به مقادیر لحظه‌ای ولتاژ و جریان ترمینال موتور نیاز است. بلوک تخمین گر شار و گشتاور با استفاده از اطلاعات لحظه ولتاژ و جریان ترمینال موتور، مقادیر لحظه‌ای شار پیوندی و گشتاور الکترومغناطیسی موتور را محاسبه می‌کند. در واقع بلوک تخمین گر در ابتدای هر دوره نمونه برداری، مقادیر ولتاژ و جریان خوانده شده توسط سنسورها را به دستگاه مختصات $q-d$ انتقال داده سپس با استفاده از روابط ۱-۳ و ۲-۳، مقادیر شار پیوندی و گشتاور الکترومغناطیسی محاسبه می‌کند.

$$\lambda_{qs} = \int (v_{qs} - R_s i_{qs}) dt \quad (1-3)$$

$$\lambda_{ds} = \int (v_{ds} - R_s i_{ds}) dt$$

$$T_e = \frac{3P}{4} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2-3)$$

در این ساختار نیز همانند روش‌های دیگر، هدف نهایی کنترل سرعت رتور به گونه‌ایست که کمترین اعوجاج را در گشتاور شاهد باشیم. بنابراین مطابق شکل ۱-۳ به یک حلقه کنترل سرعت برای مقایسه سرعت موتور با مقدار مرجع مورد نیاز است. در حلقه کنترل سرعت، ابتدا سرعت رتور با سرعت مرجع مقایسه شده و سپس خطای بدست آمده به یک کنترل کننده PI برای محاسبه گشتاور مرجع اعمال می‌شود. با تنظیم دقیق پارامترهای کنترلر PI حلقه کنترل سرعت، مقدار مرجع گشتاور محاسبه شده و سپس با مقدار گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی موتور (که توسط بلوک تخمین گر محاسبه شده) مقایسه شده و به کنترلر PI حلقه کنترل گشتاور اعمال می‌شود.

مطابق روابط بدست آمده در فصل دوم برای محاسبه گشتاور (بخش ۲-۳)، می‌توان رابطه گشتاور الکترومغناطیسی داده در ۲-۳ را بصورت رابطه ۳-۳ بازتویسی کرد. می‌توان رابطه داده در ۳-۳ را با تقریبی به نسبت مناسب بصورت ۴-۳ نوشت. طبق رابطه ۳-۵ و شکل ۱-۳ می‌توان دید، خروجی کنترل کننده PI حلقه کنترل گشتاور در حقیقت بیان گر مقدار $\Delta\delta$ (رابطه ۳-۵) می‌باشد که این مقدار معادل زاویه باری است که بایستی به اختلاف زاویه شار پیوندی رتور و استاتور اضافه گردد. از طریق افزایش در زاویه بار، گشتاور الکترومغناطیسی افزایش می‌یابد تا موتور بتواند گشتاور بار اعمال شده را تامین کند.

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_s \times \bar{\psi}_r = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r| \sin(\delta) \quad (3-3)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

$$T_e \approx K * \delta \quad (4-3)$$

$$K = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r|$$

$$\Delta T_e \approx K * \Delta \delta \quad (5-3)$$

$$\Delta \delta \approx \Delta T_e / K$$

مطابق ساختار روش پیشنهادی در شکل ۳-۱، در بلوک محاسبه‌گر بردار مرجع ولتاژ استاتور (RSVVC)^۱، ابتدا طبق رابطه ۳-۶ و با استفاده از مقدار $\Delta \delta$ بدست آمده، بردار مرجع شار پیوندی استاتور را محاسبه می‌شود. سپس با استفاده بردار مرجع شار محاسبه شده طبق رابطه تقریبی ۳-۷، بردار مرجع ولتاژ استاتور محاسبه می‌شود.

$$\bar{\psi}_s^* = |\psi_s^*| * \cos(\Delta \delta + \theta_s) + j |\psi_s^*| * \sin(\Delta \delta + \theta_s) \quad (6-3)$$

$$\bar{V}_s^* = \frac{d}{dt} (\bar{\psi}_s^*) \quad (7-3)$$

در ساختار پیشنهادی بلوک SVM پیشنهاد شده در حقیقت ترکیبی از روش هیستریزیس و SVM مرسوم می‌باشد. در این بلوک با توجه به اینکه از خاصیت هیستریزیس استفاده شده است بنابراین بایستی ورودی آن بردار ولتاژ خطا $V_{s,err}$ باشد. این بردار ولتاژ خطا از مقایسه بردار مرجع ولتاژ استاتور محاسبه شده از رابطه ۳-۷ و بردار ولتاژ ترمینال موتور بدست می‌آید. بلوک SVM پیشنهاد شده با استفاده از بردار ولتاژ خطا $V_{s,err}$ ، بردارهای ولتاژ کلیدزنی و مدت زمان هدایت مربوط به هر یک از کلیدها را تعیین کرده و به کلیدهای اینورتر اعمال می‌کند. برای دستیابی به فرکانس کلیدزنی ثابت علیرغم وجود خاصیت هیستریزیس در بلوک SVM پیشنهاد شده بایستی بردار ولتاژ خطا $V_{s,err}$ در کل بازه کلیدزنی ثابت در نظر گرفته شود.

^۱ Reference Stator Voltage Vector Calculator (RSVVC)

۳-۳- الگوریتم بلوک SVM پیشنهادی کنترل کننده اینورتر

در روش پیشنهادی از محاسبات مربوط به مقادیر T_0 ، T_1 و T_2 صرف نظر شده و بلوک SVM بر اساس بردار ولتاژ خطا $V_{s,err}$ و در نظر گرفتن یک باند هیستریزس، بردار ولتاژ اعمالی به اینورتر را تعیین می کند. الگوریتم و روش کار بلوک SVM در ادامه تشریح شده است.

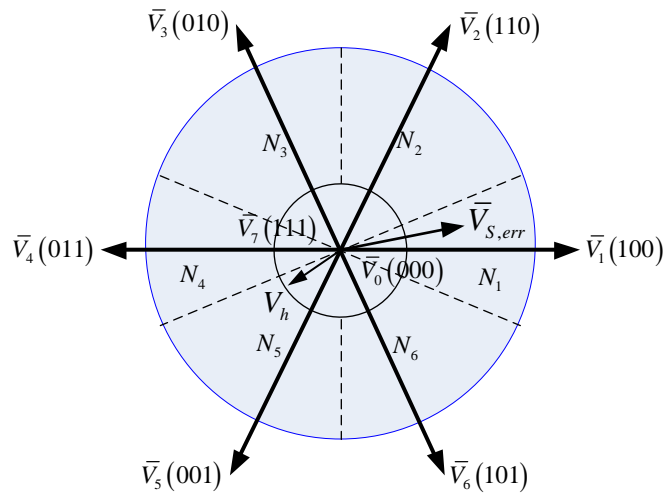
مطابق شکل ۳-۲، صفحه بردارهای ولتاژ به شش قسمت مساوی $\pi/3$ رادیان تقسیم شده است. ناحیه ای که در بازه بین $-\pi/6$ و $\pi/6$ قرار دارد، ناحیه شماره یک نامیده می شود و سایر ناحیه ها بصورت پادساعتگرد شماره گذاری می شوند. بدین ترتیب بردارهای ولتاژ متناسب با هر حالت کلیدزنی، در قطعه با شماره متناظر خود قرار می گیرند. بعنوان مثال، بردار ولتاژ V_1 در ناحیه شماره یک قرار دارد و به همین ترتیب برای سایر بردارهای ولتاژ این قاعده صادق است.

دایره داخلی با شعاع V_h در شکل ۳-۲ بیان گر باند هیستریزس است. شعاع این باند هیستریزس تابعی از ولتاژ لینک DC اینورتر می باشد. برای مثال، در این پایان نامه، شعاع باند هیستریزس برابر با ۱۰ درصد ولتاژ لینک DC اینورتر انتخاب شده است ($V_h = V_{DC}/10$). باند هیستریزس استفاده شده در اینجا صرفاً بمنظور بررسی شرط اندازه بردار ولتاژ خطا مرجع $V_{s,err}$ بوده و تاثیری بر روی فرکانس کلیدزنی ندارد. بعبارت دیگر، با وجود استفاده از باند هیستریزس در روش پیشنهادی، همانند روش DTC-SVM فرکانس کلیدزنی ثابت می ماند و مستقل از شرایط عملکرد موتور (مانند تغییر گشتاور بار) است.

در بلوک SVM پیشنهادی در ابتدای هر دوره نمونه برداری، ابتدا شرط اندازه بردار ولتاژ خطا $V_{s,err}$ بررسی می شود. چنانچه اندازه بردار خطا $V_{s,err}$ کوچک تر از اندازه شعاع باند هیستریزس V_h تعیین شده باشد، بردار ولتاژ V_0 انتخاب و به اینورتر اعمال می شود. در غیر این صورت، با توجه به شماره ناحیه ای که بردار ولتاژ خطا در آن قرار دارد، بردار ولتاژ متناظر با شماره همان ناحیه انتخاب و به اینورتر اعمال می شود. بردار ولتاژ انتخاب شده در هر یک از دو حالات بیان شده برای تمام بازه کلیدزنی فعلی معتبر است و تا ابتدای بازه کلیدزنی بعدی، حالات کلیدزنی اعمالی به اینورتر تغییر نخواهد کرد. رابطه ۳-۸ بیان ریاضی الگوریتم بلوک SVM پیشنهاد شده را نشان می دهد.

$$\bar{V}_{S,err} \text{ in sector } (i) : \begin{cases} \text{if } |\bar{V}_{S,err}| > V_h & \text{then } state = V_i \\ \text{if } |\bar{V}_{S,err}| < V_h & \text{then } state = V_0 \end{cases} \quad (۳-۸)$$

- بردار ولتاژ خطا ورودی بلوک SVM پیشنهاد شده $V_{s,err}$
- $|V_{s,err}|$ اندازه بردار ولتاژ خطا $V_{s,err}$
- V_h پهنای باند هیستریزیس
- State حالت کلیدزنی اعمالی به اینورتر

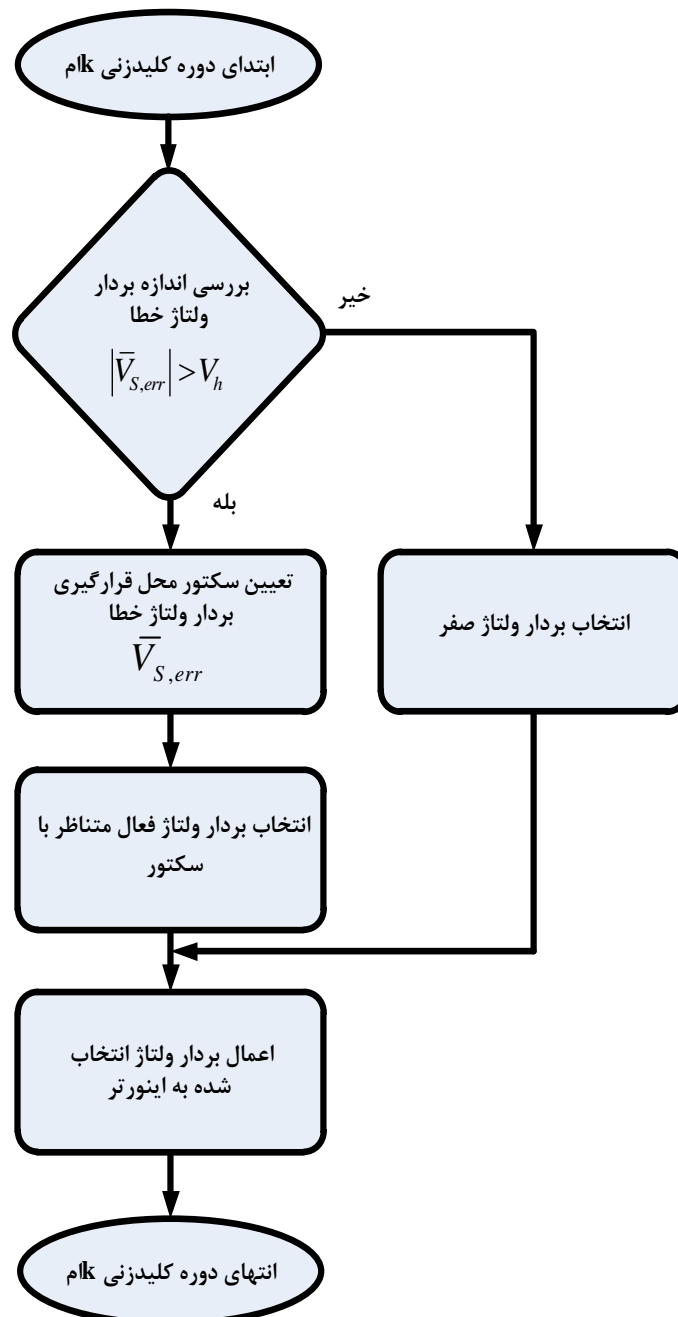


شکل (۳-۲) بردارهای فضایی ولتاژ اینورتر

برای بیان بهتر الگوریتم SVM پیشنهاد شده، فرض کنید که بردار ولتاژ خطا $V_{s,err}$ در قطعه شماره یک قرار داشته باشد. اگر اندازه بردار ولتاژ خطا $V_{s,err}$ کوچک تر از باند هیستریزیس V_h باشد بردار ولتاژ V_0 بعنوان حالت کنترل کننده اینورتر انتخاب می شود. در صورتیکه اندازه بردار ولتاژ خطا $V_{s,err}$ از باند هیستریزیس تعیین شده بزرگ تر باشد آنگاه بردار ولتاژ V_1 بمنظور کنترل اینورتر انتخاب می شود. بردار انتخاب شده در تمام بازه کلیدزنی کنونی معتبر است و تغییر نخواهد کرد. بدین ترتیب حالت کلیدزنی اینورتر در کل یک پریود کلیدزنی ثابت باقی می ماند. در حالیکه در روش DTC-SVM برای هر سیکل کلیدزنی سه بردار ولتاژ (دو بردار متناظر با هر سکتور و بردار V_0) انتخاب می شوند و حالت کلیدزنی در هر سیکل، شش بار تغییر می کند. در ابتدای بازه کلیدزنی بعدی، بردار ولتاژ خطا $V_{s,err}$ دوباره محاسبه شده و براساس آن بردار ولتاژ مناسب به اینورتر اعمال می شود.

در واقع می توان برای فهم بهتر الگوریتم ارائه شده در این پایان نامه فلوجارتی بصورت شکل ۳-۳ ترسیم نمود. مطابق آنچه در شکل ۳-۳ قابل مشاهده است در ابتدای هر دوره کلیدزنی، اندازه بردار ولتاژ خطا محاسبه شده با مقدار ولتاژ هیستریزیس تعیین شده توسط کاربر مقایسه می شود که اگر جواب خیر باشد وارد مرحله انتخاب بردار ولتاژ شده و بردار ولتاژ صفر برای اعمال به اینورتر انتخاب می شود.

اما اگر جواب این مقایسه اگر بله باشد در گام بعدی از روی زاویه بردار ولتاژ خطا استاتور، ناحیه (سکتور) محل قرار گیری بردار ولتاژ خطا تعیین می شود سپس با توجه به عدد ناحیه قرار گیری بردار خطا، بردار ولتاژ فعال متناظر با آن انتخاب شده و به اینورتر اعمال می شود. این بردار ولتاژ فعال انتخاب شده براساس اطلاعات بدست آمده از زاویه و اندازه بردار ولتاژ خطا (ورودی بلوک) تا انتهای دوره کلیدزنی یا ابتدای دوره کلیدزنی بعدی ثابت باقی می ماند.



شکل (۳-۳) فلوچارت الگوریتم ارائه شده برای یک دوره کلیدزنی

۳-۴-مقایسه الگوریتم کلیدزنی روش SVM پیشنهادی با SVM مرسوم

همانطور که در این فصل بیان شد، روش پیشنهاد شده با روش DTC-SVM، بیشتر در در الگوریتم انتخاب حالات کلیدزنی تفاوت دارند. در این بخش این دو الگوریتم از دیدگاه حجم محاسبات و تلفات کلیدزنی با یکدیگر مقایسه می‌شوند.

۳-۴-۱-حجم محاسبات

با توجه به مطالب بیان شده در تشریح الگوریتم‌های کلیدزنی به روش‌های SVM پیشنهاد شده و DTC-SVM کاملاً مشهود است که حجم محاسبات مورد نیاز در روش پیشنهادی بسیار کمتر از روش SVM مرسوم است. در روش SVM مرسوم برای هر سیکل کلیدزنی ابتدا لازم است که مقادیر T_0 ، T_1 و T_2 محاسبه شوند و سپس با توجه به شکل ۲-۱۵ در فصل دوم، چیدمان حالات کلیدزنی تعیین شود. دستورهای این الگوریتم برای هر سکتور شامل دو گزاره محاسباتی و ده گزاره شرطی است. همچنین در توابع مربوط به تعیین زمان‌های T_0 ، T_1 و T_2 باید مقادیر مثلثاتی \sin و \cos محاسبه شوند که در مقایسه با سایر دستورات به زمان بیشتری نیاز دارند. از طرف دیگر روش پیشنهادی برای محاسبات مربوط به تعیین حالات کلیدزنی، فقط از دو گزاره شرطی، بررسی اندازه بردار ولتاژ خطا $V_{s, err}$ و زاویه آن استفاده شده است.

برای بررسی و مقایسه زمان مورد نیاز برای انجام محاسبات مربوط به تعیین حالات کلیدزنی از قابلیت profiler report نرم افزار Matlab/Simulink استفاده شده است و به کمک آن متوسط زمان مورد نیاز برای انجام محاسبات برای یک سیکل کاری محاسبه شده است. بر طبق نتایج بدست آمده از شبیه سازی‌های انجام شده، زمان مورد نیاز برای انجام محاسبات در DTC پایه عددی در حدود ۱۴/۶ میکرو ثانیه در هر سیکل کاری، برای روش DTC-SVM در حدود ۱۷/۳ میکروثانیه و برای روش پیشنهادی عددی در حدود ۱۵/۱ میکرو ثانیه در هر سیکل نمونه برداری بدست آمده است.

همانطور که از نتایج حاصله مشخص است، با استفاده از روش پیشنهادی می‌توان حجم محاسبات مورد نیاز برای کل سیستم درایو را کاهش داد. در نتیجه با در نظر گرفتن این قابلیت می‌توان هم برای پیاده سازی این سیستم از پردازنده با قدرت کمتر استفاده کرد و هم قادر خواهیم بود متوسط فرکانس کلیدزنی را افزایش دهیم.

۳-۴-۲-تلفات کلیدزنی

با استفاده از الگوریتم پیشنهادی علاوه بر کاهش حجم محاسبات، بدلیل کاهش تعداد تغییرات حالات کلیدزنی در هر دوره کلیدزنی، تلفات کلیدزنی نیز به مقدار چشم‌گیری کاهش خواهد یافت.

مطابق شکل ۲-۱۵ نشان داده شده در فصل دوم، در روش SVM مرسوم در هر دوره کلیدزنی، حالات سوئیچینگ برای شش بار تغییر می‌کند. در صورتیکه در روش پیشنهادی در بدترین حالت ممکن آن است که در هر سیکل کلیدزنی، حالت کلیدزنی با حالت کلیدزنی در دوره کلیدزنی قبل تفاوت داشته باشد. این حالت تنها زمانی اتفاق می‌افتد که بردار $V_{s, err}$ در دو دوره کلیدزنی متوالی در دو سکتور متفاوت قرار داشته باشد. اگرچه احتمال رخداد این حالت اندک است اما با این وجود با فرض شرایط مشابه تنها دو تغییر حالت در کلیدها در هر دوره کلیدزنی اتفاق می‌افتد.

۳-۵- معرفی سخت‌افزار مورد استفاده در پیاده‌سازی آزمایشگاهی

در این بخش از پایان‌نامه به بررسی سخت‌افزار مورد استفاده در پیاده‌سازی آزمایشگاهی تکنیک‌های مختلف ارائه شده برای درایو موتور القایی (DTC) پایه، روش DTC-SVM و روش پیشنهادی) می‌پردازیم. سخت‌افزار مورد استفاده مطابق شکل ۳-۴ به چهار قسمت اساسی: اینورتر، برد پردازنده^۱ DSP، سنسورهای جریان و سنسور ولتاژ تقسیم بندی شده است.

۳-۵-۱- اینورتر

برای ساخت اینورتر از ترانزیستورهای NPN IGBT محصول شرکت اس تی میکروالکترونیک^۲ با نام تجاری GW38IH130D استفاده شده است. در انتخاب IGBT مناسب پارامترهای مختلفی باید در نظر گرفته شوند، از جمله حداکثر ولتاژ و جریان قابل تحمل کلید، زمان فراز روشن شدن^۳ و فرود خاموش شدن^۴ کلید، محدوده دمایی قابل تحمل، حداکثر فرکانس مجاز کلیدزنی و دیگر پارامترها که بسته به نوع طرح می‌توانند ضروری یا غیر ضروری باشند. کلیدهای مورد استفاده قادر به تحمل جریان حداکثر در حدود ۳۳ آمپر و حداکثر ولتاژ دو سر کلکتور-امیتر حدود ۱۳۰۰ ولت، زمان فرود خاموش شدن ۲۸۴ نانوثانیه و با توجه به خاصیت نگهداری حامل‌ها در اکثر موارد زمان فرود خاموش شدن بیشتر از زمان فراز روشن شدن است. بنابراین حداکثر زمان تاخیر روشن شدن، توسط زمان فرود خاموش شدن محدود می‌شود. ولتاژ آستانه گیت-امیتر برای روشن شدن در این کلید در حدود ۵ ولت است و در ولتاژهای گیت امیتر کمتر از این مقدار کلید خاموش است. برای روشن شدن این IGBT به ولتاژ گیت-امیتر بالاتر از ۱۲ ولت (۱۵ ولت) و همچنین برای خاموش شدن باید ولتاژی کمتر از ۵ ولت به گیت ترانزیستور اعمال گردد بدین منظور برای خاموش شدن سریع‌تر کلید می‌توان به گیت

^۱ Digital Signal Processor

^۲ STMicroelectronics

^۳ Turn-on delay time

^۴ Turn-off delay time

ترانزیستور ولتاژ منفی (۵- ولت) اعمال کرد. در شکل ۳-۵ اینورتر مورد استفاده در این پروژه را به همراه تصویر IGBT را نشان می‌دهد. با توجه به اینکه یک اینورتر سه‌فاز دارای شش کلید IGBT که هر دو کلید بصورت سری در دو سر باس DC قرار گرفته، می‌باشد. بنابراین با توجه به سری بودن دو کلید، باید از حالت همزمانی بشدت اجتناب شود زیرا موجب اتصال کوتاه شدن باس DC خواهد شد. با در نظر گرفتن وجود مدت زمانی تاخیر در روشن شدن و خاموش شدن کلید، می‌توان وضعیت را در نظر گرفت که در یک لحظه هر دو کلید بالایی و پائینی در حالت روشن قرار داشته باشند در اینصورت باید بین روشن و خاموش شدن‌های دو کلید بالایی و پائینی یک فاصله زمانی در نظر گرفته شود که به آن زمان مرده^۱ گفته می‌شود که می‌توان این زمان مرده را سخت‌افزاری و یا نرم‌افزاری اعمال کرد. با توضیحات داده شده پر واضح است که هیچ همزمانی نباید بین حالات کلیدزنی بین کلیدهای بالایی و پائینی وجود داشته باشد بخاطر همین موضوع امیتر کلیدهای بالایی به هیچ وجه دسترسی به زمین (نقطه صفر باس DC) ندارند و مقدار آن صفر نبود و مقدار شناور دارد پس نمی‌توان از یک منبع تغذیه برای تامین ولتاژ مورد نیاز گیت ترانزیستورها استفاده کرد بایستی حداقل بازای هر کلید بالایی به منبع تغذیه ایزوله و برای هر سه کلید پائینی که به زمین دسترسی دارند یک منبع تغذیه در نظر گرفته شود.

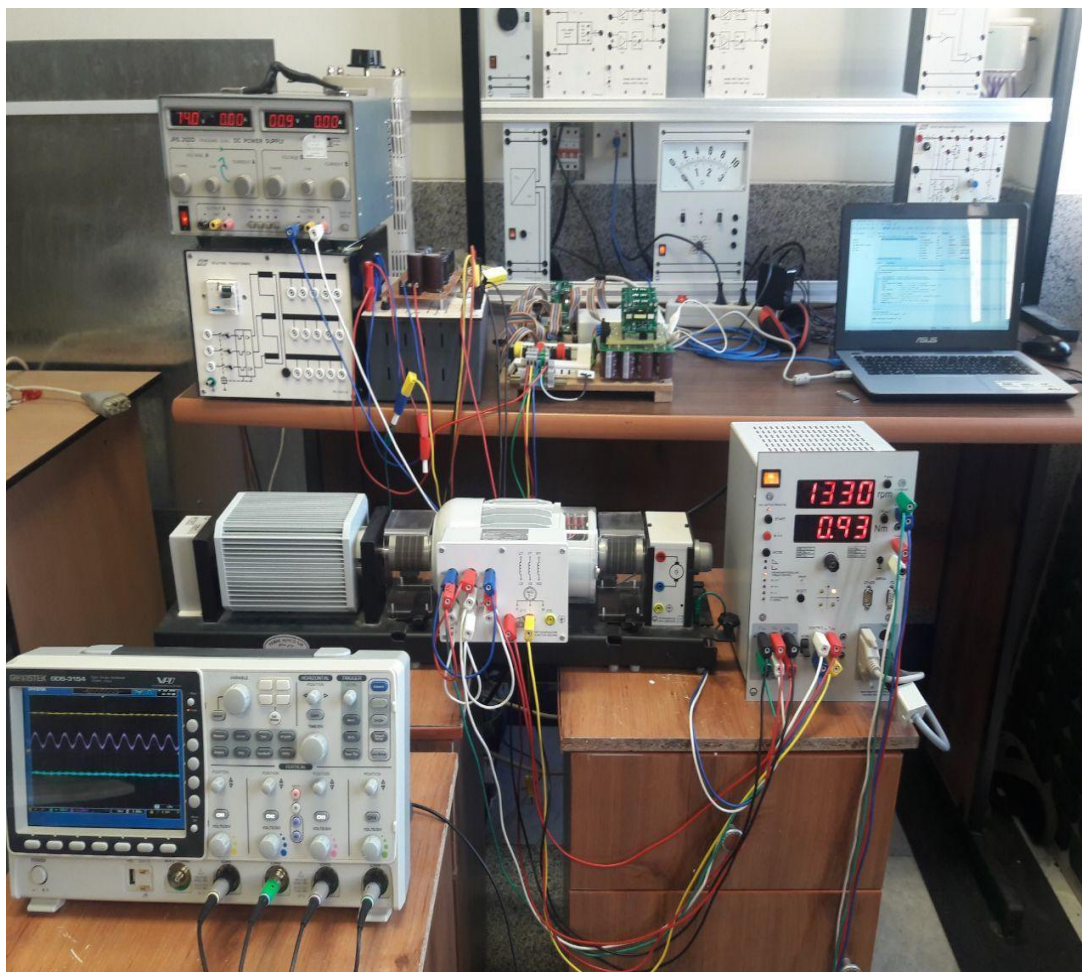
برای بالا بردن ایمنی، به ازای هر کلید به منبع تغذیه ایزوله در نظر گرفته شده است و برای ایجاد این منابع تغذیه ایزوله از مبدل DC-DC ایزوله فلائی‌بک استفاده شده است. نکته حائز اهمیت دیگری که بایستی به آن توجه شود موضوع حفاظت است زیرا عملکرد عادی المان‌های سمت قدرت، می‌تواند خطرات جدی برای مدار فرمان و بخصوص پردازنده ایجاد نماید. بنابراین بایستی تمام تمهیدات حفاظتی در نظر گرفته شود تا در صورت بروز هر خطایی حداقل آسیب را برای کل سیستم ایجاد گردد. بدین منظور بایستی بخش قدرت مدار از بخش فرمان مدار ایزوله شوند. برای محقق شدن این امر و همچنین بخاطر اینکه ولتاژ کاری و جریان قابل تحمل پردازنده بسیار از ولتاژ و جریان مورد نیاز برای روشن و خاموش کردن یک IGBT کمتر است لذا از آی‌سی‌های کوپل نوری^۲ شرکت توشیبا^۳ با نام تجاری TLP250 برای ایزولاسیون و انتقال حالات کلیدزنی از پردازنده به IGBTها استفاده شده است. بایستی در انتخاب گیت درایور دقت بسیاری شود، بطوریکه زمان فراز و فرود کوپل نوری، از زمان فراز و فرود کلیدهای IGBT کمتر باشد. در غیر اینصورت حتی اگر از کلیدهای مرغوبی هم استفاده شود بدلیل غلبه تاخیر گیت درایور بر تاخیر کلید مشکل تنظیم زمان مرده گیت درایور بوجود خواهد آمد.

^۱ Dead Time

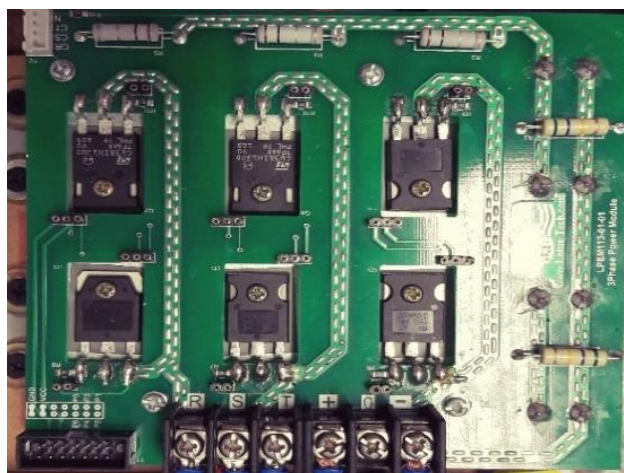
^۲ Optocoupler

^۳ Toshiba

در این پروژه برای هر دو کلید سری بصورت مشترک یک برد گیت درایور طراحی شده است که تمام موارد در بالا در این بردها در نظر گرفته شده است و در شکل ۳-۶ نشان داده شده است.



شکل (۳-۴) نمای کلی از سخت افزار مورد استفاده

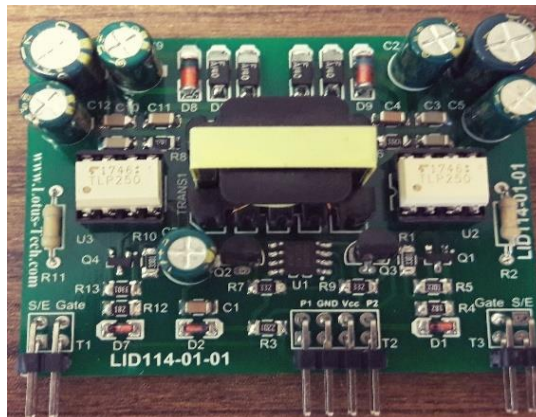


شکل (۳-۵) اینورتر و کلید IGBT مورد استفاده

۳-۵-۲- پردازنده DSP

در این پایان‌نامه از پردازنده F28335 سری C2000 ساخت شرکت تگزاس اینسترومنت^۱ استفاده شده است. فرکانس پالس ساعت CPU تا حداکثر ۱۵۰ مگاهرتز است. این فرکانس توسط یک نوسان‌ساز خارج تراشه‌ای و یک مدار ضرب‌کننده و قفل‌کننده فاز (PLL)^۲، برای پالس ساعت سیستم تولید می‌شود. نوسان‌ساز، فرکانس ۳۰ مگاهرتز را تولید می‌کند و توسط PLL، این فرکانس ۵ برابر می‌شود.

این پردازنده به ماژول‌های متنوعی مجهز شده است از جمله ۱۶ کانال مبدل آنالوگ به دیجیتال^۳ ۱۲ بیتی با حداکثر نرخ تبدیل حدود ۸۰ نانو ثانیه، تعداد ۱۸ خروجی مدولاسیون پهنای پالس ارتقاء یافته^۴، دو ماژول ورودی انکودرهای افزایشی خطی یا چرخشی، پشتیبانی از رابط اشکال زدایی بلادرنگ JTAG. موارد ذکر شده تنها بخشی از ویژگی‌های تراشه F28335 می‌باشد. شرکت‌های مختلفی اقدام به تولید بردهای توسعه مبتنی بر تراشه F28335 کرده‌اند که مهمترین آنها شرکت تگزاس اینسترومنت و شرکت دیجیتال اسپکتروم است که بدلیل عدم دسترسی به بردهای این شرکت، از بردهای ساخت داخل کشور در این پروژه استفاده شده است. در این پروژه از برد Delfino TMS320F28335 DSP Controller Board ساخت شرکت فناوران صنعت لوتوس^۵ استفاده شده که در شکل ۳-۷ نشان داده شده است.



شکل (۳-۶) گیت درایورهای مورد استفاده

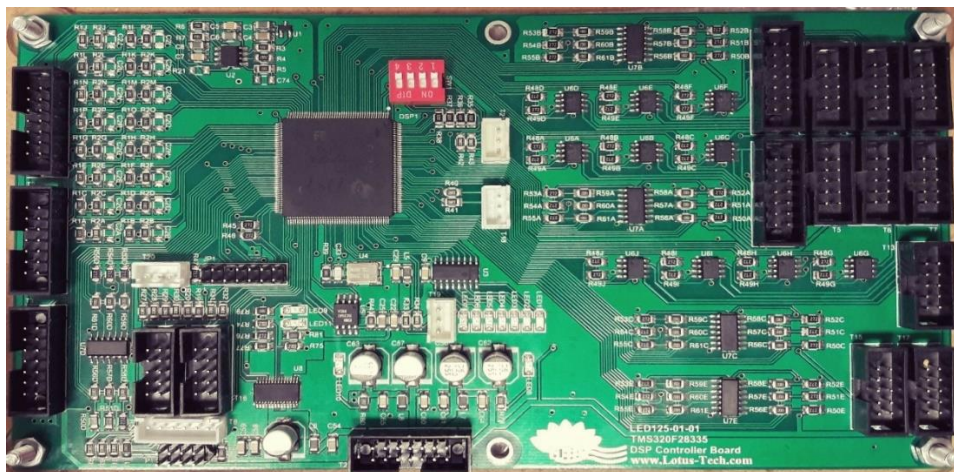
^۱ Texas Instruments

^۲ Phase-Locked-Loop

^۳ Analog to Digital Converter (ADC)

^۴ Enhanced Pulse Width Modulation (ePWM)

^۵ Fanavaran Sanaat Lotus



شکل (۳-۷) برد پردازنده F28335 مورد استفاده

۳-۵-۳- سنسور جریان

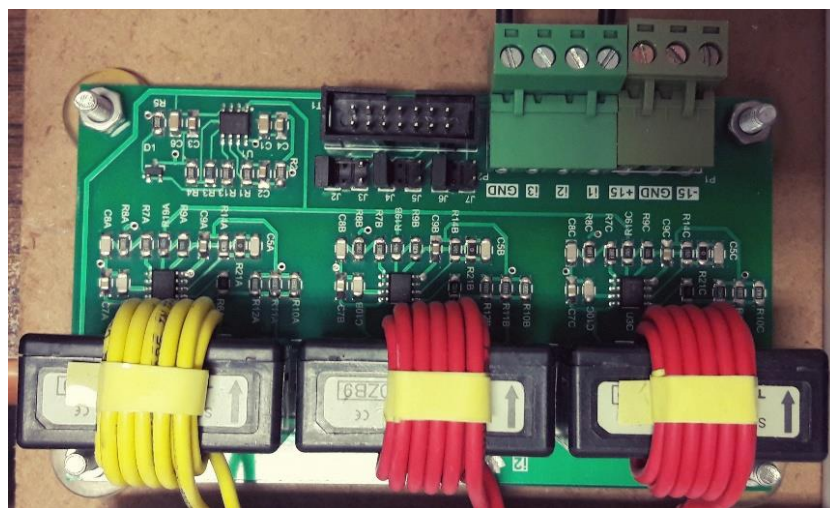
برای تخمین شار استاتور و در پی آن گشتاور الکترومغناطیسی به اطاعتی از جریان ورودی به موتور القایی نیاز است. بدین منظور برای اندازه‌گیری جریان هر فاز ورودی موتور از سنسور جریان S25P100D15 ساخت شرکت تامورا^۱ استفاده شده است. این سنسور از خاصیت اثر هال برای اندازه‌گیری جریان استفاده می‌کند از اینرو قابلیت اندازه‌گیری هر دو جریان متناوب و مستقیم تا حداکثر ۱۰۰ امپر با نسبت تبدیل ۱:۱۰۰۰ را دارد. در برد اندازه‌گیر جریان از سه سنسور معرفی شده برای اندازه‌گیری جریان سه فاز موتور استفاده شده است. با توجه به اینکه خروجی این سنسور از نوع جریانی است لذا برای تبدیل این جریان به ولتاژ از یک مقاومت ۵ اهمی استفاده شده است در اینصورت نسبت تبدیل سنسور بصورت ۵:۱۰۰۰ تغییر خواهد کرد. حال با توجه به کم بودن دامنه خروجی سنسور، این مقدار توسط تقویت کننده‌های آپامپی تقویت شده و مقدار حداکثر خروجی سنسور را تا مقدار حد تحمل ADC پردازنده که حدود ۳ ولت می‌باشد، تقویت شده است. در شکل ۳-۸ نمایی از سنسور جریان نشان داده شده است.

۳-۵-۴- سنسور ولتاژ

همانطور در فصل سوم گفته شده برای تخمین شار استاتور و گشتاور الکترومغناطیس موتور القایی نیاز است تا اطلاعاتی از جریان و ولتاژ اعمالی به موتور در هر لحظه در دسترس باشد، لذا برای اندازه‌گیری ولتاژ باس DC نیاز به سنسور اندازه‌گیر ولتاژ است. برای اندازه‌گیری ولتاژ باس DC می‌توان

^۱ TAMURA

از سنسورهای ولتاژ ایزوله موجود در بازار استفاده کرد اما در این پروژه در روشی بسیار ساده با استفاده از تقسیم مقاومتی اندازه‌گیری ولتاژ باس DC انجام شده است. برای اینکار از سه مقاومت سری به اندازه‌های ۵۴۰ کیلو اهم، ۵۴۰ کیلو اهم و ۲۷۰ اهم استفاده شده است. این تقسیم مقاومتی موجب کاهش حداکثر ولتاژ مورد اندازه‌گیری به مقدار حداکثر ۲۰۰ میلی‌ولت می‌شود. حال با توجه به کوچک بودن دامنه ولتاژ خروجی، این مقدار توسط تقویت کننده‌های آپامپی تا مقدار حداکثر ۳ ولت تقویت می‌شود. برای اینکه خروجی سنسور ولتاژ ایزوله‌ای نسبت به ورودی سنسور داشته باشیم در این پروژه از آی‌سی‌های آپامپ ایزوله مانند HCPL7840 استفاده شده است. در شکل ۳-۹ برد سنسور ولتاژ مورد استفاده در این پروژه نشان داده شده است.



شکل (۳-۸) سنسور جریان مورد استفاده



شکل (۳-۹) برد سنسور ولتاژ مورد استفاده

در استفاده از این تجهیزات آزمایشگاهی (ست آزمایشگاهی تهیه شده) چند نکته اساسی وجود دارد که با رعایت کردن این نکات می‌توان از آسیب جدی به تجهیزات تا حد امکان جلوگیری کرد که بشرح زیر می‌باشند:

- همواره از ترانسفورماتور برای ایزوله کردن تغذیه اینورتر برای جلوگیری از آسیب دیدن برد DSP استفاده شود. با اینکار نقطه خنثی منبع تغذیه و نقطه مشترک برد DSP ایزوله خواهد شد.
- برای استفاده از اسیلوسکوپ برای مانیتورینگ سیگنال‌های مورد نیاز یا از سنسورهای ایزوله استفاده شود یا اسیلوسکوپ را از طریق یک ترانسفورماتور یک به یک ایزوله تغذیه کنید.
- همواره منبع تغذیه را از طریق فیوزهای سریع به اینورتر یا ست آزمایشگاهی متصل شود. برای جلوگیری از آسیب دیدن فیوز در لحظه اتصال ولتاژ بالا به اینورتر (جریان شارژ بانک خازنی اینورتر) یک مقاومت توان بالا با لینک DC اینورتر بصورت سری قرار دهید و سپس از مدار خارج کنید.
- برد DSP همواره بایستی برای جلوگیری از شرایط latch-up در ابتدای تست روشن و در انتهای تست خاموش گردد.
- ورودی و خروجی برد DSP Delfino F28335 مورد استفاده در این پروژه دارای بافر ۱۲ ولت می‌باشد. ورودی آنالوگ دارای حد تحمل حداکثر ۳ ولت است اعمال ولتاژی بیشتر از این مقدار به برد DSP آسیب می‌رساند.
- برای متوقف کردن موتور ابتدا بایستی ولتاژ تغذیه لینک DC توسط واریاک تا مقدار صفر کاهش داده و سپس برنامه را مکث و یا متوقف کرد.

فصل چهارم: نتایج شبیه سازی و پیاده سازی آزمایشگاهی

در این بخش، نتایج شبیه سازی و پیاده سازی انجام شده برای یک موتور القایی رتور قفسه‌ای با استفاده از روش‌های کنترلی DTC پایه، DTC-SVM و روش پیشنهادی ارائه شده است. در ابتدا نتایج شبیه سازی و پیاده سازی آزمایشگاهی حلقه باز برای سه روش کنترلی ارائه شده است. هدف از انجام این کار بررسی رفتار موتور و سیستم درایو در هر سه روش کنترلی با حذف فیدبک سرعت در شرایط کاری مختلف است. سپس برای اطمینان از این که روش ارائه شده تمام محدودیت‌های روش DTC پایه و مزیت‌های روش DTC-SVM را پوشش می‌دهد، هر سه روش کنترلی بصورت حلقه بسته شبیه سازی شده و نتایج آن با هم مقایسه شده‌اند. برای مقایسه بهتر تمامی شرایط اعمال شده در شبیه سازی، مانند مشخصات موتور، زمان نمونه برداری، ضرائب کنترل کننده‌های PID و PI و ... در هر سه سیستم یکسان در نظر گرفته شده است. زمان نمونه برداری برای هر سه روش کنترلی برابر ۱ میکروثانیه در نظر گرفته شده است. پارامترهای موتور در جدول (۵-۱) نشان داده شده است.

۴-۲-نتایج شبیه سازی و پیاده سازی آزمایشگاهی

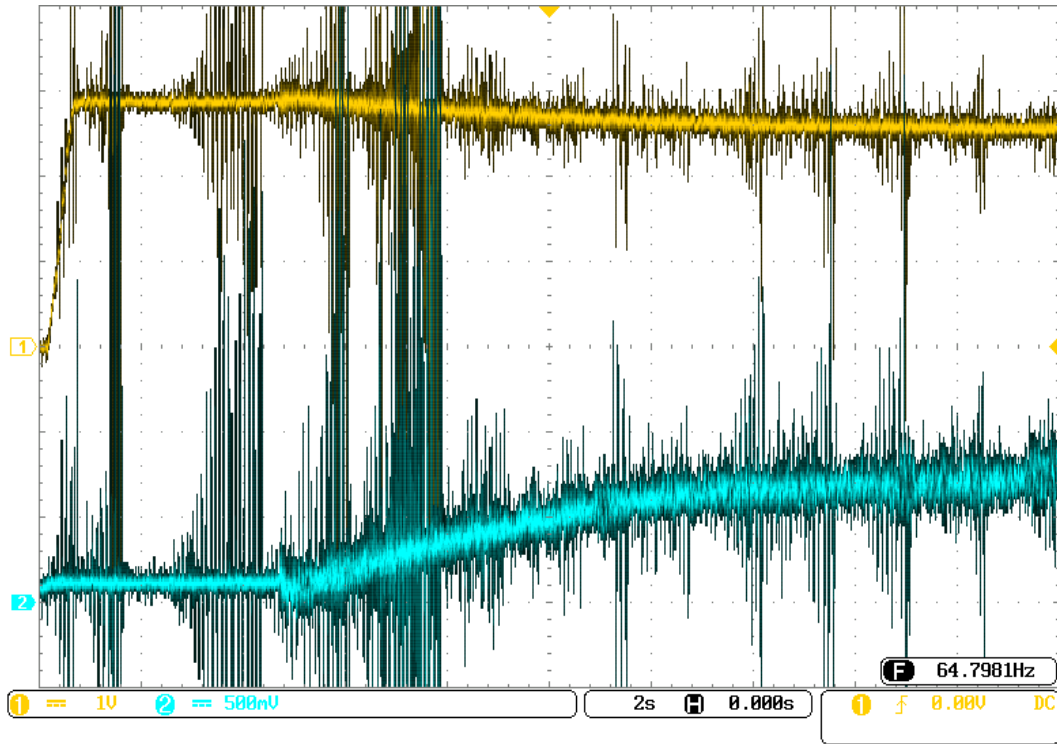
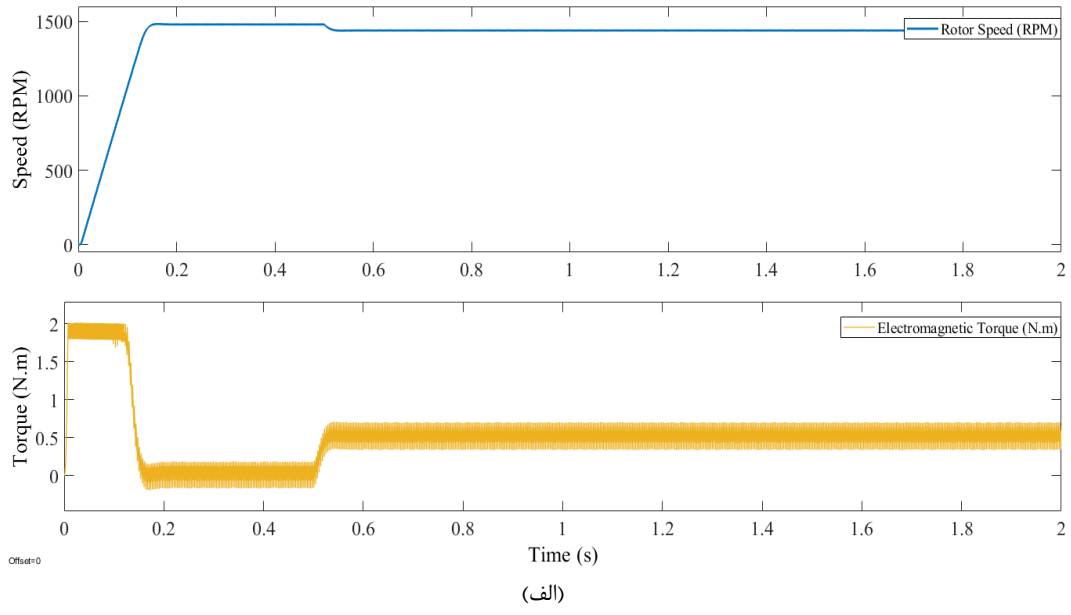
در این قسمت نتایج شبیه سازی سه تکنیک کنترل مستقیم گشتاور بر اساس پارامترهای یک موتور واقعی در جدول ۴-۱، از طریق نرم افزار متلب/سیمولینک و همچنین نتایج حاصل از پیاده سازی آزمایشگاهی ارائه شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی و پیاده سازی آزمایشگاهی برای هر سه تکنیک در شرایطی کاملاً یکسان و بصورت حلقه باز انجام گرفته است. بمنظور تست حلقه باز، از حلقه کنترل کننده سرعت صرف نظر شده است. در اینصورت می‌توان با انتخاب مقادیر مناسب برای مراجع گشتاور و شار استاتور به سرعت دلخواه رسید. در واقع تغییر در مرجع گشتاور منجر به تغییر در میزان گشتاور شتاب دهنده شده است. بطور واضح‌تر اینکار مدت زمان سرعت گیری موتور تا رسیدن به سرعت نامی را تغییر می‌دهد و اعمال تغییر در مرجع شار استاتور موجب تغییر در سرعت نامی موتور خواهد شد. در این تست مقدار برای رسیدن به سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه، مرجع گشتاور و شار استاتور بترتیب برابر با ۲ نیوتن متر و ۱/۲۳ و بر انتخاب شده‌اند. این تست در مدت زمان ۲ ثانیه انجام شده است و در ثانیه نیم شبیه سازی یک گشتاور بار با مقدار ۰/۵ نیوتن متر به موتور اعمال شده است. نتایج حاصل شده از شبیه سازی و پیاده سازی آزمایشگاهی بترتیب در شکل‌های ۴-۱ تا شکل ۴-۳ برای تکنیک DTC پایه، شکل‌های ۴-۴ تا شکل ۴-۶ برای تکنیک DTC-SVM و همچنین شکل‌های ۴-۷ تا شکل ۴-۹ برای تکنیک پیشنهادی آورده شده‌اند. همانطور که تحلیل‌های بخش اول نتایج شبیه سازی نشان می‌دهند مزایایی که برای تکنیک‌های مختلف بیان شده بود بخوبی در نتایج شبیه سازی نمایان بوده یکی از مهم‌ترین آنها که در این پایان‌نامه بر آن نیز تاکید شده حجم محاسبات مورد نیاز برای پیاده سازی

الگوریتم‌ها می‌باشد. همانطور که پیش‌تر گفته شده مدت زمان مورد نیاز برای انجام محاسبات در شبیه سازی برای تکنیک‌های DTC پایه، DTC-SVM و همچنین روش پیشنهادی بترتیب برابر با ۱۴/۶ میکروثانیه، ۱۷/۳ میکروثانیه و ۱۵/۱ میکروثانیه تحت سرعت کلاک^۱ ۲۵۹۲ MHz محاسبه شده است. البته این مقادیر بدست آمده از شبیه سازی بسیار به مشخصات کامپیوتر مورد استفاده بستگی دارد و فقط برای مقایسه بکار می‌رود. در واقع مقادیر دقیق از طریق پیاده سازی الگوریتم بر روی میکروکنترلر F28335 محاسبه شده است. مدت زمانی که طول می‌کشد تا یکبار تمام محاسبات مورد نیاز برای تکنیک‌های DTC پایه، DTC-SVM و همچنین روش پیشنهادی انجام گیرد بترتیب برابر با ۳۷/۸ میکروثانیه، ۴۶/۶ میکروثانیه و ۳۸/۶ میکروثانیه تحت سرعت کلاک ۱۵۰ MHz می‌باشند. بررسی این نتایج بخوبی برتری روش پیشنهادی در مقایسه با روش DTC-SVM را از لحاظ حجم بار محاسباتی نشان می‌دهد. برای ثبت مقادیر سرعت، گشتاور، ولتاژ خط و جریان خط از سنسور با گین‌های ۱ ولت بازای ۱۰۰۰ دور در دقیقه برای اندازه‌گیری سرعت، سنسور با گین ۱ ولت بازای ۱ نیوتن‌متر گشتاور برای اندازه‌گیری گشتاور، سنسور با گین ۱ ولت بازای ۱۰۰ ولت برای اندازه‌گیری ولتاژ و سنسور با گین ۱ ولت بازای ۱ آمپر برای اندازه‌گیری جریان خط استفاده شده است.

جدول (۴-۱) پارامترهای موتور القای مورد استفاده در شبیه سازی

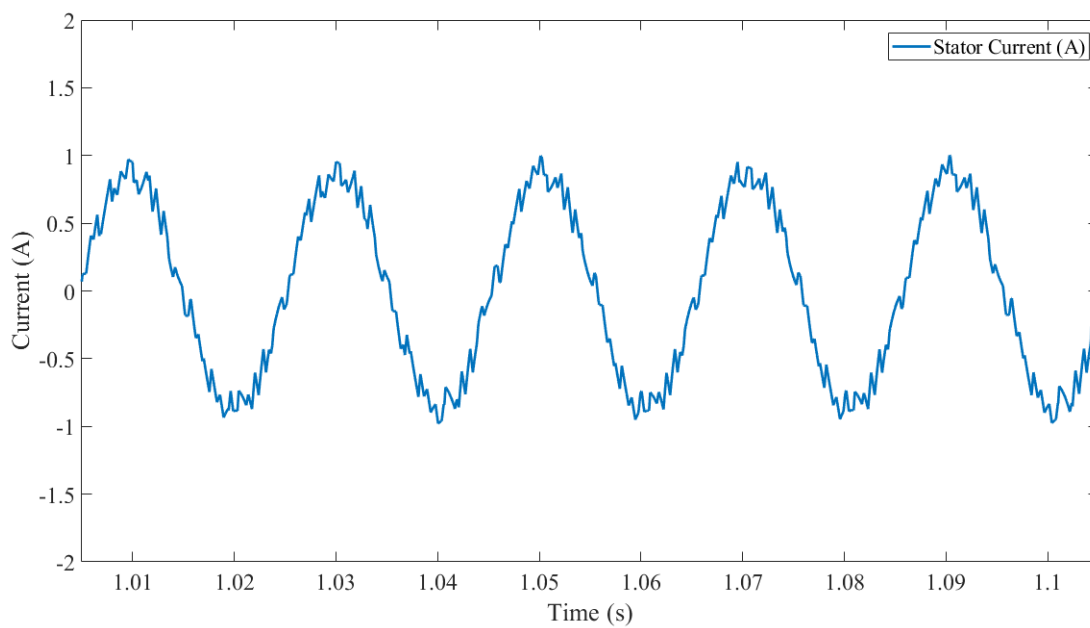
پارامتر	علامت اختصاری	مقدار
توان خروجی	P	۲۷۰(W)
ولتاژ	V	۳۸۰(V)
فرکانس	F	۵۰(Hz)
تعداد قطب	p	۴
مقاومت استاتور	R _s	۳۴/۷۳(Ω)
مقاومت رتور	R _r	۳۲/۱۲(Ω)
اندوکتانس متقابل	M	۱/۳۳۹(H)
اندوکتانس خودی استاتور	L _s	۰/۱۳۹(H)
اندوکتانس خودی رتور	L _r	۰/۱۵۹(H)
اینرسی	J	۰/۰۰۱۶۱(Kg.m ²)

^۱ Clock Speed

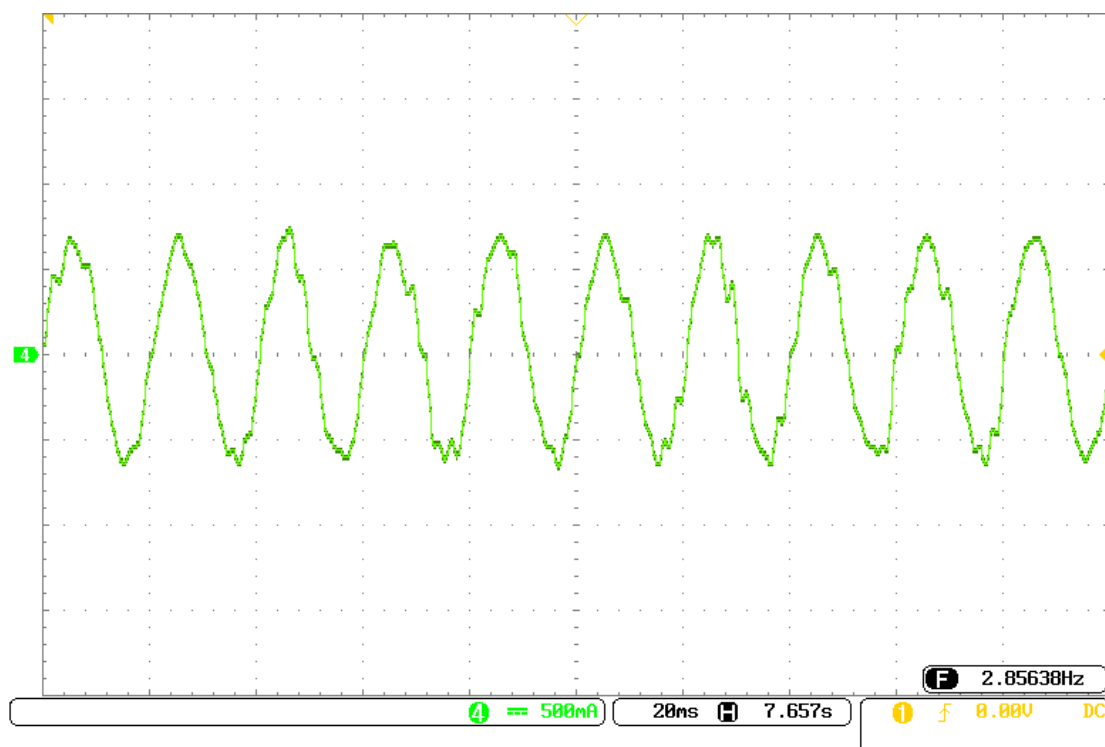


(ب)

شکل (۱-۴) نتایج سرعت، گشتاور حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC پایه الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی

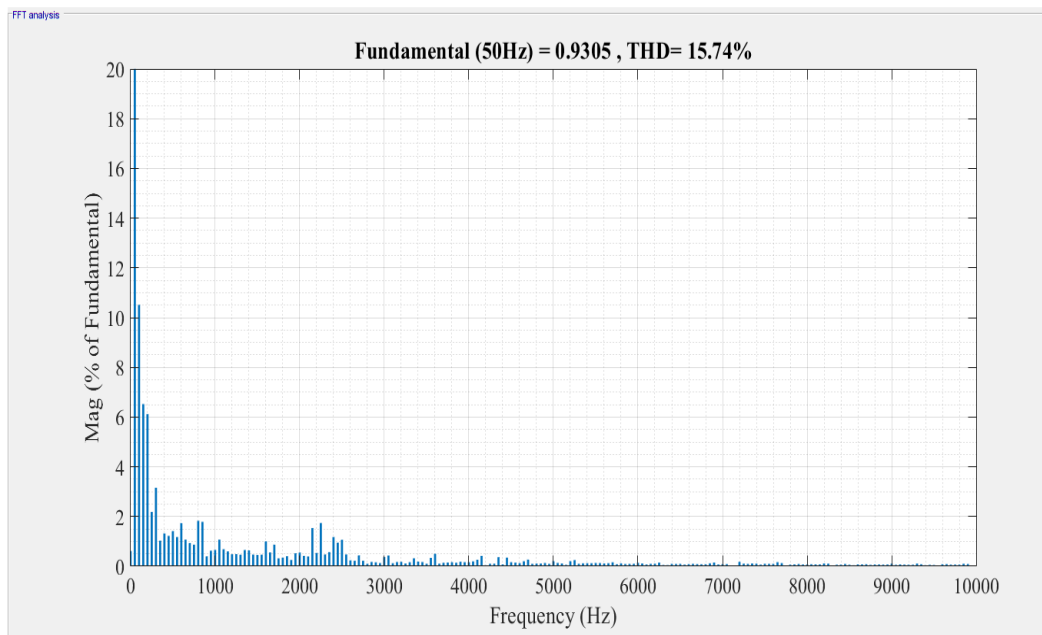


(الف)

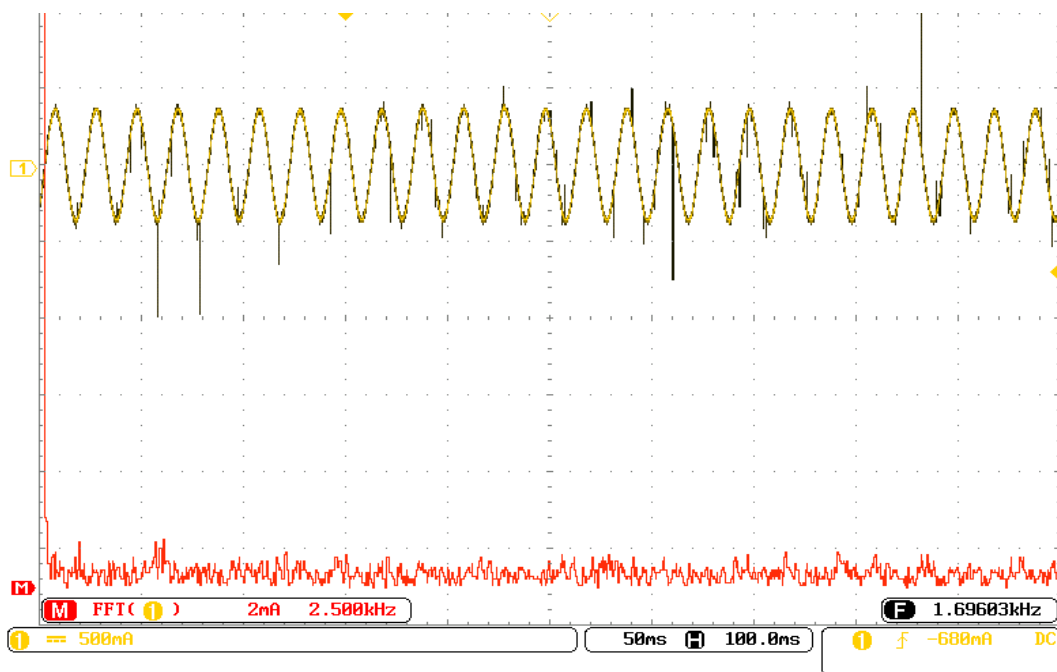


(ب)

شکل (۴-۲) جریان استاتور حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC پایه الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی

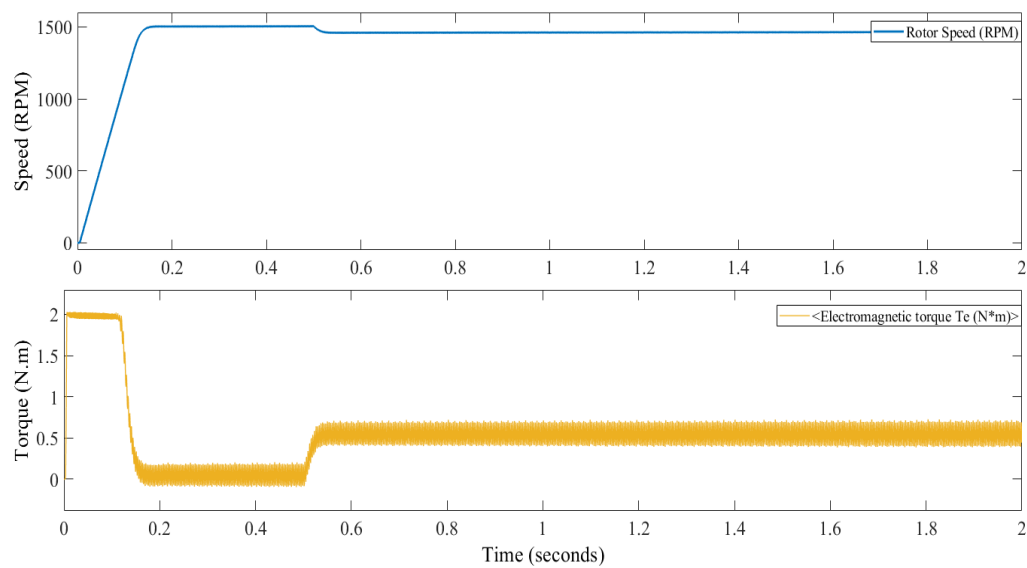


(الف)

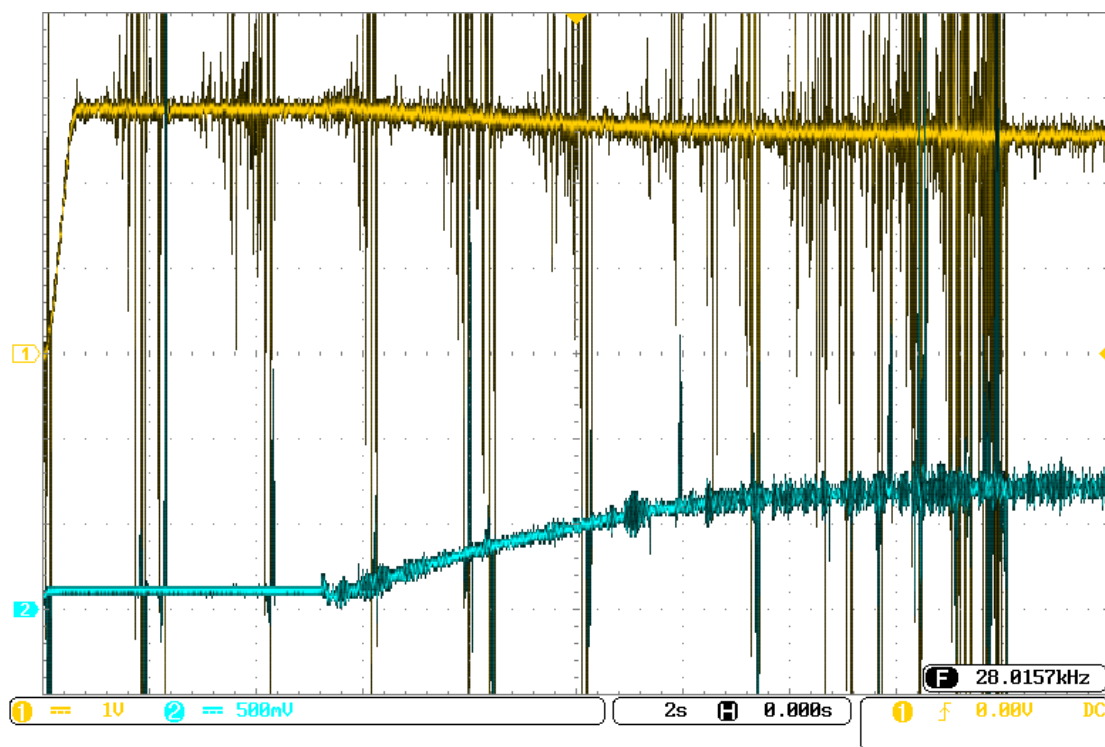


(ب)

شکل (۳-۴) نتایج هارمونیک جریان خط حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC پایه الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی

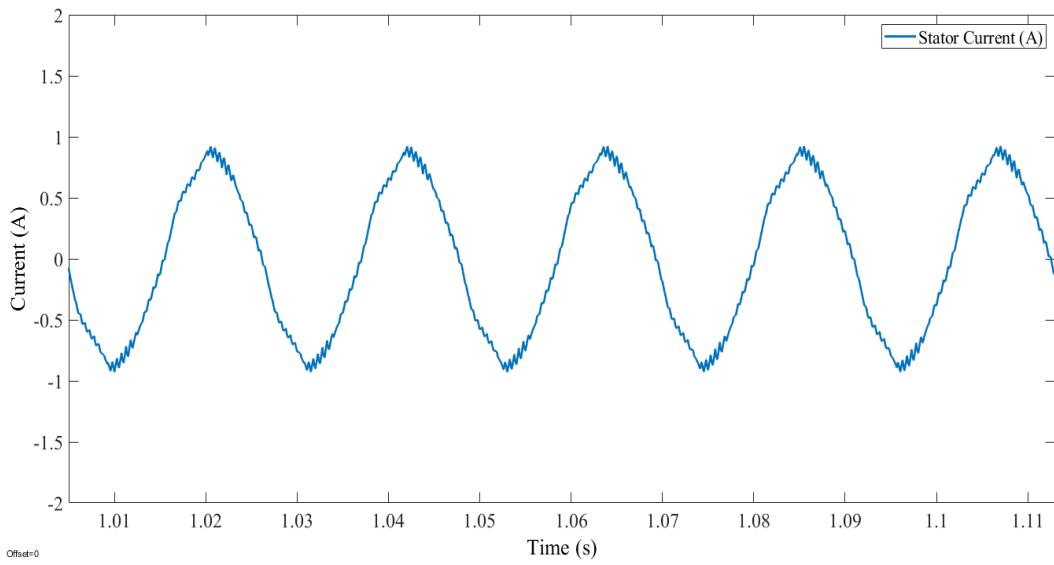


(الف)

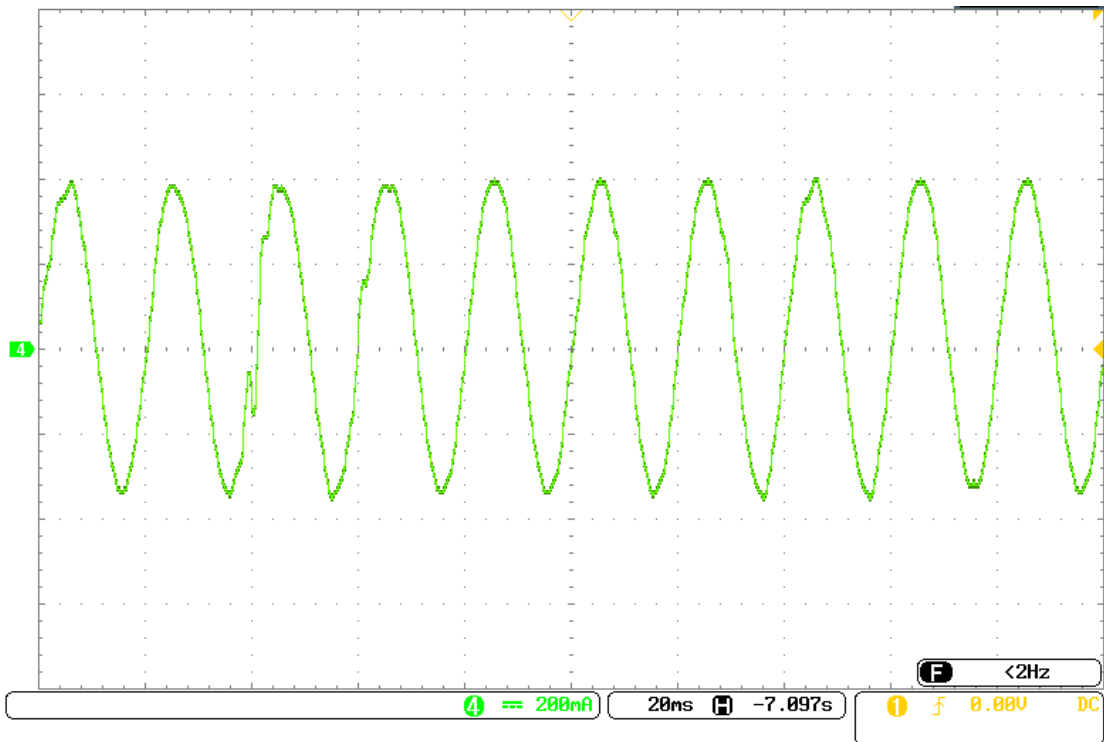


(ب)

شکل (۴-۴) نتایج سرعت، گشتاور حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC-SVM (الف) شبیه سازی (ب) پیاده سازی آزمایشگاهی

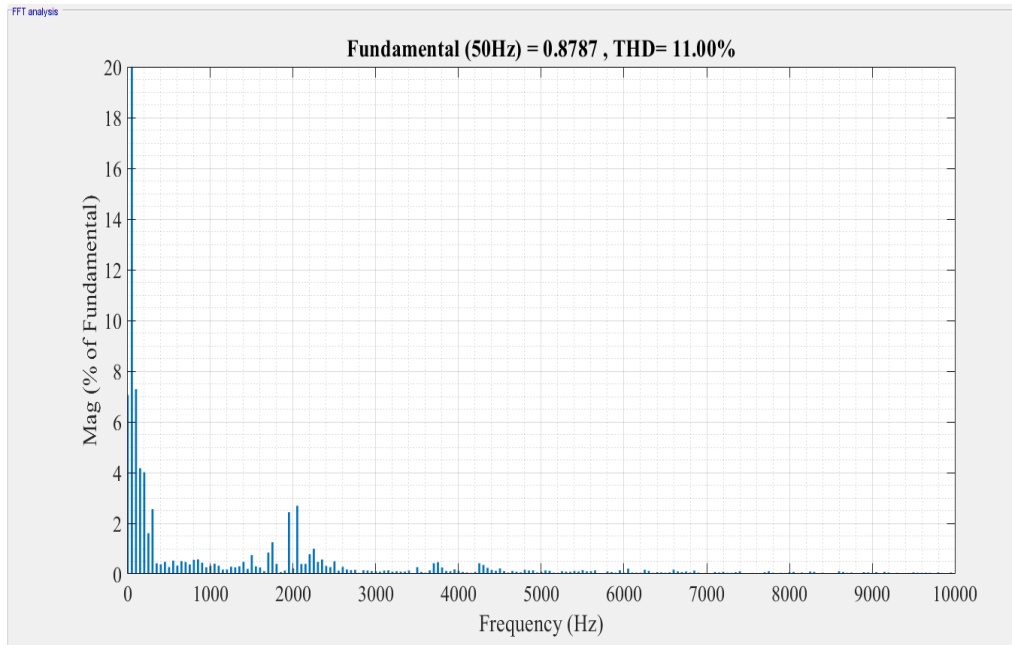


(الف)

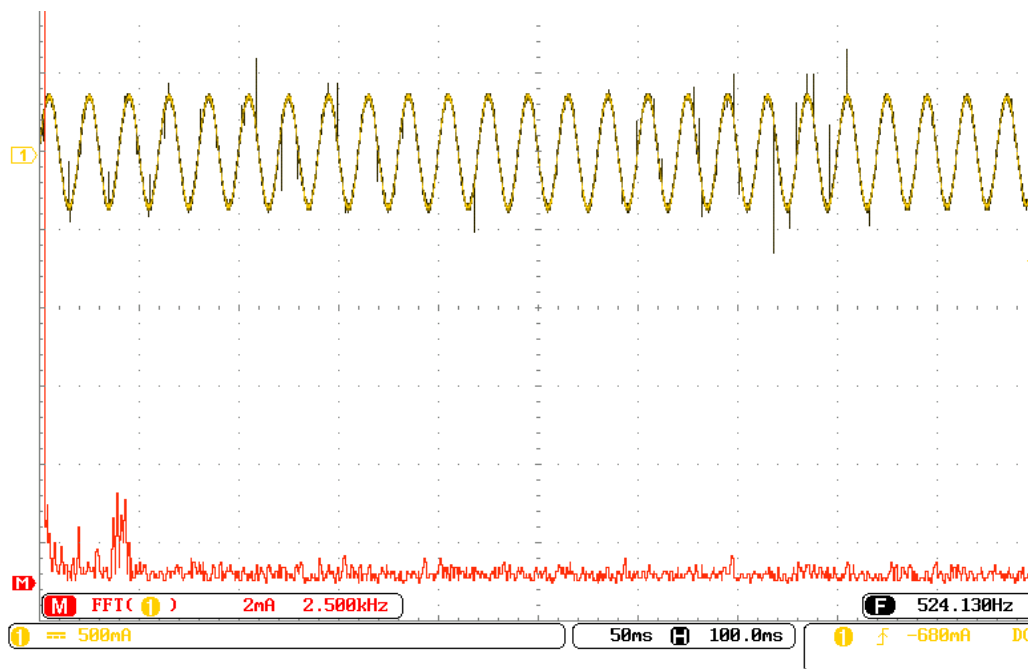


(ب)

شکل (۴-۵) جریان استاتور حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC-SVM (الف) شبیه سازی (ب) پیاده سازی آزمایشگاهی

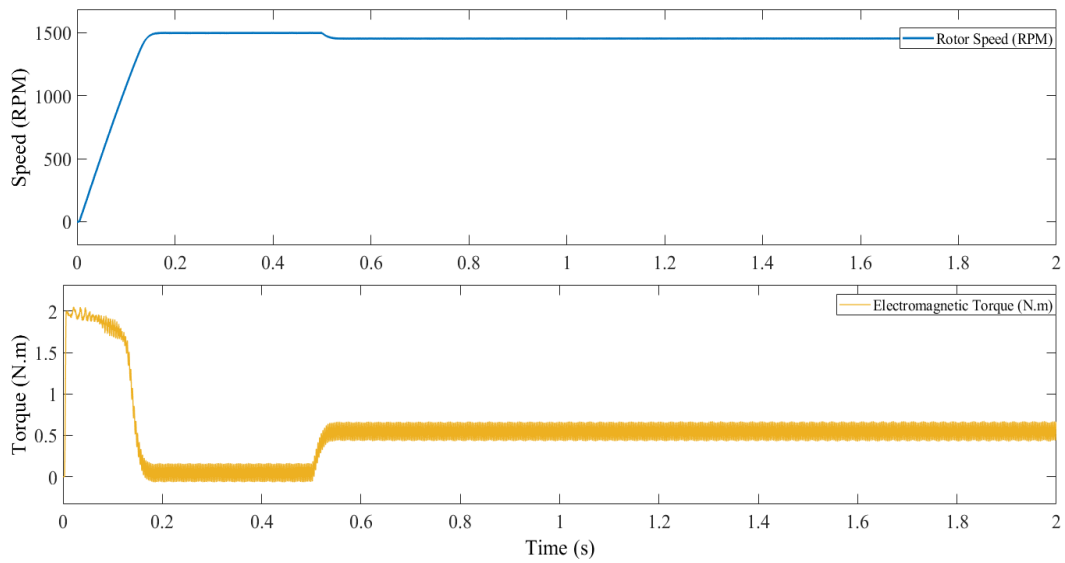


(الف)

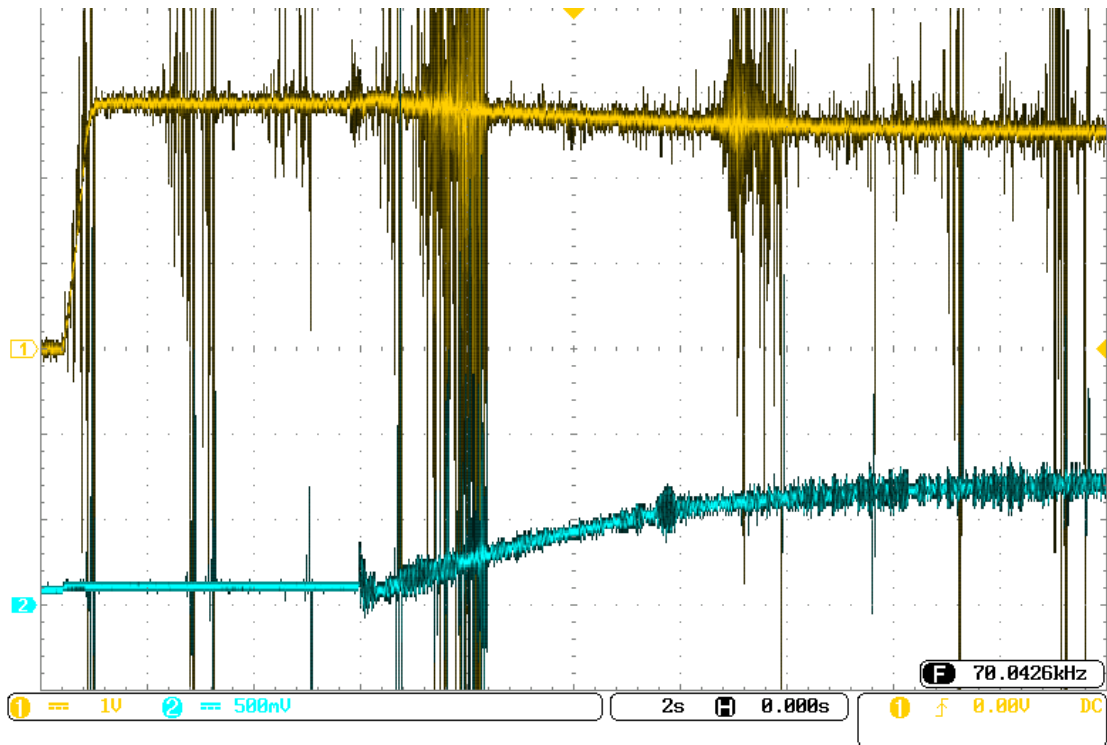


(ب)

شکل (۴-۶) نتایج هارمونیک جریان خط حاصل از تست حلقه باز تکنیک DTC-SVM (الف) شبیه سازی (ب) پیاده سازی آزمایشگاهی

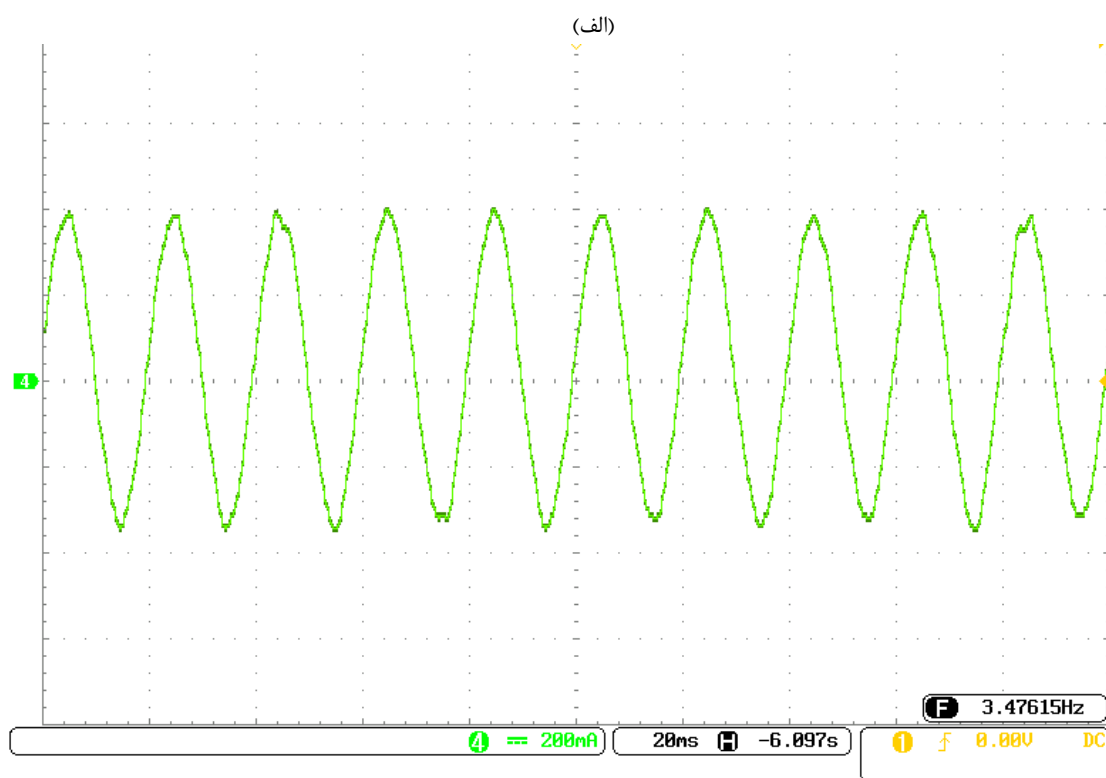
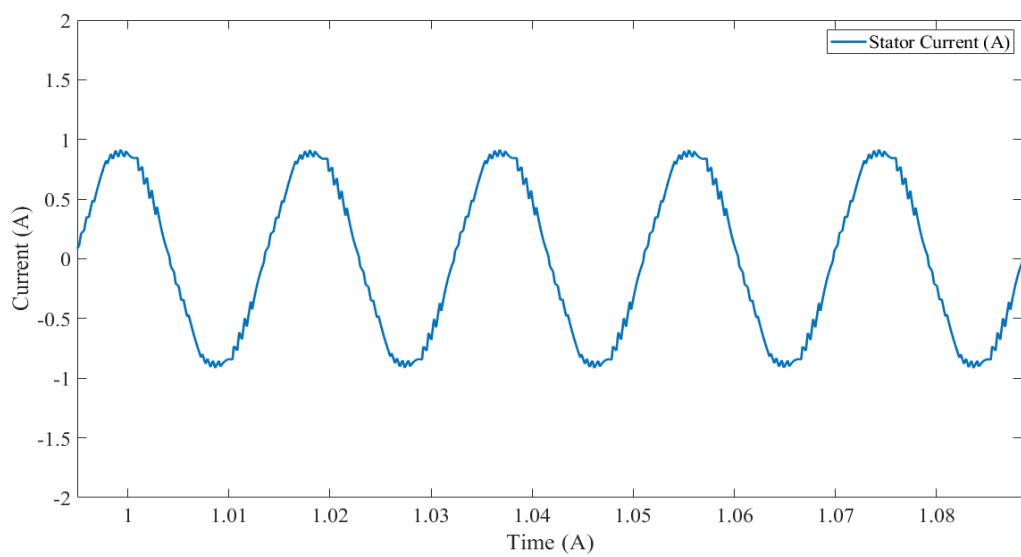


(الف)



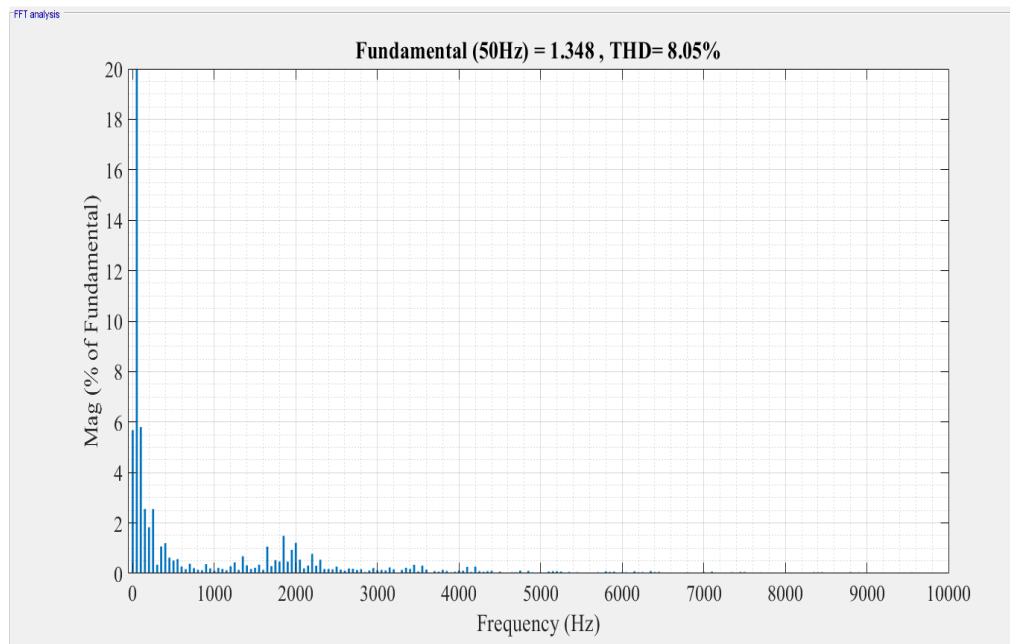
(ب)

شکل (۴-۷) نتایج سرعت، گشتاور حاصل از تست حلقه باز تکنیک پیشنهادی (الف) شبیه سازی (ب) پیاده سازی آزمایشگاهی

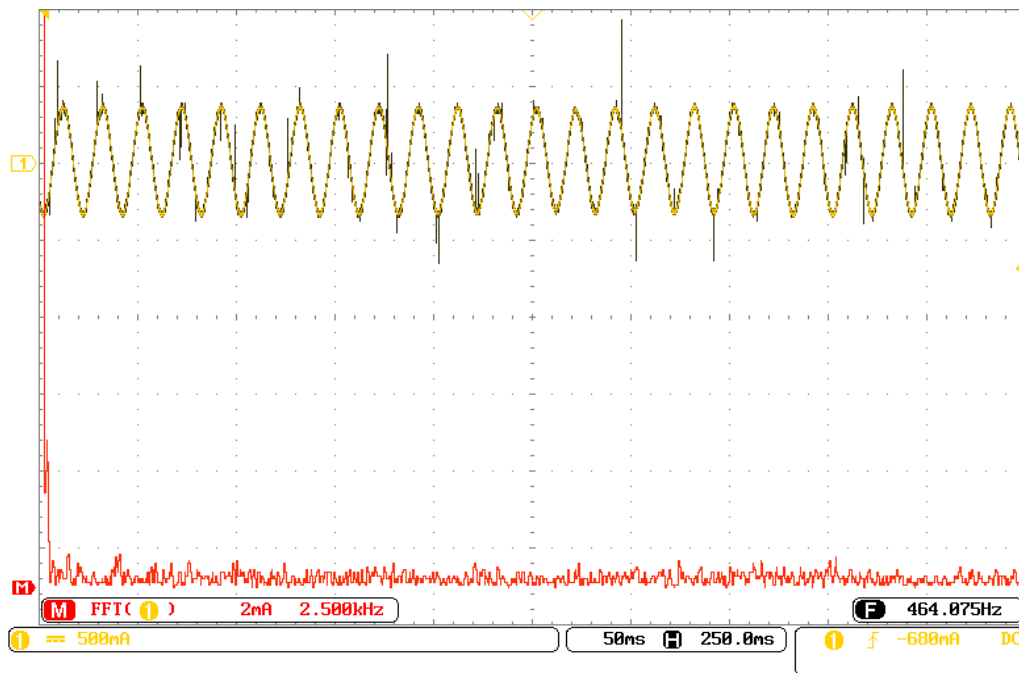


(ب)

شکل (۴-۸) جریان استاتور حاصل از تست حلقه باز تکنیک پیشنهادی الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی



(الف)



(ب)

شکل (۴-۹) نتایج هارمونیک جریان خط حاصل از تست حلقه باز تکنیک پیشنهادی الف) شبیه سازی ب) پیاده سازی آزمایشگاهی

با بررسی نتایج حاصل از شبیه سازی و پیاده سازی آزمایشگاهی مشاهده می شود که این دو بسیار به هم نزدیک هستند اما همانطور که مشهود است دارای تفاوت هایی نیز هستند. می توان عواملی را که ممکن است مسبب این عدم تطابق نتایج بدست آمده باشند را بصورت زیر نوشت.

- در محیط شبیه سازی و در بهترین حالت ممکن، در نظر گرفتن همه موارد از لحاظ دید عملی امکان پذیر نیست و حتی اگر این قابلیت وجود داشت، فرآیند شبیه سازی از لحاظ زمانی ممکن است ماه ها بطول بیانجامد.
- دلیل بسیار مهم دیگر این است که موتور القایی مورد استفاده در این پروژه بسیار سبک و با توان کم است. که بنظر این عامل نويز را بیشتر بروز می دهد.
- مورد بعدی این است که در شبیه سازی تمام المان ها از قبیل کلیدهای قدرت و غیره ایده آل فرض شده اند که نیازی به اعمال زمان مرده ندارند بنابراین نتایجی که از شبیه سازی بدست می آید یکنواخت تر خواهد بود.
- مورد پر اهمیت دیگر سنسورها هستند، که بسیار در شبیه سازی و عمل با یکدیگر تفاوت دارند و دارای خطا هستند. این امر منجر به پائین آمدن دقت در تخمین گر ها می شود. و در ضمن نویزها و اختلالاتی که در خروجی سنسورها بوجود می آید توسط واحد ADC میکروکنترلر دریافت نمی شوند (بدلیل پائین بودن پهنای باند و فرکانس نمونه برداری) اما این نویزها در اسیلوسکوپ با توجه به بزرگ بودن پهنای باند و فرکانس نمونه برداری، دریافت شده و قابل مشاهده است.

۴-۳- نتایج شبیه سازی بصورت حلقه بسته

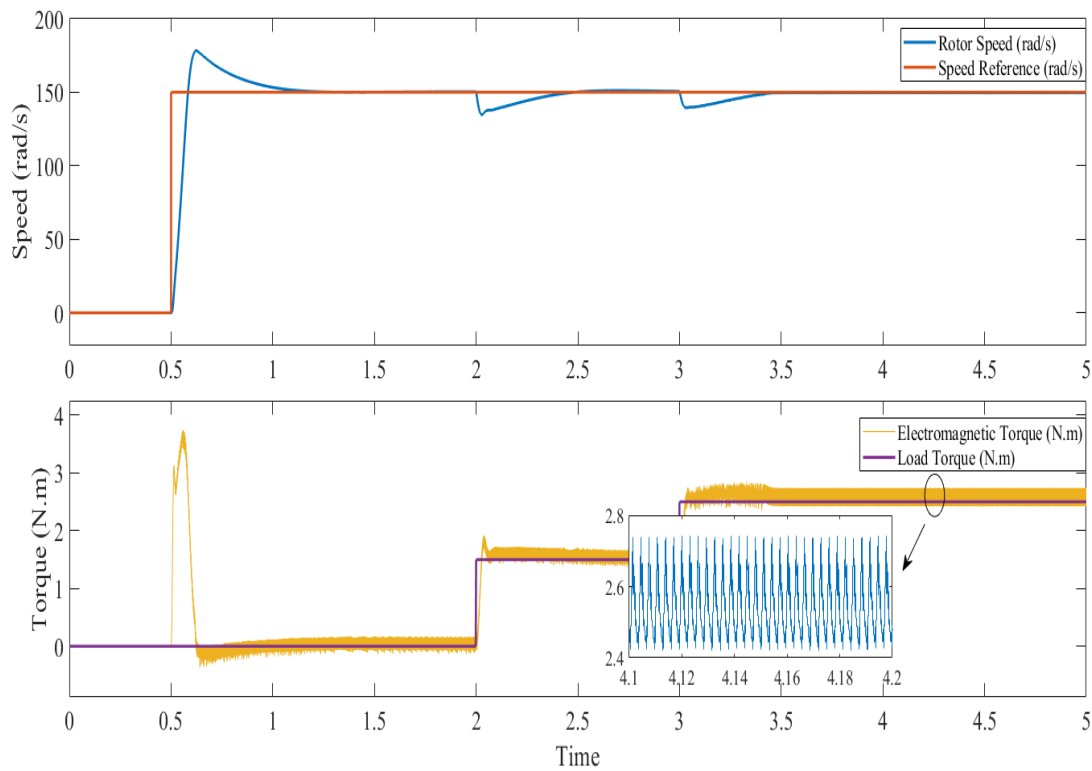
هدف از این شبیه سازی، کنترل یک موتور القایی رتور قفسه ایست بگونه ای که سرعت آن در شرایط مختلف بار در مقدار ۱۵۰ رادیان بر ثانیه ثابت بماند. در این شبیه سازی در ابتدا (در ثانیه ۰/۵) موتور از سرعت صفر و در شرایط بی باری راه اندازی شده است و سپس در ثانیه ۲ و ۳ بارهای پله ای بترتیب با دامنه های ۱/۵ و ۱ نیوتن متر به موتور اعمال شده است. مقدار مرجع شار پیوندی برابر با ۰/۹۹۶ و بر در نظر گرفته شده و از طرفی، پهنای باند هیستریزیس مربوط به حلقه کنترلی شار در روش DTC پایه برابر با ۰/۰۲ منظور شده است. در نتیجه در روش DTC پایه، اندازه شار پیوندی موتور که توسط بلوک تخمین گر محاسبه می شود، همواره باید بین مقدار ۱/۰۱ و ۰/۹۷ و بر باشد. مقدار مرجع گشتاور با استفاده از حلقه کنترل سرعت تعیین می شود. عبارتی مقدار گشتاور مرجع بگونه ای محاسبه می شود که سرعت موتور ۱۵۰ رادیان بر ثانیه شود. بنابراین حتی اگر گشتاور بار پله ای باشد، گشتاور

مرجع برای تامین گشتاور شتاب دهنده، پله‌ای نخواهد بود. در روش DTC پایه، پهنای باند هیستریزس حلقه کنترل گشتاور برابر $0/15$ در نظر گرفته شده است. در نتیجه در روش DTC پایه مقدار گشتاور الکترومغناطیسی موتور که توسط بلوک تخمین‌گر محاسبه می‌شود، همواره باید در گستره $0/3$ پیرامون مقدار مرجع گشتاور باشد. در ادامه رفتار موتور در هر سه روش کنترلی با استفاده از پارمترهای آن بررسی و با یکدیگر مقایسه شده است. پارامترهای مورد بررسی از مهمترین پارامترهای موتور القایی رتور قفسه‌ایست که معیاری خوب برای مقایسه بین عملکرد روش‌های بکار گرفته شده است.

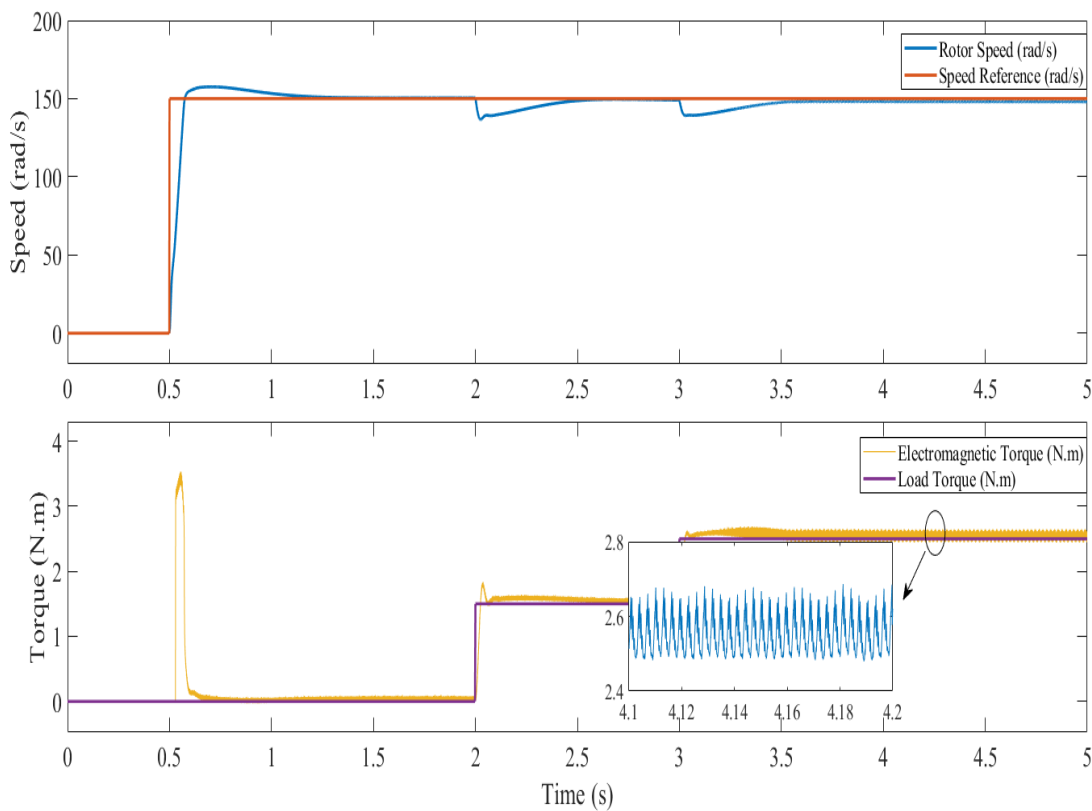
۴-۳-۱- گشتاور الکترومغناطیسی

مطابق شکل ۴-۱۰، در ثانیه $0/5$ شبیه سازی، موتور در حالت خالی از بار راه اندازی شده است. در این حالت حلقه کنترل سرعت گشتاور مرجع را بگونه‌ای تعیین می‌کند که گشتاور شتاب دهنده موتور مقداری مثبت شود و سرعت افزایش یابد. در نتیجه گشتاور الکترومغناطیسی برای رساندن سرعت موتور به مقدار مرجع، مقداری فراجاهش دارد. پس از رسیدن سرعت موتور به مقدار مرجع (150 رادیان بر ثانیه) گشتاور نیز به صفر میل می‌کند. پس از گذشت 2 ثانیه از زمان شبیه سازی یک گشتاور پله‌ای به موتور اعمال می‌شود. با هر بار افزایش گشتاور بار، در ابتدا بدلیل کمتر بودن گشتاور الکترومغناطیسی نسبت به گشتاور بار، گشتاور شتاب دهنده منفی می‌شود. منفی شدن گشتاور شتاب دهنده بر طبق معادله حرکت رتور منجر به کاهش سرعت مکانیکی رتور می‌شود. اما پس از اندکی، بدلیل عملکرد حلقه کنترل سرعت و با افزایش گشتاور مرجع، گشتاور شتاب دهنده مثبت می‌شود. در نتیجه سرعت دوباره افزایش یافته و برابر با مقدار مرجع خواهد شد.

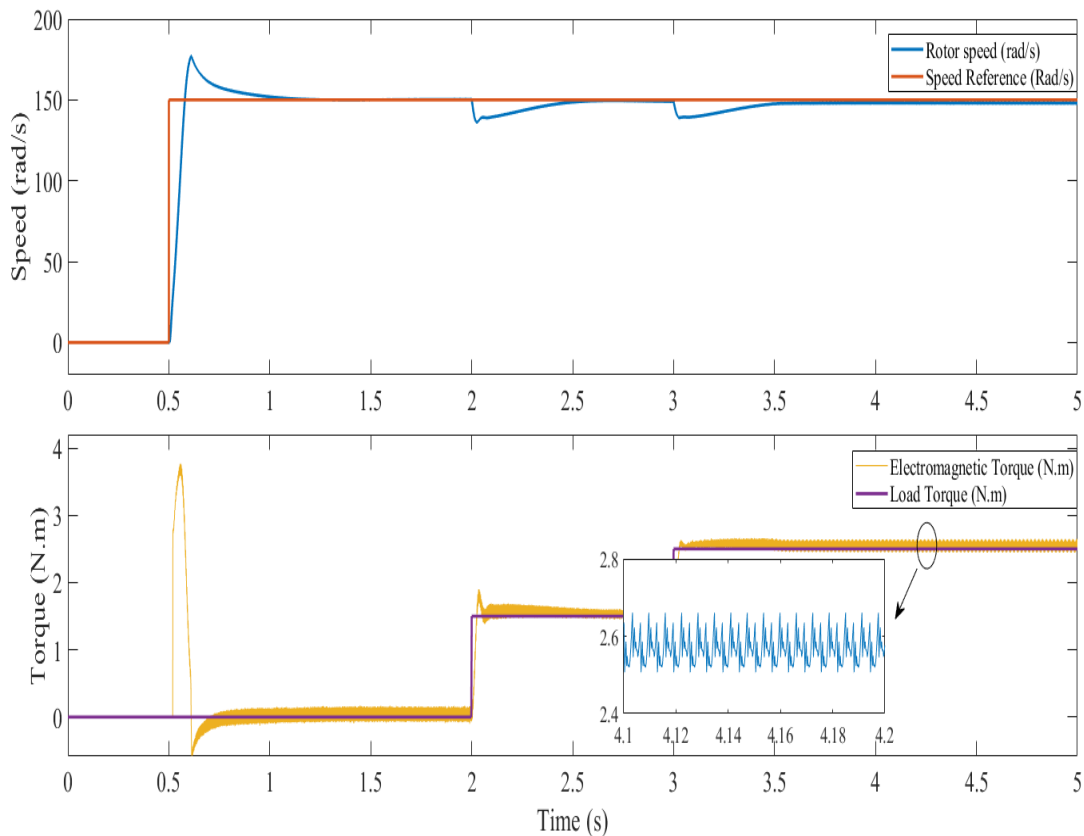
طبق شکل ۴-۱۰ در هر سه روش DTC-SVM پایه، روش پیشنهادی گشتاور تولیدی موتور بخوبی گشتاور بار را تامین می‌کند. گشتاور در روش DTC پایه دارای اعوجاج حدود $0/3$ نیوتن‌متر و در روش DTC-SVM در حدود $0/2$ نیوتن‌متر و برای روش پیشنهادی برابر با $0/15$ نیوتن‌متر است. اگرچه از دیدگاه بازه هیستریزس تعیین شده عملکرد روش DTC پایه مطلوب بنظر می‌رسد، اما رپیل گشتاور در این روش در مقایسه با روش‌های DTC-SVM و روش پیشنهادی به نسبت بیش‌تر است. برای مقایسه بهتر در شکل ۴-۱۶ قسمتی کوچکی از گشتاور در هر سه روش آورده شده تا جزئیات بیشتری مشخص شود.



(الف)



(ب)

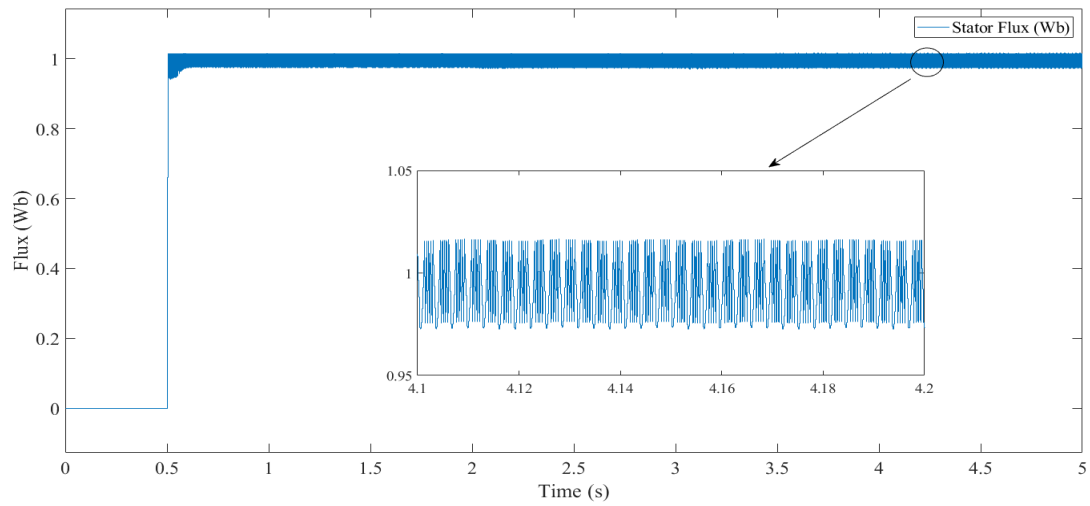


(ج)

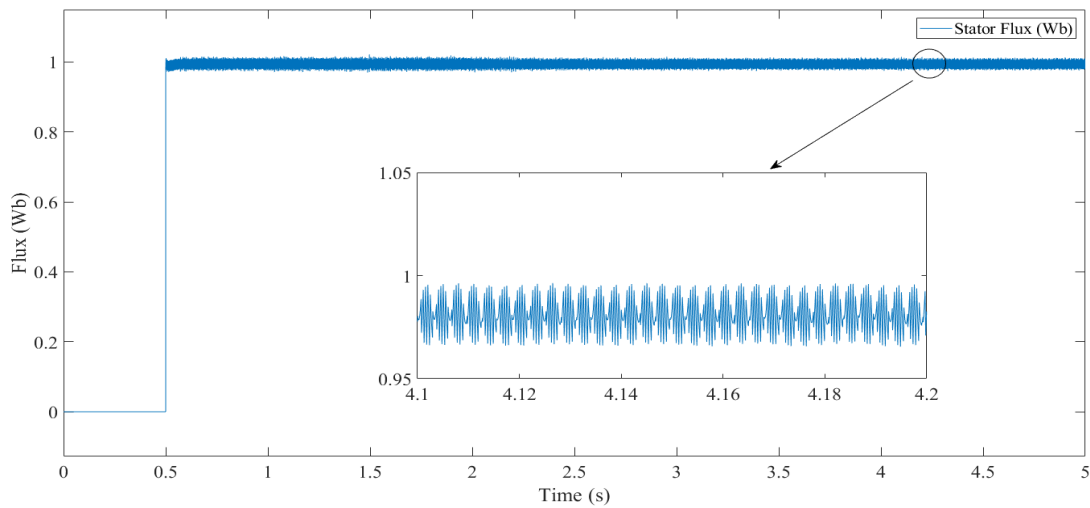
شکل (۴-۱۰) گشتاور الکترومغناطیسی موتور القایی (الف) روش DTC پایه ب) روش DTC-SVM (ج) روش پیشنهادی

۴-۳-۲- شار پیوندی

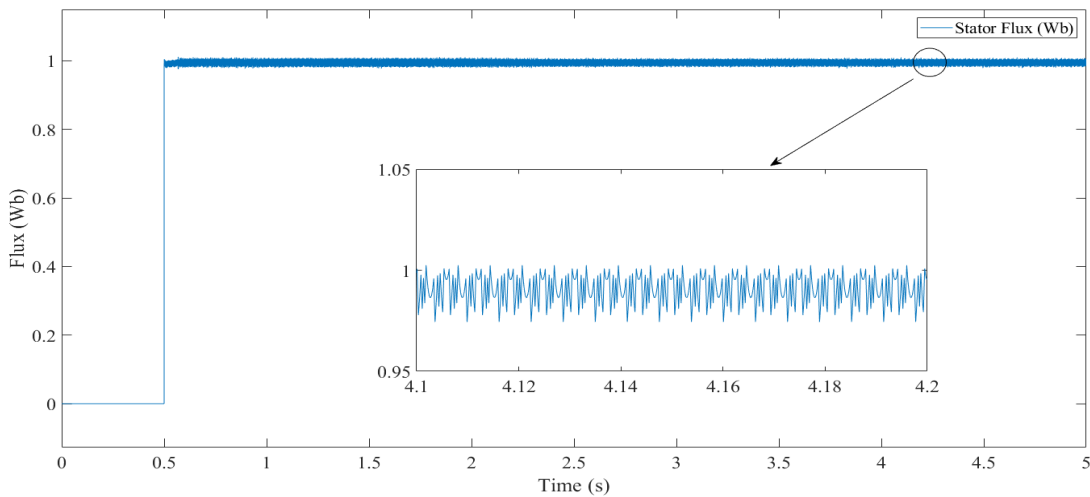
مقدار مرجع شار پیوندی برابر با 0.996 و بر تعیین شده است. برای روش کنترلی DTC پایه، پهنای باند هیستریزس برای کنترل کننده شار برابر با 0.02 و بر تعیین شده است. مطابق شکل ۴-۱۱، معیار هیستریزس در روش DTC پایه برای شار پیوندی رعایت شده است و روش DTC پایه از این دیدگاه عملکرد قابل قبولی دارد. با این وجود مقدار ریپل شار آن نسبت به دو روش دیگر بیشتر است. طبق شکل ۴-۱۱ مقدار ریپل اندازه بردار شار پیوندی در روش DTC پایه حدود 0.04 و بر است در حالیکه این مقدار در روش DTC-SVM در حدود 0.02 و بر و همچنین مقدار ریپل در روش پیشنهادی در حدود 0.015 و بر می باشد. در این صورت همانند نتایج بدست آمده برای ریپل گشتاور، می توان به این نتیجه رسید که مقدار ریپل شار پیوندی در روش پیشنهادی نسبت به روش DTC-SVM بهبود یافته است.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۴-۱۱) اندازه بردار شار پیوندی استاتور الف) روش DTC پایه ب) روش DTC-SVM ج) روش پیشنهادی

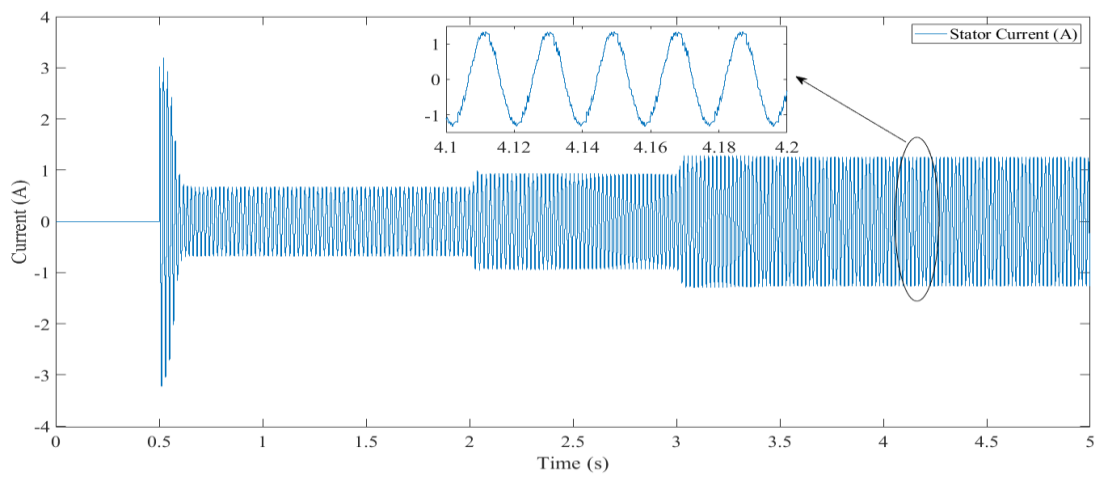
۴-۳-۶- جریان استاتور

جریان خط استاتور موتور القایی رتور قفسه‌ای با استفاده از هر سه روش DTC پایه، SVM و روش پیشنهادی در شکل ۴-۱۲ نشان داده شده است. مطابق این شکل، جریان فاز موتور در هر سه روش سینوسی است. با این وجود، کیفیت هارمونیک جریان در هر سه روش با یکدیگر متفاوت است. از طرفی، گشتاور الکترومغناطیسی موتور القایی با دامنه جریان فاز آن رابطه مستقیم دارد. هنگامیکه دامنه جریان استاتور بیش‌تر شود، گشتاور الکترومغناطیسی بیش‌تری تولید می‌شود و با کاهش دامنه جریان استاتور، گشتاور الکترومغناطیسی نیز کاهش می‌یابد. بنابراین همانگونه که در شکل ۴-۱۲ نیز مشخص است، با افزایش گشتاور اعمالی به موتور، دامنه جریان فاز استاتور نیز افزایش می‌یابد و بالعکس.

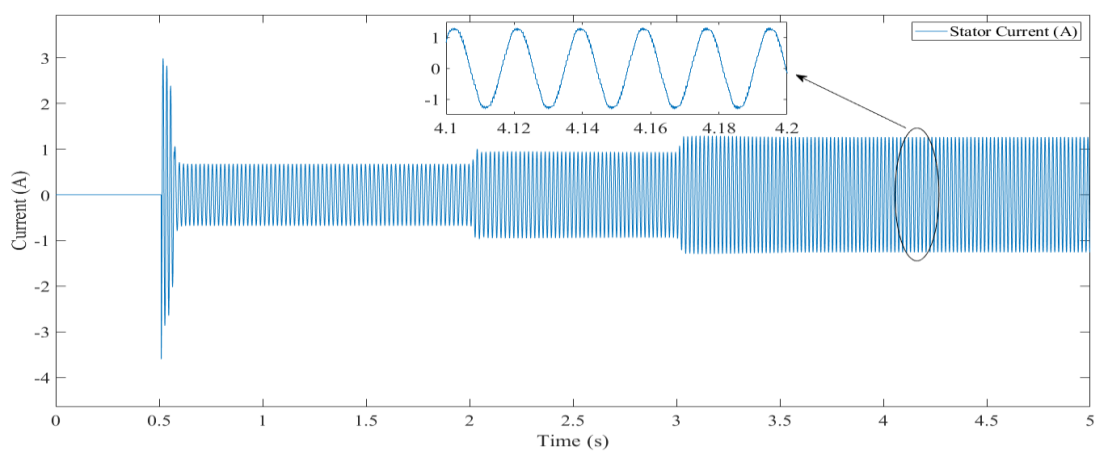
برای بررسی دقیق‌تر جریان‌ها از دیدگاه تولید نویز در سه روش، طیف هارمونیک جریان استاتور مورد بررسی قرار گرفته است. در شکل ۴-۱۳، دامنه فرکانس پایه و دامنه سایر هارمونیک‌ها مشخص شده‌اند. از دیدگاه هارمونیک، هر چه جریان استاتور هارمونیک کمتری داشته باشد و شکل موج آن به سینوسی نزدیک‌تر باشد، بهتر است. این مساله بخصوص برای سیستم‌هایی که میزان تولید نویز در آنها بسیار اهمیت دارد، یک مزیت بسیار مهم بشمار می‌آید. با توجه به شکل ۴-۱۳ می‌توان قضاوتی کلی نسبت به وضعیت هارمونیک جریان استاتور در سه روش ارائه نمود. براساس شکل ۴-۱۳، طیف هارمونیک جریان استاتور در روش DTC پایه از دو روش دیگر بدتر است. همچنین روش پیشنهادی از دیدگاه طیف هارمونیک جریان استاتور، بهترین عملکرد را در بین سه روش داراست. با این حال در ادامه با مقایسه THD جریان مقایسه‌ای دقیق‌تر ارائه خواهد شد.

- در روش DTC پایه، دامنه فرکانس پایه برابر با $1/25$ آمپر است و مقدار THD جریان فاز استاتور تا فرکانس ۱۰ کیلوهرتز برابر با $13/74$ درصد است.
- در روش DTC-SVM دامنه فرکانس پایه برابر با $1/329$ آمپر و میزان THD جریان فاز استاتور تا فرکانس ۱۰ کیلوهرتز برابر با $7/72$ درصد بدست آمده است.
- دامنه فرکانس پایه جریان استاتور در روش پیشنهادی برابر با $1/315$ آمپر است. دامنه سایر هارمونیک‌ها در مقایسه با دامنه فرکانس اصلی بسیار ناچیز است و THD جریان برابر با $6/94$ درصد است.

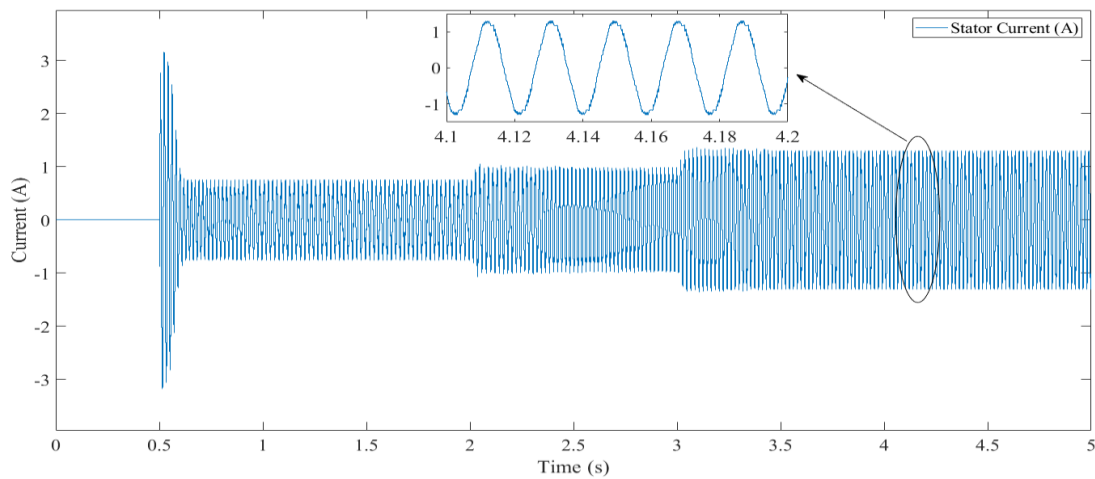
با توجه به نتایج فوق کاملاً پیداست که روش پیشنهادی از دیدگاه طیف هارمونیک جریان استاتور نیز عملکرد مطلوب‌تری را نسبت به دو روش DTC پایه و DTC-SVM از خود نشان داده است.



(الف)

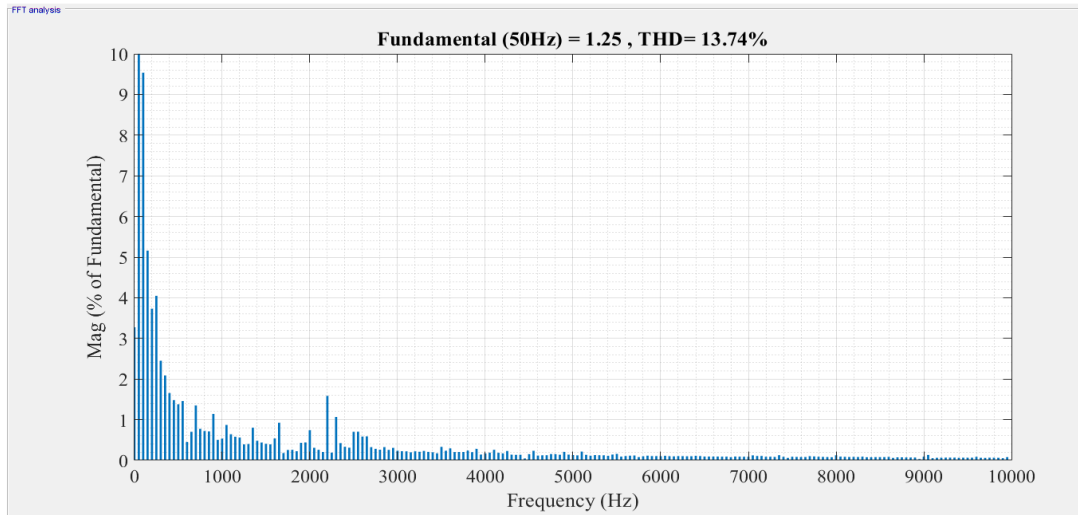


(ب)

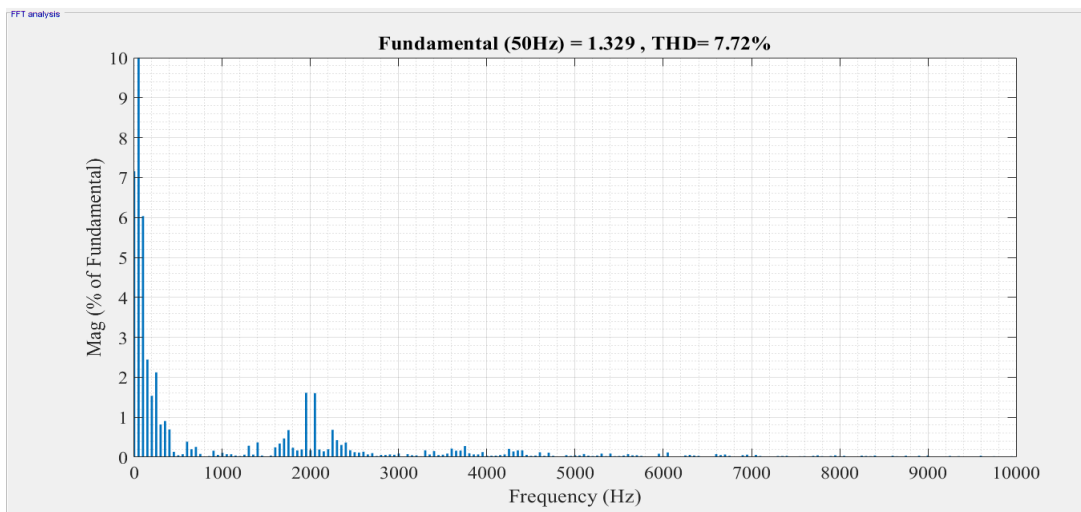


(ج)

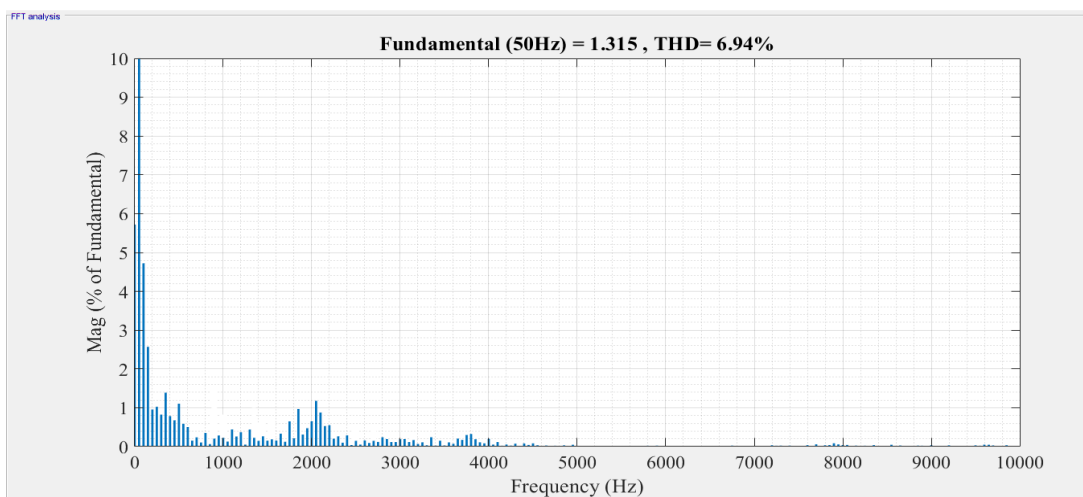
شکل (۴-۱۲) جریان خط فاز a موتور القایی رتور قفسه‌ای (الف) روش DTC پایه (ب) روش DTC-SVM (ج) روش پیشنهادی



(الف)



(ب)

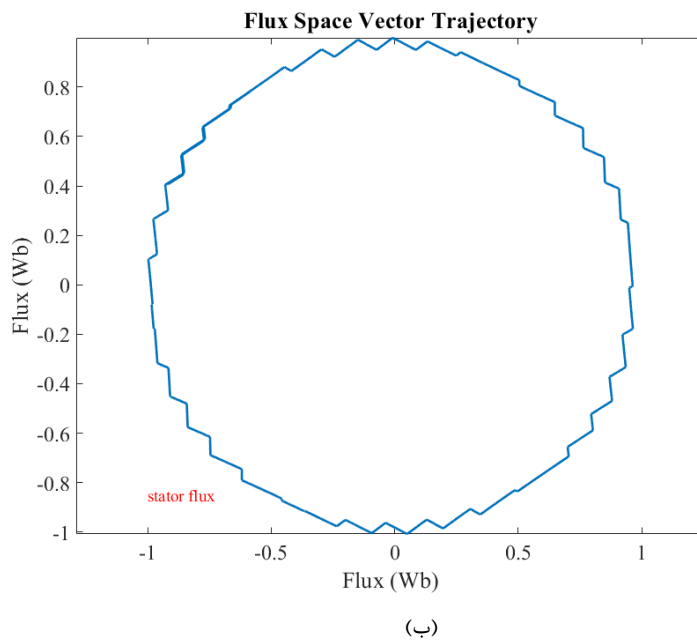
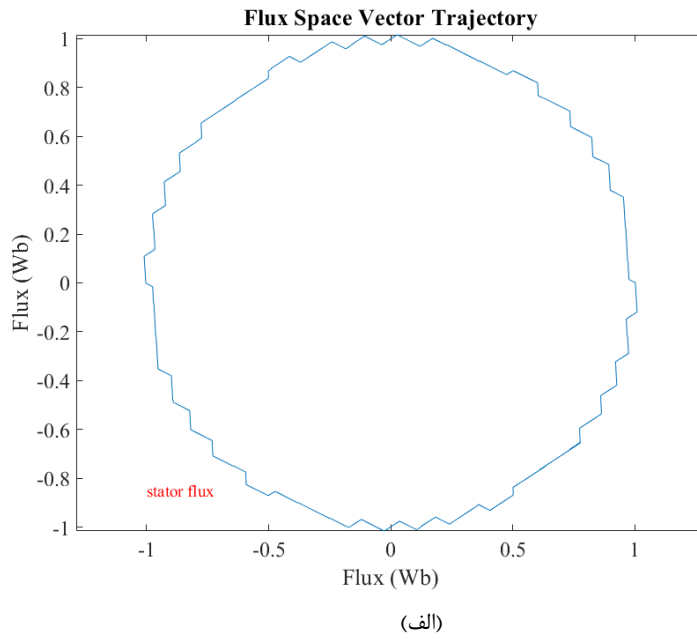


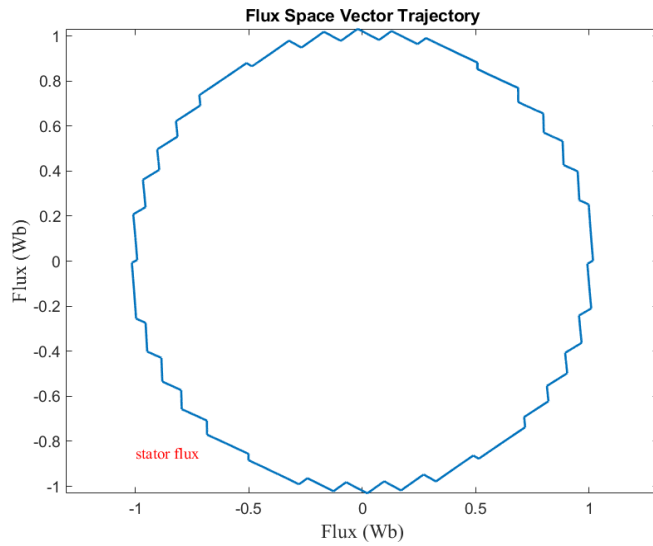
(ج)

شکل (۴-۱۳) طیف هارمونیکی جریان خط استاتور الف) روش DTC پایه ب) روش DTC-SVM ج) روش پیشنهادی

۷-۳-۴- مولفه شار پیوندی در راستای محورهای d و q

بردار شار پیوندی دارای دو مولفه در راستای محور d و q استاتور است که با کنترل مقدار آنها، اندازه بردار شار پیوندی و زاویه آن (و در نتیجه گشتاور الکترومغناطیسی) کنترل می‌شود. مکان هندسی بردار شار پیوندی در شکل ۴-۱۴ نشان داده شده است.





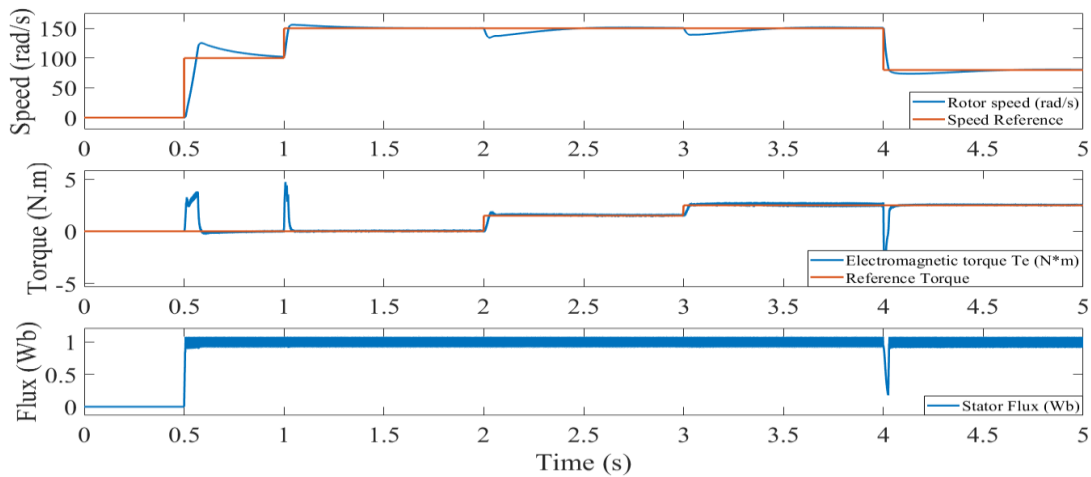
(ج)

شکل (۴-۱۴) مکان هندسی بردار شار پیوندی و شار رتور در دستگاه ثابت استاتور الف) روش DTC پایه ب) روش DTC- (ج) روش پیشنهادی SVM

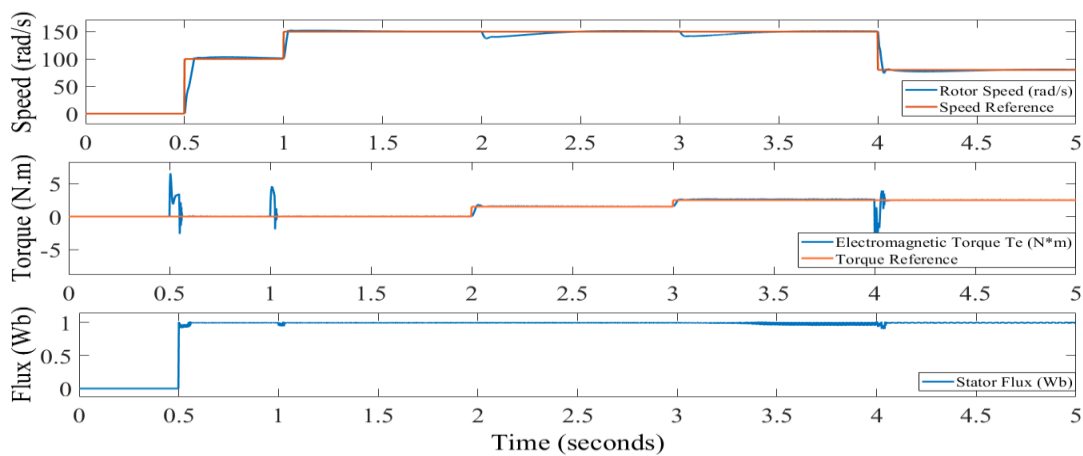
همچنین مطابق شکل ۴-۱۴، مکان هندسی بردار شار پیوندی در هر سه روش تقریباً دایره است. مطابق این شکل کاملاً مشخص است که در روش DTC پایه، اندازه شار پیوندی همواره در داخل باند هیستریزس قرار دارد و بردار شار پیوندی در صفحه دستگاه استاتور در حال چرخش است. شکل ۴-۱۴ نشان می‌دهد که فرکانس در هر سه سیستم بصورت تقریبی با هم یکسان است که این موضوع در تحلیل هارمونیک‌های جریان، شکل ۴-۱۳ نیز مشهود است.

۴-۳-۸- عملکرد حلقه کنترلی گشتاور و سرعت

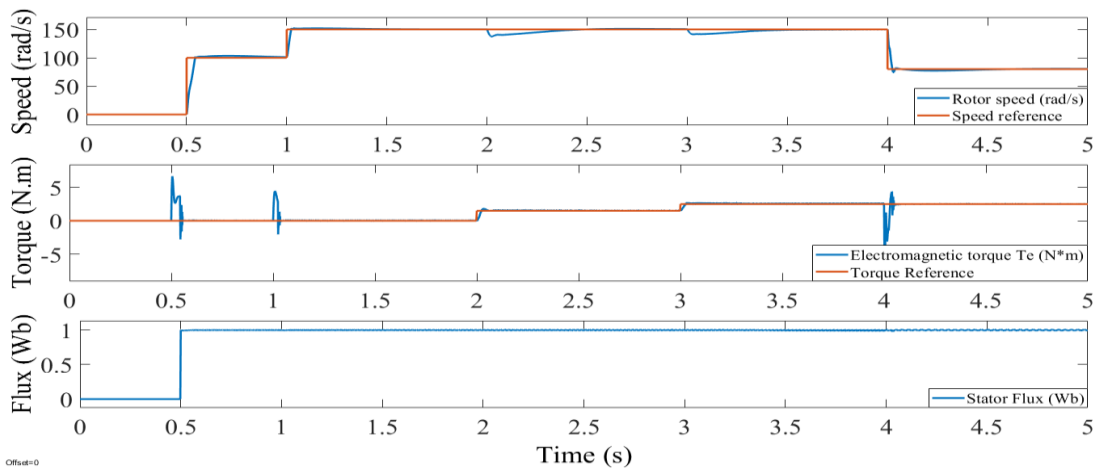
در پایان برای اطمینان از صحت عملکرد حلقه کنترلی گشتاور و سرعت، در زمان‌های مختلف مقدار مرجع سرعت و در پی آن مقدار مرجع گشتاور و نیز مقدار گشتاور اعمالی به موتور را بصورت پله‌ای تغییر داده شده است و نتایج حاصل از این تست در شکل ۴-۱۵ نشان داده شده است. مطابق شکل ۴-۱۵، طی دو مرحله در لحظه‌های ۰/۵ و ۱ ثانیه بترتیب مرجع سرعت برابر با ۱۰۰ و ۱۵۰ رادیان بر ثانیه انتخاب شده که موتور با شتاب‌گیری مناسب اندکی بعد به سرعت مرجع می‌رسد. و پس از شتاب‌گیری در زمان‌های ۲ و ۳ ثانیه بترتیب مقادیر ۱/۵ و ۱ نیوتن‌متر گشتاور به موتور اعمال می‌شود که در نتیجه مطابق شکل می‌توان دید که موتور بخوبی گشتاور مورد نیاز را تامین می‌کند. در نهایت با وجود بار، مقدار مرجع سرعت در ثانیه ۴ به مقدار ۸۰ رادیان بر ثانیه کاهش یافته است که مطابق شکل ۴-۱۵ مشهود است که عملکرد سیستم در شرایط مختلف مطلوب است.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۴-۱۵) تست عملکرد حلقه کنترلی بازای تغییرات بار و مرجع سرعت الف) روش DTC پایه ب) روش DTC-SVM ج) روش پیشنهادی

فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات

۵-۱- نتیجه گیری

در این پایان نامه عملکرد درایو ماشین القایی به روش کنترل مستقیم گشتاور بطور مفصل مورد بررسی قرار گرفته است. مدل دینامیکی موتور القایی در دستگاه مختصات دو فازه $d-q$ با استفاده از تبدیل پارک که منجر به مستقل شدن ماتریس اندوکتانس نسبت به زمان می‌شود، بدست آمده است. معادله گشتاور با استفاده از مولفه‌های $d-q$ کمیت‌های موتور محاسبه شده است.

سپس روش‌های کنترل DTC پایه و DTC-SVM بطور کامل مورد بررسی قرار گرفته است و هر دو روش در نرم‌افزار سیمولینک شبیه‌سازی شده‌اند. نتایج شبیه‌سازی روش DTC پایه نشان می‌دهد این رویکرد علی‌رغم سادگی و پاسخ نسبتاً مطلوب، ریپل گشتاور و شار مغناطیسی زیادی را تولید می‌کند. با انجام شبیه‌سازی روش DTC-SVM و مشاهده نتایج حاصل از آن می‌توان نتیجه گرفت که در این روش مشکلات و ایرادات بیان شده در روش DTC پایه را بر طرف شده است اما با وجود عملکرد بسیار مطلوب روش DTC-SVM، بدلیل حجم بالای محاسبات مورد نیاز برای پیاده‌سازی این روش در عمل با محدودیت‌هایی مواجه است، که عملکرد سیستم را تحت تاثیر قرار می‌دهد. در این پایان‌نامه بمنظور کاهش مشکلات شناخته شده در رویکردهای DTC پایه و همچنین DTC-SVM، روشی را ارائه شده است که در عین حال محاسبات مورد نیاز برای پیاده‌سازی کاهش و همچنین عملکرد سیستم بهبود یابد. در واقع مزیت اصلی روش پیشنهاد شده نسبت به روش DTC-SVM، حجم بسیار کم محاسبات است که به موجب آن قادر خواهیم بود حداکثر فرکانس کلیدزنی را افزایش دهیم. علاوه بر این، تلفات کلیدزنی نیز بدلیل کاهش تعداد دفعات کلیدزنی در هر سیکل کلیدزنی نیز کاهش خواهد یافت.

همچنین با توجه به نتایج شبیه‌سازی بدست آمده در فصل چهارم واضح است که:

- در روش پیشنهادی علاوه بر عملکرد مناسب حلقه کنترلی، ریپل گشتاور کمتر از مقدار آن در روش‌های DTC پایه و DTC-SVM است.
- در روش پیشنهادی شار پیوندی استاتور بخوبی مقدار مرجع خود را ردیابی می‌کند و همچنین ریپل آن نسبت به دو روش دیگر کمتر است.
- علاوه بر مزایای بیان شده، نمودار FFT گرفته شده از سیگنال جریان خط بیان‌گر این موضوع است که THD تولید شده توسط روش پیشنهادی نیز به مراتب از دو روش DTC پایه و DTC-SVM کمتر است.

۵-۲-پیشنهادات

با توجه به مطالعات انجام شده پیرامون موضوع کنترل موتور القایی به روش کنترل مستقیم گشتاور به منظور بهبود مشخصه‌های ریپل شار پیوندی استاتور و گشتاور و همچنین هارمونیک جریان موتور القایی، برای توسعه روش پیشنهادی موارد زیر قابل مطرح هستند:

- در این پایان‌نامه ضرائب کنترلر PID بصورت سعی و خطا بدست آمده است می‌توان از الگوریتم‌های بهینه‌سازی برای محاسبه ضرائب کنترلر PID بهره برد.
- در این پایان‌نامه، تنها نتایج حاصل از پیاده‌سازی آزمایشگاهی بصورت حلقه باز مورد بررسی قرار گرفته است. از اینرو پیشنهاد می‌شود برای کارهای آینده نتایج حاصل از تست حلقه بسته نیز بصورت آزمایشگاهی انجام شود و نتایج آن بررسی شود.

- [1]. I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 257-264, 1989. Available: 10.1109/28.25540.
- [2]. I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. -22, no. 5, pp. 820-827, 1986.
- [3]. M. Depenbrock, Directself control of inverter-fed induction machines, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, pp. 420-429, Oct. 1988.
- [4]. F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines," *SiemensRev.* vol.34 , pp.217-220, 1972.
- [5]. Tang L. and Rahman M. F, "A new direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction motors drive by space vector modulation", *IEEE PES conf.*, Vancouver, BC, Canada, pp. 1440-1445, 2001.
- [6]. S. Hussain and M. A. Bazaz, "Review of vector control strategies for three phase induction motor drive," *Recent Developments in Control, Automation and Power Engineering (RDCAPE)*, 2015 International Conference on, Noida, 2015, pp. 96-101.
- [7]. Y. Wang, J. G. Zhu and Y. G. Guo, "A survey of direct torque control schemes for permanent magnet synchronous motor drives," *Power Engineering Conference*, 2007. AUPEC 2007. Australasian Universities, Perth, WA, 2007, pp. 1-5.
- [8]. Bose B k; "New Direct Torque Control Scheme of Induction Motor for Electric Vehicles", *Power Electronics and Variable Frequency Drives*. IEEE Press, 2004 5th.
- [9]. B. K. Bose, "Modem Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, 2002.
- [10]. P. C. Krause, O. Wasynczuk and S. D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", New York: IEEE press Power Engineering Series, 2002.
- [11]. P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford [etc.]: Oxford University Press, 2003.
- [12]. R. De Doncker, D. Pulle and A. Veltman, *Advanced electrical drives*. Dordrecht: Springer, 2011.
- [13]. M. Bodson, J. Chiasson and P. Valigi, "Adaptive partial feedback linearization of induction motors", *Proc. 29th Conf. on decision and control*, Honolulu, Hawaii, 1990, pp.3313-3318.
- [14]. D. Casadei, F. Profumo, G. Serra and A. Tani, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 779-787, Sep 2002.
- [15]. Salih Baris Ozturk, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors with Non-Sinusoidal Back-emf," *Texas A & M University*, 2008.
- [16]. G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 744-757, Aug. 2004.

- [17]. Haitham Abu-Rub; Mariusz Malinowski; Kamal Al-Haddad, "AC–DC–AC Converters for Distributed Power Generation Systems," in *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, IEEE, 2014, pp.319-364.
- [18]. X. Li and Z. Zhang, "SVPWM control of frequency-variable speed-adjustable system", *2017 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)*, 2017. Available: 10.1109/icma.2017.8015798.
- [19]. S. Kouro, R. Bernal, H. Miranda, C. A. Silva and J. Rodriguez, "High-Performance Torque and Flux Control for Multilevel Inverter Fed Induction Motors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 2116-2123, Nov. 2007.
- [20]. B. Kirankumar, Y. V. Siva Reddy and M. Vijayakumar, "Multilevel inverter with space vector modulation: intelligence direct torque control of induction motor," in *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 10, pp. 1129-1137, 18 8 2017.
- [21]. Casadei D., Serra G. and Tani A., "Improvement of Direct Torque Control by Using a Discrete SVM Technique", *Power Electronics Specialists Conference, Fukuoka, Japan, 1998*.
- [22]. D. Casadei, G. Serra and K. Tani, "Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 769-777, 2000.
- [23]. M. Amiri, J. Milimonfared and D. A. Khaburi, "Predictive Torque Control Implementation for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 9, pp. 6881-6889, Sept. 2018.
- [24]. J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, S. Kouro and H. Miranda, "A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation," *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Aachen, Germany, pp. 1392-1397 Vol.2, 2004.
- [25]. Jun Zhang and M. Rahman, "Direct flux vector control scheme for induction machine drives with space vector modulation", *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*.
- [26]. N. Idris and A. Yatim, "Direct Torque Control of Induction Machines With Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 758-767, 2004.
- [27]. I. M. Alsofyani and N. R. N. Idris, "Simple Flux Regulation for Improving State Estimation at Very Low and Zero Speed of a Speed Sensorless Direct Torque Control of an Induction Motor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 3027-3035, April 2016.
- [28]. M. Vasudevan¹, R. Arumugam, S.Paramasivam ; "High – Performance Adaptive Intelligent Direct Torque Control Schemes for Induction Motor Drives" *SERBIAN JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING* Vol. 2, No. 1, May 2005.
- [29]. Ehsan Hassankhan, and Davood A. Khaburi "DTC-SVM Scheme for Induction Motors Fed with a Three-level Inverter" *PROCEEDINGS OF WORLD ACADEMY*

- [30]. Nasir Uddin, Senior Member, IEEE, and Muhammad Hafeez "FLC-Based DTC Scheme to Improve the Dynamic Performance of an IM Drive" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, 2012.
- [31]. Auzani Jidin, Abdul Halim Mohamed Yatim, Malik E. Elbuluk "Simple Dynamic Overmodulation Strategy for Fast Torque Control in DTC of Induction Machines With Constant-Switching-Frequency Controller" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 5, 2011.
- [32]. Y. Kumsuwan, W. Srirattanawichaikul and S. Premrudeepreechacharn, "Reduction of Torque Ripple in Direct Torque Control for Induction Motor Drives Using Decoupled Amplitude and Angle of Stator Flux Control", *ECTI Transactions on Electrical ENG., Electronics, and Communications*, vol. 8, no. 2, pp. 187-196, 2010.
- [33]. A. Ouarda and F. Ben Salem, "Induction machine DTC-SVM: A comparison between two approaches", *10th International Multi-Conferences on Systems, Signals & Devices 2013 (SSD13)*, 2013.
- [34]. Jun Zhang, Zhuang Xu, Lixin Tang and M. Rahman, "A Novel Direct Load Angle Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives with Space Vector Modulation", *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*.
- [35]. R. Kumar, A. Iqbal and N. Lenin, "Review of recent advancements of direct torque control in induction motor drives – a decade of progress", *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 1-15, 2018.

پیوست ۱

رابطه گشتاور-توان در دستگاه مرجع dq0

ماتریس تبدیل پارک و معکوس ماتریس تبدیل پارک بترتیب بصورت پ-۱-۱ و پ-۱-۲ تعریف شده‌اند.

$$T_{sdq0} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{پ-۱-۱})$$

$$T_{sdq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 1 \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{پ-۱-۲})$$

بطور مشابه ترانزفاده ماتریس تبدیل پارک و معکوس ماتریس تبدیل پارک نیز بصورت زیر می‌باشند:

$$(T_{sdq0})^t = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{پ-۱-۳})$$

$$(T_{sdq0}^{-1})^t = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{پ-۱-۴})$$

حال برای عبارت زیر خواهیم داشت:

$$(T_{sdq0}^{-1})^t T_{sdq0}^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 1 \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{پ-۱-۵})$$

$$(T_{sdq0}^{-1})^t T_{sdq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}$$

رابطه توان را می‌توان در دستگاه مختصات abc بصورت پ ۶-۱ بیان کرد.

$$P_{abc} = i_a v_a + i_b v_b + i_c v_c = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{پ ۶-۱})$$

$$= I_{abc}^t V_{abc} = (T_{sdq0}^{-1} I_{sdq0})^t (T_{sdq0}^{-1} V_{sdq0}) = I_{sdq0}^t (T_{sdq0}^{-1})^t T_{sdq0}^{-1} V_{sdq0}$$

$$P_{abc} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & i_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}$$

از این رو با استفاده از پ ۶-۱ می‌توان نوان ورودی به موتور با بصورت زیر نوشت:

$$P_{abc} = \frac{3}{2} i_d v_d + \frac{3}{2} i_q v_q + 3 i_0 v_0 \quad (\text{پ ۷-۱})$$

حال با توجه به اینکه در سیستم متعادل متغیرهای v_0 و i_0 پارامترهای بی‌تاثیرند لذا رابطه پ ۶-۱ را می‌توان بصورت پ ۸-۱ بازنویسی کرد.

$$P_{abc} = \frac{3}{2} (i_d v_d + i_q v_q) \quad (\text{پ ۸-۱})$$

بنابراین توان در فاصله هوایی را می‌توان برابر با رابطه پ ۹-۱ دانست.

$$P_{abc}^{ag} = \frac{3}{2} (i_d e_d + i_q e_q) \quad (\text{پ ۹-۱})$$

مولفه‌های d و q نیروی ضد محرکه (back emf) e_d و e_q برای موتور القایی را می‌توان از روش روابط ۴۸-۲ و ۴۹-۲ بصورت زیر بیان نمود:

$$e_d = -\omega_s \lambda_q \quad (\text{پ ۱۰-۱})$$

$$e_q = \omega_s \lambda_d \quad (\text{پ ۱۱-۱})$$

حال مجدد رابطه بین گشتاور و توان را می‌توان با استفاده از رابطه پ ۱۲-۱ توصیف نمود.

$$P_{abc} = \frac{2}{P} \omega_s T_e \quad (\text{پ ۱۲-۱})$$

با ترکیب روابط پ ۹-۱ تا پ ۱۲-۱ خواهیم داشت:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (\text{پ ۱۳-۱})$$

Abstract

Today, AC motors, especially induction motors, have become one of the most widely used motors in the industry due to their inherent advantages, and with advances in power electronics and digital processors, many modern methods have been proposed to control this motor. Recently, many studies have been done to achieve an effective control of torque and magnetic flux, among which the two methods of field-oriented control and direct torque control are very popular. Reviewing recent studies on direct torque control method, it is clear that one of the most important features of this method, which is the simplicity of design and low computational volume, has been ignored and researchers have improved its performance by adding complexity to the control method.

In this thesis, an algorithm for determining the inverter switching states is presented. This algorithm is a combination of space vector modulation controller and hysteresis. However, with the difference that in this algorithm, the complexities of the spatial vector modulation method are reduced and also the problem of variable switching frequency in the hysteresis method is solved and the switching frequency will remain constant. This algorithm is used to determine the inverter switching modes in the direct induction motor torque control method and the control targets in a motor drive system, such as constant switching frequency, torque ripple and stator flux, resulting in less current harmonics and ease of implementation with Using the new space vector modulation algorithm have been obtained. In this thesis, to confirm the accuracy of the presented capabilities, first the open-loop and closed-loop simulation results are performed in Matlab / Simulink software and the results of the three control methods DTC-basic, DTC-SVM and the proposed method are compared. Then, to evaluate the performance of the open-loop system, the expressed three methods are implemented using the TMS320F38335 processor in a laboratory and their results are compared with each other.

Keywords: induction motor, field oriented control, direct torque control, space vector modulation



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical Engineering and Robotics

MSc Thesis in Power Electronic and Machine Engineering

**Design and simulation of a three phase induction
motor drive using DTC-SVM**

By: Mehrdad Mirzaei

Supervisor:

Dr. Ali Dastfan

October,2020