

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

كلّك ١٤١٧



دانشکده مهندسی برق و رباتیک
گروه قدرت

پایان نامه کارشناسی ارشد

مدلسازی، شبیه‌سازی و بررسی شاخصه‌های عملکردی یک موتور DC بدون جاروبک و درایو آن

مرتضی آزادی

استاد راهنما

دکتر احمد دارابی

استاد مشاور

دکتر علی دستفان

آبان ۱۳۸۹

تقدیم بہ پدر، مادر و برادر عزیز و مہربانم

تشکر و قدردانی

پس از حمد و ستایش خداوند یکتا، وظیفه خود می‌دانم که تشکر و قدردانی خود را از جناب آقای دکتر احمد دارابی و جناب آقای دکتر علی دستفان که راهنمایی‌ها، مشاوره‌ها و حمایت‌های ارزنده‌شان همواره راهگشا در پیشبرد اهداف این پایان نامه بود، ابراز نمایم. همچنین سلامتی و طول عمر با عزت را برای پدر بزرگوار و مادر عزیز و دلسوز و برادرم مهربانم که همواره باعث ایجاد انگیزه در من برای ادامه تحصیل و تلاش در این راه بوده‌اند را از خداوند متعال خواستارم.

مرتضی آزادی

چکیده:

برجستگی‌های ساختاری و تغذیه اینورتری دو فاکتور بسیار مهم ایجاد نوسانات گشتاور موتورهای DC بدون جاروبک (PMBLDC) می‌باشند. رپیل گشتاور دندانه‌ای بعلت تاثیر متقابل بین میدان مغناطیسی روتور و شیارهای استاتور تولید می‌شود. این نوسانات گشتاور دندانه‌ای را می‌توان با طراحی بهینه شیارها و دندانه‌های استاتور و با انتخاب مناسب شکل قطب‌ها تا حدودی کاهش داد. با توجه به تحقیقات بسیار انجام گرفته در زمینه روش‌های بهینه‌سازی ساختار و طراحی موتور، تا زمانیکه یک تحول اساسی در تکنولوژی مواد هادی و مغناطیسی اتفاق نیفتد، انتظار اصلاح قابل توجهی در بازده و کیفیت عملکرد موتور نمی‌رود. بنابراین امروزه بیشترین تحقیقات صرف ابداع و یا اصلاح روش‌های تغذیه موتور و سیستم‌های کنترلی برای محدود کردن نوسانات گشتاور و سرعت و بهبود دیگر شاخصه‌های عملکردی موتور می‌شود.

در این پایان نامه، تلاش‌ها معطوف به بهبود شاخصه‌های عملکردی موتور به ویژه کاهش نوسانات گشتاور با استفاده از روش‌های تغذیه مناسب می‌باشد. به کمک اینورتر منبع ولتاژی با مدولاسیون‌های مختلف، سیم‌پیچ‌های استاتور یک موتور سه فاز نوع سینوسی تغذیه می‌شوند و شاخصه‌های عملکردی موتور نیز با یکدیگر مقایسه می‌شوند. نتایج نشان می‌دهند که شاخصه‌های عملکردی موتور زمانی که از روش مدولاسیون هیستریزس با پهنای باند مناسب استفاده می‌شود بهبود می‌یابد. شاخصه‌های عملکردی موتور تغذیه شده با دو اینورتر مختلف چند سطحی نیز در این پایان نامه نشان داده شده است. ضمناً در هر دو حالت تلفات هسته موتور در نظر گرفته شده است و همچنین سوئیچ‌ها با توجه به توان موتور و جریان عبور کننده از سوئیچ‌ها، بصورت واقعی مدل شده‌اند. در این پایان نامه بدلیل کاربرد موتورهای با تعداد فازهای بالا در صنایع نظامی و گسترش روزافزون منطق فازی به کنترل سرعت موتور الکتریکی یازده فاز به کمک کنترل کننده فازی افزایشی و موتور نه فاز با ماتریس اندوکتانس واقعی نیز پرداخته شده است.

کلمات کلیدی: موتور PMBLDC، اینورتر چند سطحی، مدولاسیون پهنای پالس، مدولاسیون هیستریزس، کنترل اسکالر، کنترل برداری، کنترل کننده فازی.

مقالات پذیرفته شده

- Morteza Azadi, Ahmad Darabi, and Ali Dastfan, "Investigation of Performance Characteristics of a Brushless DC Motor," 3rd International Conference on Computer and Electrical Engineering, 2010.
- Morteza Azadi, and Ahmad Darabi, "Speed Control of an Eleven-Phase Brushless DC Motor," 3rd International Conference on Computer and Electrical Engineering, 2010.
- مرتضی آزادی، احمد دارابی، "مدلسازی و شبیه سازی موتور جریان مستقیم بدون جاروبک ۹ فاز"، بیست و پنجمین کنفرانس بین المللی سیستمهای قدرت، ۲۰۱۰.

فهرست مطالب

فصل اول

مقدمه	۱
-------	---

فصل دوم

موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

۱-۲: مقدمه	۵
۲-۲: موتور سنکرون	۵
۲-۲-۱: مدار معادل موتور سنکرون	۷
۲-۲-۲: دیاگرام فازوری	۷
۲-۲-۳: راه اندازی موتور سنکرون	۹
۲-۲-۴: مقایسه موتور سنکرون با موتور القایی	۱۱
۲-۲-۵: منحنی های مغناطیسی زدا و روابط تحلیلی مربوط به این زمینه	۱۴
۲-۳: دسته بندی موتورهای DC بدون جاروبک مغناطیس دائم	۱۷
۲-۳-۱: تعداد فازها	۱۷
۲-۳-۲: جایگاه آهنربای مغناطیس دائم	۱۸
۲-۳-۳: ساختمان استاتور	۲۰
۲-۳-۴: مقایسه موتور PMBLDC نوع سینوسی با نوع دوزنقه ای	۲۱
۲-۳-۵: درایو موتورهای PMBLDC	۲۲

فصل سوم

معادله های ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

۱-۳: مقدمه	۲۵
۲-۳: معادله های موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم	۲۵
۱-۲-۳: مدلسازی موتور در دستگاه "abc"	۲۵
۲-۲-۳: معادلات ولتاژ در دستگاه مرجع روتور	۲۸

فصل چهارم

روش های مدولاسیون اینورتر منبع ولتاژی

۱-۴: مقدمه	۳۳
------------	----

۲-۴: مدولاسیون هیستریزیس	۳۳
۳-۴: مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی	۳۴

فصل پنجم

کنترل برداری موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

۱-۵: مقدمه	۴۱
۲-۵: شبیه سازی درایو موتور DC بدون جاروبک	۴۱

فصل ششم

آشنایی با مبدل های چند سطحی

۱-۶: مقدمه	۵۵
۱-۶-۱: مزایای اینورترهای چندسطحی	۵۵
۲-۶: ساختار اینورترهای چند سطحی	۵۶
۲-۶-۱: اینورتر چند سلولی طبقاتی شده با منابع DC جداگانه	۵۷
۲-۶-۲: اینورتر با دیود محدود شده	۶۰
۲-۶-۳: اینورتر با خازن محدود شده	۶۳
۳-۶: مدولاسیون پهنای پالس سینوسی چند سطحی با سیگنال های حامل	۶۶

فصل هفتم

شبیه سازی موتور BLDC تغذیه شده توسط اینورترهای چند سطحی

بامشخصات واقعی

۱-۷: مقدمه	۶۹
۲-۷: انتخاب سوئیچ و تعیین ماکزیمم فرکانس سیگنال حامل	۶۹
۳-۷: تغذیه موتور PMBLDC توسط اینورتر پنج سطحی و دو سطحی	۷۲
۳-۷-۱: شبیه سازی و کنترل سرعت موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم	۷۳

فصل هشتم

موتورهای DC بدون جاروبک چند فاز

۱-۸: مقدمه	۹۶
۲-۸: شبیه سازی موتور DC بدون جاروبک یازده فاز و کنترل سرعت آن با منطق فازی	۹۷
۲-۸-۱: معادله های ماشین DC بدون جاروبک یازده فاز	۹۷

- ۸-۲-۲: شبیه سازی و کنترل سرعت درایو موتور DC بدون جاروبک یازده فاز ۹۸
- ۸-۳-۳: شبیه سازی موتور نه فاز با در نظر گرفتن اندوکتانس های متقابل متفاوت ۱۰۹
- ۸-۳-۱: معادلات مربوط به موتور نه فاز با در نظر گرفتن اندوکتانس های متقابل متفاوت ۱۰۹
- ۸-۳-۲: شبیه سازی و کنترل سرعت درایو موتور DC بدون جاروبک نه فاز ۱۱۱

نتیجه گیری ۱۱۸

پیوست

منطق فازی

- الف-۱: مقدمه ۱۲۲
- الف-۲: ساختارهای سیستم های فازی ۱۲۲
- الف-۲-۱: سیستم های فازی خالص ۱۲۳
- الف-۲-۲: سیستم های فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ ۱۲۳
- الف-۲-۳: سیستم فازی با فازی ساز و فازی زدا ۱۲۴
- الف-۳: مروری کلی بر تئوری منطق فازی ۱۲۴
- الف-۴: مجموعه های فازی ۱۲۷
- الف-۴-۱: تعریف تابع عضویت ۱۲۷
- الف-۴-۲: انواع توابع عضویت ۱۲۸
- الف-۴-۳: عملیات بر روی مجموعه فازی ۱۳۰

مراجع ۱۳۳

لیست شکل‌ها

۶	شکل ۱-۲	(الف) روتور قطب صاف و (ب) روتور قطب برجسته
۷	شکل ۲-۲	مدار معادل تکفاز موتور سنکرون
۹	شکل ۳-۲	دیاگرام فازوری موتور سنکرون تحت شرایط عملکردی مختلف
۱۰	شکل ۴-۲	نمایی از موتور سنکرون خود تحریک
	شکل ۵-۲	منحنی مغناطیس شوئنگی برای مواد دیامغناطیس، پارامغناطیس و فرومغناطیس
۱۲		
۱۳	شکل ۶-۲	منحنی هیستریزیس برای مواد مغناطیسی (الف) نرم و (ب) سخت
۱۸	شکل ۷-۲	آهنربای مغناطیس دائم روی سطح روتور آهنی
۱۹	شکل ۸-۲	آهنربای مغناطیس دائم نصب شده روی سطح بیرونی روتور آهنی
۱۹	شکل ۹-۲	آهنربای مغناطیس دائم نصب شده روی سطح درونی روتور آهنی
	شکل ۱۰-۲	(الف) روتور مغناطیس دائم درونی محیطی، (ب) روتور مغناطیس دائم درونی شعاعی
۲۰		
	شکل ۱-۴	نحوه تولید سیگنال خطای جریان جهت مقایسه آن با
۳۳		پهنای باند هیستریزیس
۳۴	شکل ۲-۴	روش مدولاسیون هیستریزیس
۳۵	شکل ۳-۴	اینورتر دو سطحی
۳۷	شکل ۴-۴	هشت بردار ولتاژ
۳۸	شکل ۵-۴	شش ضلعی مجازی ساخته شده با شش بردار ولتاژ غیر صفر
۳۸	شکل ۶-۴	تقسیم‌بندی یک دوره سوئیچینگ
۴۳	شکل ۱-۵	بلوک دیاگرام کنترل سرعت و کنترل برداری
۴۷	شکل ۲-۵	شکل موج ولتاژ فاز به نول موتور، HM
۴۷	شکل ۳-۵	شکل موج ولتاژ فاز به فاز موتور، HM
۴۸	شکل ۴-۵	اندازه مولفه‌های هارمونیک ولتاژ خط، HM
	شکل ۵-۵	شکل موج جریان ورودی به موتور که در لحظه $t=0/5s$ بار
۴۸		مکانیکی 30 N.m روی شافت اضافه شده است، HM
	شکل ۶-۵	(a) شکل موج سرعت موتور، (b) نوسانات سرعت قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات سرعت با بار ثابت 40 N.m و بار اصطکاکی
۴۹		متناسب با سرعت، HM
	شکل ۷-۵	(a) شکل موج گشتاور الکترومغناطیسی، (b) نوسانات گشتاور قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات گشتاور با بار ثابت 40 N.m
۴۹		و بار اصطکاکی متناسب با سرعت، HM

۵۰	شکل ۵-۸	شکل موج سرعت بر حسب گشتاور الکترومغناطیس، HM
۵۰	شکل ۵-۹	شکل موج ولتاژ فاز به نول موتور، SVPWM
۵۱	شکل ۵-۱۰	شکل موج ولتاژ فاز به فاز موتور، SVPWM
۵۱	شکل ۵-۱۱	اندازه مولفه‌های هارمونیکی ولتاژ خط، SVPWM
	شکل ۵-۱۲	شکل موج جریان ورودی به موتور که در لحظه $t=0/5s$ بار مکانیکی 30 N.m
۵۲		روی شافت اضافه شده است، SVPWM
	شکل ۵-۱۳	(a) شکل موج سرعت موتور، (b) نوسانات سرعت قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات سرعت با بار ثابت 40 N.m
۵۲		و بار اصطکاکی متناسب با سرعت، SVPWM
	شکل ۵-۱۴	(a) شکل موج گشتاور الکترومغناطیسی، (b) نوسانات گشتاور قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات گشتاور با بار ثابت 40 N.m
۵۳		و بار اصطکاکی متناسب با سرعت، SVPWM
۵۳	شکل ۵-۱۵	شکل موج سرعت بر حسب گشتاور الکترومغناطیس، SVPWM
۵۶	شکل ۶-۱	یک پایه اینورتر (الف) دوسطحی، (ب) سه سطحی و (پ) m سطحی
۵۸	شکل ۶-۲	ساختار تک فاز از یک اینورتر طبقاتی پنج سطحی با منبع‌های DC مجزا
۶۲	شکل ۶-۳	ساختار تک فاز از یک اینورتر با دیود محدود شده سه سطحی
۶۲	شکل ۶-۴	ساختار تک فاز از یک اینورتر با دیود محدود شده سه سطحی
۶۴	شکل ۶-۵	ساختار تک فاز از یک اینورتر با با خازن محدود شده سه سطحی
۶۴	شکل ۶-۶	ساختار تک فاز از یک اینورتر با با خازن محدود شده سه سطحی
	شکل ۶-۷	(الف) سیگنال‌های حامل مثلثی مربوط به اینورتر هشت سطحی و (ب) سیگنال‌های حامل مثلثی مربوط به اینورتر هفت سطحی
۶۷		
۷۰	شکل ۷-۱	جریان کلکتور بر حسب ولتاژ کلکتور-امیتر در دمای بدنه 125°C
۷۰	شکل ۷-۲	جریان عبوری از دیود به ولتاژ دو سر دیود در زمان هدایت آن
۷۱	شکل ۷-۳	جریان‌های مربوط به سوئیچینگ IGBT بر اساس جریان عبوری از آن
	شکل ۷-۴	مشخصه بازتابی معکوس مربوط به دیود نصب شده بصورت موازی معکوس با IGBT
۷۱		
۷۴	شکل ۷-۵	بلوک دیاگرام کنترل سرعت موتور PMBLDC
۷۹	شکل ۷-۶	شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و نقطه وسط اینورتر پنج سطحی
	شکل ۷-۷	شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و نقطه نول موتور تغذیه شده
۸۰		توسط اینورتر پنج سطحی
	شکل ۷-۸	شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و "b" موتور تغذیه شده
۸۰		توسط اینورتر پنج سطحی

۸۱	شکل ۷-۹	شکل موج ولتاژ بین نقطه وسط اینورتر پنج سطحی و نول موتور
	شکل ۷-۱۰	شکل موج جریان فاز ورودی به موتور تغذیه شده توسط اینورتر پنج سطحی
۸۱	شکل ۷-۱۱	شکل موج جریان خروجی از باس DC مربوط به موتور تغذیه شده توسط اینورتر پنج سطحی
۸۲	شکل ۷-۱۲	شکل موج‌های جریان عبوری از IGBT (a) اول از بالا و IGBT(b) چهارم از بالا
۸۲	شکل ۷-۱۳	(a) موج‌های حامل و موج مرجع و (b) نحوه آتش شدن چهارمین سوئیچ از بالا
۸۳	شکل ۷-۱۴	(a) سرعت موتور و (b) نوسانات سرعت موتور
۸۳	شکل ۷-۱۵	(a) گشتاور الکترومغناطیسی و (b) نوسانات گشتاور
۸۴	شکل ۷-۱۶	سرعت موتور بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی
۸۴	شکل ۷-۱۷	توان لحظه‌ای ورودی به اینورتر پنج سطحی
۸۵	شکل ۷-۱۸	توان لحظه‌ای ورودی به موتور تغذیه شده توسط اینورتر پنج سطحی
۸۵	شکل ۷-۱۹	توان لحظه‌ای خروجی موتور تغذیه شده توسط اینورتر پنج سطحی
۸۶	شکل ۷-۲۰	شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و نقطه وسط اینورتر دو سطحی
۸۷	شکل ۷-۲۱	شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و نقطه نول موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی
۸۷	شکل ۷-۲۲	شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و "b" موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی
۸۸	شکل ۷-۲۳	شکل موج ولتاژ بین نقطه وسط اینورتر دو سطحی و نول موتور
۸۸	شکل ۷-۲۴	شکل موج جریان فاز ورودی به موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی
۸۹	شکل ۷-۲۵	شکل موج جریان خروجی از باس DC مربوط به موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی
۸۹	شکل ۷-۲۶	شکل موج‌های جریان عبوری از IGBT (a) بالایی و (b) دیود بالایی
۹۰	شکل ۷-۲۷	ولتاژ کلکتور به امیتر مربوط به اینورتر دو سطحی
۹۰	شکل ۷-۲۸	(a) سرعت موتور و (b) نوسانات سرعت موتور
۹۱	شکل ۷-۲۹	(a) گشتاور الکترومغناطیسی و (b) نوسانات گشتاور
۹۱	شکل ۷-۳۰	سرعت موتور بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی
۹۲	شکل ۷-۳۱	توان لحظه‌ای ورودی به اینورتر دو سطحی
۹۲	شکل ۷-۳۲	توان لحظه‌ای ورودی به موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی

۹۳	توان لحظه‌ای خروجی موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی	شکل ۷-۳۳
۱۰۰	بلوک دیاگرام کنترل سرعت به کمک منطق فازی	شکل ۸-۱
	توابع عضویت مربوط به خطا و تغییرات خطا	شکل ۸-۲
۱۰۱	و اندازه جریان متناسب با سرعت مطلوب	
۱۰۱	نمایش دهنده سطح کنترل کننده افزایشی فازی	شکل ۸-۳
	موج‌های نیروهای ضد محرکه موتوری دوزنقه‌ای	شکل ۸-۴
۱۰۵	و جریانهای مرجع مستطیلی	
۱۰۶	شکل موج‌های جریان‌های واقعی شبه مستطیلی	شکل ۸-۵
	(a) شکل موج سرعت موتور، (b) نوسانات سرعت قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات سرعت با افزایش	شکل ۸-۶
۱۰۷	بار ثابت 70 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت	
	(a) شکل موج گشتاور الکترومغناطیسی، (b) نوسانات گشتاور قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات گشتاور با بار	شکل ۸-۷
۱۰۸	ثابت 70 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت	
۱۰۸	شکل موج سرعت بر حسب گشتاور الکترومغناطیس	شکل ۸-۸
۱۰۹	رابطه بین کموتاسیون جریان فازها و نوسانات گشتاور و سرعت	شکل ۸-۹
۱۱۲	مدار معادل الکتریکی از موتور نه فاز PMBLDC	شکل ۸-۱۰
	شکل موج‌های نیروهای ضد محرکه موتوری و جریان‌های واقعی شبه مستطیلی	شکل ۸-۱۱
۱۱۵	(a) شکل موج سرعت موتور، (b) نوسانات سرعت قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات سرعت با افزایش بار ثابت 70 N.m	شکل ۸-۱۲
۱۱۶	و بار اصطکاکی متناسب با سرعت	
	(a) شکل موج گشتاور الکترومغناطیسی، (b) نوسانات گشتاور قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات گشتاور با بار	شکل ۸-۱۳
۱۱۶	ثابت 70 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت	
۱۱۷	شکل موج سرعت بر حسب گشتاور الکترومغناطیس	شکل ۸-۱۴
۱۱۷	رابطه بین کموتاسیون جریان فازها و نوسانات گشتاور و سرعت	شکل ۸-۱۵
۱۲۳	ساختار اصلی سیستم فازی خالص	شکل الف-۱
۱۲۳	ساختار اصلی سیستم فازی تاکاگی-سوگنو و کانگ	شکل الف-۲
۱۲۴	ساختار اصلی سیستم فازی با فازی‌ساز و فازی‌زدا	شکل الف-۳
۱۲۵	بلوک دیاگرام یک سیستم تحت کنترل کننده فازی	شکل الف-۴
۱۲۸	توابع عضویت برای مجموعه کلاسیک (الف) A و (ب) A'	شکل الف-۵

۱۲۹	شکل الف-۶	انواع توابع عضویت موجود در Matlab/Simulink
۱۳۰	شکل الف-۷	توابع تعلق A و B
۱۳۰	شکل الف-۸	توابع تعلق A و A'
۱۳۱	شکل الف-۹	توابع تعلق A و B
۱۳۱	شکل الف-۱۰	توابع تعلق A و B
۱۳۲	شکل الف-۱۱	مجموعه‌های فازی مربوط به متغیر زبانی سرعت ماشین

لیست جداول

۱۱	مقایسه موتور القایی با موتور سنکرون	جدول ۱-۲
۱۷	دسته‌بندی درایو موتورهای PMBLDC	جدول ۲-۲
	رابطه بین بردارهای ولتاژ و متغیر سوئیچینگ و ولتاژهای فاز به نول	جدول ۱-۴
۳۶	و فاز به فاز تولیدی در هر حالت	
۴۲	اطلاعات کاملی از درایو ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم	جدول ۱-۵
	نحوه سوئیچینگ مربوط به یک اینورتر پنج سطحی با ساختار چند	جدول ۱-۶
۵۹	سلولی طبقاتی شده با منابع DC جداگانه	
۶۵	نحوه سوئیچینگ مربوط به یک اینورتر پنج سطحی با خازن محدود شده	جدول ۲-۶
۷۳	اطلاعات کاملی از درایو ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم	جدول ۱-۷
	مولفه‌های هارمونیک مربوط به ولتاژ فاز موتور، ولتاژ خط و	جدول ۲-۷
۸۶	جریان فاز برای اینورتر پنج سطحی و دو سطحی	
۹۹	اطلاعات کاملی از درایو ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم	جدول ۱-۸
۱۰۳	روند جریان‌های فاز جاری شده مطابق با ۲۲ مدهای عملکردی	جدول ۲-۸
۱۱۱	اطلاعات کاملی از درایو ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم	جدول ۳-۸
۱۱۳	روند جریان‌های فاز جاری شده مطابق با ۱۸ مدهای عملکردی	جدول ۴-۸

فصل اول

مقدمه

امروزه محرکه‌های الکتریکی یا درایوها که مجموعه‌ای از موتورهای الکتریکی و مبدل‌های الکترونیک قدرت و سیستم کنترل می‌باشند در بسیاری از صنایع الکتریکی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. محرکه‌های الکتریکی، پایه‌های مهم تمدن مدرن صنعت امروزی محسوب می‌شوند. این محرکه‌های الکتریکی در همه زمینه‌ها رسوخ کرده‌اند که از آن جمله می‌توان به کاربرد آنها در صنایع فضاپیمایی و هواپیمایی، صنایع نظامی، کشتی‌ها و ناوهای جنگی، وسایل نقلیه، وسایل خانگی و تجهیزات ورزشی اشاره کرد. در کشورهای توسعه یافته نزدیک به دو سوم انرژی الکتریکی توسط محرکه‌های الکتریکی مصرف می‌شوند. قسمت اصلی این محرکه‌ها، ماشین‌های الکتریکی می‌باشند. در گذشته ماشین‌های DC جاروبکدار مرسوم بدلیل مشخصات پایانه‌ای خوب، بسیار مورد استفاده قرار می‌گرفتند. وجود کموتاتورها، جاروبک‌ها و نیاز به نگهداری مداوم از معایب اصلی ماشین‌های DC می‌باشند و این موضوع سبب محدودیت کاربرد این موتورها شده است. ولی با توجه به اینکه گشتاور تولید شده توسط موتورهای DC بسیار مناسب و تقریباً نوسان‌های کمی دارد، همواره سعی شده با وجود مشکل‌های بیان شده، باز هم در صنعت مورد استفاده قرار گیرند. در چند دهه اخیر، پیشرفت‌های گسترده حاصل شده در زمینه تولید سوئیچ‌های قدرت و میکروپروسسورها و میکروکمپیوترها سبب به کارگیری اینورترها و سنسورها به جای کموتاتورها و جاروبک‌ها شده است. به عبارت بهتر، با استفاده از اینورترها و مبدل‌های قدرت، کموتاسیون مکانیکی به کموتاسیون الکتریکی تبدیل شده است. در نتیجه مشکلات مربوط به کموتاسیون مکانیکی مرتفع شده است. با این پیشرفت‌ها، موتوری با مشخصات پایانه‌ای مشابه موتور DC معمولی ولی به لحاظ ساختاری مشابه یک موتور سنکرون AC تولید شده است. در نتیجه کارایی موتور DC در صنعت روز به روز کاهش یافته و جای خود را کم و بیش به موتور جریان مستقیم بدون جاروبک مغناطیس دائم (PMBLDC) داده است. محرکه موتورهای PMBLDC در مقایسه با محرکه موتورهای DC، دارای بازده و چگالی توان و نسبت گشتاور به اینرسی بالاتری می‌باشد.

در فصل اول این پایان نامه ابتدا توضیحات مختصری راجع به موتورهای سنکرون معمول و روش‌های راه‌اندازی آنها ارائه می‌شود. سپس به منحنی‌های مغناطیس‌زدایی هذلولی و روابط تحلیلی مربوط به مواد مغناطیس دائم و نقطه کار بهینه حالت دائمی آن پرداخته می‌شود. عملکرد یک ماشین شدیداً به نقطه کار ماده مغناطیس دائم وابسته است ضمن اینکه انتخاب نقطه کار مناسب هنگام طراحی به لحاظ کاهش حجم موتور مغناطیس دائم از اهمیت بالایی برخوردار می‌باشد. موتورهای PMBLDC از نقطه نظرهای متفاوت در پایان این فصل دسته‌بندی می‌شوند. در فصل دوم، معادلات کامل ماشین PMBLDC در دستگاه "abc" و "qd0" نشان داده شده است. با توجه به این موضوع که سیم‌پیچ‌های استاتور توسط اینورترها تغذیه می‌شوند در نتیجه موتورها در فصل سوم به ارائه انواع روش‌های مدولاسیون اینورتر منبع ولتاژی پرداخته شده است. در فصل چهارم شبیه‌سازی یک موتور مغناطیس دائم تغذیه شده توسط اینورتر منبع ولتاژی با دو روش مدولاسیون بیان شده در فصل قبل و همچنین با روش کنترل برداری ارائه می‌شود. در فصل پنجم انواع مبدل‌های چند سطحی و مزایای آنها بیان شده است. در فصل ششم نحوه انتخاب سوئیچ‌ها و تعیین حداکثر فرکانس موج حامل ارائه شده است. همچنین مقایسه شاخصه‌های عملکردی موتور تغذیه شده با اینورترهای دو سطحی و پنج سطحی با استفاده از روش کنترل اسکالر ارائه می‌شود. در فصل هفتم خلاصه‌ای درباره منطق فازی بیان می‌شود و در نهایت فصل هشتم، -بدلیل کاربرد موتورهای با تعداد فازهای بالا در صنایع نظامی- به کنترل سرعت موتور الکتریکی یازده فاز به کمک کنترل‌کننده فازی افزایشی و موتور نه فاز با ماتریس اندوکتانس واقعی اختصاص داده شده است.

فصل دوم

موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

۲-۱: مقدمه

درایوهای موتورهای الکتریکی PMBLDC شامل یک موتور سنکرون با روتور PM، یک اینورتر، کنترل کننده و سنسور تشخیص موقعیت روتور می باشند. موتور سنکرون جزء اصلی درایو PMBLDC است. اینورتر و سنسور تشخیص موقعیت روتور جهت کموتاسیون الکتریکی مورد نیاز می باشند. کنترل کننده نیز به عنوان مغز درایو می باشد که جهت کنترل سرعت و پردازش سیگنال های سنسور موقعیت روتور مورد استفاده قرار می گیرد. با توجه به اینکه موتور سنکرون جزء اصلی درایو PMBLDC است، در زیر به توضیح بیشتر این موتور پرداخته شده است.

۲-۲: موتور سنکرون

همانطور که هر مهندس برق در گرایش قدرت می داند، عبور جریان سه فاز از سیم پیچ های سه فاز، میدان گردانی تولید می کند که فرکانس این میدان گردان با فرکانس منبع تغذیه رابطه مستقیم و با تعداد قطب ها رابطه معکوس دارد. در موتور القایی روتور بدنبال میدان گردان حاصل از جریان های سه فاز جاری شده در سیم پیچی سه فاز استاتور کشیده می شود. در بی باری سرعت روتور بسیار نزدیک به سرعت میدان گردان می باشد و با افزایش بار مکانیکی روی شافت موتور، سرعت موتور کاهش می یابد و به اصطلاح لغزش افزایش می یابد تا گشتاور مورد نیاز جهت چرخش بار تولید شود. سرعت روتور همیشه کمتر از سرعت سنکرون است و هر چه بار افزایش می یابد سرعت روتور از سرعت سنکرون فاصله می گیرد. ولی در موتور سنکرون، میدانی که توسط استاتور تولید می شود با میدان تولید شده توسط روتور کوپل می گردد و هر دو میدان در سرعتی برابر با سرعت سنکرون خواهند چرخید. بنابراین تحت فرکانس ثابتی موتور حرکت خواهد کرد. سرعت سنکرون به کمک ۱-۲ محاسبه می شود.

$$n_s = \frac{120f}{P} \text{ [rpm]} \quad (۱-۲)$$

که f و P بترتیب فرکانس منبع تغذیه بر حسب [Hz] و تعداد قطب‌های موتور می‌باشند. سیم‌پیچ‌های استاتور موتور سنکرون کاملاً مشابه سیم‌پیچ‌های استاتور موتور القایی پیچیده می‌شوند. در نتیجه با اتصال این سیم‌پیچ‌ها به منبع سه فاز، میدان مغناطیسی گردان تولید می‌شود. روتورهای موتور سنکرون معمولاً به دو صورت تولید می‌گردند.

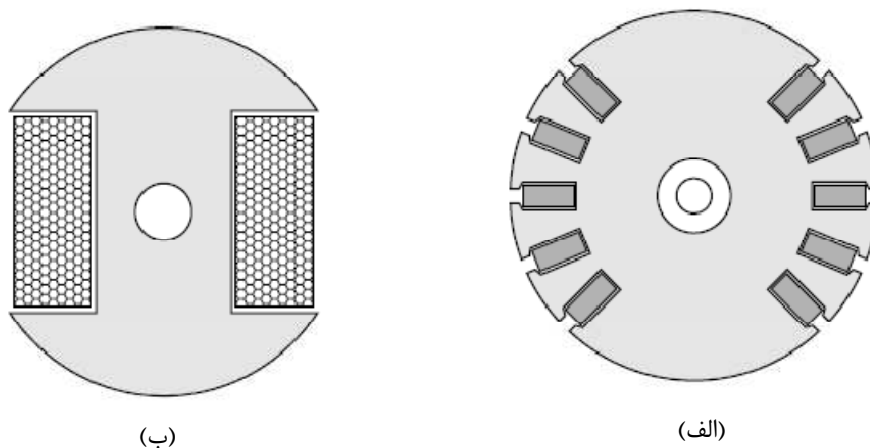
(۱) روتور سیم‌پیچی شده

(۲) روتور مغناطیس دائم

هر کدام از این موارد، جداگانه توضیح داده می‌شوند.

(۱) روتور سیم‌پیچی شده:

سیم‌پیچ این نوع روتور توسط یک منبع DC و یک جفت رینگ لغزنده تعبیه شده بر روی شافت موتور تغذیه می‌شود. با چرخش روتور، میدان مغناطیسی دواری که معمولاً سینوسی شکل است با تعداد قطب‌های مغناطیسی مشخص تولید می‌شود. روتور می‌تواند قطب صاف با سیم‌پیچی توزیع شده و یا قطب برجسته با سیم‌پیچی متمرکز باشد. شکل ۱-۲ نمایی از روتورهای سیم‌پیچی شده را نشان می‌دهد.



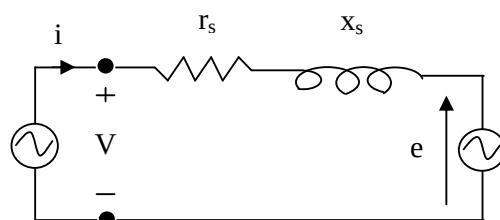
شکل ۱-۲: (الف) روتور قطب صاف ، (ب) روتور قطب برجسته [۱]

در صورتی که سیم‌پیچی روتور قطب صاف توسط منبع DC تغذیه نشود، هیچ گشتاوری تولید نخواهد شد. ولی در روتور قطب برجسته، حتی زمانی که سیم‌پیچی روتور آن توسط منبع DC تغذیه نشود، یک

گشتاور رلوکتانسی تولید خواهد شد. موتورهای با روتور سیم‌پیچی شده در محدوده توانی چند kW تا چند MW به کار برده می‌شوند.

۲-۲-۱: مدار معادل موتور سنکرون با روتور سیم‌پیچی شده

به کمک مدار معادل موتور سنکرون قطب صاف با روتور سیم‌پیچی شده که در شکل ۲-۲ نشان داده شده است می‌توان ضریب توان و جریان کشیده شده از شبکه را محاسبه کرد.



شکل ۲-۲: مدار معادل تکفاز موتور سنکرون

که V ، r_s ، X_s و e به ترتیب راکتانس سنکرون، مقاومت سیم‌پیچی استاتور هر فاز، ولتاژ تغذیه‌کننده سیم‌پیچ هر فاز استاتور و ولتاژ القاء شده بر روی سیم‌پیچی هر فاز استاتور که توسط میدان حاصل از سیم‌پیچ‌های روتور تولید می‌شود می‌باشند.

۲-۲-۲: دیاگرام فازوری

جریان کشیده شده از شبکه و ضریب توان موتور به پارامترهای مدار معادل بستگی دارند. فرض کنید که موتور به باس بینهایت^۱ - یعنی باسی که اندازه ولتاژ و فرکانس آن ثابت است - متصل باشد، در نتیجه سرعت موتور ثابت خواهد بود و گشتاور بار در حالت پایدار با گشتاور الکترومغناطیسی تولید شده توسط موتور برابر خواهد بود. توان ورودی به هر فاز موتور توسط ۲-۲ محاسبه می‌شود.

$$P_{in\phi} = vi \cos \phi \quad [\text{w}] \quad (2-2)$$

که i جریان کشیده شده از شبکه و ϕ زاویه ضریب توان می‌باشد.

1- Infinite Bus

با انجام آزمایش مدار باز می‌توان ولتاژ القا شده بر روی سیم‌پیچ‌های استاتور را محاسبه نمود. در این آزمایش، ابتدا سیم‌پیچ‌های استاتور از شبکه جدا می‌شوند و روتور توسط یک محرک اولیه با سرعت سنکرون چرخانده می‌شود. در این شرایط، ولتاژ القاء شده روی هر سیم‌پیچ استاتور، همان نیرو ضد محرکه موتوری^۱ (e) می‌باشد. اندازه ولتاژ القاء شده بر روی سیم‌پیچ‌های استاتور با اندازه منبع DC تغذیه کننده سیم‌پیچ روتور متناسب است. اگر ولتاژ منبع DC تغذیه کننده سیم‌پیچ روتور ثابت بماند و سرعت موتور تغییر کند، e نیز متناسب با آن تغییر خواهد کرد و این بیان کننده این موضوع است که e با سرعت موتور نیز متناسب است.

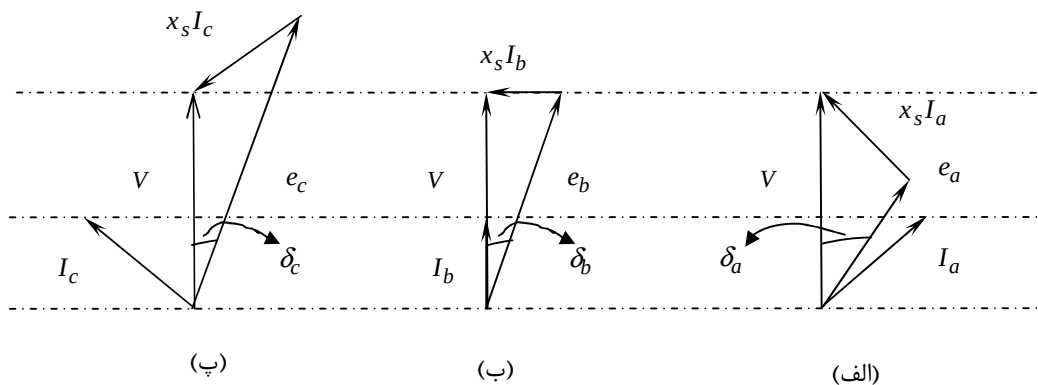
دیالگرام فازوری کمک می‌کند تا چگونگی تاثیر e بر رفتار ماشین بهتر روشن شود.

با نوشتن KVL در مدار معادل شکل ۲-۲ داریم:

$$V = e + r_s I + jx_s I \text{ [V]} \quad (۳-۲)$$

برای سادگی در رسم نمودارهای فازوری از مقاومت سیم‌پیچ‌های استاتور صرف‌نظر شده است. نمودارهای فازوری در شکل ۳-۲، حالت‌های مختلف کارکرد موتور سنکرون را نشان می‌دهد. δ نشان دهنده زاویه بار می‌باشد. با توجه به اینکه e عقبتر از V می‌باشد، در نتیجه ماشین به عنوان یک موتور کار می‌کند. در حالت الف که $V > E \cos \delta$ ، موتور در حالت زیر تحریک عمل می‌کند و اگر $V = E \cos \delta$ ، موتور در حالت تحریک نرمال (قسمت ب) و در حالت پ، $V < E \cos \delta$ ، موتور در وضعیت فوق تحریک کار می‌کند. زمانی که جریان ورودی به سیم‌پیچ روتور و یا به اصطلاح جریان تحریک افزایش یابد، به دنبال آن $E \cos \delta$ افزایش خواهد یافت و دامنه جریان نیز کاهش یافته و جریان آرمیچر به سمت همفاز شدن با ولتاژ تغذیه کننده سیم‌پیچ‌های استاتور حرکت می‌کند. با افزایش بیشتر جریان تحریک، جریان آرمیچر از ولتاژ اعمال شده به ترمینال موتور پیشی گرفته و در نتیجه اندازه جریان کشیده شده از شبکه افزایش می‌یابد. در این حالت موتور توان راکتیو به شبکه می‌دهد [۱].

1- Back Electromotive Force



شکل ۲-۳: دیاگرام‌های فازوری موتور سنکرون تحت شرایط عملکردی مختلف

۲-۲-۳: راه‌اندازی موتور سنکرون

موتور سنکرون به خودی خود نمی‌تواند حرکت کند و برای شروع به حرکت نیاز به راه‌انداز خارجی دارد. به عبارت بهتر، این موتور با اتصال به شبکه و دادن ولتاژ DC به سیم‌پیچی روتور، شروع به حرکت نخواهد کرد زیرا سرعت میدان گردان تولید شده توسط سیم‌پیچ‌های استاتور آنقدر زیاد است که روتور نمی‌تواند خود را با آن سنکرون نماید و فقط ارتعاشاتی در مدار روتور حاصل خواهد شد. برای راه‌اندازی موتور سنکرون سه روش وجود دارد:

(۱) افزایش تدریجی فرکانس منبع سه فاز به کمک اینورترهای با فرکانس متغیر

(۲) استفاده از یک گرداننده اولیه

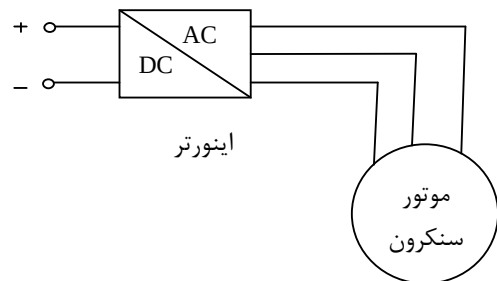
(۳) استفاده از سیم‌پیچ‌های (میل‌های) میراکننده

هر کدام از روش‌های راه‌اندازی موتور سنکرون در زیر توضیح داده شده است.

(۱) افزایش تدریجی سرعت میدان دوار استاتور

با کاهش فرکانس منبع تغذیه (استاتور) تا حدود ۱ هرتز، سرعت میدان دوار استاتور کاهش می‌یابد تا روتور بتواند شتاب بگیرد و میدان تولید شده توسط روتور با میدان دوار استاتور سنکرون گردد و به تدریج فرکانس منبع تغذیه استاتور افزایش داده می‌شود. به این صورت قطب‌های روتور قادر به تعقیب قطب‌های استاتور می‌باشند. مزیت این روش این است که می‌توان به سرعت‌های سنکرون مختلف

دست یافت یعنی به نوعی کنترل سرعت داریم و عیب این روش این است که هزینه اینورترهای با فرکانس متغیر بالا می‌باشد.



شکل ۲-۴: نمایی از موتور سنکرون خود تحریک

۲) استفاده از یک محرک اولیه

در این روش از یک موتور راه‌انداز خارجی استفاده می‌شود تا سرعت موتور به سرعت منبع تغذیه استاتور برسد. اکنون موتور سنکرون را مانند یک ژنراتور با سیستم قدرت موازی می‌کنیم و موتور راه‌انداز را از محور ماشین جدا می‌کنیم.

۳) استفاده از سیم‌پیچ‌های میراکنده

این روش در موتورهای سنکرون با روتور سیم‌پیچی شده از بقیه روش‌ها متداول‌تر است. سیم‌پیچ‌های میراکنده میله‌های خاصی هستند که در رخ روتور موتور سنکرون قرار داده می‌شوند و آنها را از دو انتها با حلقه‌های بزرگی اتصال کوتاه می‌کنند (شبیه روتور قفس سنجابی در موتور القایی). در نتیجه گاهی به این روش، راه‌اندازی به صورت موتور القایی نیز می‌گویند. مراحل روش راه‌اندازی به صورت موتور القایی در زیر بیان شده است:

- ۱- ابتدا سیم‌پیچ روتور را از منبع DC جدا کرده و آن را اتصال کوتاه می‌کنیم.
- ۲- سیم‌پیچ‌های استاتور را به منبع سه فاز متصل می‌کنیم و اجازه می‌دهیم، روتور تا سرعتی نزدیک سرعت سنکرون شتاب بگیرد. قابل ذکر است که در این حالت موتور باید بی‌بار باشد.
- ۳- منبع DC را به سیم‌پیچ روتور متصل می‌کنیم. به این روش سرعت روتور به سرعت سنکرون خواهد رسید. اکنون می‌توان بار را روی شافت موتور قرار داد.

۲-۲-۴: مقایسه موتور سنکرون با موتور القایی

در جدول ۱-۲ مقایسه‌ای بین موتور القایی و موتور سنکرون انجام شده است.

جدول ۱-۲: مقایسه موتور القایی با موتور سنکرون

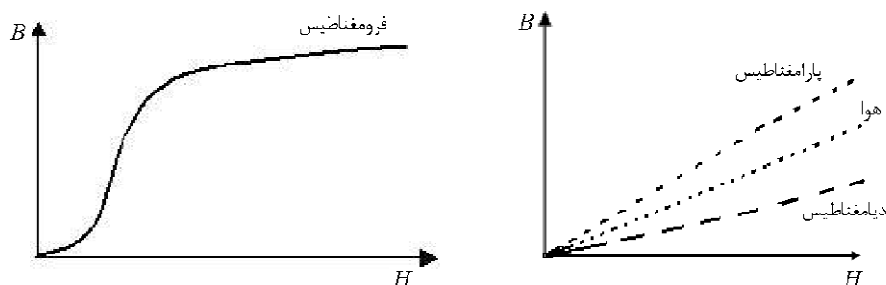
موتور سنکرون	موتور القایی
گشتاور راه‌اندازی ندارد و به راه‌انداز خارجی نیاز دارد	گشتاور راه‌اندازی دارد
فقط در سرعت سنکرون می‌چرخد	سرعت، با افزایش بار افت می‌کند و هرگز به سرعت سنکرون نمی‌رسد
به تحریک DC و AC نیاز دارد و دو تحریکه است	به منبع DC نیازی ندارد و تک تحریکه است
می‌تواند در ضریب توان پسفاز و یا پیش‌فاز کار کند	فقط در ضریب توان پسفاز کار می‌کند
ماکزیمم گشتاور با اندازه منبع ولتاژ تغذیه کننده استاتور متناسب است	ماکزیمم گشتاور با مجذور اندازه منبع ولتاژ تغذیه کننده استاتور متناسب است

۲) روتور مغناطیس دائم:

موتور سنکرون مغناطیس دائم همچنان که از اسم آن مشخص است، دارای روتور مغناطیس دائم است. محدوده توان خروجی این نوع موتورها بین 100 W تا 100 kW می‌باشد [۱]، [۲]. این نوع موتورها نیز به راه‌انداز خارجی نیاز دارند و با یکی از سه روش قبلی می‌توان آنها را راه‌اندازی کرد. قبل از بیان هر موضوعی بهتر است که درباره مواد مغناطیسی مختلف و خواص آنها توضیحاتی ارائه شود. مواد از لحاظ رفتار مغناطیسی، به سه دسته دیامغناطیس^۱، پارامغناطیس^۲ و فرومغناطیس^۳ تقسیم می‌شوند.

با مشاهده شکل ۲-۵ و مقایسه شیب منحنی‌های مغناطیس شوندگی انواع مواد مغناطیسی با هوا، این نتیجه حاصل می‌شود که شیب منحنی مغناطیس شوندگی مواد پارامغناطیس از هوا بیشتر است در حالی که در مواد دیامغناطیس این شیب از هوا کمتر است. اما در مورد مواد فرومغناطیس با افزایش شدت میدان مغناطیسی شیب منحنی مغناطیس شوندگی زیاد و از جایی به بعد شیب منحنی کم می‌شود و شروع به هموار شدن می‌کند و در اینجا است که ماده به اشباع می‌رود [۳].

1- Diamagnetic
2- Paramagnetic
3- Ferromagnetic

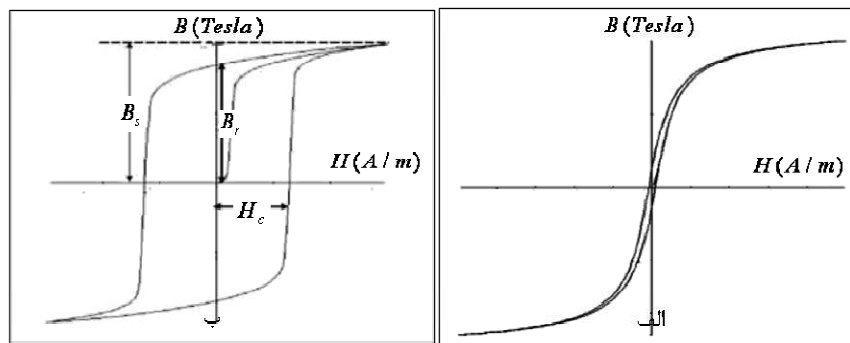


شکل ۲-۵: منحنی مغناطیس شوندگی برای مواد دیامغناطیس، پارامغناطیس و فرومغناطیس [۴]

علاوه بر پرمابلیته^۱، وجود عوامل دیگری نظیر نیروی ضد مغناطیسی و چگالی شار پسماند باعث تفاوت مواد فرومغناطیس با مواد دیامغناطیس و پارامغناطیس می‌شوند. مواد فرومغناطیس را می‌توان با توجه به نیروی ضد مغناطیسی به دو دسته سخت و نرم تقسیم‌بندی نمود. در مواد فرومغناطیس نرم نیروی ضد مغناطیسی کوچک و چگالی شار پسماند در این مواد بسیار کوچک است اما مواد فرومغناطیس سخت نیروی ضد مغناطیسی بزرگی دارند و چگالی شار پسماند در این مواد مقدار قابل ملاحظه‌ای است. شکل ۲-۶ منحنی‌های هیستریزس نمونه برای مواد فرومغناطیس نرم و سخت را نشان می‌دهد. منحنی مغناطیس‌زدایی یا ضد مغناطیسی و یا ناحیه دوم حلقه هیستریزس برای شناسایی کیفیت مواد مغناطیس دائم بسیار مهم می‌باشد و با دقت زیادی اندازه‌گیری می‌شوند. ماده مغناطیس دائم بهتر، دارای بازدارندگی و پسماند مغناطیسی و حداکثر حاصلضرب انرژی^۲ بزرگتر می‌باشد. بازدارندگی را می‌توان به عنوان مقدار mmf لازم برای مغناطیس‌زدایی ماده تصور کرد [۵]. علاوه بر این معنای دیگری نیز برای سختی و نرمی مواد مغناطیسی وجود دارد. بسیاری از آلیاژهای آهن، نیکل و کبالت، به عنوان موادی که پسماند مغناطیسی آنها نسبت به پسماند مغناطیسی آهن دوام بیشتری دارند شناخته شده‌اند. این آلیاژها تحت عملیات حرارتی قرار می‌گیرند و در نتیجه سختی مکانیکی و مغناطیسی آهنربای بدست آمده افزایش می‌یابد. به همین دلیل این مواد به مواد مغناطیس دائم سخت شده موسوم هستند. در مواد مغناطیسی نرم، سرعت و تسهیل مغناطیس شوندگی به ازای

1- permeability
2- Energy Product

مقادیر کم شدت میدان مغناطیسی، ناشی از حرکت دیواره حوزه‌ها می‌باشد. چرخش حوزه، فقط در مقادیر زیاد شدت میدان در مغناطیس شوندگی مشارکت الاستیک دارد که بلافاصله با کاهش شدت میدان ناپدید می‌شود. پسماند مواد مغناطیسی نرم بیشتر مربوط به حوزه‌هایی است که به مکانی که قبل از اعمال شدت میدان قرار داشته‌اند، برنگشته‌اند. حاصل عملیات حرارتی بسیاری از مواد مغناطیسی سخت ایجاد کریستال‌های بسیار کوچک در ماده می‌باشد، ساختاری که مانع حرکت دیواره حوزه‌ها می‌باشد. بیشترین مغناطیس شوندگی در مواد مغناطیسی سخت نتیجه تغییر جهت غیر الاستیک و ناگهانی تمام حوزه‌ها است. تداوم باقی ماندن حوزه‌ها در جهت‌های تغییر یافته‌شان حتی بعد از برداشته شدن شدت میدان سبب افزایش پسماند می‌شود و همچنین مقدار نیروی ضدمغناطیسی آنها ممکن است چندین هزار برابر بزرگتر از نیروی ضدمغناطیسی مواد نرم باشد [۶].



شکل ۲-۶: منحنی هیستریزیس برای مواد مغناطیسی (الف) نرم و (ب) سخت [۲]

تا حدود سال ۱۹۳۰ همه مواد مغناطیس دائم تجاری فولادهای سخت سرمائی^۱ بودند. قبل از جنگ جهانی اول، فولادهای پر کربن ساده و فولادهای آلیاژی ۶٪ تنگستن به کار می‌رفت. در طول این جنگ، فولادهای پر کربن با ۱ تا ۶ درصد تنگستن مورد استفاده قرار گرفتند. نیروی ضدمغناطیسی برای این گروه از آلیاژها در رنج ۴۰ تا ۷۰ اورستد^۲ بود. اصلاح قابل ملاحظه در مورد فولادهای سخت در سال ۱۹۱۷ هنگامی که ژاپن یک فولاد کبالتی شامل ۳۶٪ کبالت با یک نیروی ضدمغناطیسی به بزرگی ۲۵۰ اورستد را تولید نمود صورت گرفت. این روال ادامه یافت تا این که مزیت فولادهای

1- Quench Hardening
2- Oersted

مغناطیسی با ساخته شدن آلیاژهای آلنیکو۵ در سال ۱۹۳۱ کاهش یافت. آلنیکو۵ آلیاژ آهن با آلومینیم، نیکل، مس و کبالت می‌باشند. آلنیکو۵ دارای چگالی شار پسماند نسبتاً بزرگی است. با تغییر در درصد مواد، آلنیکو۸ تولید شد که این آلیاژ دارای چگالی شار پسماند کوچکتر ولی نیروی ضد مغناطیسی بزرگتری نسبت به آلنیکو۵ می‌باشد. به عبارت بهتر، آلنیکو۸ کمتر در معرض مغناطیس‌زدایی قرار می‌گیرد. اولین آلیاژ آهن، آلومینیم، نیکل در سال ۱۹۳۲ توسط نیشیما^۱ تهیه شد و سپس برای بهبود خواص آن کبالت، مس و تیتانیوم به آن افزوده گردید [۶]، [۷]. سوماریم-کبالت، یک پیشرفت قابل توجه در تکنولوژی ساخت مواد مغناطیس دائم به شمار می‌رود که در دهه ۱۹۶۰ با کشف مواد مغناطیسی دائم از جنس خاک‌های نادر آغاز شد. این ماده چگالی شار پسماند و بازدارندگی بزرگتری نسبت به دیگر مواد مغناطیس دائم دارد و حاضری انرژی بیشتری را حفظ می‌نماید و در نتیجه حجم موتور کاهش می‌یابد. جدیدترین ماده مغناطیسی از جنس خاک‌های نادر نئودیم-آهن-بور است. این ماده، چگالی شار پسماند، بازدارندگی و حداکثر حاصلضرب انرژی بزرگتری نسبت به سوماریم-کبالت دارد. بعلاوه، ویژگی‌های مکانیکی خوب و هزینه ساخت نسبتاً کم آن باعث افزایش کاربرد این مواد شده است. آهنرباهای دائم در واقع مواد مغناطیسی سخت با حلقه‌های هیستریزس بزرگ می‌باشند. به همین علت می‌توان از حلقه‌های هیستریزس فرعی صرف‌نظر کرد.

۲-۲-۵: منحنی‌های مغناطیسی‌زدا و روابط تحلیلی مربوط به این زمینه

به دلیل اهمیت خاصی که منحنی‌های مغناطیس‌زدا در امر طراحی دارند، بسیار مناسب است که این منحنی‌ها را بصورت توابع ریاضی نشان داده شوند. این امر به چند طریق امکان‌پذیر است که بهترین و مفیدترین آنها، توصیف چگالی شار مغناطیسی برحسب توابع نمایی و یا هذلولی از متغیر شدت میدان مغناطیسی می‌باشد [۸]. در این پایان نامه رابطه B-H بصورت تابعی هذلولی در نظر گرفته شده است.

لازم به یادآوری است که گرچه منحنی مغناطیس‌زدا در ربع دوم دستگاه مختصات می‌باشد ولی در فرمول‌های ارائه شده باید مقدار H مثبت در نظر گرفته شود.

فرمول ۴-۲ با تقریب نسبتاً خوبی می‌تواند بیانگر منحنی مغناطیس‌زدا برای آلیاژهایی که فرآیند عملیات حرارتی را به نحو مطلوبی گذرانده‌اند باشد.

$$B = \frac{B_r (H_c - H)}{H_c - \alpha H} \quad (۴-۲)$$

که B , H , B_r , H_c بترتیب متغیر وابسته بر حسب تسلا و متغیر مستقل بر حسب کیلو آمپر دور بر متر و چگالی شار پس‌ماند مغناطیسی بر حسب تسلا و بازدارندگی بر حسب کیلو آمپر دور بر متر می‌باشند و α نیز ثابتی که بستگی به نوع آلیاژ دارد.

کمیت‌های β و θ بصورت ۵-۲ و ۶-۲ تعریف می‌شوند.

$$\alpha = \frac{H}{H_c} \quad (۵-۲)$$

$$\beta = \frac{B}{B_r} \quad (۶-۲)$$

معادله ۴-۲ را می‌توان به کمک ۵-۲ و ۶-۲ بصورت ۷-۲ و ۸-۲ بازنویسی کرد.

$$\beta = \frac{B}{B_r} = \frac{H_c - H}{H_c - \alpha H} = \frac{\frac{H_c - H}{H_c}}{\frac{H_c - \alpha H}{H_c}} = \frac{1 - \theta}{1 - \alpha \theta} \quad (۷-۲)$$

$$\theta = \frac{1 - \beta}{1 - \alpha \beta} \quad (۸-۲)$$

زمانیکه β برابر با θ باشد، حاصلضرب ۷-۲ در ۸-۲ درای مقدار ماکزیمم خواهد شد و به عبارت دیگر داریم:

$$\frac{d(\beta\theta)}{d\theta} = 0 \rightarrow \frac{d\beta}{d\theta}\theta + \beta = 0 \rightarrow \frac{d\beta}{d\theta} = -\frac{\beta}{\theta} = -1 \quad (۹-۲)$$

در نتیجه در نقطه ماکزیمم حاصلضرب انرژی (H_0, B_0) رابطه ۱۰-۲ برقرار است.

$$\frac{B_0}{B_r} = \frac{H_0}{H_c} \quad (۱۰-۲)$$

سه نقطه برای توصیف معادله منحنی مغناطیسی‌زدا مورد نیاز است که این سه نقطه می‌توانند در هر جایی از منحنی هذلولی قرار داشته باشند. با این حال، مطلوب ما این است که سه نقطه فوق $(0, B_r)$ ، $(H_c, 0)$ و (H_0, B_0) باشند. دو نقطه اول مستقیماً در ۲-۴ صدق می‌کنند و نقطه آخر در واقع از طریق پارامتر α با استفاده از ۲-۱۱ قابل محاسبه است.

$$\beta_0 = \frac{(1-\theta_0)}{(1-\alpha\theta_0)} \Rightarrow \alpha = \frac{\beta_0 + \theta_0 - 1}{\beta_0\theta_0} \quad (۱۱-۲)$$

با جایگذاری ۲-۷ و ۲-۸ در ۲-۱۱ داریم:

$$\alpha = \frac{\frac{B_0}{B_r} + \frac{H_0}{H_c} - 1}{\frac{B_0}{B_r} \times \frac{H_0}{H_c}} = \frac{B_0H_c + B_rH_0 - B_rH_c}{B_0H_0} \quad (۱۲-۲)$$

از طرفی در نقطه ماکزیمم حاصلضرب انرژی داریم:

$$\frac{H_0}{H_c} = \frac{B_0}{B_r} \rightarrow H_0B_r = B_0H_c \quad (۱۳-۲)$$

در نتیجه می‌توان ۲-۱۲ را بصورت ۲-۱۴ نوشت.

$$\alpha = \frac{2B_rH_0}{B_0H_0} - \frac{B_rH_c}{B_0H_0} \quad (۱۴-۲)$$

از آنجا که وجود H_0 به تنهایی ایجاد اشکال می‌نماید، کافی است ثابت کنیم که ۲-۱۵ برقرار است.

$$\frac{B_rH_0}{B_0H_0} = \sqrt{\frac{B_rH_c}{B_0H_0}} \quad (۱۵-۲)$$

طرفین ۲-۱۵ را به توان دو می‌رسانیم و ساده‌سازی‌های لازم را انجام می‌دهیم تا به یک رابطه کاملاً درست برسیم.

$$\frac{B_r^2H_0^2}{(B_0H_0)^2} = \frac{B_rH_c}{B_0H_0} \rightarrow \frac{B_rH_0}{B_0} = H_c \rightarrow B_rH_0 = B_0H_c \quad OK \quad (۱۶-۲)$$

با توجه به ۲-۱۳، مشاهده شد که ۲-۱۶ درست است. در نتیجه رابطه ۲-۱۴ به صورت ۲-۱۷ قابل نوشتن است. این رابطه در طراحی ماشین‌های الکتریکی مغناطیس دائم بسیار معروف است.

$$\alpha = 2 \times \sqrt{\frac{B_r H_c}{B_0 H_0}} - \frac{B_r H_c}{B_0 H_0} \quad (۱۷-۲)$$

در جدول‌های مربوط به مواد مغناطیس دائم، پارامتر α بر اساس فرمول ۱۷-۲ محاسبه می‌شوند [۸]. برای مثال مقدار α مربوط به آلنیکو ۵ برابر با ۰/۹۱۷ و مقدار پس‌ماند مغناطیسی $1/22 \text{ Wb/m}^2$ و بازدارندگی 49 kA/m می‌باشد [۵]. با استفاده از ۱۷-۲ مقدار ماکزیمم حاصلضرب انرژی برابر با 46 kJ/m^3 خواهد شد. بر این اساس می‌توان نقطه ماکزیمم حاصلضرب انرژی که بر منحنی هذلولی قرار دارد را محاسبه نمود. از مزایای این نقطه این است که اگر طراحی بر اساس این نقطه انجام شود، حجم آن ماده به کمترین مقدار ممکن جهت ایجاد شار مطلوب کاهش خواهد یافت. به عبارت بهتر کمترین حجم آهنربا در نقطه‌ای خواهد بود که آهنربا در ماکزیمم حاصلضرب انرژی کار کند.

۲-۳: دسته‌بندی موتورهای DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

موتورهای DC بدون جاروبک مغناطیس دائم (PMBLDC) از جهت‌های مختلف دسته‌بندی می‌شوند. در جدول ۲-۲ دسته‌بندی این موتورها از جهت‌های گوناگون نشان داده شده است.

جدول ۲-۲: دسته‌بندی درایو موتورهای PMBLDC

تعداد فازها	تکفاز	دو فاز	سه فاز	چند فاز
جایگاه آهنربای مغناطیس دائم	روی سطح بیرونی روتور	روی سطح داخلی روتور	داخل روتور	
ساختمان استاتور	شیاردار	بدون شیاردار		
شکل موج نیروی ضد محرکه موتوری	سینوسی	دورنقه‌ای		

۲-۳-۱: تعداد فازها

مشابه با اکثر ماشین‌های الکتریکی، این ماشین نیز به صورت تکفاز، دو فاز، سه فاز و چند فاز مورد استفاده قرار می‌گیرد. معمولاً این موتورها بصورت سه فاز بهره‌برداری می‌شوند ولی از آنجا که این موتور کاربرد نظامی دارد، بصورت چند فاز نیز استفاده می‌شود. یکی از مزایای بسیار مهم موتورهای

چند فاز علاوه بر کاهش نوسانات گشتاور و لرزش موتور، مقاوم بودن در برابر خطا می‌باشد که بطور کامل در فصل آخر به این دسته از موتورها پرداخته شده است.

۲-۳-۲: جایگاه آهنربای مغناطیس دائم

ساختار روتورهای مغناطیس دائم که آهنرباهای مغناطیس دائم آنها به سادگی روی سطح نصب می‌شوند در شکل ۷-۲ نشان داده شده است. در این ساختار آهنربای مغناطیس دائم به سادگی توسط عایق‌های رزینی چسبناک^۱ روی سطح روتور چسبانده می‌شود. آهنرباهای مغناطیس دائم با جهت‌های مغناطیسی مخالف، در فاصله هوایی چگالی شار شعاعی تولید می‌کنند. اثر متقابل بین چگالی شار تولیدی توسط روتور مغناطیس دائم و شار گردان تولید شده توسط سیم‌پیچ‌های استاتور باعث ایجاد گشتاور و شتاب گرفتن روتور می‌شود.

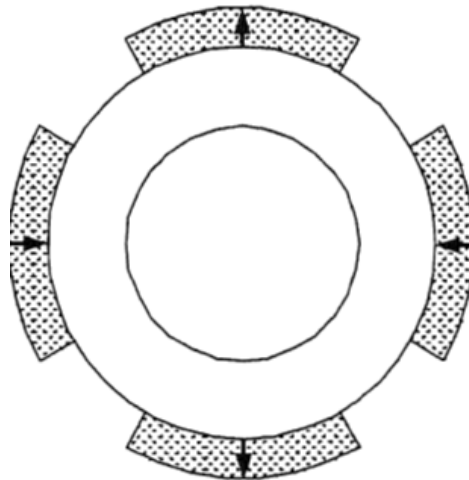


شکل ۷-۲: آهنربای مغناطیس دائم روی سطح روتور آهنی

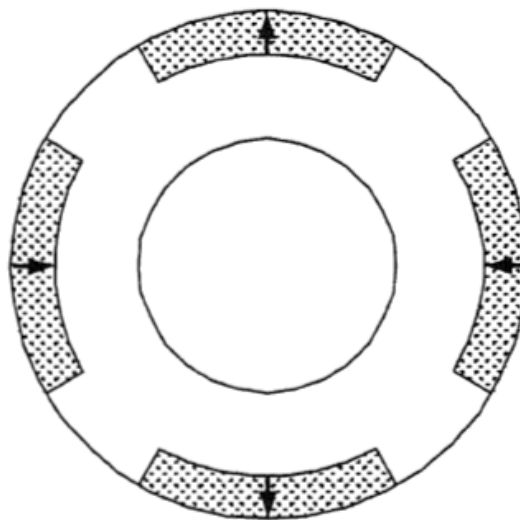
همانطور که در شکل ۹-۲ نشان داده شده است، نصب آهنرباهای مغناطیس دائم در داخل سطح روتور شبیه به نصب آهنرباهای مغناطیس دائم روی سطح روتور آهنی می‌باشد و تنها تفاوت بین این

1- Epoxy Adhesives

دو ساختار در این است که روتور در این حالت قطب صاف می‌باشد. در صورتی که آهنرباهای مغناطیس دائم روی سطح روتور آهنی نصب شوند، گشتاور رلوکتانسی نیز تولید خواهد شد.



شکل ۲-۸: آهنرباهای مغناطیس دائم نصب شده روی سطح بیرونی روتور آهنی



شکل ۲-۹: آهنرباهای مغناطیس دائم نصب شده روی سطح درونی^۱ روتور آهنی

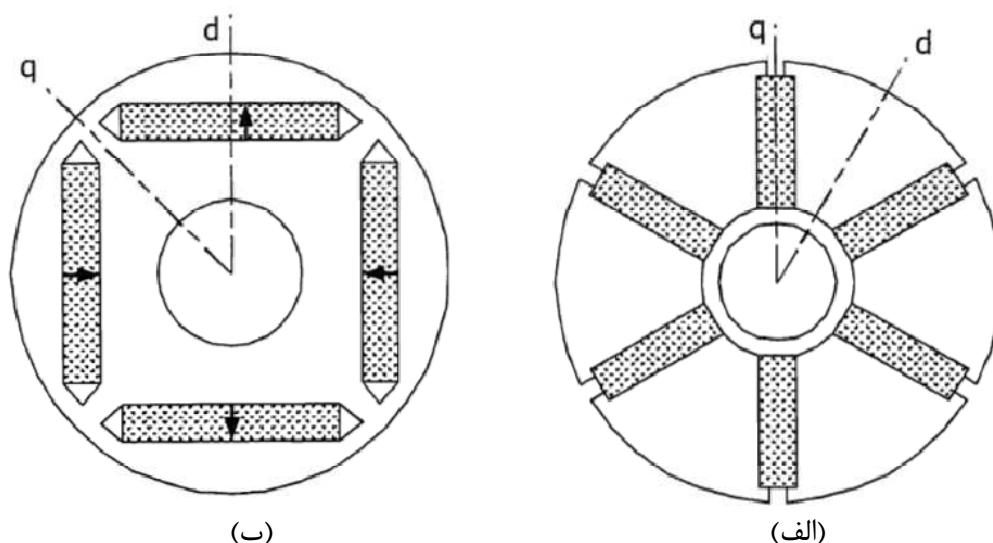
روتور مغناطیس دائم با آهنرباهای مغناطیس دائم درونی^۲ به دو دسته تقسیم می‌شوند که نمایی از این نوع روتورها در شکل ۲-۱۰ نشان داده شده است.

الف- محیطی^۳

1- Inset-mounted PM
2- Interior magnet
3- circumferentially

ب- شعاعی^۱

این نوع از روتورها در رنج‌های سرعت بالا مورد استفاده قرار می‌گیرند [۹]. از آنجا که آهنرباهای مغناطیس دائم در داخل شیارهای مناسب از پانچ شده قرار می‌گیرند دیگر نیازی به عایق رزینی چسبناک که برای آهنرباهای مغناطیس دائم نصب شده روی سطح لازم بود نمی‌باشد. در این نوع از روتورها، آهنرباها بدلیل نیروی گریز از مرکز و پیرشدگی و فرسودگی از روی روتور پرتاب نمی‌شوند و نیاز کمتری به نگهداری دارند و هزینه نگهداری در این موتورها کمتر می‌باشد.



شکل ۲-۱۰: (الف) روتور مغناطیس دائم درونی محیطی، (ب) روتور مغناطیس دائم درونی شعاعی

۲-۳-۳: ساختمان استاتور

استاتور موتورهای PMBLDC می‌تواند دارای شیار باشد و سیم‌پیچ‌های آرمیچر در داخل شیارها قرار گیرند و یا شاری در سطح داخلی استاتور تعبیه نشود و به اصطلاح استاتور بدون شیار^۲ باشد. موتورهای SLPMBLDC دارای مزایایی نسبت به موتور PMBLDC معمولی شیاردار می‌باشند [۱۰]. تعدادی از این مزایا در زیر توضیح داده شده است.

(۱) بدلیل نبود شیار در سطح داخلی استاتور، گشتاور دندانه‌ای کاهش قابل توجهی خواهد یافت.

1- radially
2- Slotless

۲) سیم‌پیچ‌ها به راحتی خنک می‌شوند. زیرا حرارت تولید شده در اثر عبور جریان نه تنها از طریق آهن استاتور بلکه از طریق جریان هوا در فاصله هوایی منتقل می‌شود و در نتیجه بارگذاری الکتریکی ویژه افزایش خواهد یافت. به دنبال افزایش بارگذاری الکتریکی ویژه، حجم موتور کاهش خواهد یافت.

۲-۳-۴: مقایسه درایو موتور PMBLDC نوع سینوسی با نوع دوزنقه‌ای

از آنجا که در موتور PMBLDC نوع سینوسی، توزیع مکانی سیم‌پیچ‌ها در محیط استاتور به صورت سینوسی است در نتیجه ولتاژهای القاء شده روی سیم‌پیچ‌های استاتور که توسط روتور مغناطیس دائم تولید می‌شود نیز سینوسی می‌باشند. در نتیجه، برای تولید گشتاور با نوسانات کوچک‌تر جریان‌های کشیده شده در این نوع موتور نیز سینوسی شکل می‌باشند [۱۱]-[۱۳]. در حالی که در موتور PMBLDC نوع دوزنقه‌ای، توزیع مکانی سیم‌پیچ‌ها در محیط استاتور به صورت متمرکز است. در نتیجه، ولتاژهای القاء شده روی سیم‌پیچ‌های استاتور که توسط روتور مغناطیس دائم تولید می‌شود دوزنقه‌ای شکل می‌باشند. برای تولید گشتاور صاف‌تر، جریان‌های کشیده شده در این نوع موتور نیز مستطیل شکل می‌باشند. استفاده از مواد مغناطیسی با انرژی زیاد مانند نئودیم-آهن-بور^۱ در این موتورها سبب افزایش چگالی توان و بازده بالا در این موتورها شده است [۱۱]، [۱۳]-[۱۹].

در مقایسه عملکردی این دو نوع موتور می‌توان به این موارد اشاره کرد که در درایو موتورهای الکتریکی PMBLDC سه فاز نوع دوزنقه‌ای در هر لحظه فقط دو فاز در حال هدایت می‌باشند و فاز دیگر بصورت شناور است و در نتیجه در این موتورها علاوه بر کموتاسیون جریان، کموتاسیون فاز نیز وجود دارد. این موضوع سبب می‌شود که نوسانات گشتاور این موتورها در مقایسه با درایو موتورهای الکتریکی PMBLDC نوع سینوسی بیشتر قابل توجه باشند. درایو موتورهای الکتریکی PMBLDC نوع سینوسی در مقایسه با موتور سنکرون گشتاور لحظه‌ای ثابت و به اصطلاح نرم‌تری دارد. درایو

1- NdFeB

موتورهای الکتریکی PMBLDC نوع سینوسی نیاز به سنسورهای موقعیت روتور (انکدرهای بسیار پیشرفته) دقیق‌تری دارند که هزینه این سنسورها بسیار بالا می‌باشد و کنترل این موتورها پیچیده و هزینه‌بر می‌باشد.

۲-۳-۵: درایو موتورهای PMBLDC

موتورهای DC معمول و مرسوم دارای مشخصه‌های پایانی بسیار خوبی می‌باشند. ولی مشکلات مربوط به کموتاتورها و جاروبک‌ها در ساختمان این ماشین به علت استهلاک مکانیکی و نیاز به نگهداری مداوم و هزینه زیاد سبب کاهش کاربرد این نوع موتور را در صنعت شده است [۱۴]-[۱۶]. موتورهای سنکرون خود تحریک مغناطیس دائم که معمولاً به عنوان موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم مطرح می‌شوند [۱۱]، [۱۳]، موتورهایی با مشخصه‌های پایانه‌ای مشابه موتورهای جریان مستقیم جاروبک‌دار معمول اما با ساختار کاملاً متفاوت و بدون مشکلات کموتاسیون مکانیکی می‌باشند [۲۰]. در حقیقت یک موتور PMBLDC به لحاظ ساختاری همان ماشین سنکرون با روتور مغناطیس دائم می‌باشد که سیم‌پیچ‌های استاتور آن از طریق یک منبع DC با یک واسطه اینورتری تغذیه می‌شوند [۱۶]، [۲۱]، [۲۲]. فرآیند سوئیچینگ اینورتر می‌تواند با یک کنترلر و با توجه به سیگنال خروجی سنسور موقعیت روتور تحقق یابد.

ماشین‌های DC بدون جاروبک کاربردهای گوناگونی دارند که از آن جمله می‌توان به مواردی مانند دیسک‌گردان کامپیوترها، ربات‌ها، وسایل نقلیه الکتریکی و تجهیزات بدنسازی مانند دستگاه تردمیل اشاره کرد [۲۳]. در سال‌های اخیر این نوع موتورها در شناورهای سطحی و زیرسطحی نیز به عنوان موتورهای جلو برنده بکار گرفته شده‌اند [۲۴]. کاربرد این نوع موتورها بدلیل بازده بالا، نبود تلفات میدان تحریک، ساختار ساده، نبود کموتاسیون مکانیکی و هزینه نگهداری پایین بطور روز افزون در حال افزایش است [۲۵].

عیب قابل ذکر این موتورها وجود هارمونیک در گشتاور الکترومغناطیسی است که باعث ایجاد نوسانات سرعت و لرزش موتور می‌شود. این نوسانات گشتاور و سرعت در بعضی از کاربردهای حساس، مشکل آفرین هستند و لازم است ریپل گشتاور موتورهای بکار رفته در آنها به حداقل ممکن کاهش یابد.

برجستگی‌های ساختاری و تغذیه اینورتری دو عامل اصلی ایجاد ریپل گشتاور موتورهای DC بدون جاروبک مغناطیس دائم می‌باشند [۲۶]. ریپل گشتاور دندانه‌ای بعلت تعامل بین میدان مغناطیسی روتور و شیارهای استاتور حاصل می‌شود و با انتخاب مناسب شکل قطب‌ها و طراحی بهینه شیارها و دندانه‌های استاتور، می‌توان آن را تا حدودی کاهش داد [۲۷]–[۳۰]. فاکتورهای مهم در طراحی ماشین شامل اریب ساختن شیارها و یا قطب‌های مغناطیسی، ضریب سیم‌پیچی مناسب، بهینه‌سازی کمان قطب‌ها، شکل شیارهای استاتور و بهینه‌سازی تعداد شیارها و قطب‌های مغناطیس دائم نیز در نوسانات گشتاور و نویزهای صوتی بسیار اهمیت دارند. باتوجه به تحقیقات بسیار انجام گرفته در زمینه روش‌های بهینه‌سازی ساختار و طراحی موتور، تا زمانیکه یک تحول اساسی در تکنولوژی مواد هادی و مغناطیسی اتفاق نیفتد، انتظار اصلاح قابل توجهی در بازده و کیفیت عملکرد موتور نمی‌رود. بنابراین امروزه بیشترین تحقیقات صرف ابداع و یا اصلاح روش‌های تغذیه موتور و سیستم‌های کنترلی برای محدود کردن نوسانات گشتاور و سرعت و بهبود دیگر شاخصه‌های عملکردی موتور می‌شود.

بدلیل بالا بودن نرخ تغییرات ولتاژ و جریان‌های گردشی و استرس‌های دی‌الکتریکی در موتورهای تغذیه شده با اینورترهای دوسطحی، مشکلاتی مانند خرابی یاتاقان‌ها و شکست عایقی سیم‌پیچ‌های برای این نوع موتورها اتفاق می‌افتد که می‌توان با بکارگیری مبدل‌های چند سطحی و سیستم‌های کنترلی مناسب جهت تغذیه موتورها تا حدودی این مشکلات را نیز برطرف کرد [۳۱].

فصل سوم

معادله‌های ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

۳-۱: مقدمه

برای تحلیل و بررسی عملکرد هر ماشینی نیاز به مدلسازی آن ماشین می‌باشد. در دستگاه "abc" برخی از اندوکتانس‌های ماشین تابعی از سرعت و موقعیت روتور می‌باشند، که در این صورت ضرایب معادله‌های دیفرانسیلی که رفتار این ماشین را توصیف می‌کنند متغیر با زمان خواهند بود مگر اینکه روتور ساکن باشد. برای کاهش پیچیدگی این معادله‌های دیفرانسیل معمولاً از تغییر متغیر استفاده می‌شود. در سال ۱۹۲۰ آقای پارک متغیرهای استاتور را به دستگاه مرجع ثابت شده در روتور منتقل کرد. این تبدیل پارک انقلابی در تحلیل ماشین‌های الکتریکی ایجاد کرد. زیرا این تبدیل دارای این خاصیت است که همه اندوکتانس‌های متغیر با زمان را حذف می‌کند و به اندوکتانس‌های تغییر ناپذیر با زمان و یا به عبارت دیگر ثابت تبدیل می‌کند. تبدیل‌های دیگری نیز توسط دانشمندان دیگر بیان گردیده است ولی فقط تبدیل پارک در ماشین‌های سنکرون مورد استفاده قرار می‌گیرد. در این فصل، معادله‌های مربوط به ولتاژ، گشتاور الکترومغناطیسی و معادله دینامیک روتور جهت مدلسازی ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم ارائه شده است.

۳-۲: معادله‌های موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

برای مدلسازی موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم، همانند دیگر ماشین‌ها، فرض‌های ساده‌کننده زیر در نظر گرفته شده است.

- از اثرات اشباع روی پارامترهای موتور صرف‌نظر شده است.
- از ضدمغناطیس شدن مواد مغناطیس دائم صرف‌نظر شده است.

۳-۲-۱: مدلسازی موتور در دستگاه "abc"

معادله‌های ولتاژ و گشتاور موتور در دستگاه "abc" بطور کامل نوشته شده است [۳۲].

$$v_{as} = r_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad [V] \quad (1-3)$$

$$v_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad [V] \quad (2-3)$$

$$v_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad [V] \quad (3-3)$$

i_s و λ_s بترتیب مقاومت سیم پیچ هر فاز استاتور، جریان هر فاز ورودی به موتور و شار پیوندی هر

فاز استاتور می باشند. شارهای پیوندی را می توان بصورت ۳-۴ - ۳-۷ توصیف کرد.

$$\lambda_{as} = L_{aa}i_{as} + L_{ab}i_{bs} + L_{ac}i_{cs} + \lambda'_{ra} \quad [\text{turn.Wb}] \quad (3-4)$$

$$\lambda_{bs} = L_{ba}i_{as} + L_{bb}i_{bs} + L_{bc}i_{cs} + \lambda'_{rb} \quad [\text{turn.Wb}] \quad (3-5)$$

$$\lambda_{cs} = L_{ca}i_{as} + L_{cb}i_{bs} + L_{cc}i_{cs} + \lambda'_{rc} \quad [\text{turn.Wb}] \quad (3-6)$$

$$L_{ij} \begin{cases} i = a, b, c \\ j = a, b, c \end{cases} \quad [H] \quad (3-7)$$

در صورتیکه اندیس های پایینی i ، j یکسان باشند، L_{ij} ، اندوکتانس خودی سیم پیچ فاز i است و در غیر

این صورت L_{ij} ، اندوکتانس متقابل بین دو سیم پیچ فازهای i و j است. اما با توجه به اینکه شار تولیدی

توسط روتور مغناطیس دائم سینوسی فرض شده است، بنابراین ماتریس اندوکتانس و معادلات

شارهای دورزننده سیم پیچی های استاتور که توسط قطب های روتور مغناطیس دائم تولید می شوند را

می توان به صورت ۳-۸-۳-۱۳ نوشت.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_a - L_b \cos 2(\theta_r) & -0.5L_a - L_b \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & -0.5L_a - L_b \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) \\ -0.5L_a - L_b \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ls} + L_a - L_b \cos 2(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -0.5L_a - L_b \cos 2(\theta_r + \pi) \\ -0.5L_a - L_b \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) & -0.5L_a - L_b \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_a - L_b \cos 2(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad [H] \quad (3-8)$$

اندوکتانس های مغناطیس کنندگی محورهای "d" و "q" بصورت ۳-۹ و ۳-۱۰ تعریف می شوند.

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_a + L_b) \quad [H] \quad (3-9)$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_a - L_b) \quad [H] \quad (3-10)$$

$$\lambda'_{ra} = \lambda'_m \sin(\theta_r) \quad [\text{turn.Wb}] \quad (3-11)$$

$$\lambda'_{rb} = \lambda'_m \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \quad [\text{turn.Wb}] \quad (3-12)$$

$$\lambda'_{rc} = \lambda'_m \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \quad [\text{turn.Wb}] \quad (3-13)$$

که λ_m' دامنه شار پیوندی تولید شده توسط روتور مغناطیس دائم دیده شده از طرف سیم‌پیچ‌های فاز استاتور است. به عبارت بهتر، دامنه $\frac{d\lambda_{abcr}'}{dt}$ ، مقدار ولتاژی است که در حالت بی‌باری بر روی سیم‌پیچ‌های هر فاز استاتور القا می‌شود. θ_r زاویه الکتریکی بین محور مغناطیسی فاز "a" و محور "q" روتور و به اصطلاح زاویه روتور می‌باشد. در روتور مغناطیس دائم از سیم‌پیچ‌های میراکننده صرف نظر می‌شود، زیرا مواد مغناطیس دائم بصورت یک سوپر هادی الکتریکی می‌باشد و در نتیجه جریان‌های چرخشی جاری شده در این مواد مغناطیسی بسیار ناچیز می‌باشد. بنابراین جریان‌های آرمیچر بسیار بزرگ می‌توانند تولید شود بدون آنکه ماده مغناطیس دائم به میزان زیادی غیر مغناطیسی شود.

گشتاور الکترومغناطیس در دستگاه "abc" توسط ۳-۱۴ محاسبه می‌گردد.

$$T_e = \frac{\partial W_{co}(i_{abcs}, \theta_r^e)}{\partial \theta_r^m} = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{\partial W_{co}(i_{abcs}, \theta_r^e)}{\partial \theta_r^e} = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{\partial W_{co}(i_{abcs}, \theta_r)}{\partial \theta_r} \quad [\text{N.m}] \quad (14-3)$$

که W_{co} ، θ_r^m ، θ_r^e بترتیب کوانرژی^۱، زاویه مکانیکی روتور و زاویه الکتریکی روتور می‌باشند. البته گاهی θ_r^e را بصورت θ_r نیز نشان می‌دهند. کوانرژی توسط ۳-۱۵ محاسبه می‌شود.

$$W_{co} = \frac{1}{2} [i_{abcs}]^T [L_s] [i_{abcs}] + [i_{abcs}]^T [\lambda'_{abcr}] \quad [\text{J}] \quad (15-3)$$

با جایگذاری ۳-۱۵ در ۳-۱۴ داریم:

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \left\{ \frac{1}{2} [i_{abcs}]^T \frac{d}{d\theta_r} ([L_s]) [i_{abcs}] + [i_{abcs}]^T \frac{d[\lambda'_{abcr}]}{dt} \frac{1}{\frac{d\theta_r}{dt}} \right\} \quad [\text{N.m}] \quad (16-3)$$

$$= \left(\frac{P}{2}\right) \left\{ \frac{1}{2} [i_{abcs}]^T \frac{d}{d\theta_r} ([L_s]) [i_{abcs}] + [i_{abcs}]^T \frac{d[\lambda'_{abcr}]}{dt} \frac{1}{\omega_r} \right\}$$

و با جایگذاری ۳-۸-۳-۱۰ در ۳-۱۶ خواهیم داشت:

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \left\{ \frac{L_{md} - L_{mq}}{3} [(i_{as}^2 - 0.5i_{bs}^2 - 0.5i_{cs}^2 - i_{as}i_{bs} - i_{as}i_{cs} + 2i_{bs}i_{cs}) \sin(2\theta_r) + \right.$$

$$\left. \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs}^2 i_{cs}^2 - 2i_{as}i_{bs} + 2i_{as}i_{cs}) \cos(2\theta_r) \right] + \lambda_m' [(i_{as} - 0.5i_{bs} - 0.5i_{cs}) \cos \theta_r +$$

$$\left. \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \sin \theta_r \right\} \quad [\text{N.m}] \quad (17-3)$$

ω_r سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور است. با فرض قطب صاف بودن روتور داریم:

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) [\mathbf{i}_{abcs}]^T \frac{d[\lambda'_{abcr}]}{d\theta_r} = \left(\frac{P}{2}\right) [\mathbf{i}_{abcs}]^T \frac{d[\lambda'_{abcr}]}{dt} \frac{1}{\frac{d\theta_r}{dt}} = \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{1}{\omega_r}\right) [\mathbf{i}_{abcs}]^T [\mathbf{e}_{abc}] \quad [\text{N.m}] \quad (۱۸-۳)$$

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \times \frac{(i_{as}e_a + i_{bs}e_b + i_{cs}e_c)}{\omega_r} \quad [\text{N.m}] \quad (۱۹-۳)$$

اگر قطب‌های روتور صاف در نظر گرفته شوند، L_b در ماتریس اندوکتانس برابر صفر است و باتوجه به ۹-۳ و ۱۰-۳ اندوکتانس‌های مغناطیس‌کنندگی محورهای "d" و "q" با یکدیگر برابر می‌باشند. در نتیجه ۱۷-۳ را می‌توان بصورت ۲۰-۳ نوشت.

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \lambda'_m \{ (i_{as} - 0.5i_{bs} - 0.5i_{cs}) \cos \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \sin \theta_r \} \quad [\text{N.m}] \quad (۲۰-۳)$$

معادله دینامیک روتور را بصورت ۲۱-۳ می‌تواند نوشته شود.

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r + T_l \quad [\text{N.m}] \quad (۲۱-۳)$$

۲-۲-۳: معادلات ولتاژ در دستگاه مرجع روتور

هر متغیر موتور سنکرون را می‌توان توسط معادله ۲۲-۳ از دستگاه "abc" به دستگاه "qdo" منتقل کرد و معکوس این انتقال نیز توسط ۲۳-۳ انجام پذیر است [۳۲].

$$[\mathbf{f}_{qdos}^r] = [\mathbf{P}] [\mathbf{f}_{abcs}] \quad (۲۲-۳)$$

$$[\mathbf{f}_{abcs}] = [\mathbf{P}]^{-1} [\mathbf{f}_{qdos}^r] \quad (۲۳-۳)$$

$$[\mathbf{P}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (۲۴-۳)$$

$$[\mathbf{P}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (۲۵-۳)$$

معادله‌های ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم در دستگاه "abc" را می‌توان به کمک ۲۲-۳ و ۲۴-۳ به دستگاه "qdo" منتقل کرد.

$$[v_{abcs}] = [r_s][i_{abcs}] + \frac{d[\lambda_{abcs}]}{dt} [V] \quad (26-3)$$

$$[P][v_{abcs}] = [P][r_s][i_{abcs}] + [P]\frac{d[\lambda_{abcs}]}{dt} [V] \quad (27-3)$$

$$[v_{qdos}] = [P][r_s][P]^{-1}[i_{qdos}] + [P]\frac{d([P]^{-1}[\lambda_{qdos}])}{dt} [V] \quad (28-3)$$

$$[v_{qdos}] = [P] \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} [P]^{-1}[i_{qdos}] + [P] \left\{ \frac{d([P]^{-1})}{dt} [\lambda_{qdos}] + [P]^{-1} \frac{d([\lambda_{qdos}])}{dt} \right\} [V] \quad (29-3)$$

$$\frac{d([P]^{-1})}{dt} = \frac{d([P]^{-1})}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \frac{d([P]^{-1})}{d\theta_r} \quad (30-3)$$

$$[v_{qdos}] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} [i_{qdos}] + [P] \left\{ \omega_r \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} [\lambda_{qdos}] + [P]^{-1} \frac{d([\lambda_{qdos}])}{dt} \right\} [V] \quad (31-3)$$

$$[v_{qdos}] = [r_s][i_{qdos}] + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\lambda_{qdos}] + \frac{d([\lambda_{qdos}])}{dt} [V] \quad (32-3)$$

$$[v_{qdos}] = [r_s][i_{qdos}] + \omega_r [\lambda_{dqs}] + \frac{d([\lambda_{qdos}])}{dt} [V] \quad (33-3)$$

$$[\lambda_{dqs}] = [\lambda_{ds} \quad \lambda_{qs} \quad 0]^T \quad [\text{turn.Wb}] \quad (34-3)$$

معمولاً معادله‌های ولتاژ ماشین را بصورت گسترده نمایش می‌دهند.

$$v_{qs}^r = r_s i_{qs} + \omega_r \lambda_{ds}^r + \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} [V] \quad (35-3)$$

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds} - \omega_r \lambda_{qs}^r + \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} [V] \quad (36-3)$$

$$v_{os} = r_s i_{os} + \frac{d\lambda_{os}}{dt} [V] \quad (37-3)$$

جمله‌های $\omega_r \lambda_{qs}^r$ و $\omega_r \lambda_{ds}^r$ به ولتاژهای حرکتی معروف می‌باشند.

$$\lambda_{qs}^r = (L_{mq} + L_{ls}) i_{qs}^r \quad [\text{turn.Wb}] \quad (38-3)$$

$$\lambda_{ds}^r = (L_{md} + L_{ls}) i_{ds}^r + \lambda_m' \quad [\text{turn.Wb}] \quad (39-3)$$

$$\lambda_{os} = L_{ls} i_{os} \quad [\text{turn.Wb}] \quad (40-3)$$

با قرار دادن ۳-۳۸-۳ در ۳-۴۰، معادله‌های ولتاژی بصورت زیر حاصل می‌گردند:

$$v_{qs}^r = r_s i_{ds}^r + L_q \frac{di_{ds}^r}{dt} + \omega_r L_d i_{ds}^r + \omega_r \lambda_m' \quad [\text{V}] \quad (41-3)$$

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r + L_d \frac{di_{ds}^r}{dt} - \omega_r L_q i_{qs}^r \quad [\text{V}] \quad (42-3)$$

$$v_{os} = r_s i_{os} + L_{ls} \frac{di_{os}}{dt} \quad [\text{V}] \quad (43-3)$$

گشتاور الکترومغناطیسی در دستگاه "qdo" از ۳-۴۴ بدست می‌آید.

$$Te = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r) \quad [\text{N.m}] \quad (44-3)$$

از قرار دادن ۳-۳۸ و ۳-۳۹ در ۳-۴۴، گشتاور الکترومغناطیسی بصورت ۳-۴۵ حاصل می‌گردد.

$$Te = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_m' i_{qs}^r - (L_d - L_q) i_{qs}^r i_{ds}^r) \quad [\text{N.m}] \quad (45-3)$$

معادله دینامیک اساسی حرکت روتور بصورت ۳-۴۶ نوشته می‌شود.

$$Te = J \frac{d\omega_r^m}{dt} + Tl + B\omega_r^m \quad [\text{N.m}] \quad (46-3)$$

سرعت زاویه‌ای الکتریکی موتور توسط ۳-۴۸ قابل محاسبه است.

$$Te = J \left(\frac{2}{P}\right) \frac{d\omega_r^e}{dt} + Tl + B \left(\frac{2}{P}\right) \omega_r^e \quad [\text{N.m}] \quad (47-3)$$

$$\omega_r^e = \int \left(\frac{Te - Tl - B \left(\frac{2}{P}\right) \omega_r^e}{J \left(\frac{2}{P}\right)} \right) dt \quad \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] \quad (48-3)$$

که $J, P, \omega_r^m, \omega_r^e, B_m, T_l$ بترتیب ممان اینرسی روتور و بار متصل به آن برحسب $[\text{kg.m}^2]$ ، تعداد قطب‌های موتور، سرعت زاویه‌ای مکانیکی روتور بر حسب $[\frac{\text{rad}}{\text{s}}]$ ، سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور بر حسب $[\frac{\text{rad}}{\text{s}}]$ ، ضریب بار اصطکاکی بر حسب $[\frac{\text{Nm.s}}{\text{rad}}]$ و گشتاور بار مکانیکی بر حسب $[\text{N.m}]$ می‌باشند.

فصل چهارم

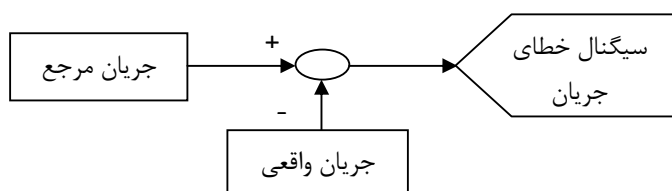
روش‌های مدولاسیون اینورتر منبع ولتاژی

۴-۱: مقدمه

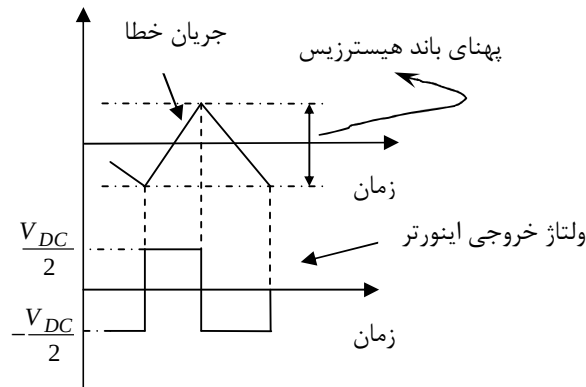
با توجه به اینکه سیم‌پیچ‌های استاتور موتور PMBLDC توسط اینورتر تغذیه می‌شوند، این فصل به دو روش مدولاسیون اختصاص یافته است. اینورتر دو سطحی منبع ولتاژی مبدلی است که توسط یک منبع DC تغذیه می‌شود و شکل موج‌های جریان و یا ولتاژ با فرکانس و دامنه مطلوب را تولید می‌نماید. جهت ساخت شکل موج‌های مطلوب معمولاً دو روش مدولاسیون مختلف در اینورتر منبع ولتاژی استفاده می‌شود. یکی از آنها مدولاسیون هیستریزس است و دیگری مدولاسیون پهنای پالس می‌باشد. در این فصل از پایان نامه در مورد این دو روش مدولاسیون توضیحاتی ارائه می‌شود.

۴-۲: مدولاسیون هیستریزس^۱

مدولاسیون هیستریزس روشی برای کنترل جریان موتور می‌باشد. در این روش کنترل روی جریان فازهای موتور بصورت جداگانه انجام می‌گیرد. کنترل‌کننده جریان هیستریزس، اختلاف جریان مطلوب و جریان اندازه‌گیری شده را با محدوده باند هیستریزس ثابت مقایسه می‌کند. در صورتیکه این اختلاف جریان یا جریان خطا بخواهد از محدوده بالایی باند هیستریزس بالاتر رود سوئیچ بالایی آن پایه اینورتر منبع ولتاژی خاموش می‌شود و در نتیجه جریان خطا کاهش می‌یابد. ولی اگر جریان خطا بخواهد از محدوده پایینی باند هیستریزس پایین‌تر رود سوئیچ بالایی آن پایه اینورتر منبع ولتاژ روشن می‌شود و در نتیجه جریان خطا افزایش می‌یابد [۳۳]. در شکل‌های ۴-۱ و ۴-۲ نحوه عملکرد کنترل-کننده جریان هیستریزس نشان داده شده است.



شکل ۴-۱: نحوه تولید سیگنال خطای جریان جهت مقایسه آن با پهنای باند هیستریزس



شکل ۲-۴: روش مدولاسیون هیستریزس

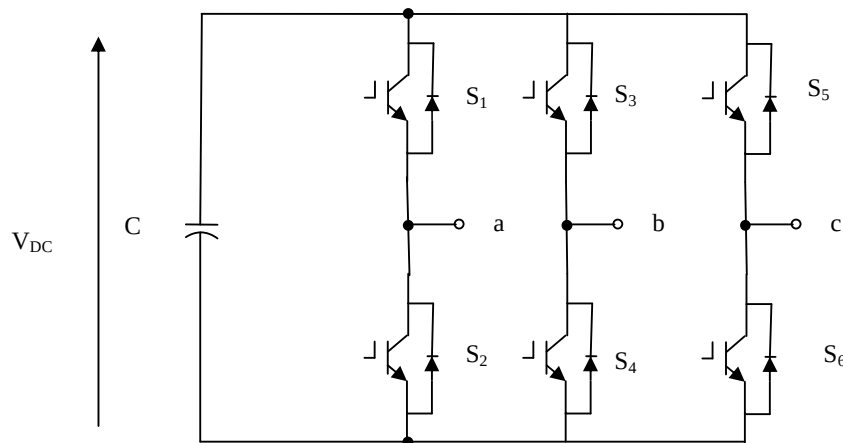
۳-۴: مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی^۱

بر اساس قانون‌های موجود در ساختار اینورتر دوسطحی، در هر پایه اینورتر، دو سوئیچ قدرت قرار دارد. در این روش مدولاسیون برخلاف مدولاسیون هیستریزس، هر سه فاز با هم کنترل می‌شوند. سوئیچ‌ها مطابق شکل ۳-۴ شماره‌گذاری شده‌اند. وقتی سوئیچ بالایی پایه‌ای روشن است، حالت آن پایه یک در نظر گرفته می‌شود و اگر سوئیچ بالایی خاموش باشد، حالت آن پایه صفر خواهد بود. بنابراین با توجه به شکل ۳-۴ که یک اینورتر منبع ولتاژی دو سطحی سه فاز را نشان می‌دهد و با توجه به فرض بالا به کمک سه عدد می‌توان موقعیت سوئیچ‌های اینورتر را مشخص کرد. اگر عدد مربوط به پایه فاز "a" را در سمت چپ و عدد‌های مربوط به پایه‌های "b" و "c" بترتیب بعد از آن قرار گیرند، یک عدد سه رقمی بدست می‌آید. برای مثال، عدد ۱۰۱ نشان می‌دهد که در پایه مربوط به فاز "a"، سوئیچ "S₁" روشن و سوئیچ "S₂" خاموش است و برای پایه مربوط به فاز "b"، سوئیچ "S₃" خاموش و سوئیچ "S₄" روشن است و برای پایه مربوط به فاز "c" مانند پایه مربوط به فاز "a"، سوئیچ "S₅" روشن و سوئیچ "S₆" خاموش است. بنابراین برای هر پایه، دو حالت ممکن صفر و یا یک وجود دارد و در مجموع برای کل اینورتر دو سطحی سه فاز، هشت حالت ممکن وجود دارد که به صورت زیر می‌باشند:

۰۰۰، ۰۱۰، ۱۰۰، ۰۰۱، ۱۱۰، ۱۰۱، ۰۱۱، ۱۱۱

1- Space Vector Pulse Width Modulation

هر یک از این هشت عدد، یک بردار متغیر سوئیچینگ "abc" هستند. بر اساس ۱-۴ و ۲-۴ و به کمک این بردارهای متغیر سوئیچینگ می‌توان بردارهای ولتاژ فاز به فاز و فاز به نول تولید شده توسط اینورتر را بدست آورد. روابط بین بردارهای متغیر سوئیچینگ و ولتاژهای خط و فاز به نول در جدول ۱-۴ نشان داده شده‌اند. حالت‌های مختلف سوئیچ‌ها در شکل ۴-۴ نمایش داده شده‌اند.



شکل ۴-۳: اینورتر دو سطحی

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (\text{V}) \quad (1-4)$$

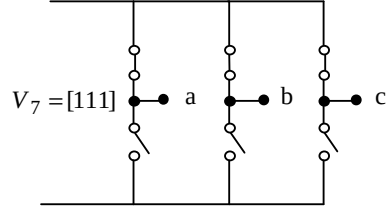
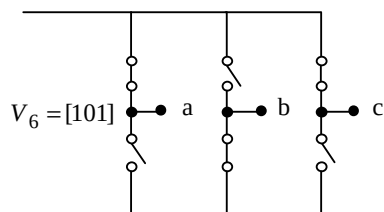
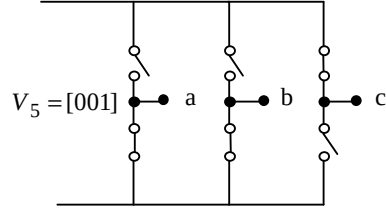
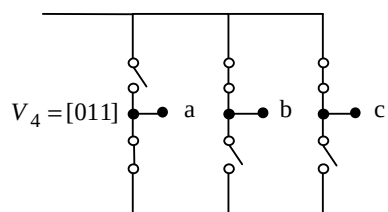
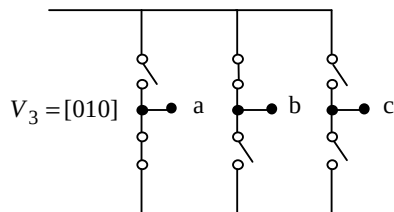
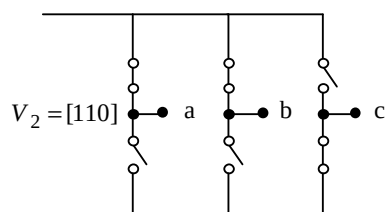
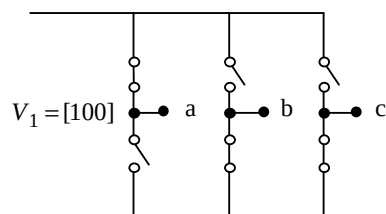
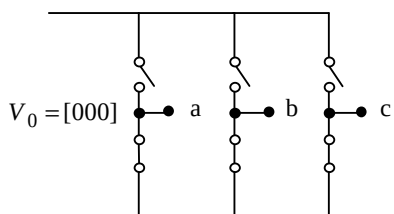
$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (\text{V}) \quad (2-4)$$

برای استفاده از روش مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی باید معادله‌های ولتاژ موجود در دستگاه "abc" به دستگاه دو بعدی ساکن " $\alpha\beta$ " منتقل شوند. جهت این انتقال از ماتریس انتقال کلارک^۱ (C) استفاده می‌شود [۳۴]، [۳۵]. بنابراین شش بردار ولتاژ غیر صفر و دو بردار ولتاژ صفر بدست می‌آید. شش بردار غیر صفر، محورهای شش ضلعی منتظم فرضی را بصورت شکل ۴-۵ تولید می‌کنند [۳۴]. زاویه بین هر دو بردار غیر صفر مجاور یکدیگر ۶۰ درجه می‌باشد. به کمک ماتریس C، ولتاژهای سه فاز مرجع و یا مطلوب به دستگاه " $\alpha\beta$ " منتقل می‌شوند که در شکل ۴-۶ با $v_{ref \alpha\beta}$ نشان داده شده است.

1- Clarke

جدول ۴-۱: رابطه بین بردارهای ولتاژ و متغیر سوئیچینگ و ولتاژهای فاز به نول و فاز به فاز تولیدی در هر حالت

بردارهای ولتاژ	بردارهای متغیر سوئیچینگ			ولتاژ فاز به نول			ولتاژ خط		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
V_2	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
V_3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
V_4	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
V_5	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
V_6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0



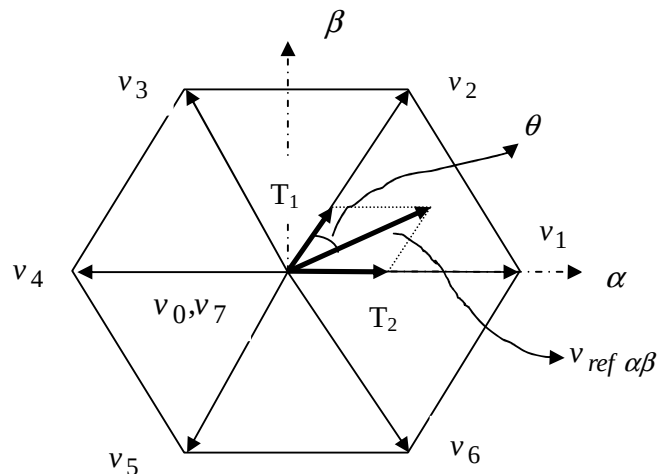
شکل ۴-۴: هشت بردار ولتاژ

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (۳-۴)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (۴-۴)$$

در روش مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی باید بدانیم که ولتاژ مرجع در کدام ناحیه قرار دارد و دو بردار مجاور به آن کدام بردارهای ولتاژ می‌باشند و همچنین هر کدام از بردارهای ولتاژ چه مدت زمانی روشن می‌باشند. در هر ناحیه، بردار مرجع توسط دو بردار مجاورش ساخته می‌شود.

هر دوره تناوب سوئیچینگ T_s نیز مطابق شکل ۴-۶ به ۷ بازه زمانی تقسیم می شود.



شکل ۴-۵: شش ضلعی مجازی ساخته شده با شش بردار ولتاژ غیر صفر

$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
-----------------	-----------------	-----------------	-----------------	-----------------	-----------------	-----------------

شکل ۴-۶: تقسیم بندی یک دوره سوئیچینگ

هر کدام از ۷ بازه زمانی فوق، مدت زمانی را تعیین می کنند که در آن بازه زمانی، سوئیچهای مجاور بردار ولتاژ مرجع باید روشن شوند.

مقادیر T_0 و T_1 و T_2 با استفاده از روابط زیر محاسبه می شوند:

$$T_1 = \sqrt{2} T_s \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} \cos(\theta + 30) \quad (S) \quad (5-4)$$

$$T_2 = \sqrt{2} T_s \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} \sin(\theta) \quad (S) \quad (6-4)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (S) \quad (7-4)$$

برای تعیین زاویه θ در هر لحظه، از بردار $v_{ref \alpha\beta}$ استفاده می شود. به طوریکه این بردار در هر لحظه در یکی از ۶ ناحیه شش ضلعی، قرار خواهد گرفت. زاویه θ ، زاویه ای است که بردار مرجع در جهت مثلاثاتی با بردار ولتاژ مجاور خود -یکی از محورهای شش ضلعی- می سازد.

از مجموع بحث فوق می‌توان به این نتیجه رسید که برای هر دوره تناوب سوئیچینگ T_s باید مقادیر T_0 و T_1 و T_2 را به همراه بردارهای متغیر سوئیچینگ آن دوره، بدست آورد و آنها را به سوئیچ‌های اینورتر اعمال کرد.

باید توجه داشت که شرط لازم جهت استفاده از روش مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی برای تولید ولتاژ مطلوب در خروجی اینورتر منبع ولتاژی این است که بردار $v_{ref} \alpha\beta$ همواره در داخل شش ضلعی متقارن، واقع شده باشد در صورتیکه این ولتاژ، درون شش ضلعی متقارن محصور نشده باشد، مقدار T_0 منفی خواهد شد و به عبارت دیگر ۴-۸ صادق است.

$$T_s < (T_1 + T_2) \quad (۴-۸)$$

در صورت صادق بودن ۴-۸، فرا مدولاسیون^۱ اتفاق خواهد افتاد و اینورتر قادر به ساخت شکل موج ولتاژ مطلوب نخواهد بود.

فصل پنجم

کنترل برداری موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

۵-۱: مقدمه

این فصل به شبیه‌سازی و بررسی کیفیت ولتاژ تغذیه کننده سیم‌پیچ‌های استاتور، نوسانات گشتاور و سرعت موتور DC بدون جاروبک به روش کنترل برداری اختصاص داده شده است. دو روش مدولاسیون هیستریزس و مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی توضیح داده شده در فصل سوم برای سوئیچینگ کلیدهای اینورتر تغذیه کننده سیم‌پیچ‌های استاتور موتور DC بدون جاروبک استفاده شده‌اند. در هر دو حالت سرعت موتور توسط یک کنترل کننده PI کنترل شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها با یکدیگر مقایسه خواهند شد و با توجه به نتایج شبیه‌سازی می‌توان بیان کرد که کدام روش مدولاسیون و با چه شرایطی بهتر عمل می‌کند.

۵-۲: شبیه‌سازی درایو موتور DC بدون جاروبک

شبیه‌سازی موتور با توجه به فرمول‌ها و روابط بیان شده در فصل دوم این پایان نامه انجام می‌شود. مشخصات درایو موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم در جدول ۵-۱ ارائه شده است. همچنان که قبلاً هم بیان شد، روش کنترلی مورد استفاده در این شبیه‌سازی‌ها، کنترل برداری است. این روش کنترلی بسیار معمول و مرسوم است و در بیشتر شبیه‌سازی‌های موتورهای الکتریکی از این روش کنترلی استفاده می‌شود. با توجه به شکل ۵-۱(الف) برای کنترل سرعت، ابتدا حاصل تفاضل بین سرعت مطلوب و سرعت اندازه‌گیری شده توسط سنسورهای تشخیص موقعیت روتور به یک بلوک کنترل کننده PI وارد می‌شود. این بلوک کنترلی سعی در کم کردن سیگنال خطای سرعت می‌کند و خروجی این بلوک به عنوان گشتاور الکترومغناطیسی مطلوب معرفی می‌شود. به کمک ۵-۱ جریان مطلوب در جهت محور عمودی^۱ محاسبه می‌شود. برای افزایش گشتاور الکترومغناطیسی، جریان

1- Quadrature-axis

مطلوب در جهت محور مستقیم^۱ صفر فرض می‌شود. با استفاده از عکس ماتریس انتقال پارک می‌توان جریان‌های مطلوب را در دستگاه "abc" بدست آورد.

$$i_{qref} = \frac{2}{3} \times \frac{2}{P} \times \frac{T_{eref}}{\lambda'_m} \quad [A] \quad (۱-۵)$$

جدول ۱-۵: اطلاعات کاملی از درایو ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

$\lambda'_{m1} = 0.763 \text{ (turn.Wb)}$	دامنه شار پیوندی
$L_{md} = L_{mq} = 0.0383505 \text{ (H)}$	اندوکتانس‌های مغناطیس کنندگی محورهای مستقیم و عمودی
$L_{aa} = 0.026667 \text{ (H)}$	اندوکتانس خودی سیم‌پیچ‌های استاتور
$M = 0.006667 \text{ (H)}$	اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچ‌های استاتور
$L_{ls} = 1.1 \text{ (H)}$	اندوکتانس نشتی
$r_s = 1 \text{ } \Omega$	مقاومت سیم‌پیچ‌های استاتور
$J = 0.005 \text{ (kg.m}^2\text{)}$	اینرسی کلی روتور و بار
$P = 4$	تعداد قطب‌ها
$B_m = 0.01 \text{ (}\frac{\text{N.m.sec}}{\text{rad}}\text{)}$	ضریب بار اصطکاکی متناسب با سرعت
$T_l = 10 \text{ (N.m)}$	بار ثابت مکانیکی از لحظه $t=0 \text{ s} - 0.5 \text{ s}$
$T_l = 40 \text{ (N.m)}$	بار ثابت مکانیکی از لحظه $t=0.5 \text{ s} - 1 \text{ s}$
$V_{dc} = 220 \text{ (V)}$	ولتاژ منبع DC
$f = 1 \text{ (kHz)}$	فرکانس سوئیچینگ در مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی
$H.B=0.2$	پهنای باند هیستریزیس

مطابق با توضیحات قبلی ارائه شده در مورد روش مدولاسیون هیستریزیس در فصل سوم و شکل ۵-۵-

۱(ب)، جریان‌های مرجع یا مطلوب و جریان اندازه‌گیری شده توسط ترانسفورماتورهای جریان^۲ (CT)

وارد بلوک هیستریزیس می‌شوند. در نتیجه فرمان‌های لازم، جهت آتش کردن سوئیچ‌های اینورتر منبع

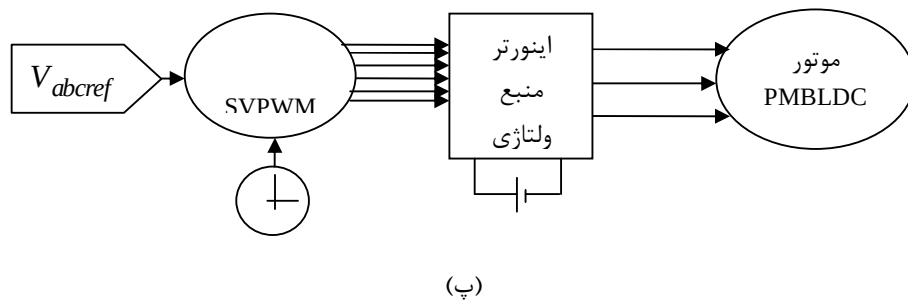
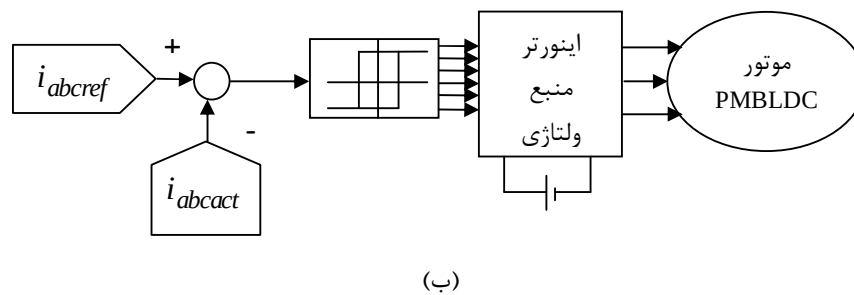
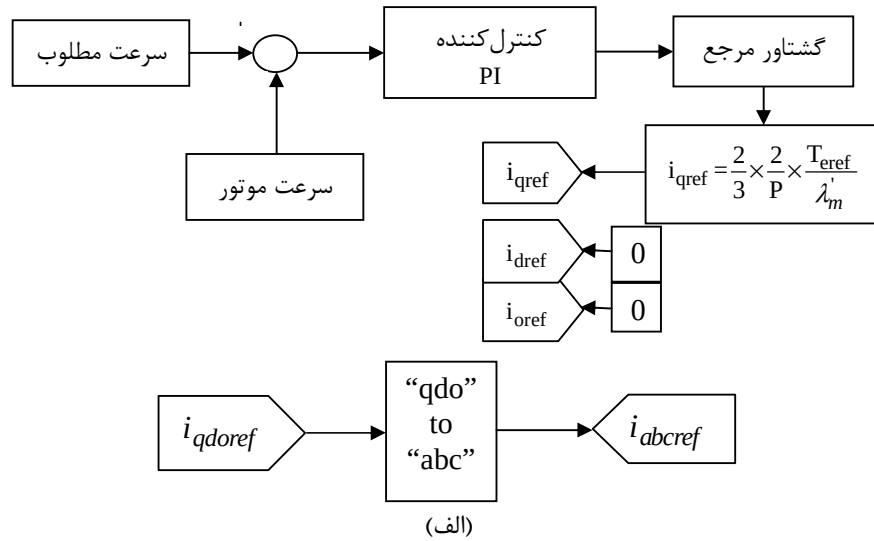
ولتاژی تولید می‌شوند. در روش مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی، ولتاژهای مطلوب مورد نیاز

می‌باشند. با استفاده از جریان‌های مطلوب بدست آمده در دستگاه "abc" و معادله‌های ۵-۲-۴-۵

ولتاژهای مطلوب بدست می‌آیند و به کمک مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی توضیح داده شده در

1- Direct-axis
2- Current Transformer

فصل سوم و شکل ۵-۱ (پ)، سیگنال‌های آتش مورد نیاز، جهت روشن شدن سوئیچ‌های اینورتر دو سطحی سه فاز منبع ولتاژی فراهم می‌شوند.



شکل ۵-۱: (الف) بلوک دیاگرام کنترل سرعت و کنترل برداری، (ب) مدولاسیون هیستریزس، و (پ) مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی

$$v_{aref} = r_s i_{aref} + (L_s - M) \frac{di_{aref}}{dt} + e_a \quad [V] \quad (۲-۵)$$

$$v_{bref} = r_s i_{bref} + (L_s - M) \frac{di_{bref}}{dt} + e_b \quad [V] \quad (۳-۵)$$

$$v_{cref} = r_s i_{cref} + (L_s - M) \frac{di_{cref}}{dt} + e_c \quad [V] \quad (4-5)$$

شکل‌های ۸-۵-۲-۵ نتایج حاصل از شبیه‌سازی موتور DC بدون جاروبک که از روش مدولاسیون هیستریزس^۱ برای آتش کردن سوئیچ‌های اینورتر تغذیه کننده موتور استفاده شده است را نشان می‌دهند. شکل‌های ۱۵-۵-۹-۵ مربوط به نتایج حاصل از شبیه‌سازی موتور DC بدون جاروبک می‌باشند که از روش مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی^۲ برای آتش کردن سوئیچ‌ها استفاده شده است. شکل ۴-۵ نمودار میله‌ای مربوط به هارمونیک‌های ولتاژ خط تولید شده توسط اینورتر با مدولاسیون هیستریزس را نشان می‌دهد. همانطور که نشان داده شده است اندازه هارمونیک‌ها ترتیب خاصی ندارند و اعوجاج هارمونیک کلی^۳ (THD) مربوط به ولتاژ خط تغذیه کننده سیم‌پیچ‌های استاتور برابر با ۱/۸۰٪ است. دامنه هارمونیک اصلی برای رسیدن به سرعت مطلوب ۶۰۰ rpm برابر با ۱۷۵/۸ ولت می‌باشد. شکل ۱۱-۵ نمودار میله‌ای مربوط به طیف هارمونیک‌های ولتاژ خط تولید شده توسط اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی را نشان می‌دهد. همانطور که نشان داده شده است اندازه هارمونیک‌ها در اطراف فرکانس سوئیچینگ افزایش یافته‌اند. فرکانس سوئیچینگ برابر با ۱۰۰۰ هرتز است. THD مربوط به ولتاژ خط تولید شده توسط اینورتر منبع ولتاژی برابر با ۰/۷۸٪ است. پس می‌توان نتیجه گرفت که شکل موج ولتاژ اعمال شده به سیم‌پیچ‌های استاتور موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم از لحاظ کیفیت بهتر است. با این وجود، ولتاژ تولید شده هنوز هم دارای اعوجاج زیادی است و شکل موج ولتاژ تغذیه کننده موتور به فیلتر نیاز دارد. دامنه مولفه اصلی برای رسیدن به سرعت مطلوب ۶۰۰ rpm برابر با ۱۷۶ ولت می‌باشد. یعنی در هر دو روش مدولاسیون برای رسیدن به سرعت ۶۰۰ rpm به دامنه مولفه اصلی ولتاژی حدود ۱۷۶ ولت نیاز می‌باشد.

با توجه به شکل موج‌های جریان و گشتاور به خوبی می‌توان به این نکته پی برد که در لحظه $t=0/5s$ یک بار مکانیکی $30 N.m$ روی شافت موتور اعمال می‌شود. شکل‌های ۵-۶(a) و ۵-۱۳(a) سرعت موتور

1- Hysteresis Modulation (HM)

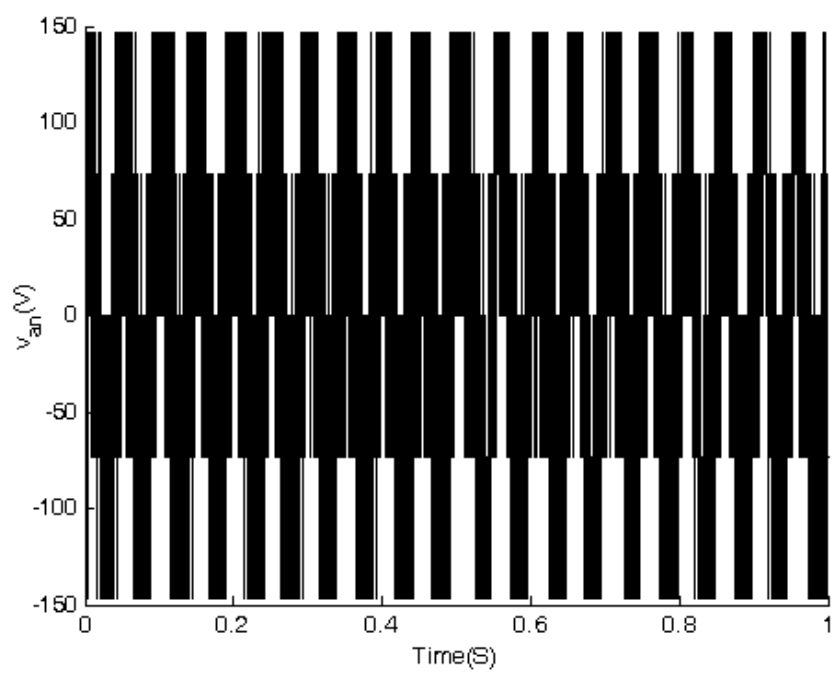
2- Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)

3- Total Harmonic Distortion

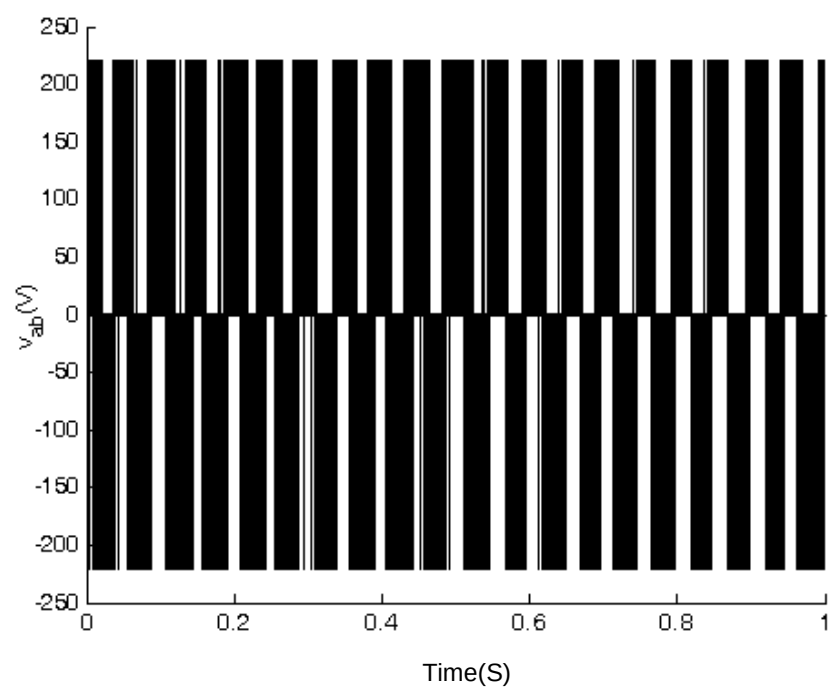
را از لحظه راه‌اندازی تا رسیدن به سرعت مکانیکی مطلوب ۶۰۰ دور در دقیقه نشان می‌دهند. شکل ۵-۶ (a) سرعت موتور را زمانی که از اینورتر با مدولاسیون هیستریزس برای تغذیه سیم‌پیچ‌های استاتور استفاده می‌شود نشان می‌دهد و شکل ۵-۱۳ (a) سرعت موتور را زمانی که سیم‌پیچ‌های استاتور از طریق اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی تغذیه می‌شوند نشان می‌دهد. شکل‌های ۵-۶ (b) و ۵-۱۳ (b) نوسانات سرعت موتور را در حالت مانا قبل از افزایش بار مکانیکی به تصویر کشیده‌اند. همانطور که مشاهده می‌کنید سرعت روتور زمانی که موتور از طریق اینورتر با مدولاسیون هیستریزس تغذیه می‌شود بین $599/5 \text{ rpm}$ تا $600/5 \text{ rpm}$ نوسان می‌کند و زمانی که توسط اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی تغذیه می‌شود سرعت موتور بین $597/5 \text{ rpm}$ تا $602/5 \text{ rpm}$ نوسان می‌کند. با افزایش بار به 40 N.m دامنه نوسانات سرعت زمانی که از روش مدولاسیون هیستریزس استفاده می‌شود به $599/2 \text{ rpm}$ تا $600/8 \text{ rpm}$ محدود می‌شود. زمانی که از روش مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی استفاده می‌شود دامنه نوسانات زیاد تغییر نمی‌کند. این موضوع در شکل‌های ۵-۶ (c) و ۵-۱۳ (c) به وضوح قابل مشاهده می‌باشد.

شکل ۵-۷ (a) گشتاور الکترومغناطیسی را از زمان راه‌اندازی موتور تغذیه شده توسط اینورتر با مدولاسیون هیستریزس نشان می‌دهد و شکل ۵-۱۴ (a) گشتاور الکترومغناطیسی را از زمان راه‌اندازی موتور تغذیه شده توسط اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی نشان می‌دهد. شکل‌های ۵-۷ (b) و ۵-۱۴ (b) نوسانات گشتاور الکترومغناطیسی را در حالت مانا قبل از افزایش بار مکانیکی -یعنی زمانی که بار روی موتور بار اصطکاکی متناسب با سرعت موتور و یک بار ثابت مکانیکی برابر با $N.m$ می‌باشد- به تصویر کشیده‌اند. همانطور که مشاهده می‌کنید گشتاور الکترومغناطیسی موتور زمانی که موتور از طریق اینورتر با مدولاسیون هیستریزس تغذیه می‌شود بین $10/5 \text{ N.m}$ تا 12 N.m نوسان می‌کند و زمانی که توسط اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی تغذیه می‌شود، گشتاور الکترومغناطیسی موتور بین $10/25 \text{ N.m}$ تا $12/2 \text{ N.m}$ نوسان می‌کند. به عبارت دیگر، نوسانات

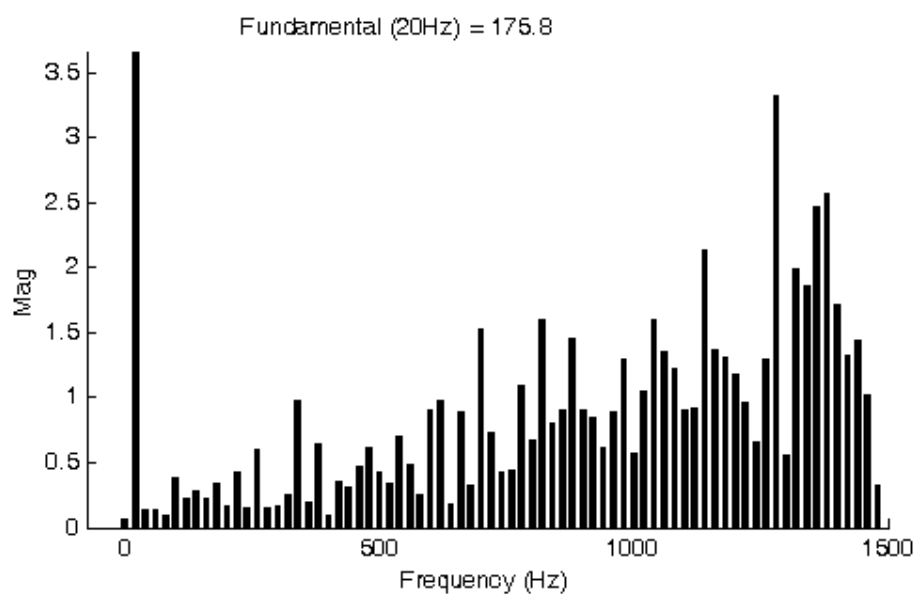
گشتاور الکترومغناطیسی موتور زمانی که از طریق اینورتر با مدولاسیون هیستریزس تغذیه می‌شود در مقایسه با زمانی که موتور توسط اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی تغذیه می‌شود، حدوداً ۲۰ درصد کاهش می‌یابد. شکل‌های ۵-۷(c) و ۵-۱۴(c) نوسانات گشتاور الکترومغناطیس را در حالت مانا بعد از افزایش بار مکانیکی به تصویر کشیده‌اند. همانطور که مشاهده می‌کنید، گشتاور الکترومغناطیسی موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم زمانی که موتور از طریق اینورتر با مدولاسیون هیستریزس تغذیه می‌شود بین $40/5 N.m$ تا $42 N.m$ نوسان می‌کند و زمانی که توسط اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی تغذیه می‌شود، گشتاور الکترومغناطیسی موتور بین $40 N.m$ تا $42/5 N.m$ نوسان می‌کند. به عبارت دیگر، نوسانات گشتاور الکترومغناطیسی موتور زمانی که از طریق اینورتر با مدولاسیون هیستریزس تغذیه می‌شود در مقایسه با زمانی که موتور توسط اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی تغذیه می‌شود، حدوداً ۴۰ درصد کاهش می‌یابد. در شکل‌های ۵-۸ و ۵-۱۵ شکل موج سرعت موتور بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی نشان داده شده‌اند. با توجه به این شکل‌ها، زمانیکه از روش مدولاسیون هیستریزس استفاده می‌شود، فراجهبش گشتاور کمتر می‌باشد و به عبارت بهتر به روتور نیروی کمتری وارد می‌شود. زمانی که موتور توسط اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی تغذیه می‌شود نوسانات گشتاور و سرعت با اندازه بزرگتری اتفاق می‌افتد و حالت گذرای بدتری دارد. این موضوع باعث صدمه دیدن شافت می‌گردد.



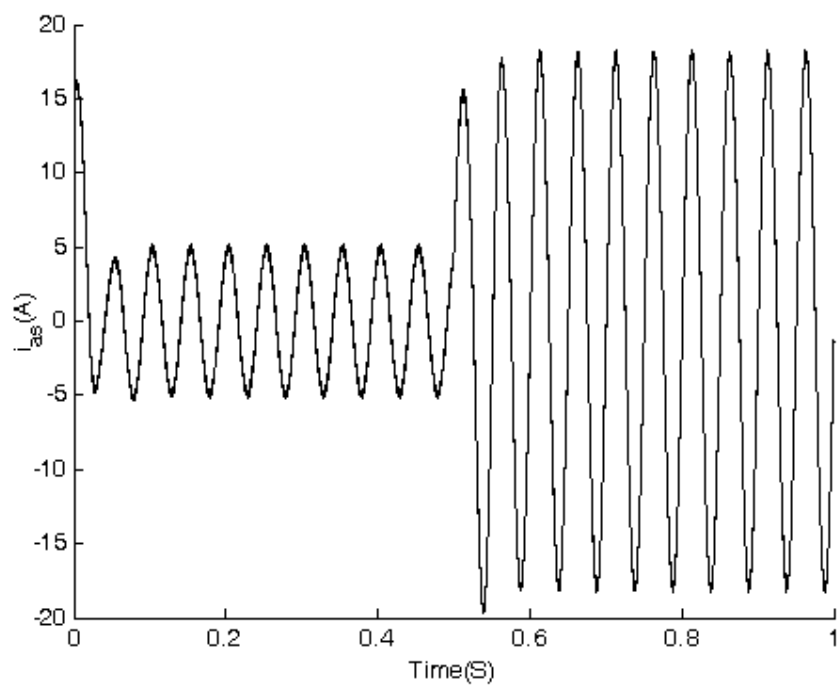
شکل ۵-۲: شکل موج ولتاژ فاز به نول موتور، HM



شکل ۵-۳: شکل موج ولتاژ فاز به فاز موتور، HM

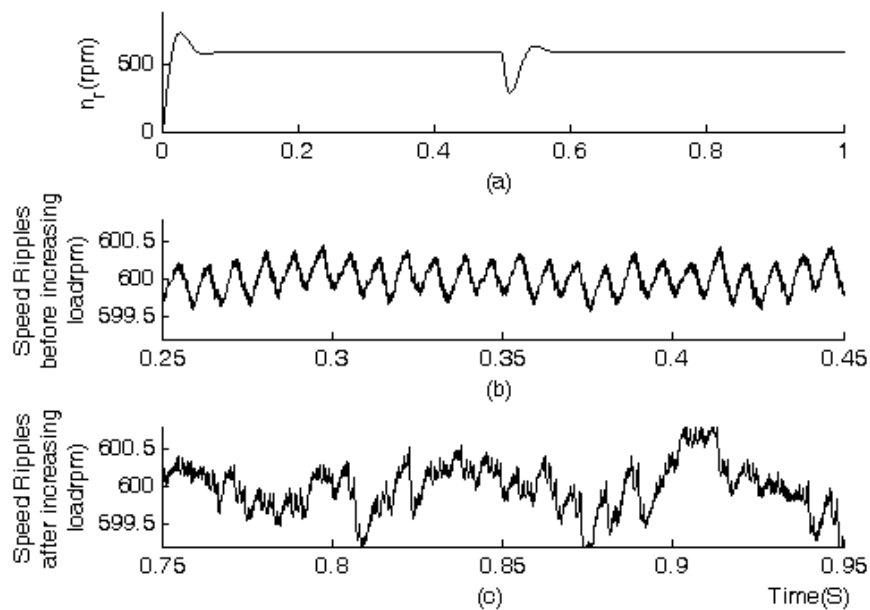


شکل ۴-۵: اندازه مولفه‌های هارمونیک ولتاژ خط، HM



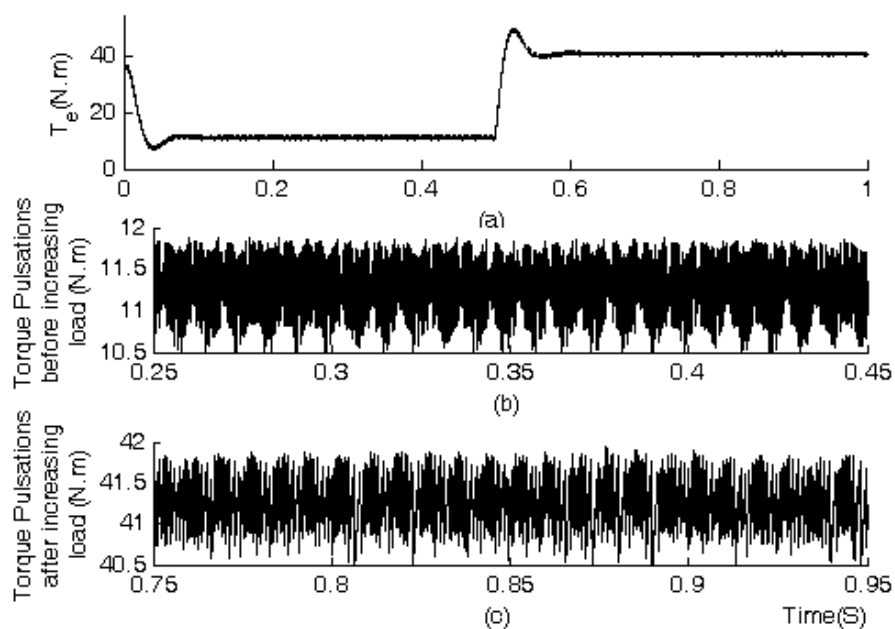
شکل ۵-۵: شکل موج جریان ورودی به موتور که در لحظه $t=0/5s$ بار مکانیکی $30 N.m$ روی شافت اضافه شده

است، HM



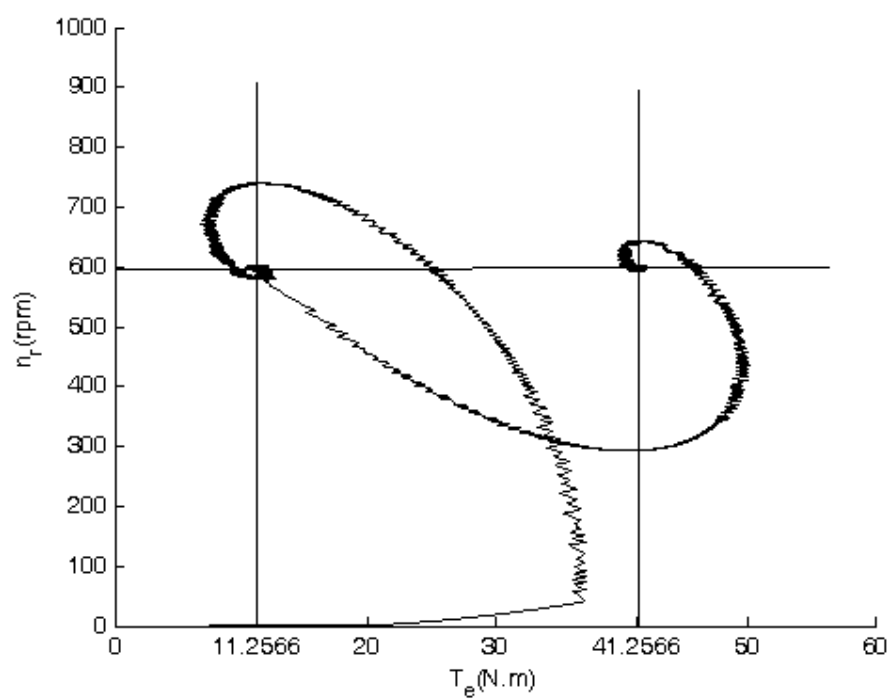
شکل ۵-۶: (a) شکل موج سرعت موتور، (b) نوسانات سرعت قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات

سرعت با بار ثابت 40 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت، HM

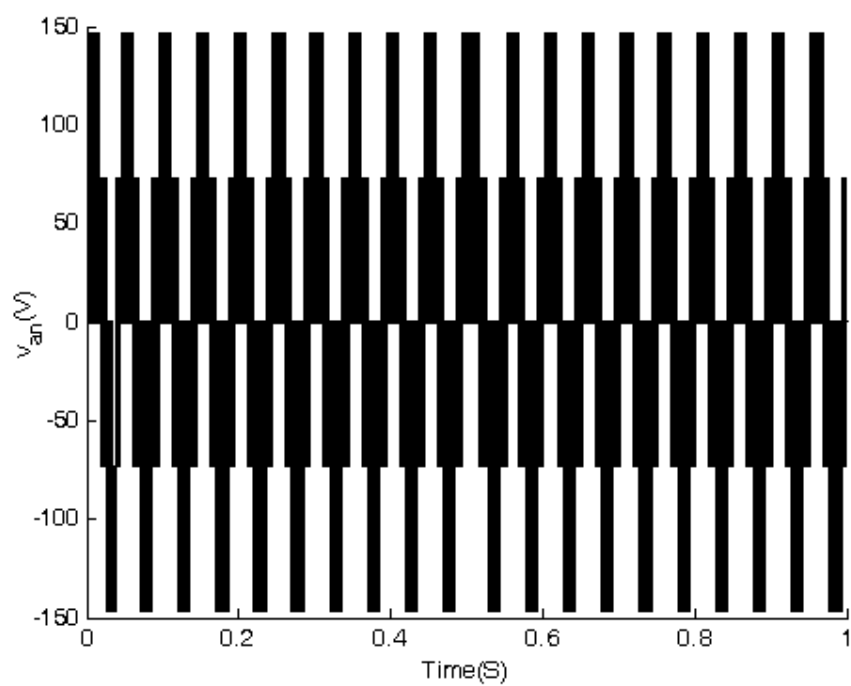


شکل ۵-۷: (a) شکل موج گشتاور الکترومغناطیسی، (b) نوسانات گشتاور قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c)

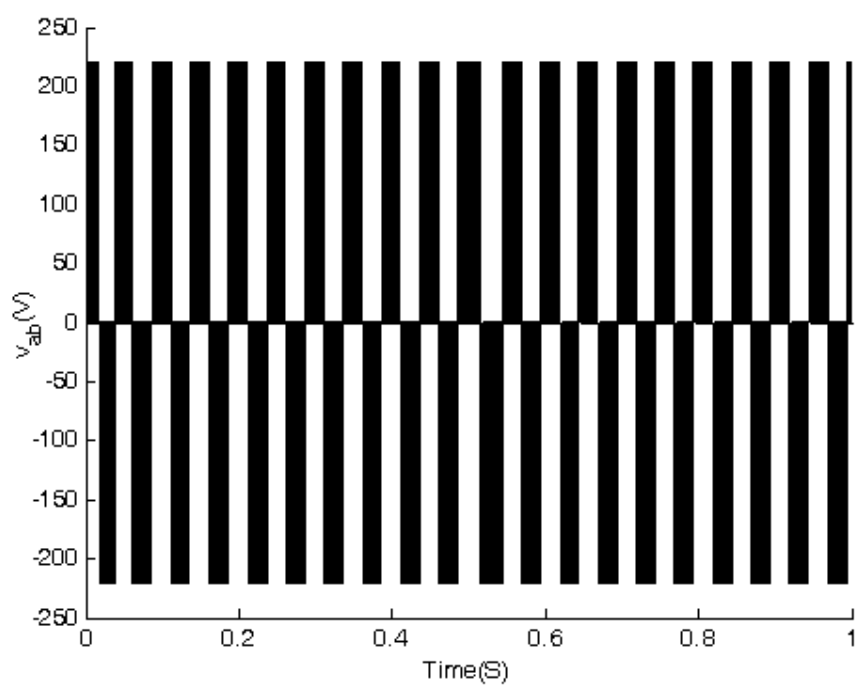
نوسانات گشتاور با بار ثابت 40 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت، HM



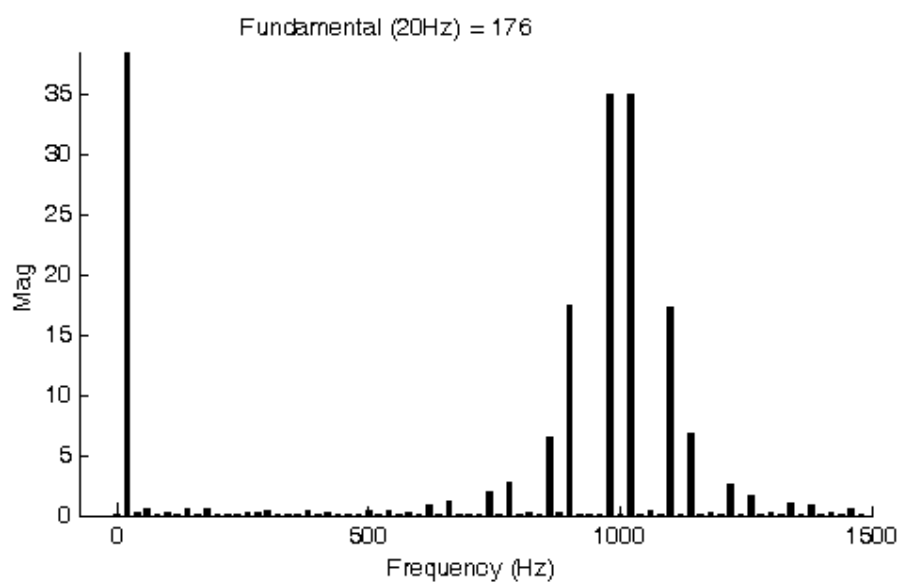
شکل ۵-۸: شکل موج سرعت بر حسب گشتاور الکترومغناطیس، HM



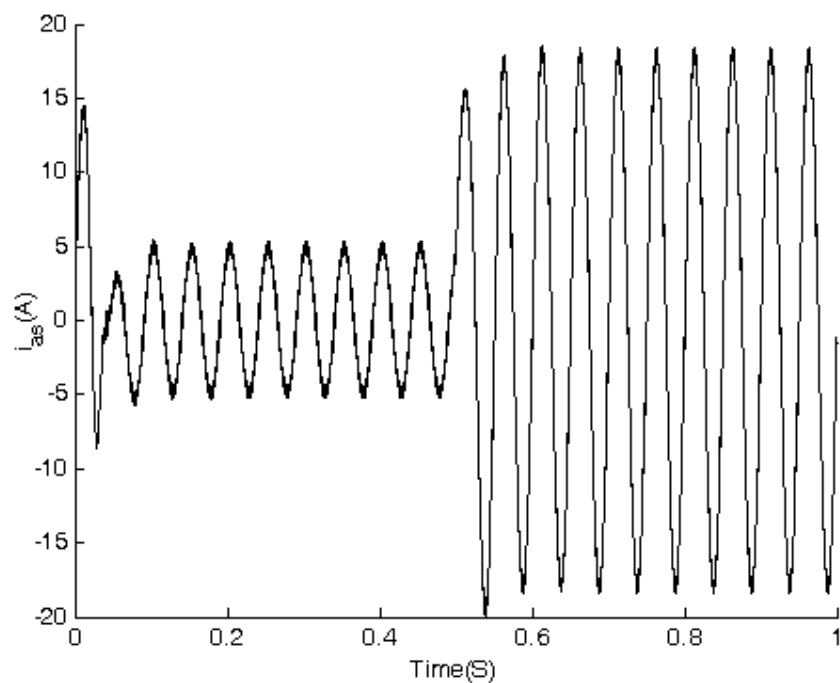
شکل ۵-۹: شکل موج ولتاژ فاز به نول موتور، SVPWM



شکل ۵-۱۰: شکل موج ولتاژ فاز به فاز موتور، SVPWM

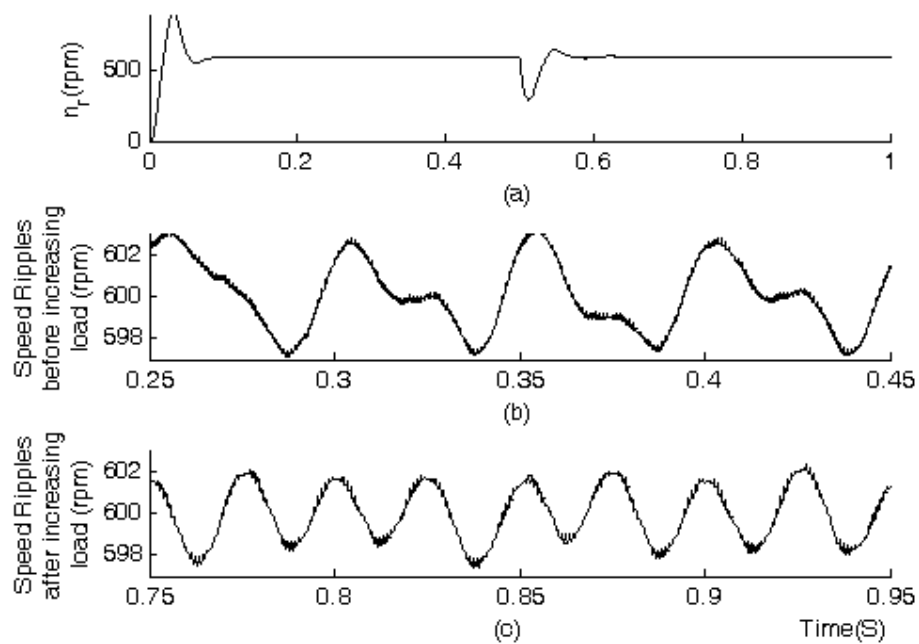


شکل ۵-۱۱: اندازه مولفه‌های هارمونیک ولتاژ خط، SVPWM



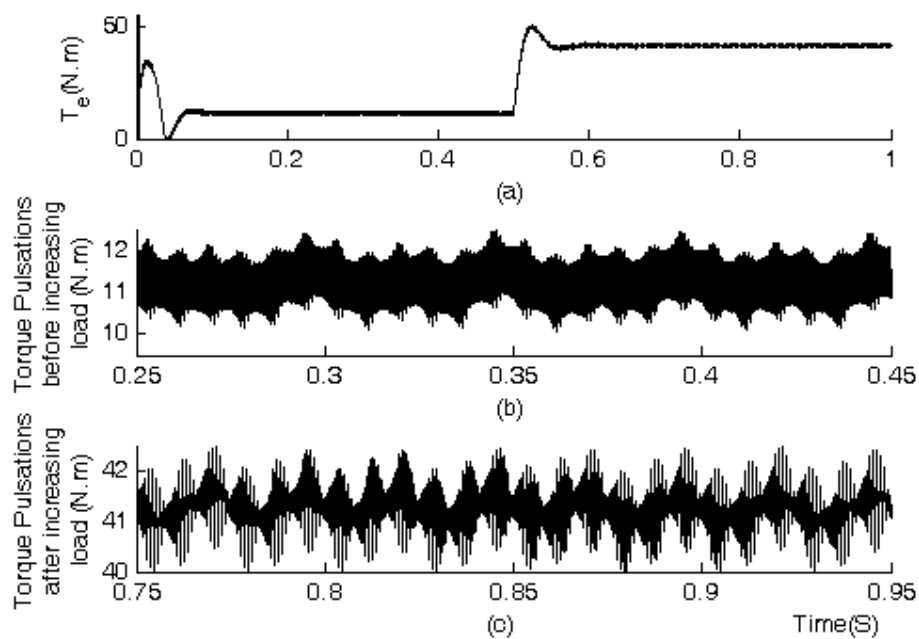
شکل ۵-۱۲: شکل موج جریان ورودی به موتور که در لحظه $t=0.5$ بار مکانیکی 30 N.m روی شافت اضافه شده

است، SVPWM



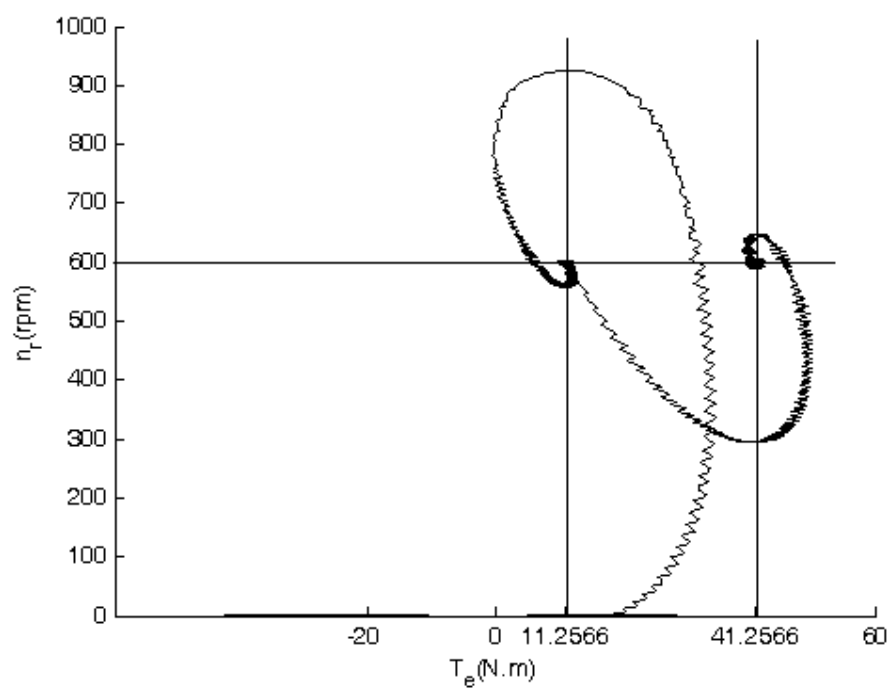
شکل ۵-۱۳: (a) شکل موج سرعت موتور، (b) نوسانات سرعت قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات

سرعت با بار ثابت 40 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت، SVPWM



شکل ۵-۱۴: (a) شکل موج گشتاور الکترومغناطیسی، (b) نوسانات گشتاور قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c)

نوسانات گشتاور با بار ثابت 40 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت، SVPWM



شکل ۵-۱۵: شکل موج سرعت بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی، SVPWM

فصل ششم

آشنایی با مبدل‌های چند سطحی

۶-۱: مقدمه

در سال‌های اخیر استفاده از تجهیزات توان بالا رواج بسیار زیادی یافته است. درایوهای AC بکار رفته در صنایع توان بالا معمولاً به شبکه‌های ولتاژ متوسط یا ولتاژ بالا متصل می‌شوند. استفاده از نیمه‌هادی‌های قدرت تکفاز در شبکه‌های ولتاژ متوسط بسیار سخت و دشوار می‌باشد. با پدیدار شدن اینورترهای چند سطحی این مشکل برطرف گردید و حتی می‌توان نیمه‌هادی‌های قدرت را به شبکه‌های ولتاژ بالا نیز متصل کرد [۳۶] - [۳۸].

۶-۱-۱: مزایای اینورترهای چند سطحی

در اینجا به خصوصیت‌های بسیار مهم اینورترهای چند سطحی که باعث کاربرد بیشتر آنها در کنترل تجهیزات صنعتی مختلف از جمله پمپ‌ها، موتورهای، آسیاب‌ها، فن‌ها و تسمه نقاله‌ها شده است اشاره می‌شود. به عبارت بهتر، یک مبدل چند سطحی نسبت به یک اینورتر دو سطحی دارای مزایای بی‌شماری است که این مزایا باعث جایگزینی اینورترهای چند سطحی بجای اینورترهای دو سطحی شده است [۴۰] - [۴۴].

(۱) اینورترهای چند سطحی، نه تنها ولتاژ خروجی با اعوجاج کمتری تولید می‌کند، بلکه استرس-

های مربوط به $\frac{dv}{dt}$ کمتری نیز تولید می‌کند.

(۲) جریان‌های کشیده شده دارای اعوجاج کمتری می‌باشند.

(۳) اینورترهای چند سطحی، ولتاژ مود مشترک کوچک‌تری تولید می‌نمایند. بنابراین استرس‌های

وارد شده بر یاتاقان‌های موتورهای تغذیه شده توسط اینورترهای چند سطحی کاهش خواهد

یافت. علاوه بر این، با استفاده از روش‌های مدولاسیون پیشرفته حتی می‌توان ولتاژ مود

مشترک را حذف کرد.

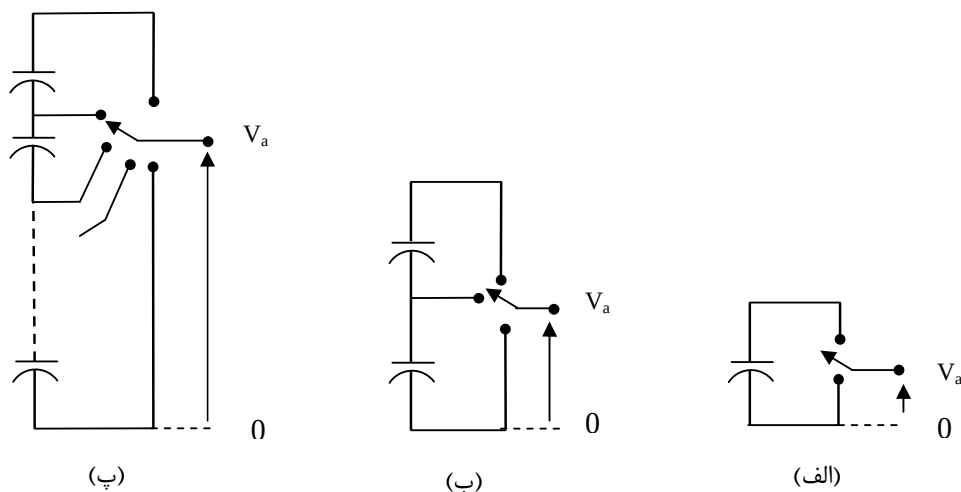
(۴) اینورترهای چند سطحی در دو فرکانس سوئیچینگ اصلی و مدولاسیون پهنای پالس کار

می‌کنند. فرکانس سوئیچینگ کمتر به معنی تلفات سوئیچینگ کمتر و بازده بالاتر می‌باشد.

متأسفانه، اینورترهای چند سطحی، دارای معایبی نیز می‌باشند. یکی از این معایب این است که به تعداد عناصر الکترونیک قدرت بیشتری نیاز دارند. اگرچه آنها به سوئیچ‌های با ولتاژ نامی پایین‌تری نیاز دارند ولی با این حال ممکن است که تلفات سوئیچینگ و قیمت کلی سیستم، بیشتر از اینورترهای دو سطحی شود.

۶-۲: ساختار اینورترهای چند سطحی

اینورترهای چند سطحی شامل یک سری نیمه‌هادی‌های قدرت و خازن‌ها و منابع ولتاژ DC می‌باشند و شکل موج‌های ولتاژ تولید شده توسط این اینورترهای چند سطحی بصورت پلکانی می‌باشند. شکل ۶-۱ طرح کلی از یک پایه که مربوط به یک فاز مبدل می‌باشد با تعداد سطوح مختلف نمایش می‌دهد. یک اینورتر سه سطحی، شکل موجی با سه سطح مختلف تولید می‌نماید که مقادیر این سطوح 0 ، $V_{DC}/2$ و $-V_{DC}/2$ می‌باشند و یک اینورتر m سطحی نیز m سطح مختلف تولید می‌کند.



شکل ۶-۱: یک پایه اینورتر (الف) دوسطحی، (ب) سه سطحی و (پ) m سطحی

کاربرد اینورترهای چند سطحی با اینورتر سه سطحی توسط دانشمندی به نام نبی^۱ آغاز شد [۴۵]. با افزایش تعداد سطوح اینورتر ولتاژی، ولتاژ خروجی دارای پله‌های بیشتری خواهد شد و در نتیجه

شکل موج تولید شده دارای اعوجاج کمتری می‌باشد. از طرف دیگر، افزایش تعداد سطوح اینورتر باعث پیچیدگی کنترل و مشکلات نامتعادلی ولتاژ خواهد شد.

با جستجوهای انجام شده در اینترنت، مشخص می‌شود که کاربرد اینورترهای چند سطحی تقریباً به ۳۰ سال قبل بر می‌گردد. اولین اینورتر چند سطحی در سال ۱۹۷۵ میلادی با ساختار چند سلولی طبقاتی شده با منابع DC جداگانه^۱ متولد شد. در سال ۱۹۸۰، دانشمندان با تغییرات مدبرانه در این ساختار، به ساختار دیگری به نام اینورتر با دیود محدود شده^۲ دست یافتند [۴۶]. این نوع اینورتر، به نام اینورتر با نقطه خنثی محدود شده (NPC^۳) نیز مشهور می‌باشد. در دهه ۱۹۹۰، اینورترهای با خازن محدود شده^۴ نیز پا به عرصه حضور گذاشتند [۴۷]، [۴۸].

در زیر اسامی ساختارهای مهم و مختلف به همراه توضیحات لازم ارائه شده است.

(۱) دیود محدود شده (نقطه خنثی محدود شده) [۴۹]، [۵۰]

(۲) خازن محدود شده (خازن‌های شناور) [۵۱]

(۳) چند سلولی طبقاتی شده با منابع DC جداگانه [۵۲]، [۵۳]

۶-۲-۱: اینورتر چند سلولی طبقاتی شده با منابع DC جداگانه

در این ساختار تعداد سلول‌ها طبقاتی با تعداد منابع DC مجزا برابر است. در یک مبدل m سطحی، تعداد سلول‌های مورد نیاز برای هر فاز برابر با $\frac{m-1}{2}$ است. در نتیجه تعداد سطوح ولتاژ در این ساختار همیشه فرد است. یک ساختار تک فاز از یک اینورتر طبقاتی پنج سطحی در شکل ۶-۲ نشان داده شده است. هریک از منابع DC جداگانه به یک اینورتر تمام پل یا H پل تک فاز متصل شده‌اند. هر سلول اینورتر می‌تواند سه سطح ولتاژ خروجی مختلف 0 ، $V_{DC}/2$ ، $-V_{DC}/2$ را از طریق ترکیب‌های مختلف چهار سوئیچ S_1 ، S_2 ، S_3 و S_4 تولید کند. با روشن کردن سوئیچ‌های S_1 و S_4 سطح ولتاژی

1- Cascaded Multicell with Separate DC Sources

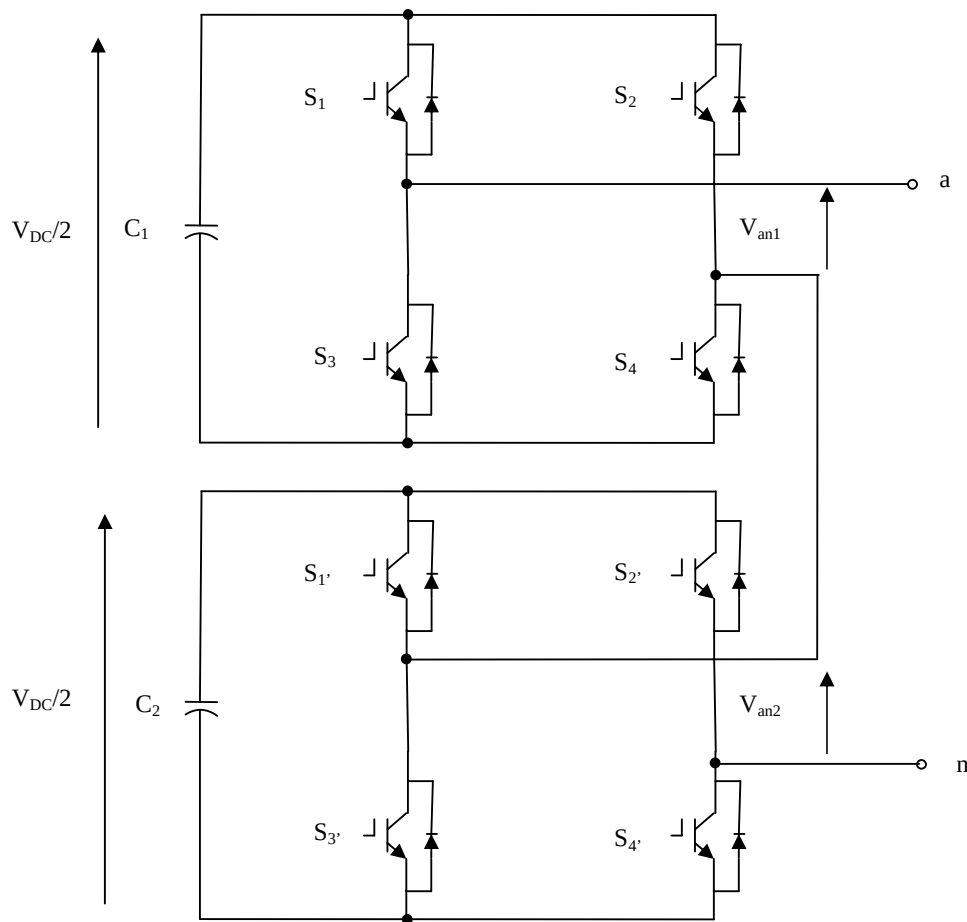
2- Diode-clamped (neutral-clamped)

3- Neutral-Point Clamped

4- Capacitor-clamped (flying capacitors)

معادل $V_{DC}/2$ تولید می‌شود. برای تولید کردن سطح ولتاژی برابر با $-V_{DC}/2$ ، باید سوئیچ‌های S_2 و S_3 روشن شوند. با روشن شدن سوئیچ‌های $(S_1$ و $S_2)$ یا $(S_3$ و $S_4)$ ، سطح ولتاژ خروجی صفر حاصل می‌شود. خروجی‌های AC هر یک از سلول‌های اینورتر تمام پل مختلف بصورت سری متصل می‌شوند. در نتیجه مجموع خروجی‌های هر سلول اینورتر، به عنوان ولتاژهای خروجی اینورتر چند سطحی با ساختار چند سلولی طبقاتی شده با منابع DC جداگانه به حساب می‌آیند.

در جدول ۶-۱ نحوه سوئیچینگ مربوط به یک اینورتر پنج سطحی با ساختار چند سلولی طبقاتی شده با منابع DC جداگانه نشان داده شده است.



شکل ۶-۲: ساختار تک فاز از یک اینورتر طبقاتی پنج سطحی با منابع‌های DC مجزا

جدول ۶-۱: نحوه سوئیچینگ مربوط به یک اینورتر پنج سطحی با ساختار چند سلولی طبقاتی شده با منابع DC جداگانه

S_1	S_2	S_3	S_4	$S_{1'}$	$S_{2'}$	$S_{3'}$	$S_{4'}$
$V_{an}=V_{DC}/2$							
۱	۰	۰	۱	۱	۰	۰	۱
$V_{an}=V_{DC}/4$							
۱	۰	۰	۱	۱	۱	۰	۰
۱	۰	۰	۱	۰	۰	۱	۱
۱	۱	۰	۰	۱	۰	۰	۱
۰	۰	۱	۱	۱	۰	۰	۱
$V_{an}=0$							
۱	۰	۰	۱	۰	۱	۱	۰
۱	۱	۰	۰	۱	۱	۰	۰
۱	۱	۰	۰	۰	۰	۱	۱
۰	۰	۱	۱	۱	۱	۰	۰
۰	۰	۱	۱	۰	۰	۱	۱
۰	۱	۱	۰	۱	۰	۰	۱
$V_{an}=-V_{DC}/4$							
۱	۱	۰	۰	۰	۱	۱	۰
۰	۰	۱	۱	۰	۱	۱	۰
۰	۱	۱	۰	۱	۱	۰	۰
۰	۱	۱	۰	۰	۰	۱	۱
$V_{an}=-V_{DC}/2$							
۰	۱	۱	۰	۰	۱	۱	۰

۶-۲-۲: اینورتر با دیود محدود شده

در یک اینورتر m سطحی با ساختار دیود محدود شده، تعداد سوئیچ‌های قدرت، خازن‌های باس DC و دیودهای محدود کننده بترتیب برابر با $2(m-1)$ ، $m-1$ و $(m-1)(m-2)$ می‌باشند. در شکل ۶-۳ یک اینورتر سه سطحی نشان داده شده است. در این مدار، ولتاژ باس DC به طور یکسان و برابر بین خازن‌های C_1 و C_2 تقسیم می‌شود. نقطه میانی دو خازن به عنوان نقطه خنثی معرفی می‌گردد. ولتاژ تولید شده توسط اینورتر سه سطحی نشان داده شده در شکل ۶-۳ دارای سه سطح مختلف $V_{DC}/2$ ، 0 و $-V_{DC}/2$ می‌باشد. برای تولید سطح ولتاژ $V_{DC}/2$ ، باید سوئیچ‌های S_1 و S_2 روشن شوند. جهت تولید سطح ولتاژ صفر، باید سوئیچ‌های S_1' و S_2 روشن شوند و برای تولید سطح ولتاژ $-V_{DC}/2$ ، باید سوئیچ‌های S_1' و S_2' روشن شوند. نکته بسیار مهمی در پایانه‌های خروجی ولتاژ اینورترهای چند سطحی وجود دارد و آن این است که اگر فاز a و n به عنوان پایانه‌های خروجی ولتاژ در نظر گرفته شوند، ولتاژ تولید شده بصورت متناوب خواهد بود و در صورتی که فاز a و 0 به عنوان پایانه‌های خروجی ولتاژ در نظر گرفته شوند، ولتاژ تولید شده بصورت DC خواهد بود و تغییر پلاریته‌ای در ولتاژ خروجی اتفاق نخواهد افتاد و در این صورت مبدل قدرت به عنوان مبدل DC به DC استفاده می‌شود. در مبدل DC به DC سه سطحی، سطوح ولتاژ خروجی مبدل، V_{DC} ، $V_{DC}/2$ و 0 خواهد بود. همچنان که قبلاً هم اشاره شد، تغییری در پلاریته ولتاژ اتفاق نمی‌افتد. شکل ۶-۴ یک مبدل پنج سطحی با ساختار دیود محدود شده را نشان می‌دهد. با توجه به اینکه خازن‌ها مشابه می‌باشند، اگر ولتاژ باس DC، برابر با V_{DC} باشد، آنگاه ولتاژ روی هر خازن، برابر با $V_{DC}/4$ خواهد بود.

پنج مرحله سوئیچینگ، جهت تولید پنج سطح ولتاژ بر اساس قوانین سوئیچینگ مربوط به اینورترهای پنج سطحی وجود دارد. توجه شود که جهت تولید ولتاژ متناوب نقطه n به عنوان نقطه مرجع در نظر گرفته می‌شود.

(۱) برای تولید سطح ولتاژ $V_{an}=V_{DC}/2$ ، باید تمامی سوئیچ‌های بالای نقطه n روشن شوند (S_1 ،

S_2 ، S_3 و S_4).

۲) برای تولید سطح ولتاژ $V_{an}=V_{DC}/4$ ، باید سوئیچ‌های S_2 ، S_3 ، S_4 و $S_{1'}$ روشن شوند.

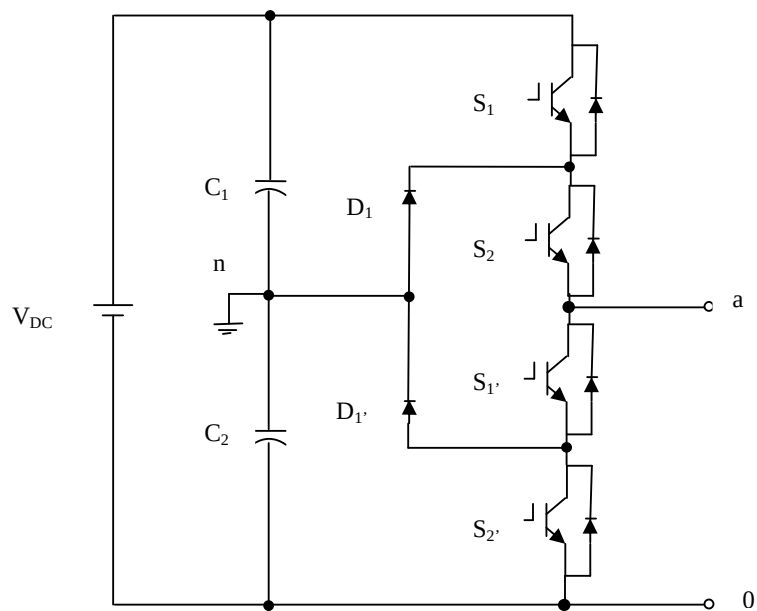
۳) برای تولید سطح ولتاژ $V_{an}=0$ ، باید سوئیچ‌های S_3 ، S_4 ، $S_{1'}$ و $S_{2'}$ روشن شوند.

۴) برای تولید سطح ولتاژ $V_{an}=-V_{DC}/4$ ، باید سوئیچ‌های S_4 ، $S_{1'}$ ، $S_{2'}$ و $S_{3'}$ روشن شوند.

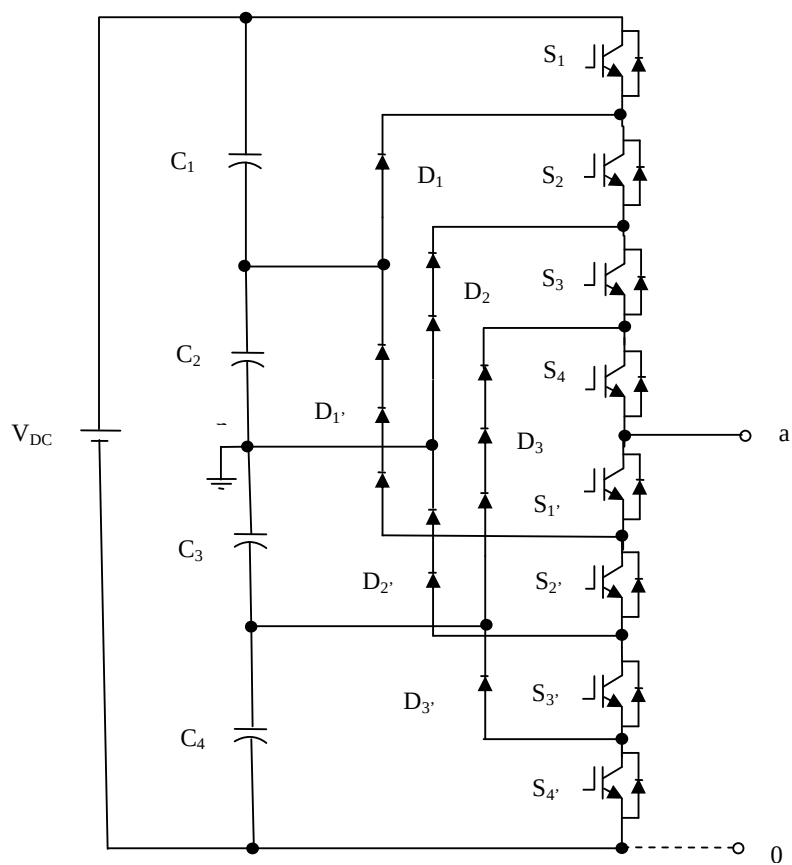
۵) برای تولید سطح ولتاژ $V_{an}=V_{DC}/2$ ، باید تمامی سوئیچ‌های بالای نقطه n روشن شوند ($S_{1'}$ ،

$S_{2'}$ ، $S_{3'}$ و $S_{4'}$).

نکته بسیار مهم و قابل توجه این است که در هر پایه، چهار جفت سوئیچ مکمل وجود دارد که در هر مرحله سوئیچینگ فقط یکی از این جفت سوئیچ‌ها روشن می‌شوند. سوئیچ‌های مکمل در اینورتر پنج سطحی نشان داده شده در شکل ۴-۶، $(S_1, S_{1'})$ ، $(S_2, S_{2'})$ ، $(S_3, S_{3'})$ و $(S_4, S_{4'})$ می‌باشند. در یک اینورتر m سطحی، هر سوئیچ قدرت، ولتاژی معادل $\frac{1}{m-1}V_{DC}$ را تحمل می‌کند. فرض می‌کنیم که ولتاژ قابل تحمل هر دیود محدود کننده، معادل با یک سوئیچ قدرت است. در نتیجه برای یک اینورتر m سطحی در هر پایه $(m-1)(m-2)$ دیود نیاز است. برای مثال با توجه به شکل ۴-۶ زمانی که فقط سوئیچ‌های S_2 ، S_3 و S_4 از بالا روشن هستند، ولتاژی معادل سه خازن را تحمل می‌کند که بلحاظ اندازه برابر با $\frac{3}{4}V_{DC}$ است. به طور مشابه دیودهای D_2 و $D_{2'}$ ، ولتاژی برابر با $\frac{2}{4}V_{DC}$ را تحمل می‌کنند و D_3 ولتاژی معادل با $\frac{3}{4}V_{DC}$ را تحمل خواهد کرد.



شکل ۶-۳: ساختار تک فاز از یک اینورتر با دیود محدود شده سه سطحی

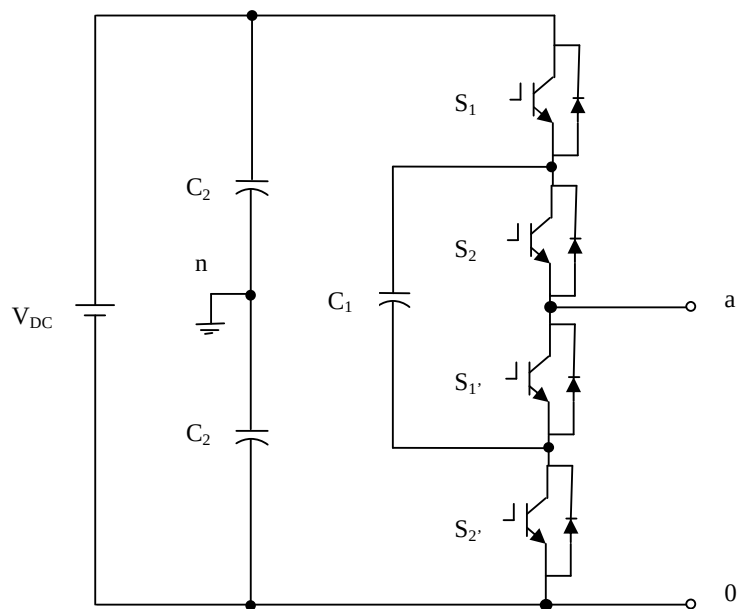


شکل ۶-۴: ساختار تک فاز از یک اینورتر با دیود محدود شده پنج سطحی

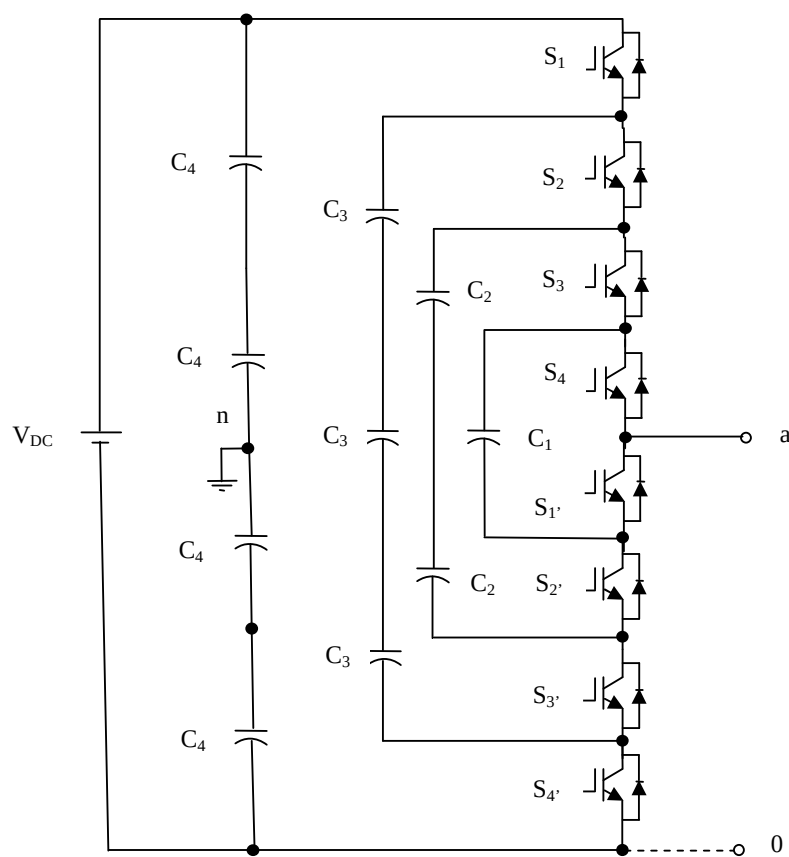
۳-۲-۶: اینورتر با خازن محدود شده

در یک اینورتر m سطحی با ساختار خازن محدود شده، تعداد سوئیچ‌های قدرت، خازن‌های باس DC و خازن‌های محدود کننده بترتیب برابر با $2(m-1)$ ، $m-1$ و $\frac{(m-1)(m-2)}{2}$ می‌باشند. شکل ۵-۶ ساختار کلی یک پایه از اینورتر با خازن محدود شده سه سطحی را نشان می‌دهد. گاهی این مدار را به نام اینورتر با خازن‌های شناور نیز معرفی می‌کنند [۴۷]، [۴۸]. اینورتر نشان داده شده در شکل ۵-۶ یک اینورتر سه سطحی با خازن‌های شناور است که ولتاژی سه سطحی بین پایانه‌های a و n تولید می‌کند. اندازه‌های این سه سطح ولتاژ $V_{DC}/2$ ، 0 ، $-V_{DC}/2$ می‌باشند. برای تولید سطح ولتاژی برابر با $V_{DC}/2$ ، سوئیچ‌های S_1 ، S_2 باید روشن شوند. جهت تولید سطح ولتاژ $-V_{DC}/2$ ، سوئیچ‌های S_1' ، S_2' باید روشن شوند و برای تولید سطح ولتاژی برابر با صفر، هر جفت از سوئیچ‌های (S_1, S_1') یا (S_2, S_2') می‌توانند روشن شوند. زمانی که سوئیچ‌های S_1 ، S_1' روشن باشند، خازن محدود کننده C_1 ، در حال شارژ شدن است. در حالی که اگر سوئیچ‌های S_2 ، S_2' روشن باشند، خازن محدود کننده C_1 ، در حال تخلیه الکتریکی است. با انتخاب درست هر کدام از ترکیب‌های موجود برای ساخت سطح ولتاژ صفر، بار خازن C_1 ، متعادل می‌شود.

با توجه به شکل ۶-۶، پنج سطح ولتاژ، توسط نحوه سوئیچینگ ارائه شده در جدول ۲-۶ بدست می‌آید.



شکل ۵-۶: ساختار تک فاز از یک اینورتر با با خازن محدود شده سه سطحی



شکل ۶-۶: ساختار تک فاز از یک اینورتر با با خازن محدود شده پنج سطحی

جدول ۶-۲: نحوه سوئیچینگ مربوط به یک اینورتر پنج سطحی با خازن محدود شده

S_1	S_2	S_3	S_4	$S_{1'}$	$S_{2'}$	$S_{3'}$	$S_{4'}$
$V_{an}=V_{DC}/2$							
۱	۱	۱	۱	.	.	.	.
$V_{an}=V_{DC}/4$							
۱	۱	۱	.	۱	.	.	.
.	۱	۱	۱	.	.	.	۱
۱	.	۱	۱	.	.	۱	.
$V_{an}=0$							
۱	۱	.	.	۱	۱	.	.
.	.	۱	۱	.	.	۱	۱
۱	.	۱	.	۱	.	۱	.
۱	.	.	۱	.	۱	۱	.
.	۱	.	۱	.	۱	.	۱
.	۱	۱	.	۱	.	.	۱
$V_{an}=-V_{DC}/4$							
۱	.	.	.	۱	۱	۱	.
.	.	.	۱	.	۱	۱	۱
.	.	۱	.	۱	.	۱	۱
$V_{an}=-V_{DC}/2$							
.	.	.	.	۱	۱	۱	۱

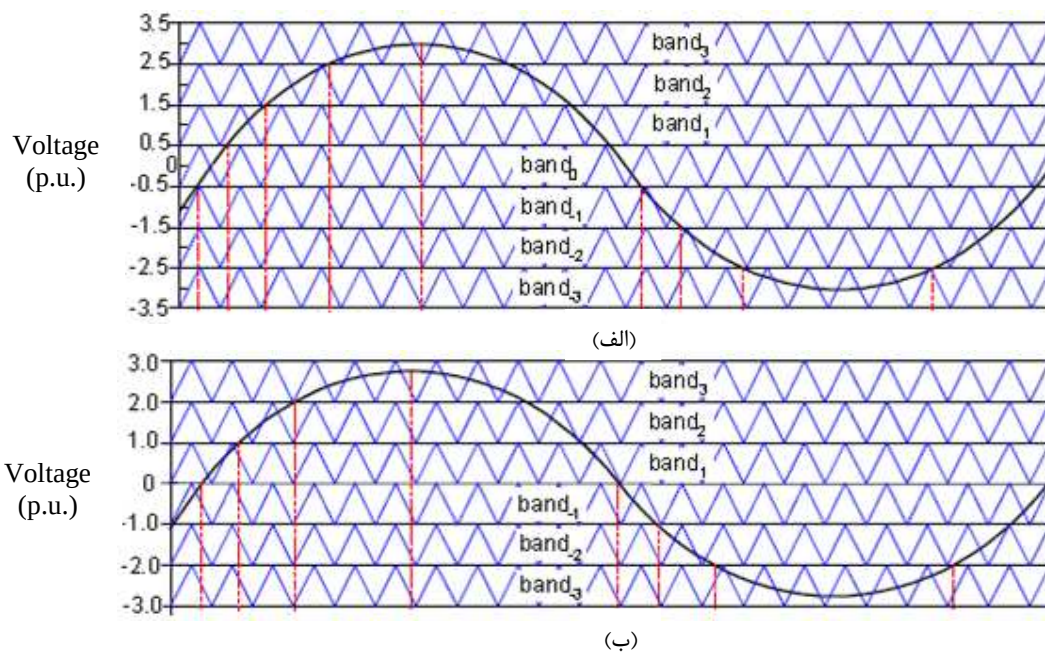
۳-۶: مدولاسیون پهنای پالس سینوسی چند سطحی با سیگنال‌های حامل

محققان با تدبیر و تلاش‌های بی‌وقفه توانستند مدولاسیون پهنای پالس سینوسی مربوط به اینورتر دوسطوحی را به اینورترهای چند سطحی تعمیم دهند. پرکاربردترین و آسان‌ترین روش کنترل سوئیچ-های قدرت، استفاده از سیگنال‌های حامل مثلثی متعدد و یک سیگنال مرجع برای هر فاز است. در این پایان‌نامه نیز از همین روش مدولاسیون در اینورتر چند سطحی استفاده شده است. کاررارا^۱ [۴۷]، [۴۸] برای یک اینورتر m سطحی $m-1$ سیگنال مثلثی حامل با دامنه‌های یکسان A_c و فرکانس f_c در نظر گرفت. هر کدام از این سیگنال‌ها یک باند را بصورت پیوسته اشغال می‌کنند. سپس یک موج مرجع با دامنه A_m و فرکانس f_m در میان سیگنال‌های حامل قرار می‌گیرد. در هر لحظه و در هر باند، این موج مرجع با سیگنال مثلثی همان باند مقایسه می‌شود. اگر موج مرجع بزرگتر از سیگنال حامل باشد، آنگاه سوئیچ‌های مربوط به آن سطح روشن می‌شوند ولی اگر موج مرجع در آن لحظه از سیگنال حامل کوچکتر بود، سوئیچ‌های مربوط به آن سطح خاموش می‌شوند. دامنه شاخص مدولاسیون m_a و نسبت فرکانس m_f در اینورترهای چند سطحی بصورت ۱-۶ و ۲-۶ تعریف می‌شوند.

$$m_a = \frac{A_m}{(m-1)A_c} \quad (۱-۶)$$

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (۲-۶)$$

نکته بسیار مهمی که باید در مورد تعداد باندهای حامل در نظر گرفت این است که برای یک اینورتر با تعداد سطوح زوج، تعداد باندهای حامل زوج می‌باشد و در یک اینورتر با تعداد سطوح فرد، تعداد باندهای حامل فرد است. به عبارت بهتر، تعداد باندهای حامل یکی کمتر از تعداد سطوح ولتاژ یک اینورتر m سطحی است [۴۲]. در شکل ۶-۷ سیگنال‌های حامل مثلثی به همراه موج مرجع سینوسی مربوط به اینورتر هشت سطحی و هفت سطحی نشان داده شده است.



شکل ۶-۷: (الف) سیگنال‌های حامل مثلثی مربوط به اینورتر هشت سطحی و (ب) سیگنال‌های حامل مثلثی مربوط به اینورتر هفت سطحی

فصل هفتم

شبیه‌سازی موتور BLDC تغذیه شده توسط اینورترهای چند سطحی با

مشخصات واقعی

۷-۱: مقدمه

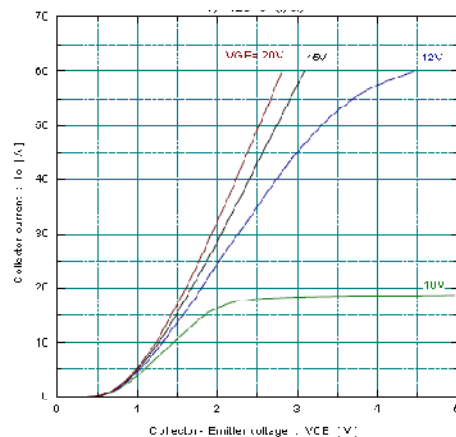
به طور عمده تغذیه موتورهای الکتریکی با اینورترهای چند سطحی عملکرد موتور را بهبود می‌دهند و میزان هارمونیک‌های ولتاژ تزریق شده به ترمینال‌های موتور را کاهش می‌دهند و همچنین نرخ تغییرات ولتاژ ($\frac{dv}{dt}$) و خطاهای بسیار زیادی که در اثر آنها به وجود می‌آیند را نیز کاهش می‌دهند. همچنان که در فصل پنجم بیان شد، سه ساختار مختلف برای اینورترهای چند سطحی وجود دارد. اینورترهای با ساختار چند سلولی طبقاتی با منابع DC مجزا برای تغذیه وسایل موتوری که از طریق چند منبع ولتاژ جداگانه تغذیه می‌شوند مورد استفاده قرار می‌گیرند. دو ساختار دیگر -اینورتر با دیود محدود شده و اینورتر با خازن‌های شناور- برای درایوهای با سطوح ولتاژ متوسط و بالا و نیز درایوهای صنعتی با سرعت قابل تنظیم^۱ مناسب می‌باشند. برای اینکه شبیه‌سازی به حالت واقعی نزدیک‌تر گردد، در این فصل سوئیچ‌های قدرت بصورت واقعی منظور گردیده‌اند.

۷-۲: انتخاب سوئیچ و تعیین ماکزیمم فرکانس سیگنال حامل

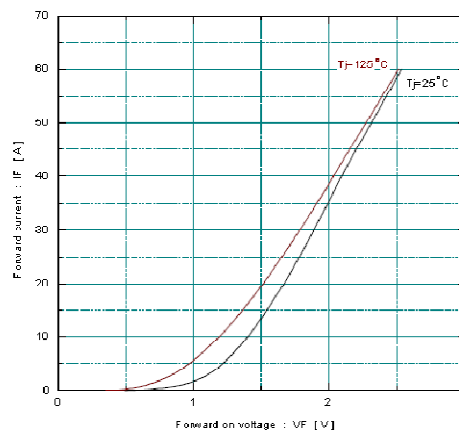
برای اینکه شبیه‌سازی درایو موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم به حالت واقعی نزدیک‌تر شود باید سوئیچ‌ها قدرت با توجه به توان موتور و جریان کشیده شده توسط درایو و دمای پیوند که به مقاومت حرارتی از پیوند تا بدنه، از بدنه تا گرماگیر و از گرماگیر تا محیط وابسته است و در کاتالوگ هر سوئیچ نوشته شده است انتخاب شوند. سوئیچ‌های مطلوب با توجه به کاتالوگ‌های شرکت FUJI انتخاب می‌شوند. با توجه به اینکه توان ظاهری موتور برابر با $1/225 \text{ kVA}$ و جریان کشیده شده توسط هر فاز حدوداً $6/5$ آمپر است، لذا سوئیچ‌های تجاری از سری S series PIM و نوع 7MBR20SC060 انتخاب شده است [۵۴]. اکنون به کمک کاتالوگ مربوط به این سوئیچ قدرت تجاری می‌توانیم داده‌های مورد نیاز را جهت شبیه‌سازی استخراج کرد. به کمک نمودارهای موجود در شکل ۷-۱ می‌توانیم ولتاژ کلکتور-امیتر را در ناحیه کاری اشباع بدست آوریم. جریان کلکتور و دمای

1- Adjustable Speed Drive

پیوند و ولتاژ گیت-امیتر در محاسبه این ولتاژ نقش مهمی را ایفا می‌کنند. در این پایان نامه دمای پیوند را ۱۲۵ درجه سانتیگراد و ولتاژ گیت-امیتر برابر با ۱۵ ولت در نظر گرفته‌ایم. به کمک نمودار سمت راست و مقادیر دمای پیوند و ولتاژ گیت-امیتر، ولتاژ کلکتور-امیتر در ناحیه کاری اشباع برابر با ۱/۱ ولت بدست می‌آید. همانطور که در شکل ۷-۲ مشخص است، با این شرایط، ولتاژ حالت روشن بودن دیود برابر ۰/۹ ولت می‌باشد.



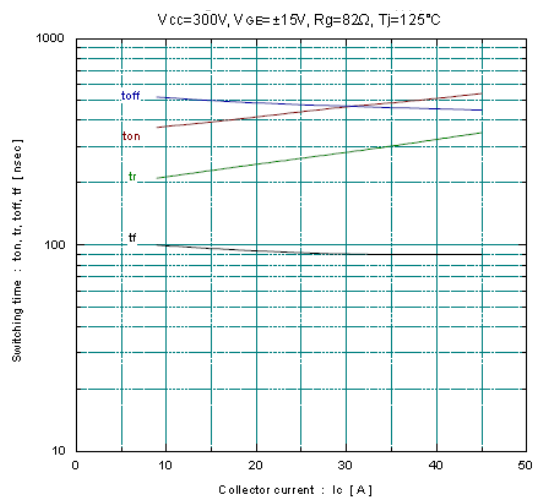
شکل ۷-۱: جریان کلکتور بر حسب ولتاژ کلکتور-امیتر در دمای بدنه ۱۲۵ °C [۵۴]



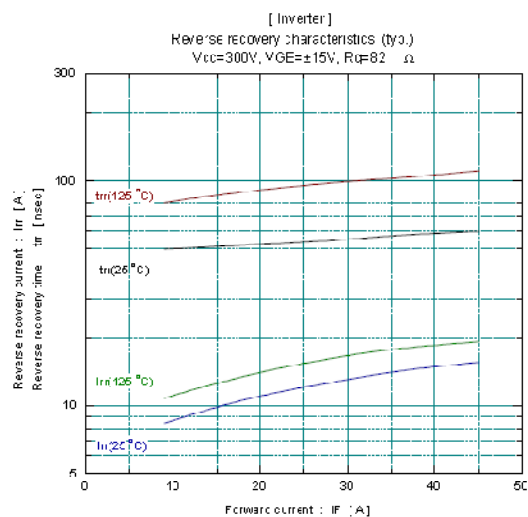
شکل ۷-۲: جریان عبوری از دیود به ولتاژ دو سر دیود در زمان هدایت آن [۵۴]

به کمک شکل ۷-۳ که از کاتالوگ سوئیچ مورد نظر گرفته شده است می‌توان مدت زمان لازم جهت روشن شدن سوئیچ و خاموش شدن را محاسبه نمود. تاخیر در روشن شدن برابر با ۳۵۰ ns، زمان صعود برابر با ۲۰۰ ns، تاخیر در خاموش شدن برابر با ۵۶۰ ns و زمان نزول برابر با ۱۲۰ ns بدست می‌آیند. نکته قابل ذکر این است که این زمان‌ها برای ولتاژ DC برابر با ۳۰۰ ولت محاسبه شده‌اند. این

مقادیر برای ۲۲۰ ولت بترتیب، $256/7\text{ ns}$ ، $146/7\text{ ns}$ ، $410/7\text{ ns}$ و 88 ns بدست می‌آیند. زمان بازیابی معکوس مربوط به دیود در ولتاژ ۲۲۰ ولت برابر 6 ns است که با تقریب بسیار خوبی می‌توان از آن صرف نظر کرد. البته قابل ذکر است که در شبیه‌سازی به کمک matlab/simulink فقط زمان خاموش شدن در نظر گرفته شده است که این زمان بسیار مهم‌تر از زمان لازم جهت روشن شدن است و سرعت سوئیچینگ بیشتر به این زمان مربوط است.



شکل ۷-۳: زمان‌های مربوط به سوئیچینگ IGBT بر اساس جریان عبوری از آن [۵۴]



شکل ۷-۴: مشخصه بازیابی معکوس مربوط به دیود نصب شده بصورت موازی معکوس با IGBT [۵۴]

مقالات زیادی توسط شرکت‌های سازنده سوئیچ‌های قدرت در زمینه انتخاب سوئیچ با توجه به فرکانس سوئیچینگ ارائه شده است. شرکت FUJI پیشنهاد کرده است که برای فرکانس‌های کمتر از

۲۰kHz از سوئیچ‌های قدرت IGBT استفاده شود. رابطه‌ای که برای ماکزیمم فرکانس سوئیچینگ توسط این شرکت مشهور ارائه شده است در (۷-۱) نوشته شده است.

$$f_{carrier} = \frac{0.05}{t_f + t_{off} + t_r + t_{on}} \text{ [Hz]} \quad (۷-۱)$$

$$f_{carrier} = \frac{0.05}{(88 + 410.7 + 146.7 + 256.7) \times 10^{-9}} = 55.426 \text{ kHz} \quad (۷-۲)$$

در شبیه‌سازی‌های انجام شده در این فصل از پایان نامه، فرکانس سوئیچینگ، ۱۰kHz در نظر گرفته شده است و سوئیچ‌ها انتخاب شده نیز -مطابق با پیشنهاد شرکت سازنده- IGBT می‌باشند.

۷-۳: تغذیه موتور PMLDC توسط اینورتر پنج سطحی و دو سطحی

با توجه به معادلات ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم بیان شده در فصل دوم و مطالب بیان شده در فصل پنجم در رابطه با اینورترهای چند سطحی، به شبیه‌سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم خود تحریک سه فاز و یا به عبارت بهتر و معروف‌تر، موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم سه فاز پرداخته می‌شود. مشخصات درایو موتور در جدول ۷-۱ نشان داده شده است.

همانطور که قبلاً هم بیان کردیم اینورتر پنج سطحی با دیود محدود شده دارای ساختاری مطابق با شکل ۴-۵ است. این اینورتر در هر پایه خود -که مربوط به یک فاز می‌باشد- دارای هشت سوئیچ قدرت IGBT است که به صورت معکوس با دیودهای قدرت موازی شده‌اند و دوازده دیود محدود کننده در هر پایه تعبیه شده است. چهار عدد خازن مشابه در باس DC وجود دارد. روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی با موجهای حامل برای فرآیند سوئیچینگ استفاده می‌شود. با توجه به اینکه تعداد سیگنال‌های حامل مثلثی، یکی کمتر از تعداد سطوح اینورتر می‌باشد، در نتیجه برای یک اینورتر پنج سطحی به چهار سیگنال حامل نیاز است. همانطور که در قسمت ۷-۲ بیان شد، ماکزیمم فرکانس سوئیچینگ برابر با ۵۵ kHz است، ولی فرکانس سیگنال‌های حامل مثلثی در این شبیه‌سازی

یکسان و برابر با ده کیلو هرتز در نظر گرفته شده است. ورودی اینورتر یک منبع ولتاژ ۲۲۰ ولتی DC است.

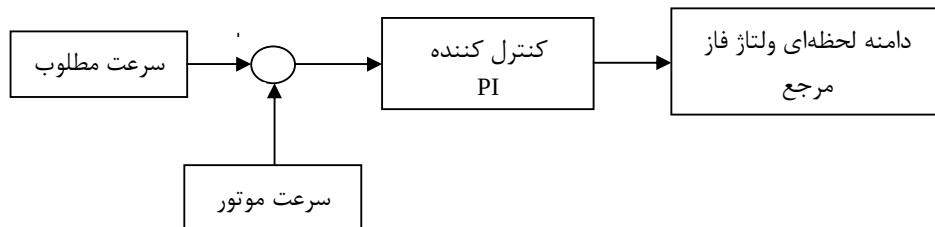
جدول ۷-۱: اطلاعات کاملی از درایو ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

$\lambda_{m1}' = 0.763 \text{ (turn.Wb)}$	دامنه شار پیوندی
$L_{md} = L_{mq} = 0.0383505 \text{ (H)}$	اندوکتانس‌های مغناطیس کنندگی محورهای مستقیم و عمودی
$L_{aa} = 0.026667 \text{ (H)}$	اندوکتانس خودی سیم‌پیچ‌های استاتور
$M = 0.006667 \text{ (H)}$	اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچ‌های استاتور
$L_{ls} = 1.1 \text{ (H)}$	اندوکتانس نشی
$r_s = 1 \text{ } \Omega$	مقاومت سیم‌پیچ‌های استاتور
$R_c = 500 \text{ } \Omega$	مقاومت معادل تلفات هسته
$J = 0.005 \text{ (kg.m}^2\text{)}$	اینرسی کلی روتور و بار
$P = 2$	تعداد قطب‌ها
$B_m = 0.01 \text{ (}\frac{\text{N.m.sec}}{\text{rad}}\text{)}$	ضریب بار اصطکاکی متناسب با سرعت الکتریکی
$T_l = 2 \text{ (N.m)}$	بار ثابت مکانیکی
$V_{dc} = 220 \text{ (V)}$	ولتاژ منبع DC
$f = 10 \text{ (kHz)}$	فرکانس سوئیچینگ

۷-۳-۱: شبیه‌سازی و کنترل سرعت موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

برای کنترل سرعت از یک کنترل‌کننده تناسبی-انتگرال‌گیر (PI) استفاده می‌شود. تفاضل سرعت مطلوب از سرعت اندازه‌گیری شده توسط سنسورهای دیجیتالی موجود بر روی موتور و یا سنسورهای آنالوگ هال، به عنوان ورودی بلوک کنترل‌کننده PI در نظر گرفته می‌شوند. خروجی این بلوک، اندازه ولتاژهای تغذیه کننده سیم‌پیچ‌های استاتور موتور را تعیین می‌کند. از آنجا که این موتور یک نوع موتور سنکرون است، در نتیجه سرعت روتور آن با سرعت میدان دوار استاتور برابر است. شکل ۷-۵ بلوک دیاگرام کنترل سرعت را نشان می‌دهد. در این شبیه‌سازی سرعت زاویه‌ای الکتریکی مطلوب موتور برابر با $40\pi \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ می‌باشد. به عبارت دیگر فرکانس میدان دوار استاتور برابر با 20 Hz خواهد

بود. به این روش، ولتاژهای مطلوب تغذیه کننده موتور تولید می‌شوند. پارامترهای بلوک کنترل کننده PI توسط بلوک signal constraint بهینه‌سازی می‌شوند. نکته قابل توجه این است که این ضرایب برای موتور تغذیه شده با اینورتر دو سطحی بهینه شده‌اند ($K_p=0/1221$ و $K_i=59/1759$) و این ضرایب برای موتور تغذیه شده با اینورتر پنج سطحی نیز بکار گرفته شده‌اند تا بتوانیم شاخصه‌های عملکردی موتور شامل نوسانات گشتاور، نوسانات سرعت و بازده را تحت دو حالت تغذیه با اینورتر دو سطحی و پنج سطحی مقایسه کنیم. در مورد چگونگی روش مدولاسیون قبلاً توضیحات لازم بیان شد و از دوباره بیان کردن آن در این فصل خودداری شده است.



شکل ۷-۵: بلوک دیاگرام کنترل سرعت موتور PMBLDC

نتایج شبیه‌سازی حاصل از تغذیه موتور با اینورتر پنج سطحی در شکل‌های ۷-۶، ۷-۱۹ و حاصل از تغذیه موتور با اینورتر دو سطحی در شکل‌های ۷-۲۰، ۷-۳۳ جهت مقایسه نشان داده شده است. باتوجه به شکل‌موج‌های ولتاژ فاز به n اینورتر به راحتی می‌توان به چند سطحی بودن اینورتر پی برد. به شکل‌های ۷-۶ و ۷-۱۹ توجه کنید. ولتاژ فاز به n اینورتر در شکل ۷-۶ دارای پنج سطح ولتاژ ۱۱۰، ۵۵، ۰، -۵۵، -۱۱۰ می‌باشد. به عبارت بهتر می‌توان گفت که اینورتر مورد استفاده پنج سطحی می‌باشد که ولتاژی DC را به پنج سطح ولتاژ مختلف تقسیم کرده است و ولتاژ حاصل نیز متناوب است یعنی تغییر پلاریته صورت می‌گیرد. یک اینورتر پنج سطحی، ولتاژ فاز به فاز نه سطحی تولید می‌کند که این موضوع نیز به وضوح در شکل ۷-۸ نشان داده شده است. ولتاژ فاز به n اینورتر در شکل ۷-۲۰ دارای دو سطح ولتاژ ۱۱۰، -۱۱۰ می‌باشد. به عبارت بهتر می‌توان گفت که اینورتر مورد استفاده دو سطحی می‌باشد که ولتاژی DC را به دو سطح ولتاژ مختلف تقسیم کرده است و ولتاژ

حاصل نیز متناوب است یعنی تغییر پلاریته صورت می‌پذیرد. یک اینورتر دو سطحی، ولتاژ خطی با سه پله تولید می‌نماید که این موضوع نیز به روشنی در شکل ۷-۲۲ قابل مشاهده است.

موتورهایی که توسط اینورتر تغذیه می‌شوند زودتر از عمر مفیدشان معیوب می‌شوند. زیرا اینورترها تولید موجهای پله‌ای با فرکانس بالا می‌کنند و همچنین $\frac{dv}{dt}$ بزرگی نیز تولید می‌نمایند. این ولتاژهای پله‌ای باعث ایجاد ولتاژهای بزرگی بین نول موتور و نقطه نول اینورتر می‌شوند به عبارت بهتر زمانی که سیم‌پیچ‌های استاتور توسط اینورتر دو سطحی معمول تغذیه می‌شوند، نقطه نول ثابت نیست یعنی ولتاژ بین نول موتور و نول مبدل به اندازه ولتاژ منبع DC تغییر می‌کند که این ولتاژ که شاخص بسیار مهمی بحساب می‌آید به ولتاژ مود مشترک معروف است. ولتاژ مود مشترک از طریق خازن‌ها و امپدانس‌های غیر خطی موجود بین استاتور و روتور، ولتاژی بر روی شافت موتور القا می‌کند. دامنه این ولتاژ به عنوان شاخص جریان چرخشی در یاتاقان‌ها محسوب می‌شود. حال با توجه به نکته بسیار مهم ذکر شده، به شکل‌های ۷-۹ و ۷-۲۳ توجه کنید. همانطور که مشاهده می‌کنید، دامنه ولتاژ مود مشترک زمانی که موتور توسط اینورتر پنج سطحی تغذیه می‌شود، نصف حالتی است که موتور با اینورتر دو سطحی تغذیه می‌شود. این موضوع سبب می‌شود که هزینه تعمیر و نگهداری موتور بسیار کاهش یابد. شکل‌های ۷-۱۰ و ۷-۲۴ بترتیب جریان فاز "a" موتور تغذیه شده با اینورتر پنج سطحی و موتور تغذیه شده با اینورتر دو سطحی را نشان می‌دهند. زمانی که با اینورتر پنج سطحی تغذیه می‌شود، اعوجاج جریان مربوط به هر فاز موتور بسیار کمتر است. زمانی که سیم‌پیچ‌های استاتور که توسط اینورتر پنج سطحی تغذیه می‌شود دامنه جریان مربوط به هر فاز موتور کاهش می‌یابد. علت این موضوع این است که اولاً ولتاژ کلکتور به امپتر در حالت روشن بودن هر سوئیچ زمانی که موتور از طریق اینورتر پنج سطحی تغذیه می‌شود نسبت به زمانی که موتور از طریق اینورتر دو سطحی تغذیه می‌شود از ۱/۱ به ۰/۹ کاهش یافته است و همچنین با توجه به شکل‌های ۷-۱۱ و ۷-۲۵ جریان کشیده شده از منبع در حالتی که موتور توسط اینورتر دو سطحی تغذیه می‌شود بیشتر است. یکی از مزایای اینورترهای چند سطحی - بیش از دو سطحی - این است که در دو فرکانس کار می‌کنند.

همانطور که در شکل‌های ۷-۱۲(a) و ۷-۱۲(b) نشان داده شده است. سوئیچ قدرت چهارم در تولید تمامی سطوح ولتاژ بجز سطح ولتاژ ۱۱۰- شرکت دارد و فقط در تولید سطوح ولتاژ صفر و ۵۵ با فرکانس بالا مربوط به سیگنال حامل سوئیچ می‌شود و در بقیه سطوح بجز سطح ذکر شده کاملاً روشن می‌باشد. سوئیچ اول نیز در تولید سطوح ولتاژ ۱۱۰ و ۵۵ با فرکانس پهنای پالس سینوسی روشن و خاموش می‌شود و در تولید بقیه سطوح ولتاژ مشارکت ندارد. این موضوع برای سوئیچ‌های دیگر نیز قابل تعمیم است. در شکل ۷-۱۳ شکل موج‌های حامل مثلثی و پالس‌های مربوط به آتش کردن سوئیچ چهارم از بالا نشان داده شده است. همانطور که در این شکل نشان داده شده، زمانی که موج مرجع بزرگ‌تر از موج حامل مثلثی است، سوئیچ‌های مورد نظر روشن می‌شوند و زمانی که موج مرجع کوچک‌تر از موج حامل مثلثی است، سوئیچ‌های مورد نظر خاموش می‌شوند. در جدول ۷-۲ اندازه مولفه‌های هارمونیک از هارمونیک اول تا هارمونیک سیزدهم نشان داده شده است. THDهای ولتاژ فاز به نول موتور، فاز به فاز، جریان ورودی به موتور تغذیه شده با اینورتر پنج سطحی بترتیب برابر با ۰/۸۳٪، ۰/۸۵٪ و ۰/۶۱٪ می‌باشند. THDهای ولتاژ فاز به نول موتور، فاز به فاز، جریان ورودی به موتور تغذیه شده با اینورتر دو سطحی تا هارمونیک بیست و پنجم بترتیب برابر با ۳/۴۳٪، ۳/۴۸٪ و ۰/۹۸٪ می‌باشند.

شکل‌های ۷-۱۴(a) و ۷-۲۸(a) سرعت موتور را از لحظه راه‌اندازی تا رسیدن به سرعت مکانیکی مطلوب 1200 rpm نشان می‌دهند. شکل ۷-۱۴(a) سرعت موتور را زمانی که موتور توسط اینورتر پنج سطحی تغذیه می‌شود، نشان می‌دهد و شکل ۷-۲۸(a) سرعت موتور را زمانی که سیم‌پیچ‌های استاتور از طریق اینورتر دو سطحی تغذیه می‌شوند را نشان می‌دهد. شکل‌های ۷-۱۴(b) و ۷-۲۸(b) نوسانات سرعت موتور را در حالت مانا به تصویر کشیده‌اند. همانطور که مشاهده می‌کنید سرعت موتور زمانی که موتور از طریق اینورتر پنج سطحی تغذیه می‌شود بین 1199 rpm تا 1201 rpm نوسان می‌کند و زمانی که توسط اینورتر دو سطحی تغذیه می‌شود سرعت موتور بین $1198/5 \text{ rpm}$ تا $1201/5 \text{ rpm}$ نوسان می‌کند. به عبارت دیگر، نوسانات سرعت موتور زمانی که از طریق اینورتر پنج سطحی تغذیه

می‌شود در مقایسه با زمانی که موتور توسط اینورتر دو سطحی تغذیه می‌شود، به اندازه ۳۳/۳۳ درصد کاهش یافته است. شکل ۷-۱۵ (a) گشتاور الکترومغناطیسی را از زمان راه اندازی موتور تغذیه شده با اینورتر پنج سطحی نشان می‌دهد و شکل ۷-۲۹ (a) گشتاور الکترومغناطیسی را از زمان راه اندازی موتور تغذیه شده با اینورتر دو سطحی نشان می‌دهد. شکل‌های ۷-۱۵ (b) و ۷-۲۹ (b) نوسانات گشتاور الکترومغناطیسی را در حالت مانا به تصویر کشیده‌اند. همانطور که مشاهده می‌کنید گشتاور الکترومغناطیسی زمانی که موتور از طریق اینورتر پنج سطحی تغذیه می‌شود بین $2/85 N.m$ تا $N.m$ نوسان می‌کند و زمانی که توسط اینورتر دو سطحی تغذیه می‌شود گشتاور الکترومغناطیسی ۳/۶۶

موتور بین $2/6 N.m$ تا $3/79 N.m$ نوسان می‌کند. در نتیجه، نوسانات گشتاور الکترومغناطیسی موتور زمانی که از طریق اینورتر پنج سطحی تغذیه می‌شود در مقایسه با زمانی که موتور توسط اینورتر دو سطحی تغذیه می‌شود، به اندازه ۳۱/۹۳ درصد کاهش یافته است. در شکل‌های ۷-۱۶ و ۷-۳۰ شکل-موج‌های سرعت موتور بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی نشان داده شده‌اند. زمانی که موتور با اینورتر دو سطحی تغذیه می‌شود در لحظات اولیه راه‌اندازی، گشتاور الکترومغناطیسی منفی نیز تولید می‌شود و این باعث صدمه دیدن شافت موتور می‌گردد در حالی که چنین موردی برای موتور تغذیه شده با اینورتر پنج سطحی دیده نمی‌شود. همانطور که قبلاً هم بیان شد، موتورهای DC بدون جاروبک مغناطیس دائم در زیردریایی‌های نظامی مورد استفاده قرار می‌گیرد. یکی از راه‌های ردیابی زیر دریایی‌ها نویزهای صوتی تولید شده توسط موتور آنها می‌باشد. نویزهای صوتی^۱ رابطه مستقیم با نوسانات گشتاور الکترومغناطیسی دارد. با توجه به نتایج شبیه‌سازی و نکته‌های بیان شده، این نتیجه بدست می‌آید که در صورت استفاده از اینورتر پنج سطحی نویزهای صوتی نیز کاهش می‌یابد و این نیز یک مزیت دیگر این موتور به حساب می‌آید.

برای محاسبه بازده اینورتر، موتور و درایو -مجموعه موتور و اینورتر- در دو حالت تغذیه، توان متوسط منبع DC، توان متوسط ورودی به موتور و توان متوسط خروجی موتور مورد نیاز می‌باشند. شکل ۷-۱۷ توان منبع DC تغذیه‌کننده اینورتر پنج سطحی را به صورت لحظه‌ای نشان می‌دهد. متوسط توان ورودی به اینورتر پنج سطحی برابر با ۴۸۸ وات است. شکل ۷-۱۸ توان لحظه‌ای تولیدی توسط اینورتر پنج سطحی را نمایش می‌دهد. متوسط توان تولیدی توسط اینورتر که سیم‌پیچ‌های استاتور توسط آن تغذیه می‌شوند برابر با ۴۴۳ وات است. در شکل ۷-۱۹ توان خروجی موتور به صورت لحظه‌ای نشان داده شده است که متوسط این توان برابر با ۴۰۹/۲۴۱ وات می‌باشد. شکل موج‌های توان لحظه‌ای ورودی به اینورتر دوسطحی و موتور و توان لحظه‌ای خروجی از این موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی بترتیب در شکل‌های ۷-۳۱ - ۷-۳۳ نشان داده شده‌اند. متوسط این توان‌ها بترتیب برابر با ۵۱۷/۵، ۴۸۵/۵ و ۴۰۹/۲۴۱ وات می‌باشند. اکنون به راحتی می‌توان بازده هر قسمت درایو را محاسبه نمود و همچنین می‌توان تلفات موتور و تلفات کلی مربوط به اینورتر را نیز محاسبه کرد.

$$\eta_{five-level\ inv} \% = \frac{P_{in\ motor}}{P_{in\ inverter}} \times 100 = \frac{443}{488} \times 100 = 90.78 \% \quad (3-7)$$

$$\eta_{PMBLDCM} \% = \frac{P_{out\ motor}}{P_{in\ motor}} \times 100 = \frac{409.241}{443} \times 100 = 92.38 \% \quad (4-7)$$

$$\eta_{drive} \% = \frac{P_{out\ motor}}{P_{in\ inv}} \times 100 = \frac{409.241}{488} \times 100 = 83.86 \% \quad (5-7)$$

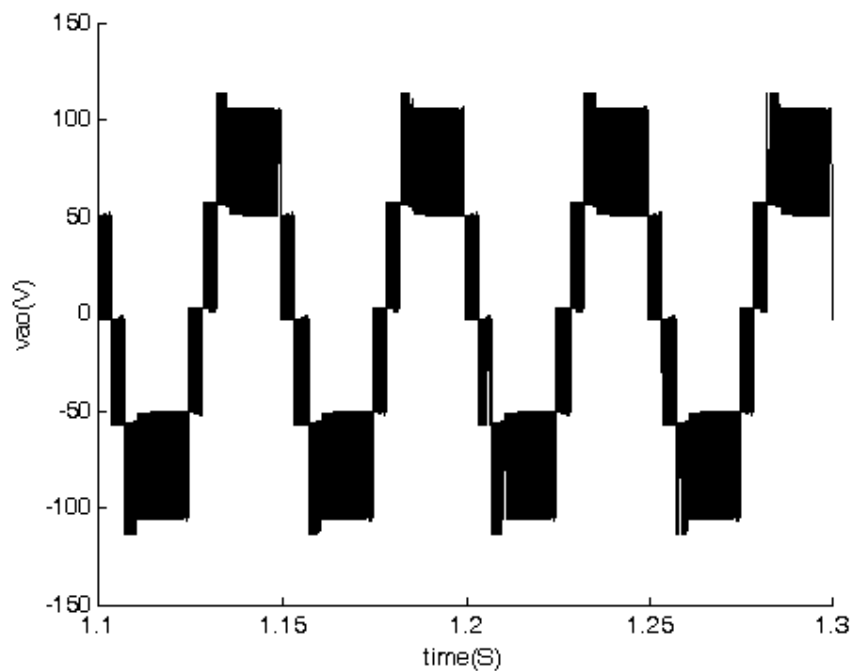
همانطور که در ۷-۳-۵ محاسبه گردید، بازده اینورتر پنج سطحی، موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم و کل درایو بترتیب برابر با ۹۰/۷۸٪، ۹۲/۳۸٪ و ۸۳/۸۶٪ می‌باشند.

$$\eta_{two-level\ inv} \% = \frac{P_{in\ motor}}{P_{in\ inverter}} \times 100 = \frac{485.5}{517.5} \times 100 = 93.82 \% \quad (6-7)$$

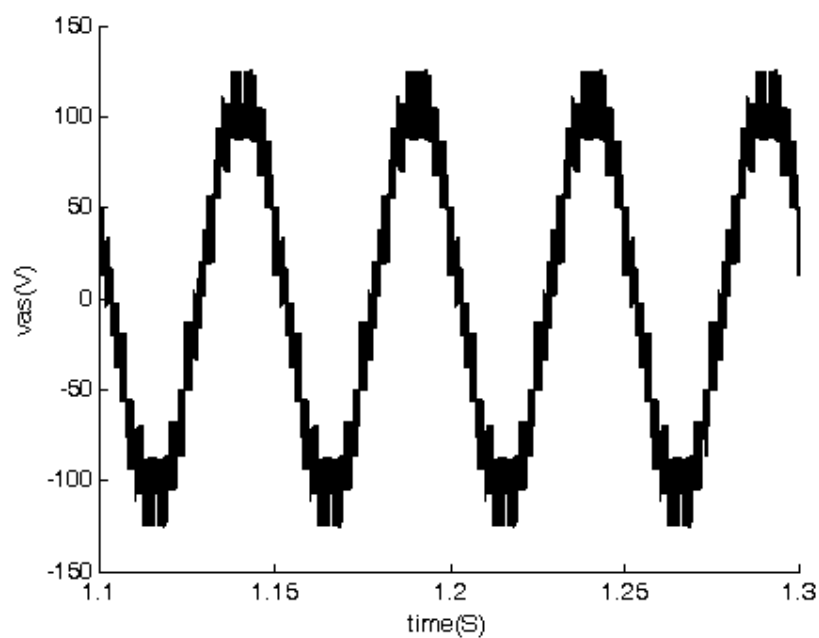
$$\eta_{PMBLDCM} \% = \frac{P_{out\ motor}}{P_{in\ motor}} \times 100 = \frac{409.241}{485.5} \times 100 = 84.29 \% \quad (7-7)$$

$$\eta_{drive} \% = \frac{P_{out\ motor}}{P_{in\ inv}} \times 100 = \frac{409.241}{517.5} \times 100 = 79.08 \% \quad (8-7)$$

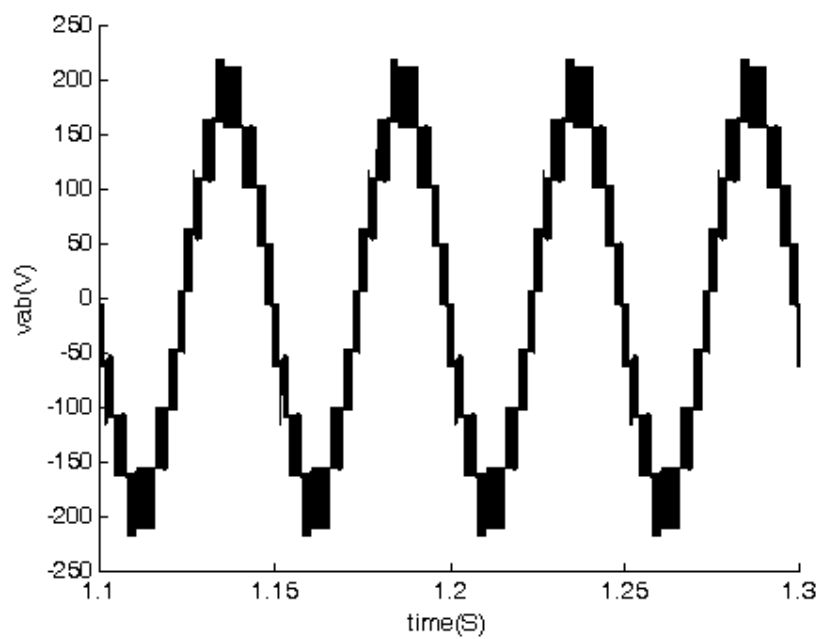
همانطور که در ۷-۶-۸ محاسبه گردید، بازده اینورتر دو سطحی، موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم و کل درایو بترتیب برابر با ۹۳/۸۲٪، ۸۴/۲۹٪ و ۷۹/۰۸٪ می‌باشند. بازده درایو موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم تغذیه شده با اینورتر پنج سطحی شش درصد بیشتر از درایو موتور تغذیه شده با اینورتر دو سطحی است. با توجه به اینکه تعداد سوئیچ‌های قدرت در اینورتر پنج سطحی بیشتر از اینورتر دو سطحی است در نتیجه تلفات مربوط به اینورتر نیز بیشتر است (توجه شود که همیشه این مورد درست نیست در این مورد این چنین شده است).



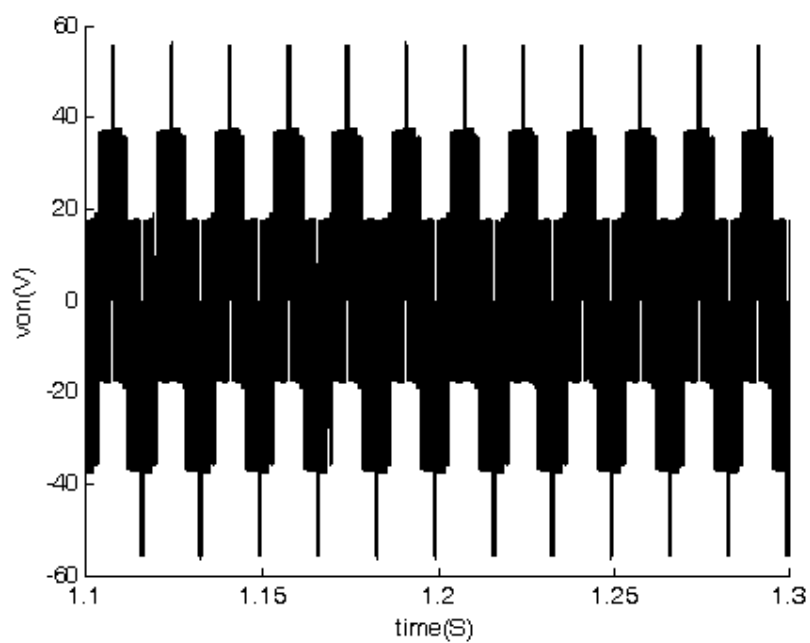
شکل ۷-۶: شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و نقطه وسط اینورتر پنج سطحی



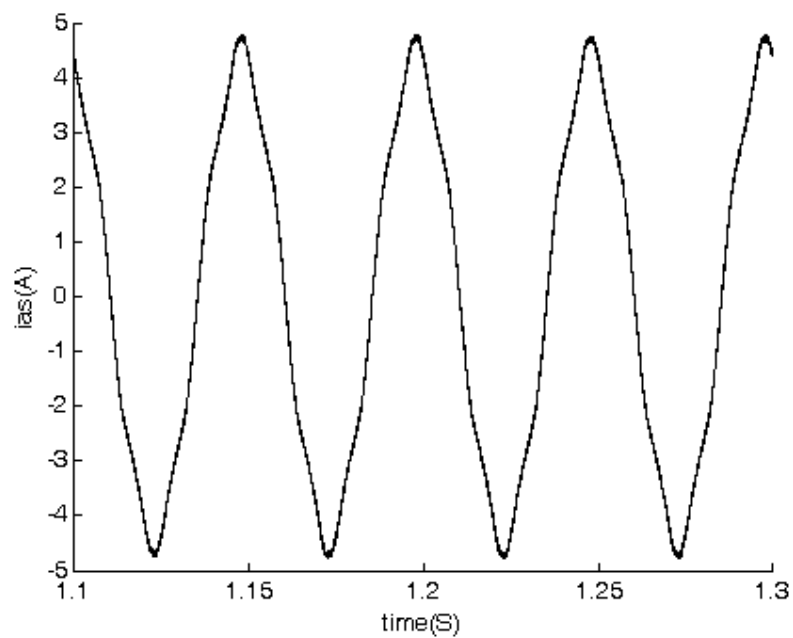
شکل ۷-۷: شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و نقطه نول موتور تغذیه شده توسط اینورتر پنج سطحی



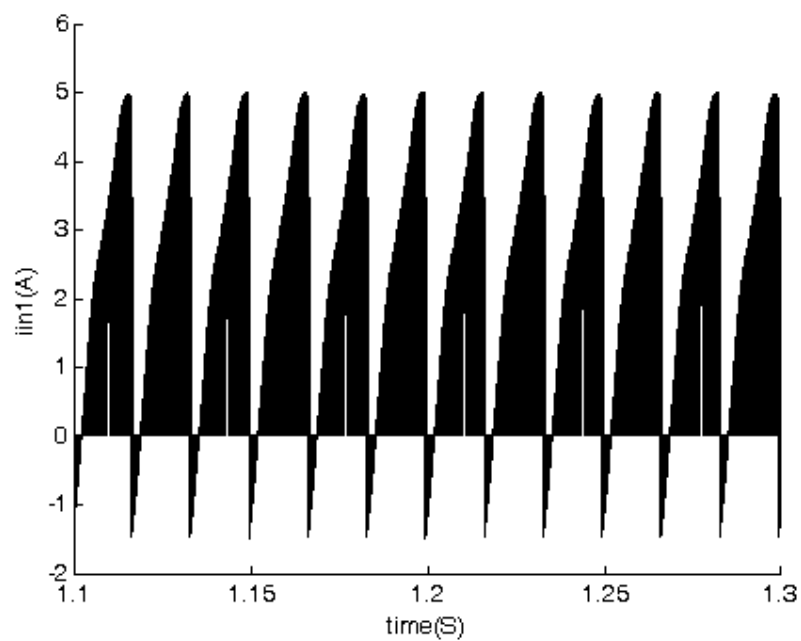
شکل ۷-۸: شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و "b" موتور تغذیه شده توسط اینورتر پنج سطحی



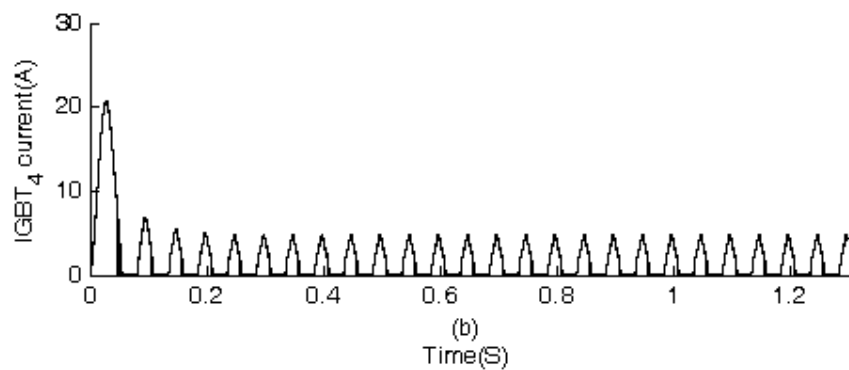
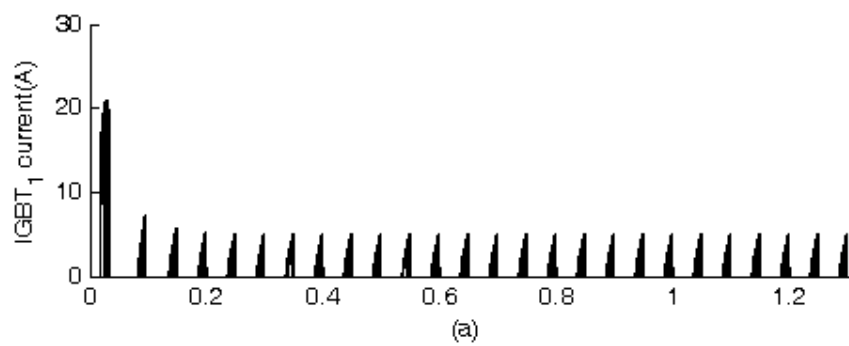
شکل ۷-۹: شکل موج ولتاژ بین نقطه وسط اینورتر پنج سطحی و نول موتور



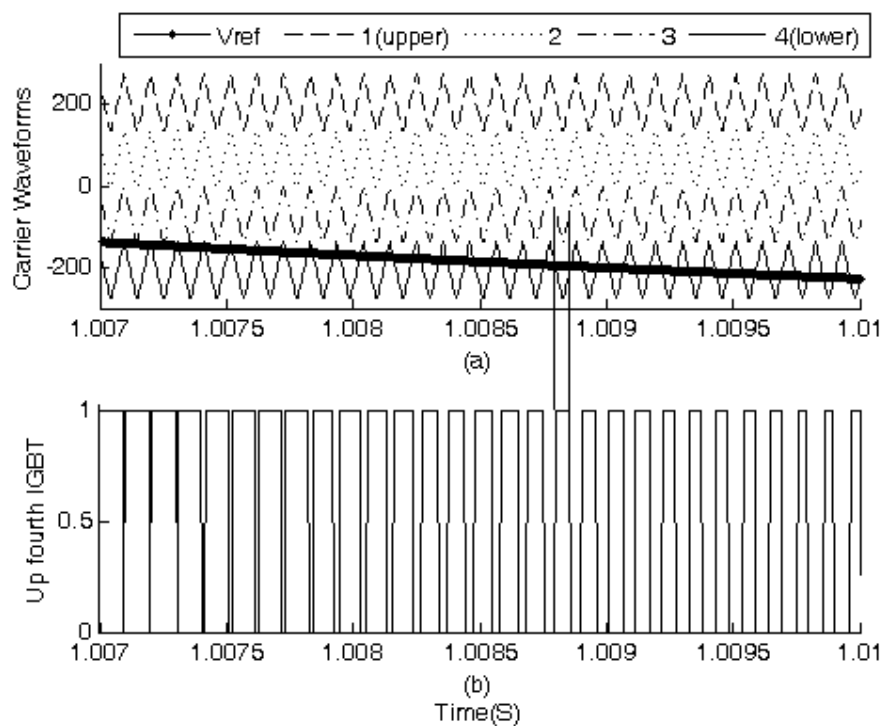
شکل ۷-۱۰: شکل موج جریان فاز ورودی به موتور تغذیه شده توسط اینورتر پنج سطحی



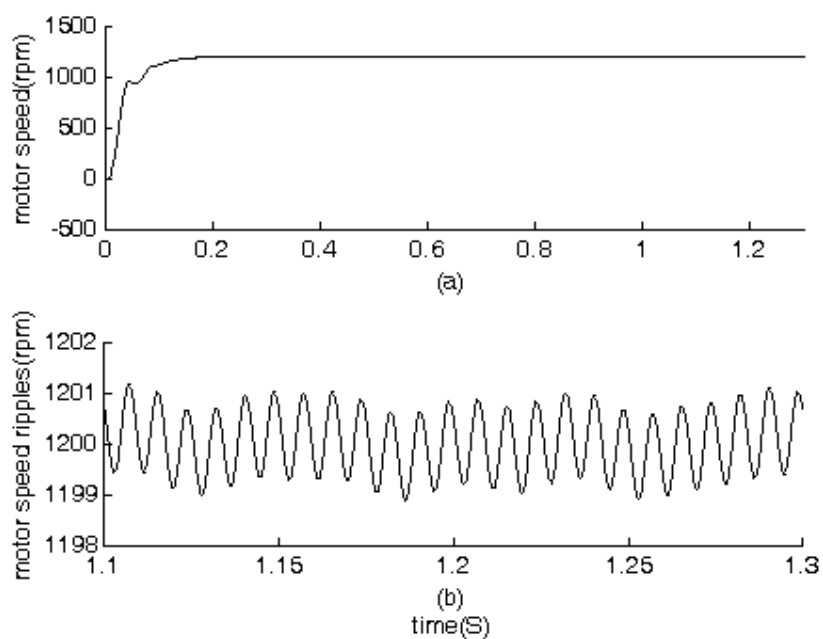
شکل ۷-۱۱: شکل موج جریان خروجی از باس DC مربوط به موتور تغذیه شده توسط اینورتر پنج سطحی



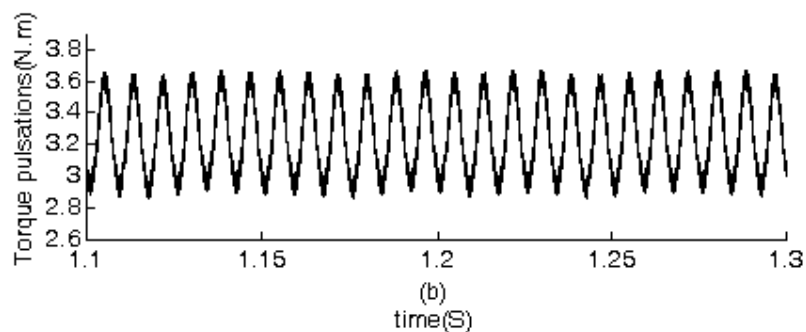
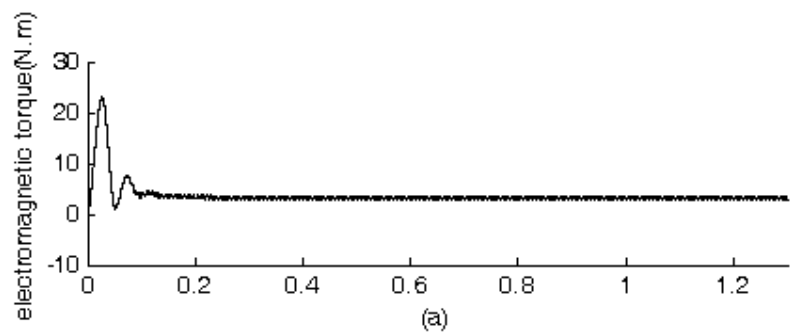
شکل ۷-۱۲: شکل موجهای جریان عبوری از IGBT (a) اول از بالا و IGBT (b) چهارم از بالا



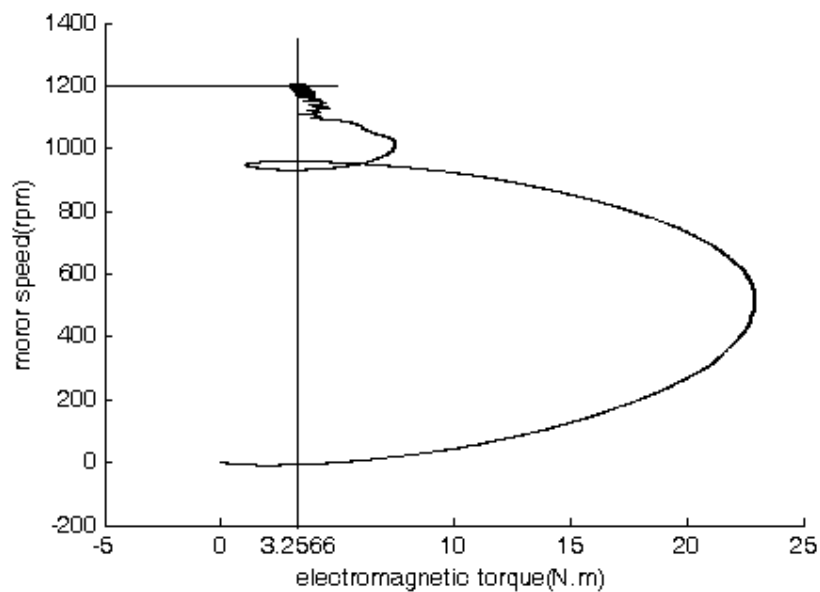
شکل ۷-۱۳: (a) موج‌های حامل و موج مرجع و (b) نحوه آتش شدن چهارمین سوئیچ از بالا



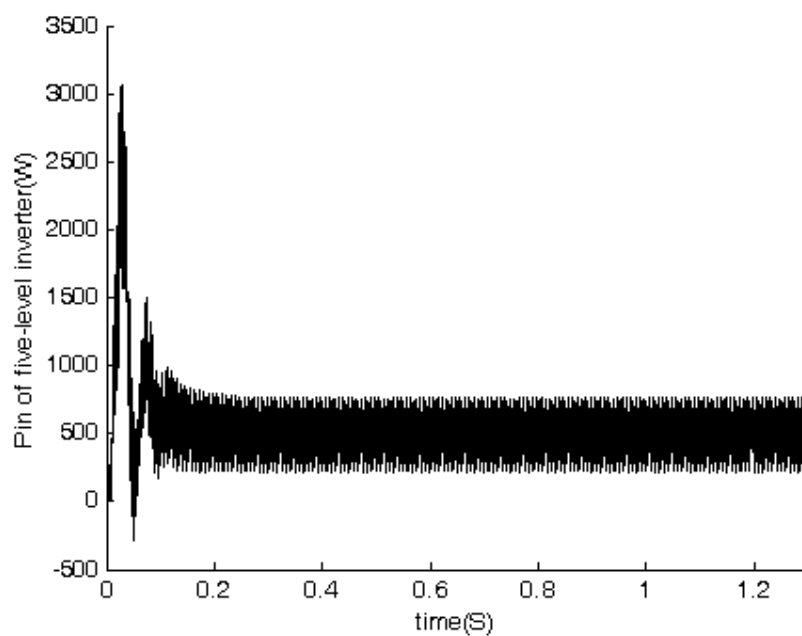
شکل ۷-۱۴: (a) سرعت موتور و (b) نوسانات سرعت موتور



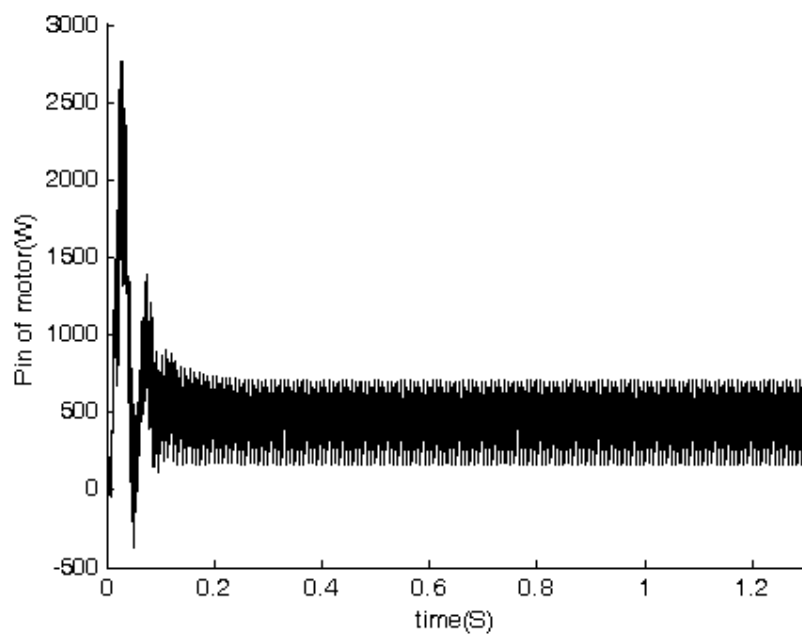
شکل ۷-۱۵: (a) گشتاور الکترومغناطیسی و (b) نوسانات گشتاور



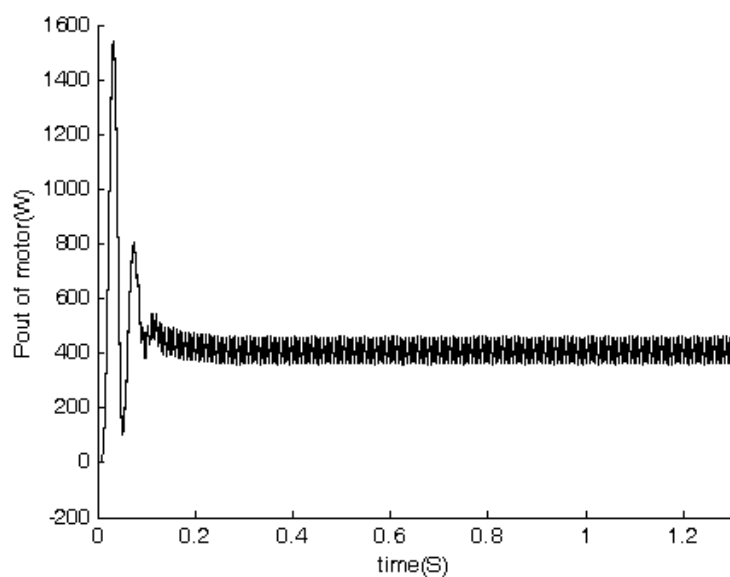
شکل ۷-۱۶: سرعت موتور بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی



شکل ۷-۱۷: توان لحظه‌ای ورودی به اینورتر پنج سطحی



شکل ۷-۱۸: توان لحظه‌ای ورودی به موتور تغذیه شده توسط اینورتر پنج سطحی

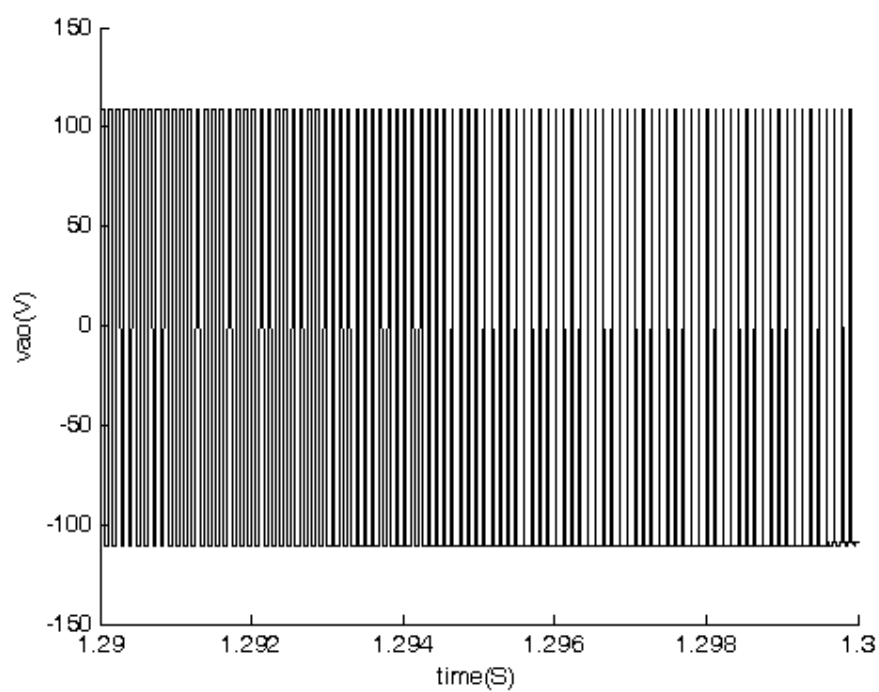


شکل ۷-۱۹: توان لحظه‌ای خروجی موتور تغذیه شده توسط اینورتر پنج سطحی

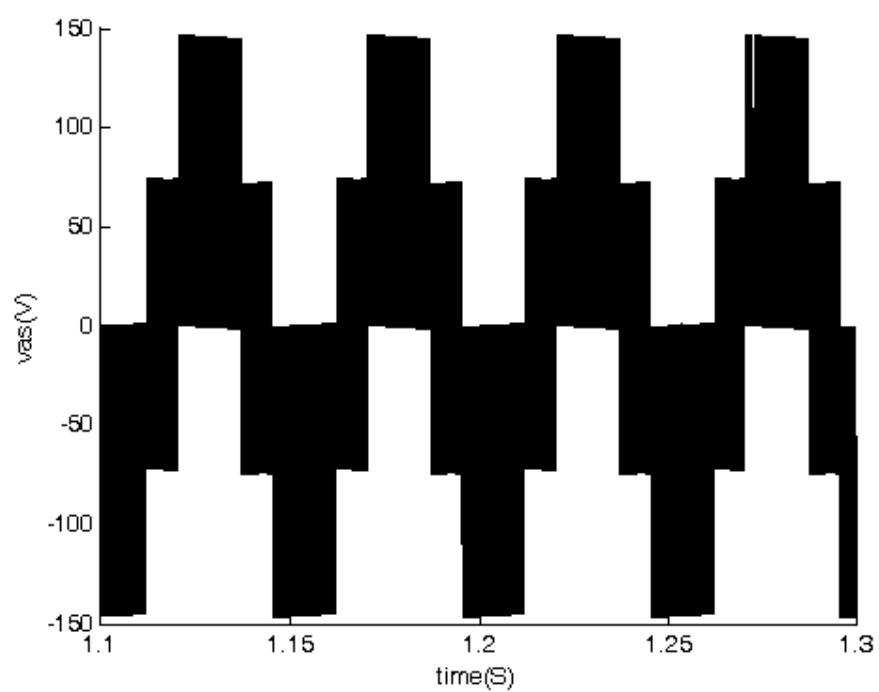
جدول ۷-۲: مولفه‌های هارمونیک مربوط به ولتاژ فاز موتور، ولتاژ خط و جریان فاز برای اینورتر پنج سطحی و دو

سطحی

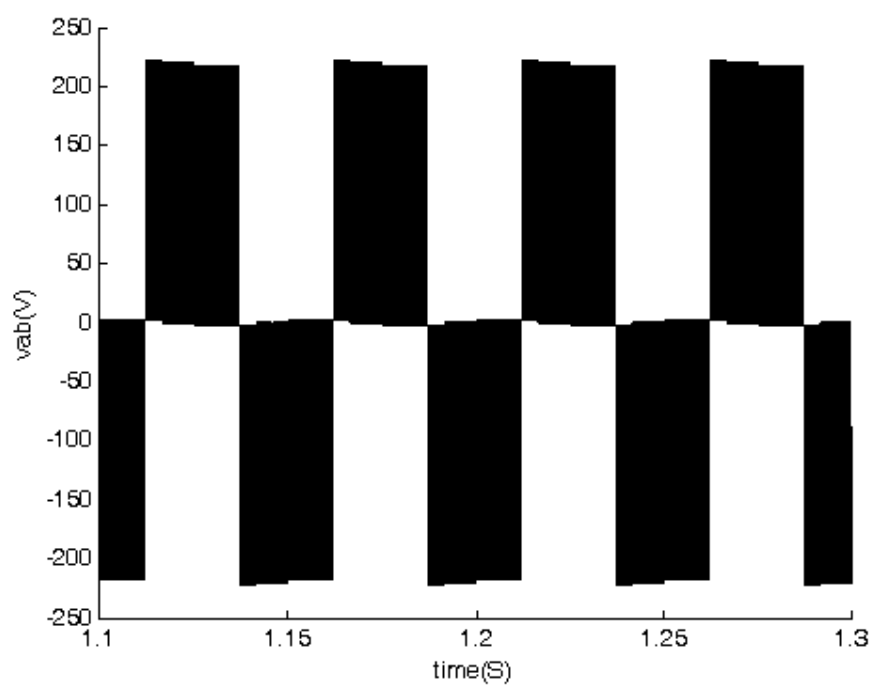
شماره هارمونیک	۱	۲	۳	۴	۵	۶	۷	۸	۹	۱۰	۱۱	۱۲	۱۳
اینورتر پنج سطحی													
V_{as}	۱۰۷/۴	۰	۰	۰	۳/۶	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰/۵
V_{ab}	۱۸۶	۰	۰	۰	۶/۳	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰/۱	۰/۹
i_{as}	۴/۴	۰	۰	۰	۰/۳	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
اینورتر دو سطحی													
V_{as}	۱۱۲/۲	۰	۰	۰/۱	۱/۲	۰	۳/۴	۰	۰	۰	۰/۷	۰	۱/۲
V_{ab}	۱۹۴/۳	۰/۱	۰	۰/۲	۱/۹	۰/۱	۵/۸	۰/۱	۰	۰	۱/۲	۰/۱	۲/۱
i_{as}	۵/۹	۰	۰	۰	۱/۲	۰	۱/۷	۰	۰	۰	۰	۰	۰



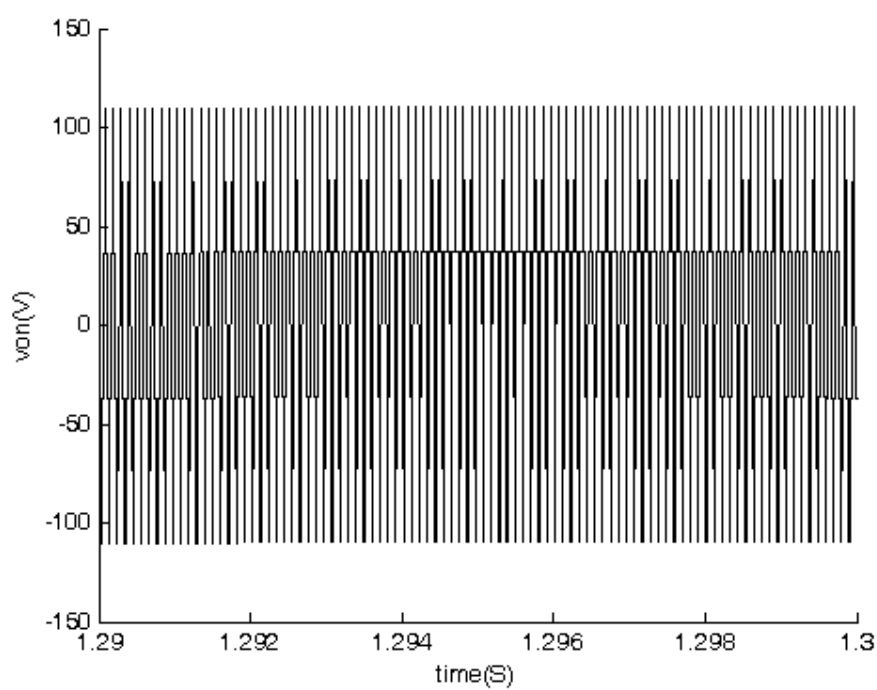
شکل ۷-۲۰: شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و نقطه وسط اینورتر دو سطحی



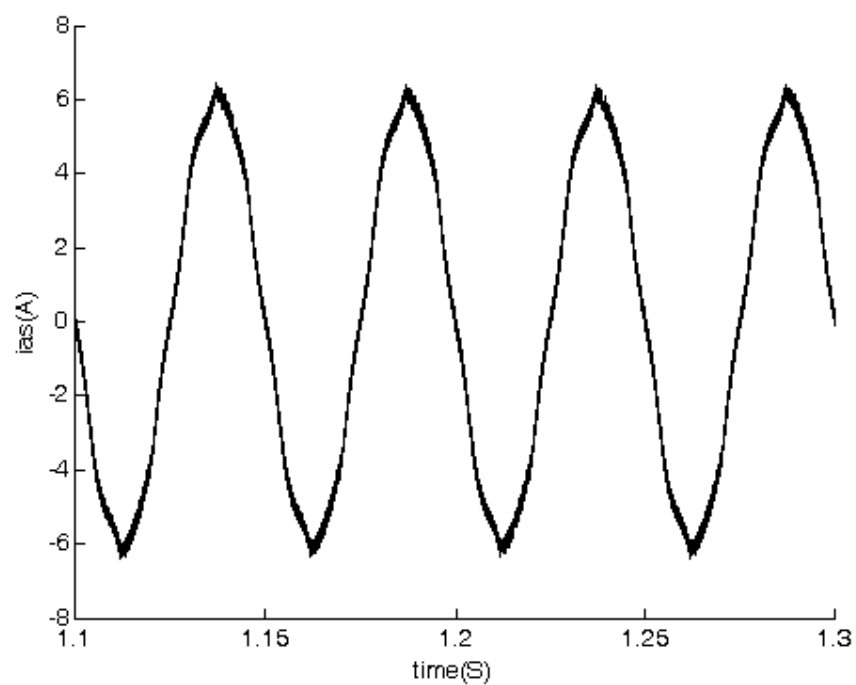
شکل ۷-۲۱: شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و نقطه نول موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی



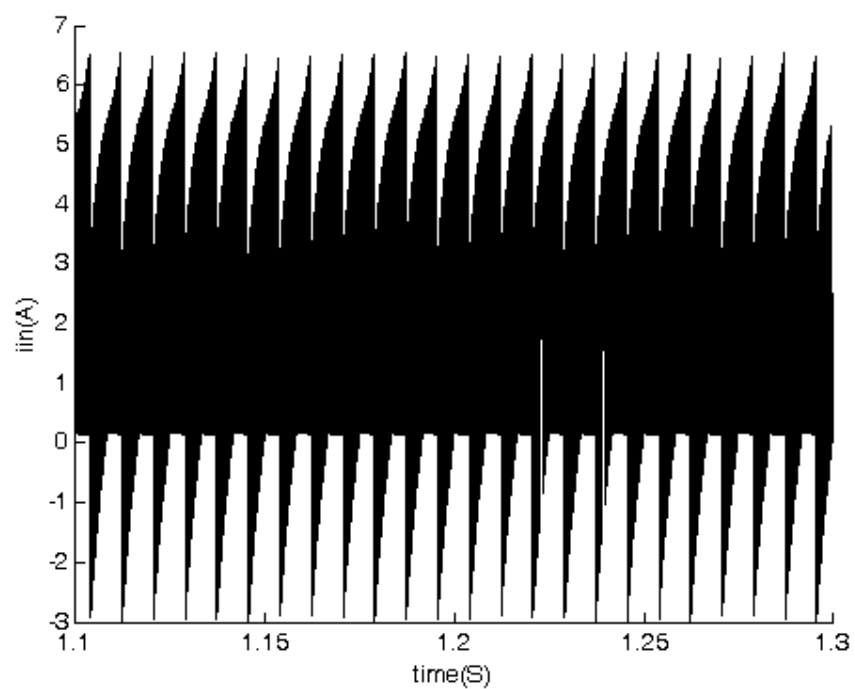
شکل ۷-۲۲: شکل موج ولتاژ بین فاز "a" و "b" موتور تغذیه شده وسط اینورتر دو سطحی



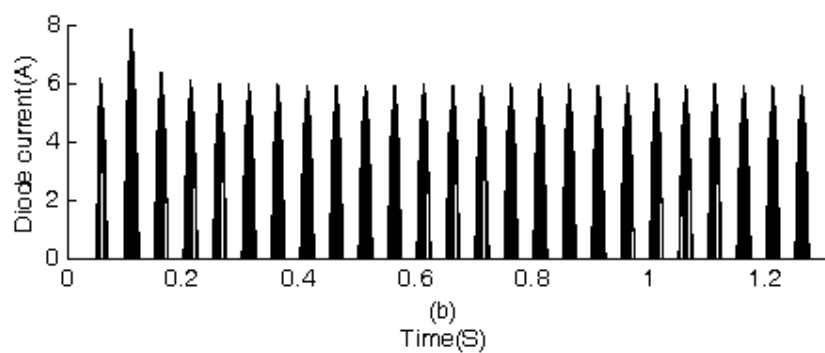
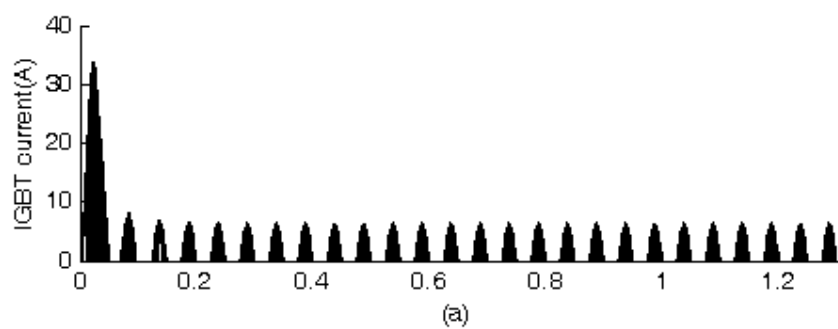
شکل ۷-۲۳: شکل موج ولتاژ بین نقطه وسط اینورتر دو سطحی و نول موتور



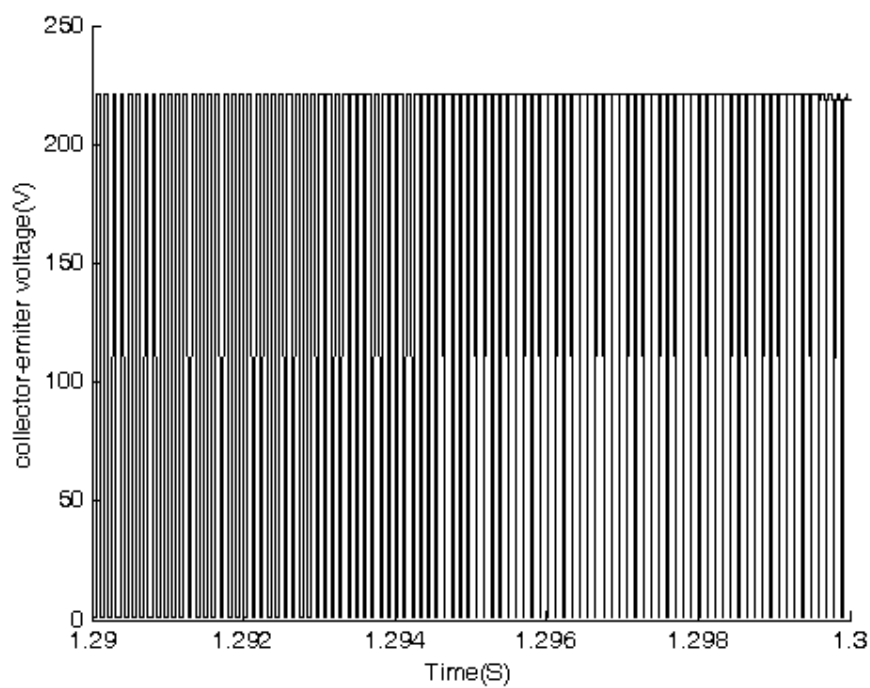
شکل ۷-۲۴: شکل موج جریان فاز ورودی به موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی



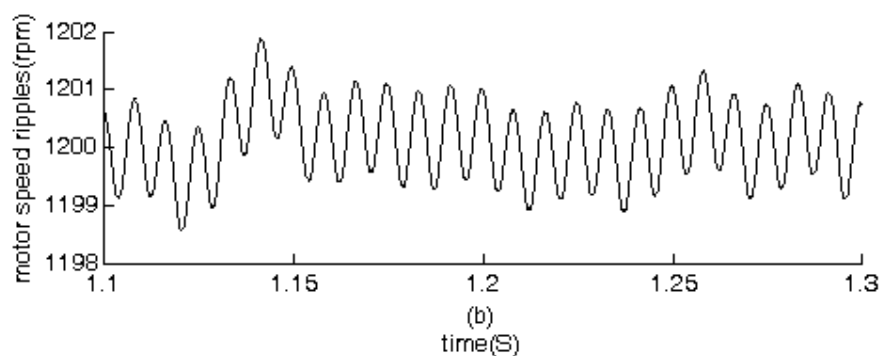
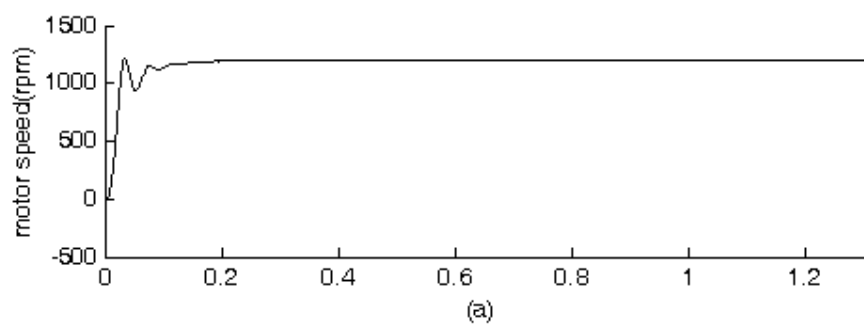
شکل ۷-۲۵: شکل موج جریان خروجی از باس DC مربوط به موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی



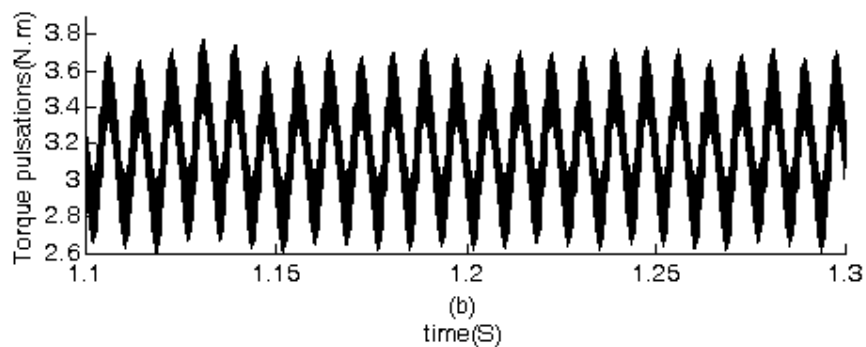
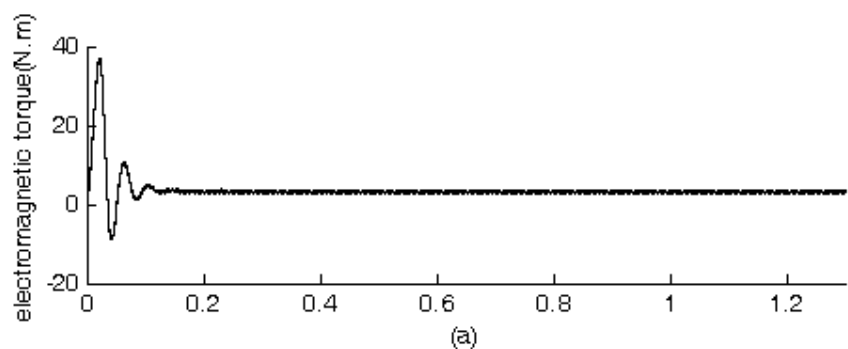
شکل ۲۶-۷: شکل موج‌های جریان عبوری از IGBT (a) بالایی و دیود بالایی (b)



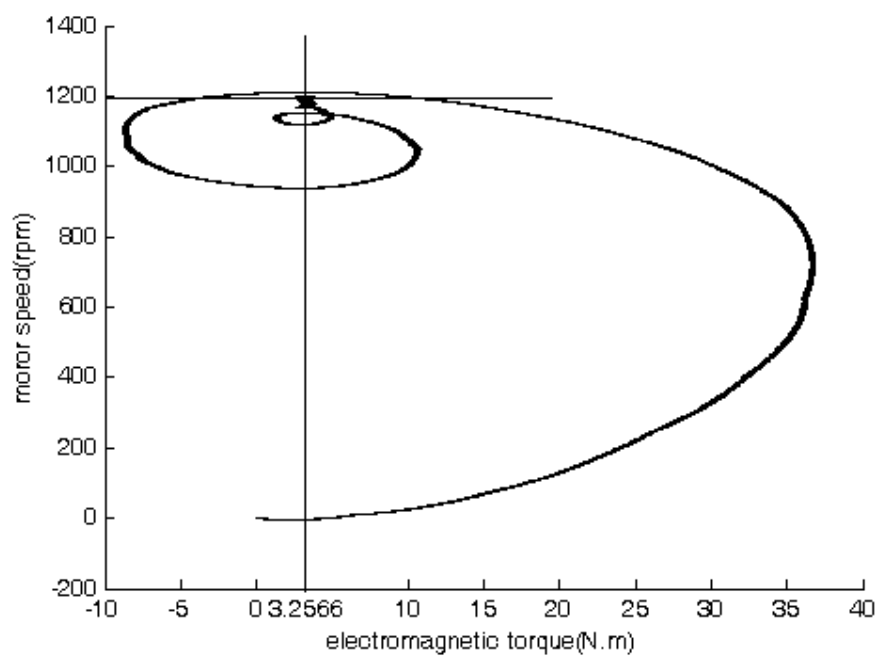
شکل ۲۷-۷: ولتاژ کلکتور به امیتر مربوط به اینورتر دو سطحی



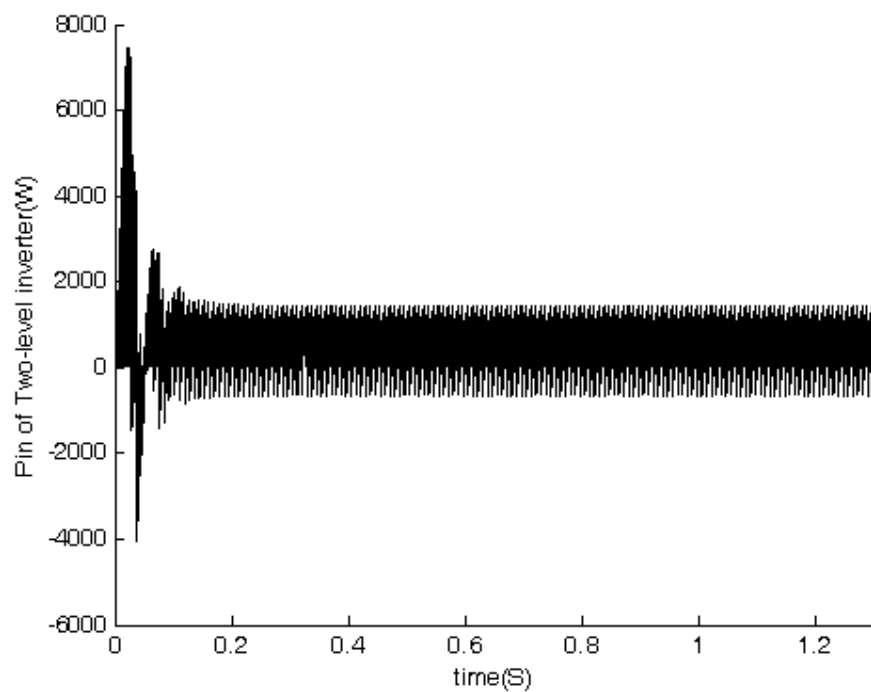
شکل ۷-۲۸: (a) سرعت موتور و (b) نوسانات سرعت موتور



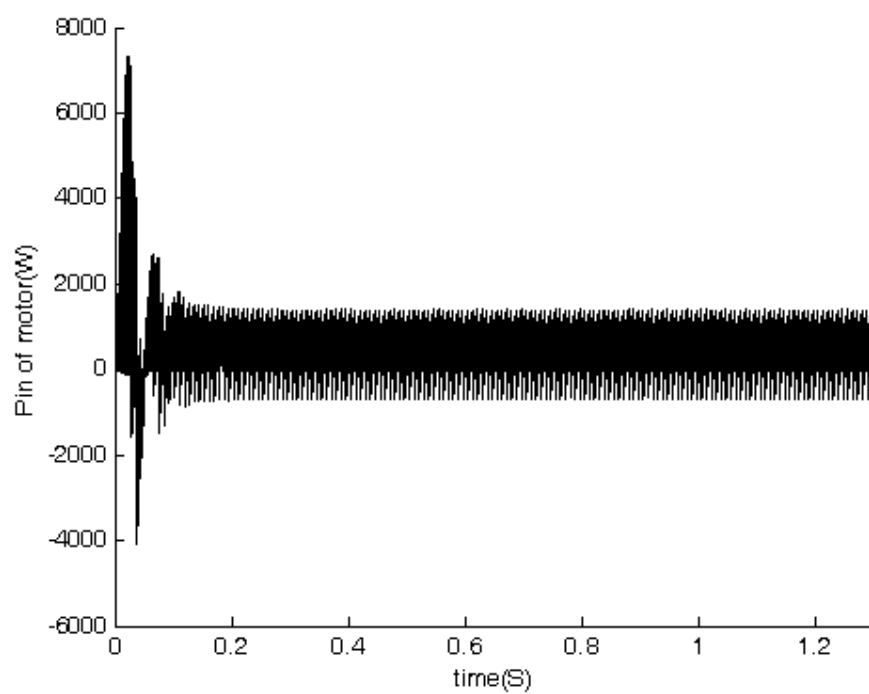
شکل ۷-۲۹: (a) گشتاور الکترومغناطیسی و (b) نوسانات گشتاور



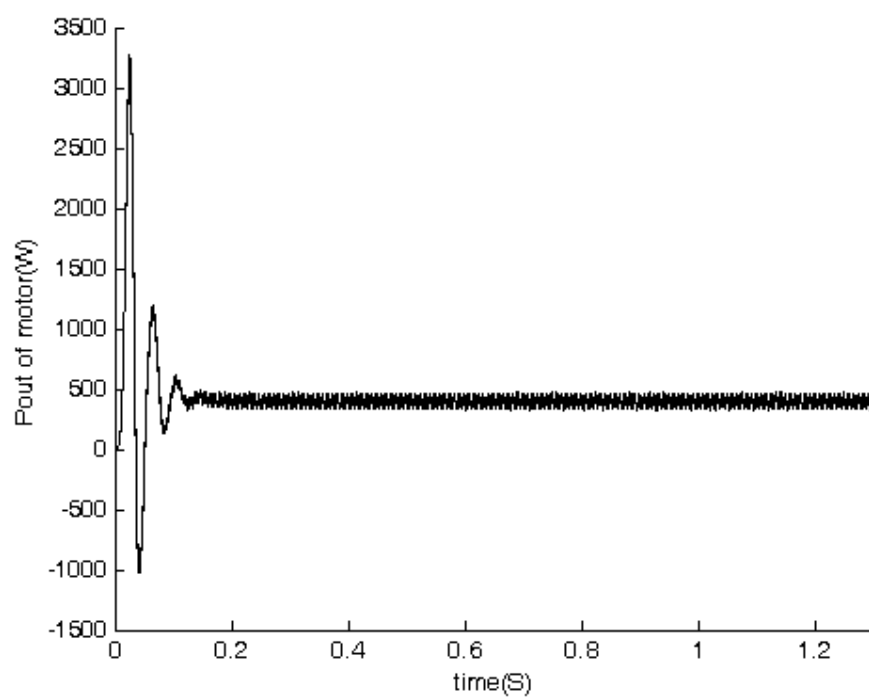
شکل ۷-۳۰: سرعت موتور بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی



شکل ۷-۳۱: توان لحظه‌ای ورودی به اینورتر دو سطحی



شکل ۳۲-۷: توان لحظه‌ای ورودی به موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی



شکل ۳۳-۷: توان لحظه‌ای خروجی موتور تغذیه شده توسط اینورتر دو سطحی

اگر بخواهیم نتایج حاصل از شبیه‌سازی را بیان کنیم، می‌توان این چنین بیان کرد که ولتاژ و جریان خروجی اینورتر پنج سطحی دارای اعوجاج کمتری است و در نتیجه ولتاژ تغذیه کننده موتور بدون نیاز به فیلتر خروجی به شکل موج سینوسی بسیار نزدیکتر است و تلفات موتور کمتر شده و بنابراین بازده موتور بهبود یافته است. نوسانات سرعت و گشتاور موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم تغذیه شده با اینورتر پنج سطحی بیش از ۳۰٪ بهبود یافته است. از لحاظ هزینه نیز اینورتر پنج سطحی گران‌تر از اینورتر دو سطحی است، ولی با توجه به اینکه در خروجی خود نیازی به فیلتر ندارد شاید از لحاظ هزینه با اینورتر دو سطحی همراه با فیلتر برابری کند. با توجه به اینکه یاتاقان‌های موتور تغذیه شده با اینورتر پنج سطحی دیرتر خراب می‌شوند باز هم در هزینه تعمیرات صرفه جویی شده است.

فصل هشتم

موتورهای DC بدون جاروبک چند فاز

۸-۱: مقدمه

همانطور که قبلاً نیز بیان شد موتورهای DC بدون جاروبک مغناطیس دائم مزایای بسیار زیادی نسبت به موتورهای القایی دارد. در سال‌های اخیر در اروپا و آمریکا، موتورهای DC بدون جاروبک مغناطیس دائم به عنوان نیروی جلو برنده کشتی‌ها و ناوهای جنگی و صنایع نظامی و صنایع هواپیمایی و فضاپیمایی مورد تحقیق و بررسی قرار گرفته‌اند. کارها و مقالات علمی بسیاری در زمینه ماشین‌های الکتریکی چند فاز ارائه شده است [۵۶]–[۶۰]. با استفاده از موتورهای DC بدون جاروبک چند فاز بجای موتورهای سه فاز، مزایای زیر حاصل می‌شوند [۵۶]، [۵۷].

۱) دامنه نوسانات گشتاور کاهش می‌یابد.

۲) فرکانس نوسانات گشتاور افزایش می‌یابد.

۳) جریان هر فاز بدون افزایش ولتاژ آن فاز کاهش می‌یابد.

۴) نسبت گشتاور به جریان افزایش می‌یابد.

۵) چگالی توان افزایش می‌یابد.

۶) قابلیت اطمینان افزایش می‌یابد.

در کاربردهای نظامی، نوسانات گشتاور کوچک، قابلیت اطمینان بالا و مقاوم بودن در برابر خطاهای سیستم موتوری از پارامترهای بسیار مهم به حساب می‌آیند. موتورهای DC بدون جاروبک چند فاز می‌توانند با خراب شدن یک یا تعداد بیشتری از فازها باز هم به کار خود ادامه دهند. به همین دلیل موتورهای DC بدون جاروبک چند فاز در عرصه نظامی گزینه مناسبی به شمار می‌آیند.

با وجود تمام این مزایا، باز هم مشخص نیست که چرا بیشتر دانشمندان هنوز هم روی موتورهای DC بدون جاروبک سه فاز تحقیق می‌کنند. انتقادی که این دانشمندان بر موتورهای DC بدون جاروبک چند فاز دارند این است که کنترل این نوع موتورها بسیار پیچیده و هزینه بر می‌باشند. در پاسخ به این انتقاد می‌توان بیان کرد که کنترل‌کننده‌های DSP بسیار پیشرفت کرده‌اند و مشکل پیچیدگی

کنترل این موتورها را بر طرف کرده‌اند. هزینه تمام شده این موتورها در قبال مزایای بی‌شمار این موتورها و درخواست صنایع نظامی و فضایی چندان زیاد نمی‌باشد [۵۸]، [۶۱]، [۶۲].

۸-۲: شبیه‌سازی موتور BLDC یازده فاز و کنترل سرعت آن با منطق فازی

۸-۲-۱: معادله‌های ماشین DC بدون جاروبک یازده فاز

$$[v] = [r][i] + \frac{d[\lambda]}{dt} \quad (V) \quad (۱-۸)$$

$$\frac{d[\lambda]}{dt} = [L] \frac{d[i]}{dt} + [e] \quad (V) \quad (۲-۸)$$

$$[v] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs} \ v_{ds} \ v_{es} \ v_{fs} \ v_{gs} \ v_{hs} \ v_{is} \ v_{js} \ v_{ks}]^T \quad (V) \quad (۳-۸)$$

$$[\lambda] = [\lambda_{as} \ \lambda_{bs} \ \lambda_{cs} \ \lambda_{ds} \ \lambda_{es} \ \lambda_{fs} \ \lambda_{gs} \ \lambda_{hs} \ \lambda_{is} \ \lambda_{js} \ \lambda_{ks}]^T \quad (\text{turn.W b}) \quad (۴-۸)$$

$$[e] = [e_{as} \ e_{bs} \ e_{cs} \ e_{ds} \ e_{es} \ e_{fs} \ e_{gs} \ e_{hs} \ e_{is} \ e_{js} \ e_{ks}]^T \quad (V) \quad (۵-۸)$$

$$[i] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{ds} \ i_{es} \ i_{fs} \ i_{gs} \ i_{hs} \ i_{is} \ i_{js} \ i_{ks}]^T \quad (A) \quad (۶-۸)$$

$$r_s = r_{as} = r_{bs} = r_{cs} = r_{ds} = r_{es} = r_{fs} = r_{gs} = r_{hs} = r_{is} = r_{js} = r_{ks} \quad (\Omega) \quad (۷-۸)$$

$$[r] = \text{diag}[r_s]_{11 \times 11} = r_s \times I_{11} \quad (\Omega) \quad (۸-۸)$$

که I یک ماتریس همانی ۱۱×۱۱ است.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & M & M & M & M & M & M & M & M & M & M \\ M & L_s & M & M & M & M & M & M & M & M & M \\ M & M & L_s & M & M & M & M & M & M & M & M \\ M & M & M & L_s & M & M & M & M & M & M & M \\ M & M & M & M & L_s & M & M & M & M & M & M \\ M & M & M & M & M & L_s & M & M & M & M & M \\ M & M & M & M & M & M & L_s & M & M & M & M \\ M & M & M & M & M & M & M & L_s & M & M & M \\ M & M & M & M & M & M & M & M & L_s & M & M \\ M & M & M & M & M & M & M & M & M & L_s & M \\ M & M & M & M & M & M & M & M & M & M & L_s \end{bmatrix}_{11 \times 11} \quad (H) \quad (۹-۸)$$

$$L_s = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{dd} = L_{ee} = L_{ff} = L_{gg} = L_{hh} = L_{ii} \quad (H) \quad (۱۰-۸)$$

ماتریس ولتاژهای القا شده بر روی سیم‌پیچ‌های استاتور که توسط قطب‌های مغناطیس دائم روتور تولید شده است، ماتریس جریان‌های ورودی به موتور، ماتریس مقاومت سیم‌پیچ‌های مربوط به هر فاز استاتور و ماتریس اندوکتانس سیم‌پیچ‌های استاتور می‌باشند. تمامی اندوکتانس‌های متقابل یکسان فرض شده‌اند و با نماد M نشان داده شده‌اند. نیروهای ضد محرکه موتوری با سرعت موتور و شار تولید شده توسط روتور مغناطیس دائم رابطه مستقیم دارد. از آنجا که شار تولیدی توسط روتور مغناطیس دائم ثابت می‌باشد، لذا نیروی ضد محرکه موتوری با سرعت موتور رابطه مستقیم دارد. در نتیجه اندازه نیروی ضد محرکه موتوری بصورت ۸-۱۱ قابل نمایش است.

$$e = \frac{2}{p} \times K_e \omega_r \quad (V) \quad (۱۱-۸)$$

که P ، ω_r ، K_e بترتیب ثابت نیروی ضد محرکه موتوری، سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور، تعداد قطب-های موتور می‌باشند.

۸-۲-۲: شبیه سازی و کنترل سرعت درایو موتور BLDC یازده فاز

مشخصات موتور یازده فاز در جدول ۸-۱ نشان داده شده‌اند. تفاوت بین سرعت مرجع و سرعت واقعی به عنوان سیگنال خطای سرعت در نظر گرفته می‌شود. برای کاهش خطای حالت دائمی یک بلوک انتگرال‌گیر مورد نیاز است. در این شبیه‌سازی از کنترل‌کننده فازی برای کنترل سرعت استفاده می‌شود. ولی کنترل‌کننده PI فازی به علت مشکل به نتیجه مطلوب رساندن^۱ به ندرت مورد استفاده قرار می‌گیرد. روش‌های بسیار زیادی درباره حل این مشکل ارائه شده است. یکی از بهترین این روش‌ها استفاده از کنترل‌کننده افزایشی فازی^۲ [۶۳]-[۶۵] است. بلوک دیاگرام این کنترل‌کننده سرعت به همراه نمایی کلی از درایو در شکل ۸-۱ نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود ورودی‌های

1- Windup

2- Fuzzy Incremental Controller

این کنترل کننده افزایشی فازی، ضرایبی از سیگنال های خطا و تغییرات خطا می باشند. ساختار این کنترل کننده بسیار شبیه کنترل کننده PD فازی است و تنها تفاوت آنها در بلوک انتگرال گیر و گین GO می باشد.

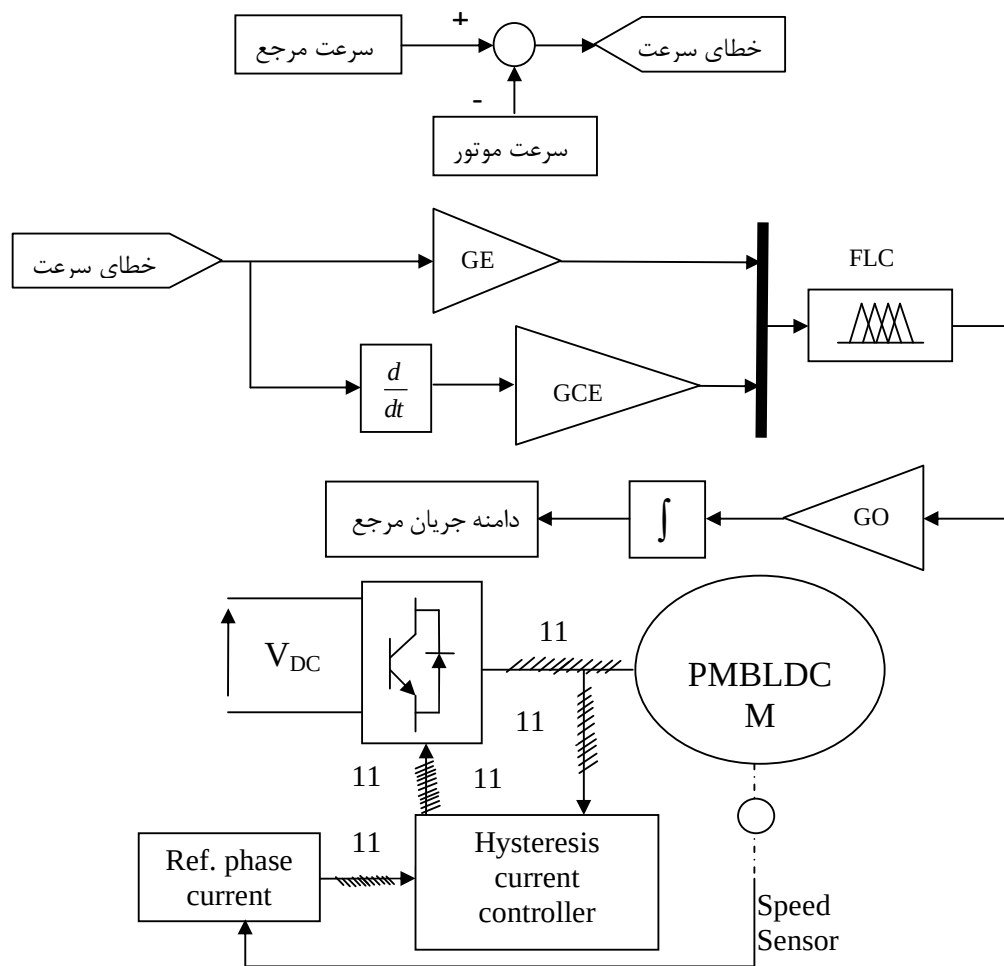
جدول ۸-۱: اطلاعات کامل درایو ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

$K_e = 0.763 \left(\frac{V.s}{rad} \right)$	ثابت نیروی ضد محرکه موتوری
$L_{aa} = 0.0026667 \text{ (H)}$	اندوکتانس خودی سیم پیچ های استاتور
$M = 0.0006667 \text{ (H)}$	اندوکتانس متقابل بین سیم پیچ های استاتور
$r_s = 1 \Omega$	مقاومت سیم پیچ های استاتور
$J = 0.005 \text{ (kg.m}^2\text{)}$	اینرسی کلی روتور و بار
$P = 4$	تعداد قطب ها
$B_m = 1 \left(\frac{N.m.sec}{rad} \right)$	ضریب بار اصطکاکی متناسب با سرعت
$T_l = 50 \text{ (N.m)}$	بار ثابت مکانیکی از لحظه $t=0 \text{ s} - 0.5 \text{ s}$
$T_l = 70 \text{ (N.m)}$	بار ثابت مکانیکی از لحظه $t=0.5 \text{ s} - 1 \text{ s}$
$V_{dc} = 220 \text{ (V)}$	ولتاژ منبع DC
$H.B=0.005$	پهنای باند هیستریزس

موتور مورد بررسی علاوه بر بار اصطکاکی یک بار پله 50 N.m را نیز می چرخاند. بعد از گذشت 0.5 s بار ثابت به 70 N.m تغییر می یابد. برای اینکه موتور در سرعت اولیه خود یعنی 600 rpm باقی بماند از یک کنترل کننده افزایشی فازی استفاده شده است. گین های GE، GCE و GO بترتیب برابر با ۱، 0.07 و 20 می باشند. همانطور که در شکل ۸-۲ نشان داده شده است، سیگنال های خطا و تغییرات خطا هر کدام سه تابع عضویت مثبت، صفر و منفی دارند. جهت کامل و جامع بودن قوانین، نه (3^2) قانون در نظر گرفته شده است. این قوانین در زیر بیان شده اند:

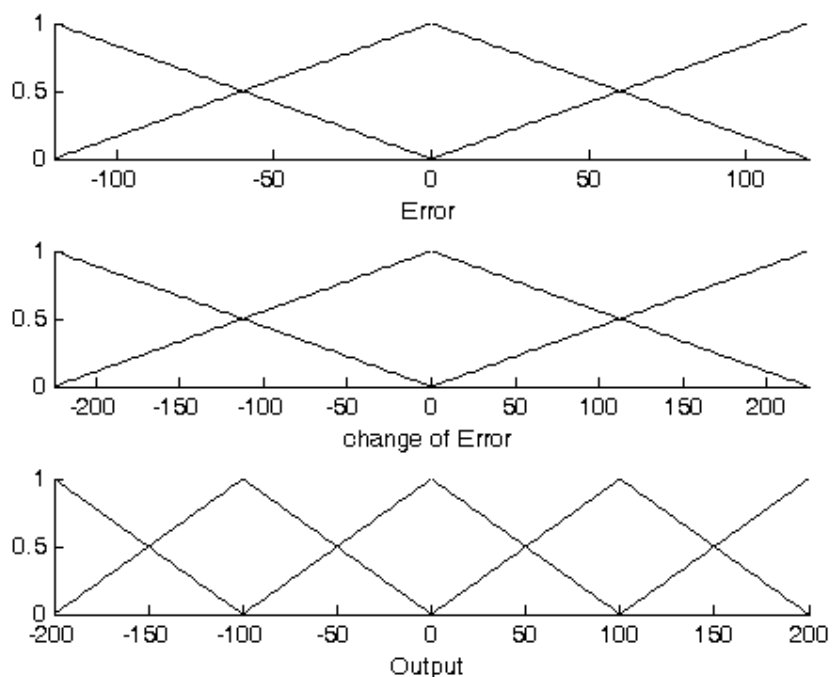
- (R1) if (e is N) and (de is N) then (output is NL)
- (R2) if (e is N) and (de is Z) then (output is NS)
- (R3) if (e is N) and (de is P) then (output is Z)
- (R4) if (e is Z) and (de is N) then (output is NS)
- (R5) if (e is Z) and (de is Z) then (output is Z)
- (R6) if (e is Z) and (de is P) then (output is PS)
- (R7) if (e is P) and (de is N) then (output is Z)

- (R8) if (e is P) and (de is Z) then (output is PS)
- (R9) if (e is P) and (de is P) then (output is PL)

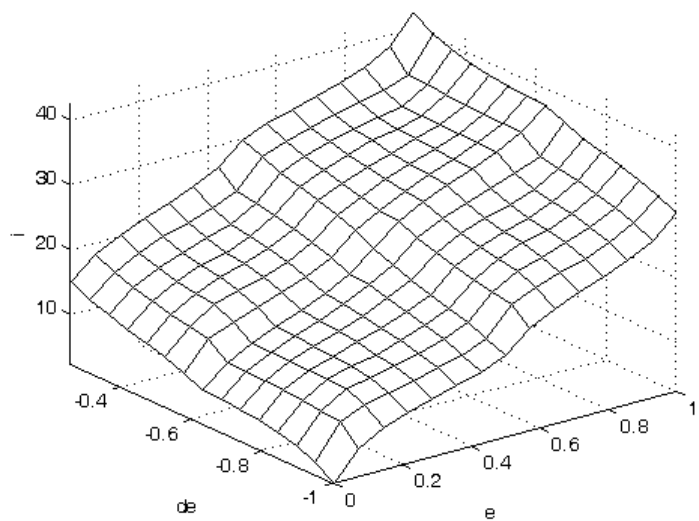


شکل ۸-۱: بلوک دیاگرام کنترل سرعت موتور PMBLDC به کمک منطق فازی

شکل ۸-۳ نمایش دهنده سطح^۱ این کنترل کننده افزایشی فازی را نشان می دهد. نمایش دهنده سطح یک منحنی سه بعدی است که یک نگاشتی از سیگنال خطا و تغییرات خطا را روی دامنه جریان فاز مرجع می نگارد.



شکل ۸-۲: توابع عضویت مربوط به خطا و تغییرات خطا و اندازه جریان متناسب با سرعت مطلوب



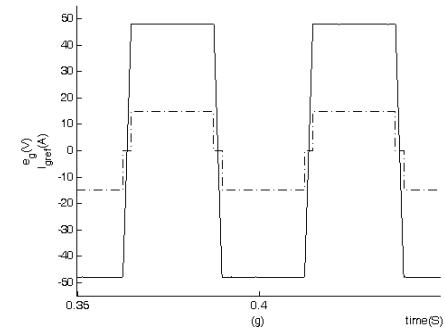
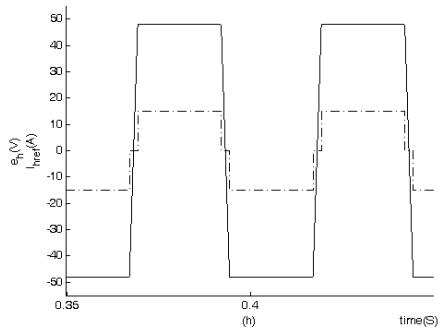
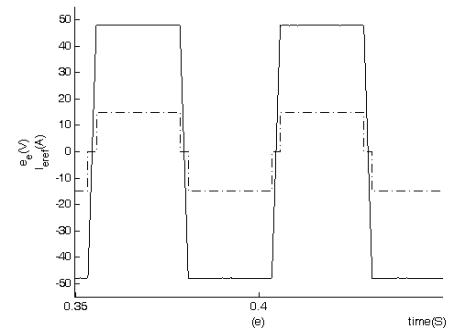
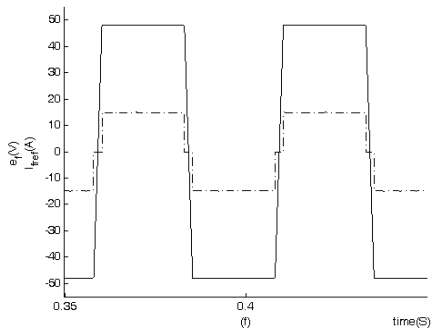
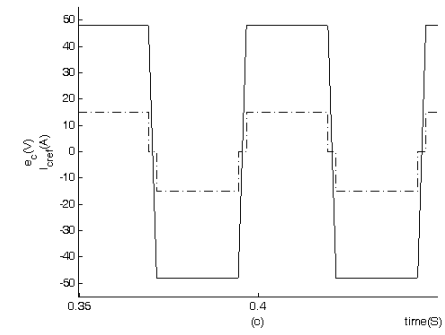
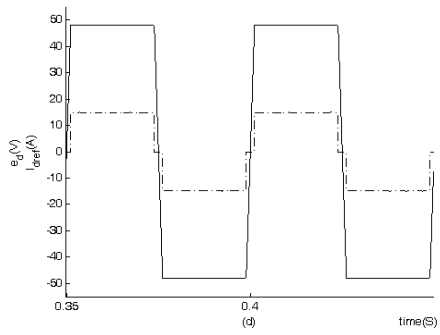
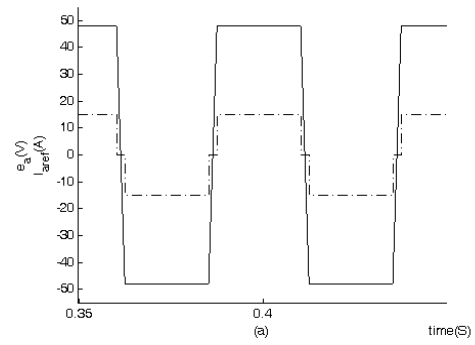
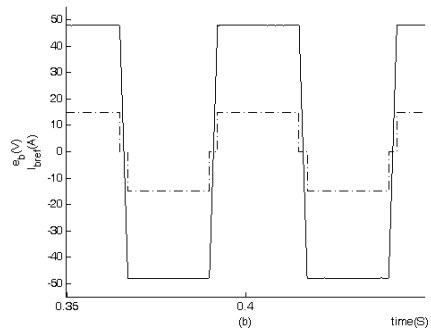
شکل ۸-۳: نمایش دهنده سطح کنترل کننده افزایشی فازی

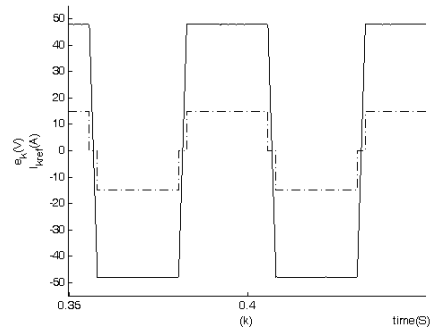
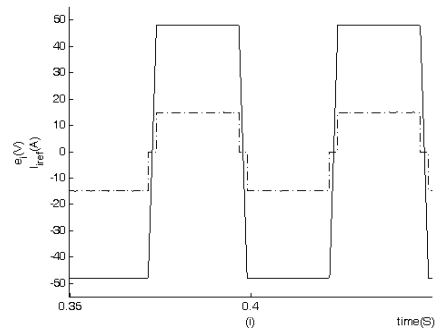
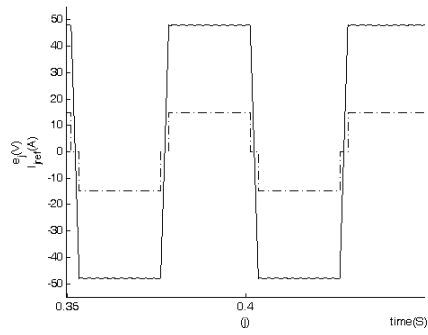
شکل‌های ۸-۴ تا ۸-۹ نتایج شبیه‌سازی یک موتور DC بدون جاروبک مغناطیس دائم یازده فاز که سرعت روتور آن توسط منطق فازی کنترل می‌شود و فرمان‌های آتش سوئیچ‌های اینورتر یازده فاز تغذیه‌کننده سیم‌پیچ‌های استاتور آن توسط روش مدولاسیون هیستریزس تولید می‌شوند را نشان می‌-

دهند. همانطور که قبلاً هم بیان شد، در یک نمونه از موتورهای DC بدون جاروبک، شکل موج‌های ولتاژ القا شده بر روی سیم‌پیچ‌های استاتور که توسط روتور مغناطیس دائم تولید می‌شوند، دوزنقه‌ای شکل می‌باشند. بنابراین برای تولید گشتاور الکترومغناطیسی ثابت، شکل موج جریان باید بصورت مستطیل شکل باشد. شکل ۴-۸ فرآیند سوئیچینگ و نیروهای ضد محرکه موتوری و جریان‌های مطلوب هر فاز را نشان می‌دهد. در هر $\frac{\pi}{11}$ زاویه الکتریکی ده فاز هدایت می‌کنند و یک فاز باقیمانده بصورت شناور باقی می‌ماند. مدت زمان کموتاسیون جریان از فاز به فاز دیگر برابر با $\frac{\pi}{11}$ زاویه الکتریکی است. هر فاز به مدت $\frac{10\pi}{11}$ هدایت می‌کند. شکل ۵-۸ شکل موج‌های جریان‌های اندازه‌گیری شده هر فاز را نشان می‌دهد. وجود اعوجاج در شکل موج‌های جریان و ولتاژ ضد محرکه موتوری در لحظه $t=0/5S$ ، بدلیل تغییر بار مکانیکی اعمال شده بر روی موتور است که باعث افزایش جریان کشیده شده از منبع می‌گردد. ۲۲ مود عملکردی مربوط به جریان هر فاز بصورت کامل در جدول ۸-۲ نشان داده شده‌اند. علامت مثبت به این مفهوم است که جهت اصلی جریان از طرف اینورتر به سمت پایانه‌های موتور می‌باشد.

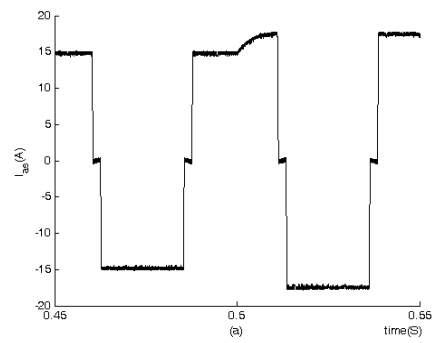
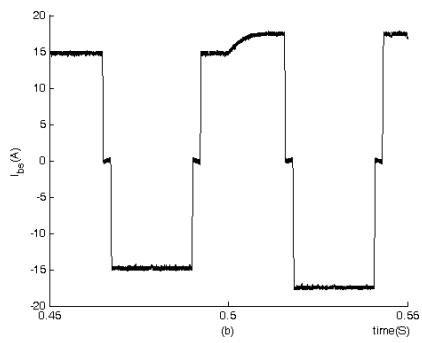
جدول ۸-۲: روند جریان‌های فاز جاری شده مطابق با ۲۲ موده‌های عملکردی

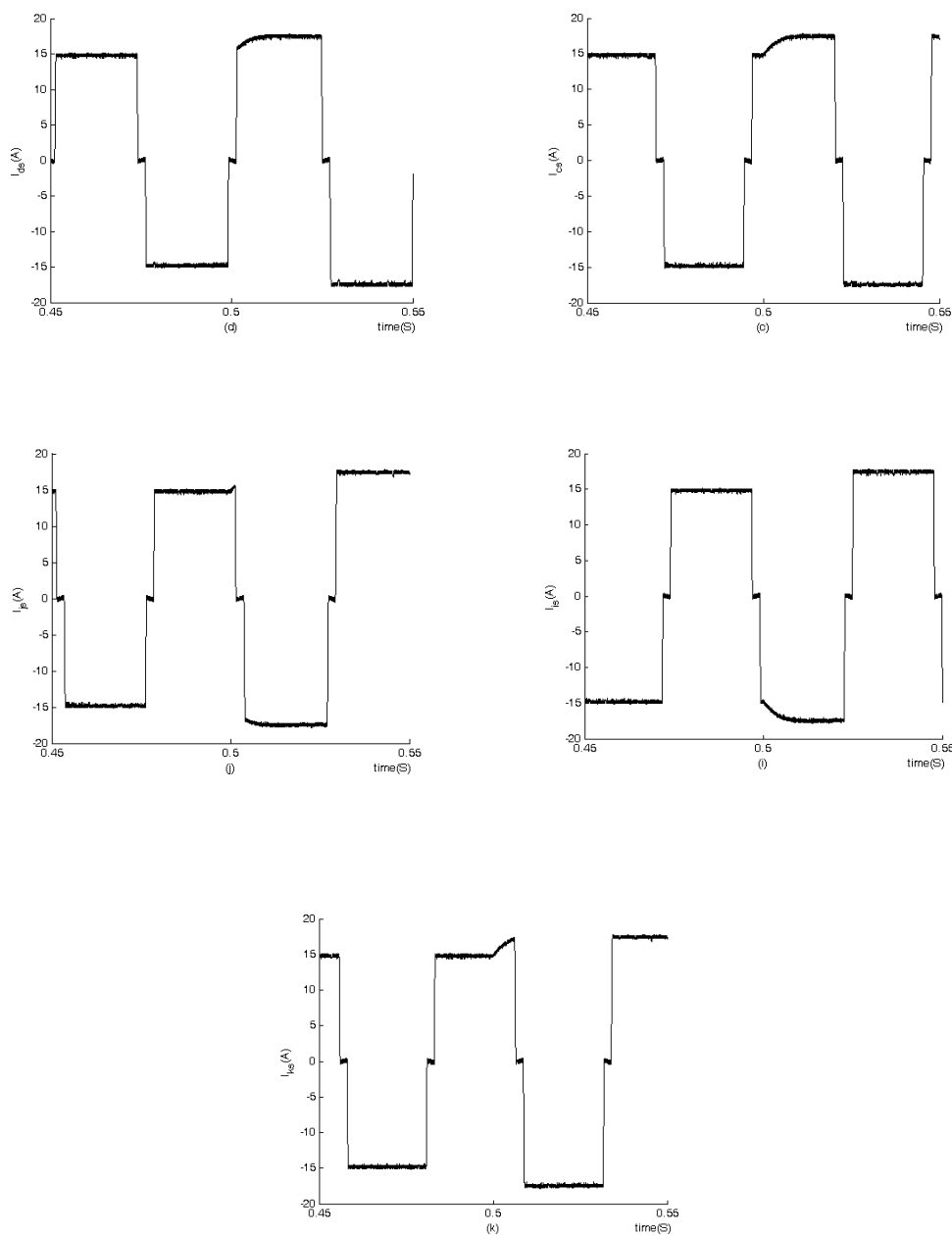
مود	i_a	i_b	i_c	i_d	i_e	i_f	i_g	i_h	i_i	i_j	i_k
۱	+	-	-	-	-	-	0	+	+	+	+
۲	+	0	-	-	-	-	-	+	+	+	+
۳	+	+	-	-	-	-	-	0	+	+	+
۴	+	+	0	-	-	-	-	-	+	+	+
۵	+	+	+	-	-	-	-	-	0	+	+
۶	+	+	+	0	-	-	-	-	-	+	+
۷	+	+	+	+	-	-	-	-	-	0	+
۸	+	+	+	+	0	-	-	-	-	-	+
۹	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	0
۱۰	+	+	+	+	+	0	-	-	-	-	-
۱۱	0	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-
۱۲	-	+	+	+	+	+	0	-	-	-	-
۱۳	-	0	+	+	+	+	+	-	-	-	-
۱۴	-	-	+	+	+	+	+	0	-	-	-
۱۵	-	-	0	+	+	+	+	+	-	-	-
۱۶	-	-	-	+	+	+	+	+	0	-	-
۱۷	-	-	-	0	+	+	+	+	+	-	-
۱۸	-	-	-	-	+	+	+	+	+	0	-
۱۹	-	-	-	-	0	+	+	+	+	+	-
۲۰	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	0
۲۱	-	-	-	-	-	0	+	+	+	+	+
۲۲	0	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+





شکل ۸-۴: شکل موج‌های نیروهای ضد محرکه موتوری دوزنقه‌ای و جریانهای مرجع مستطیلی

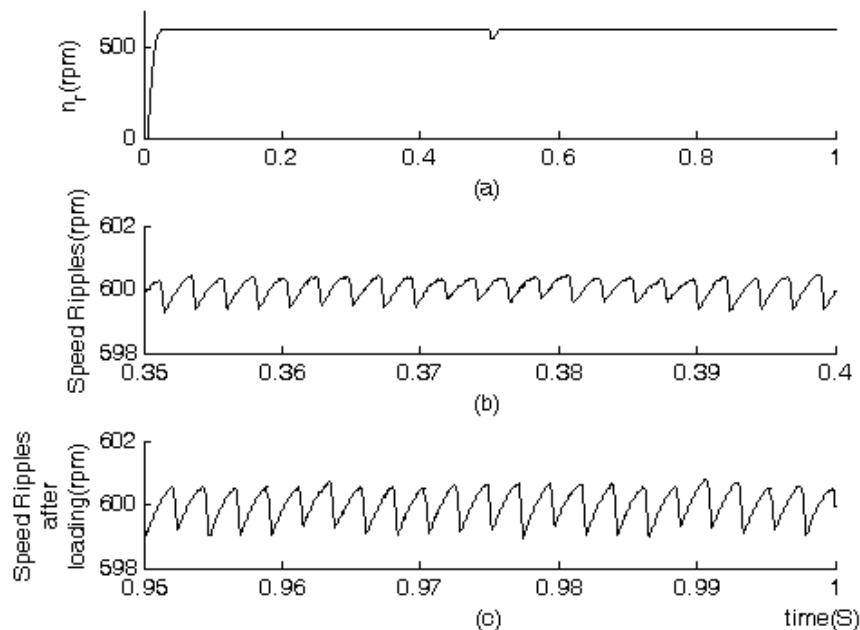




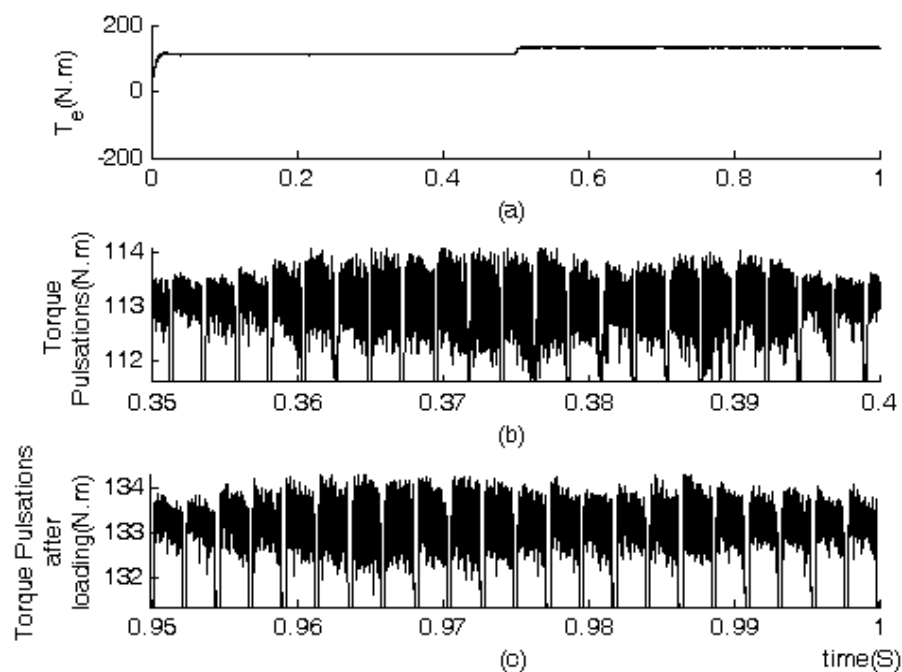
شکل ۸-۵: شکل موج‌های جریان‌های واقعی شبه مستطیلی

شکل ۸-۶ (a) سرعت موتور را از لحظه راه‌اندازی تا رسیدن به سرعت مکانیکی مطلوب 600 rpm نشان می‌دهد. شکل ۸-۶ (b) نوسانات سرعت موتور را قبل از اعمال بار ثابت 20 N.m در حالت مانا به تصویر کشیده است. همانطور که نشان داده شده است سرعت موتور بین $599/5 \text{ rpm}$ تا $600/5 \text{ rpm}$ نوسان می‌کند. شکل ۸-۶ (c) نوسانات سرعت موتور را بعد از اعمال بار ثابت 20 N.m در حالت مانا به تصویر

کشیده است. همانطور که نشان داده شده است سرعت موتور بین 599 rpm تا 601 rpm نوسان می-کند. شکل ۷-۸ (a) گشتاور الکترومغناطیسی را از زمان راه اندازی نشان می‌دهد. شکل ۷-۸ (b) نوسانات گشتاور الکترومغناطیسی را در حالت مانا به تصویر کشیده است. همانطور که مشاهده می-کنید گشتاور الکترومغناطیسی موتور قبل از اعمال بار مکانیکی پله 20 N.m در زمان $t=0.5\text{ s}$ بین $111/5\text{ N.m}$ تا $114/1\text{ N.m}$ نوسان می‌کند و زمانیکه بار مکانیکی موتور علاوه بر بار اصطکاکی به 70 N.m برسد، گشتاور الکترومغناطیسی موتور بین $131/25\text{ N.m}$ تا $134/3\text{ N.m}$ نوسان می‌کند. در شکل ۸-۸ شکل موج سرعت موتور بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی نشان داده شده است. سرعت موتور با افزایش بار به طور لحظه‌ای به $541/9135\text{ rpm}$ کاهش می‌یابد و دوباره در طی فرآیند کنترل سرعت، سرعت موتور به همان سرعت مکانیکی 600 N.m خواهد رسید. شکل ۸-۹ رابطه کموتاسیون جریان را با سرعت مکانیکی موتور و گشتاور الکترومغناطیسی آن به وضوح نشان می‌دهد.

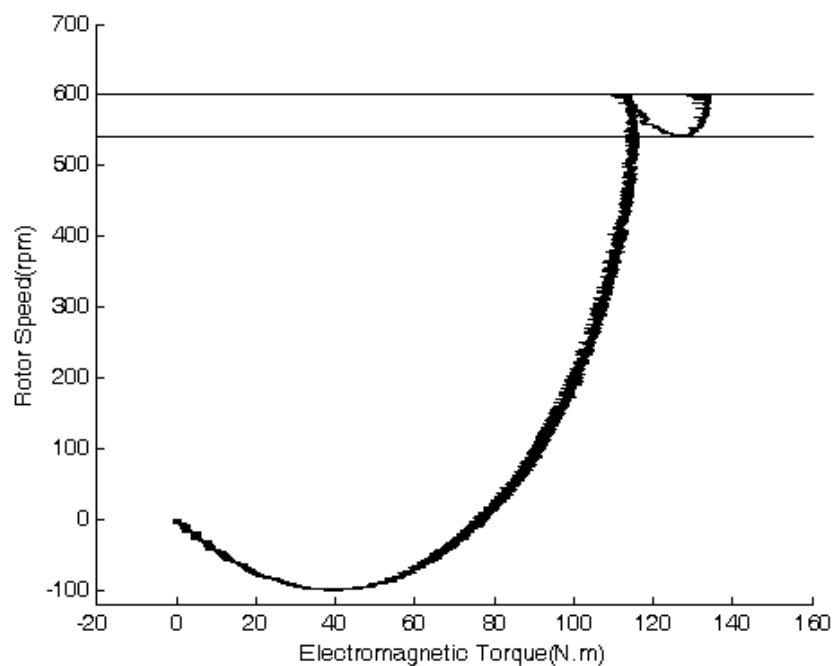


شکل ۸-۶: (a) شکل موج سرعت موتور، (b) نوسانات سرعت قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات سرعت با افزایش بار ثابت 70 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت

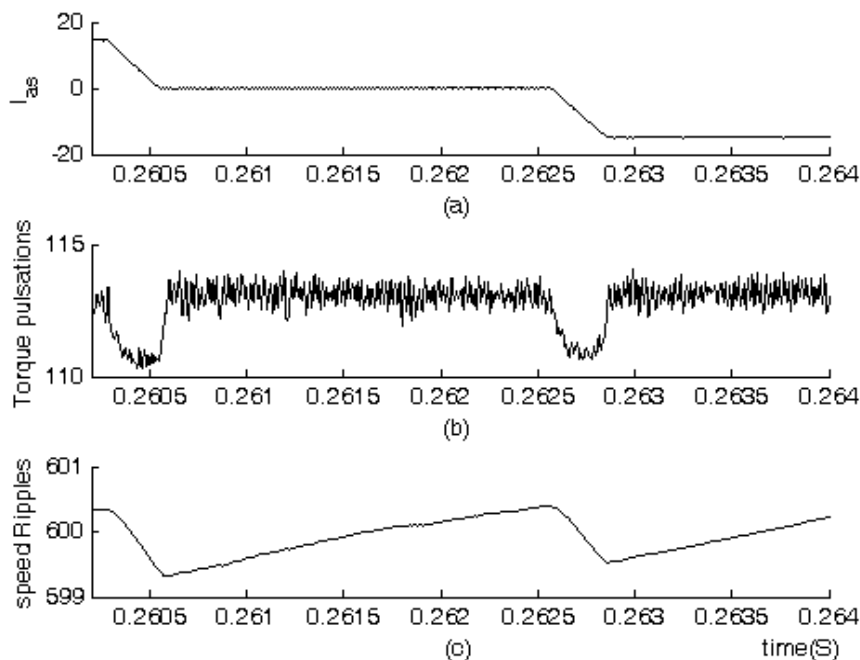


شکل ۸-۷: (a) شکل موج گشتاور الکترومغناطیسی، (b) نوسانات گشتاور قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c)

نوسانات گشتاور با بار ثابت 70 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت



شکل ۸-۸: شکل موج سرعت بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی



شکل ۸-۹: رابطه بین کموتاسیون جریان فازها و نوسانات گشتاور و سرعت

۸-۳: شبیه‌سازی موتور نه فاز با در نظر گرفتن اندوکتانس‌های متقابل متفاوت

در این شبیه‌سازی با ایده‌ای جدید، اندوکتانس‌های متقابل بصورت متفاوت در نظر گرفته شده‌اند. در اکثر شبیه‌سازی‌ها و مقاله‌ها، اندوکتانس‌های متقابل بین سیم‌پیچ‌ها را یکسان در نظر می‌گیرند. در حالی که در واقع این روش درستی نیست و سیم‌پیچ‌های استاتور در موتورهای چند فاز با یکدیگر فاصله‌های متفاوتی دارند و در نتیجه اندازه اندوکتانس‌های متقابل با یکدیگر متفاوت می‌باشد. در این شبیه‌سازی این موضوع در نظر گرفته شده است و نمایی از مدار معادل الکتریکی این موتور در شکل ۸-۱۰ نشان داده شده است.

۸-۳-۱: معادلات مربوط به موتور نه فاز با در نظر گرفتن اندوکتانس‌های متقابل متفاوت

$$[v] = [r][i] + \frac{d[\lambda]}{dt} \quad (V) \quad (8-12)$$

$$\frac{d[\lambda]}{dt} = [L] \frac{d[i]}{dt} + [e] \quad (V) \quad (13-8)$$

$$[v] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs} \ v_{ds} \ v_{es} \ v_{fs} \ v_{gs} \ v_{hs} \ v_{is}]^T \quad (V) \quad (14-8)$$

$$[\lambda] = [\lambda_{as} \ \lambda_{bs} \ \lambda_{cs} \ \lambda_{ds} \ \lambda_{es} \ \lambda_{fs} \ \lambda_{gs} \ \lambda_{hs} \ \lambda_{is}]^T \quad (\text{turn.Wb}) \quad (15-8)$$

$$[e] = [e_{as} \ e_{bs} \ e_{cs} \ e_{ds} \ e_{es} \ e_{fs} \ e_{gs} \ e_{hs} \ e_{is}]^T \quad (V) \quad (16-8)$$

$$[i] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{ds} \ i_{es} \ i_{fs} \ i_{gs} \ i_{hs} \ i_{is}]^T \quad (A) \quad (17-8)$$

$$r_s = r_{as} = r_{bs} = r_{cs} = r_{ds} = r_{es} = r_{fs} = r_{gs} = r_{hs} = r_{is} \quad (\Omega) \quad (18-8)$$

$$[r] = \text{diag}[r_s]_{9 \times 9} = r_s \times I_9 \quad (\Omega) \quad (19-8)$$

که I یک ماتریس همانی ۹×۹ است.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & M_1 & M_2 & M_3 & M_4 & M_4 & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & L_s & M_1 & M_2 & M_3 & M_4 & M_4 & M_3 & M_2 \\ M_2 & M_1 & L_s & M_1 & M_2 & M_3 & M_4 & M_4 & M_3 \\ M_3 & M_2 & M_1 & L_s & M_1 & M_2 & M_3 & M_4 & M_4 \\ M_4 & M_3 & M_2 & M_1 & L_s & M_1 & M_2 & M_3 & M_4 \\ M_4 & M_4 & M_3 & M_2 & M_1 & L_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_3 & M_4 & M_4 & M_3 & M_2 & M_1 & L_s & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_3 & M_4 & M_4 & M_3 & M_2 & M_1 & L_s & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & M_4 & M_4 & M_3 & M_2 & M_1 & L_s \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad (H) \quad (20-8)$$

$$L_s = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{dd} = L_{ee} = L_{ff} = L_{gg} = L_{hh} = L_{ii} \quad (H) \quad (21-8)$$

$$M_1 = M_{ab} = M_{bc} = M_{cd} = M_{de} = M_{ef} = M_{fg} = M_{gh} = M_{hi} = M_{ia} \quad (H) \quad (22-8)$$

$$M_2 = M_{ac} = M_{bd} = M_{ce} = M_{df} = M_{eg} = M_{fh} = M_{gi} = M_{ha} = M_{ib} \quad (H) \quad (23-8)$$

$$M_3 = M_{ad} = M_{be} = M_{cf} = M_{dg} = M_{ef} = M_{fi} = M_{ga} = M_{hb} = M_{ic} \quad (H) \quad (24-8)$$

$$M_4 = M_{ae} = M_{bf} = M_{cg} = M_{dh} = M_{ei} = M_{fa} = M_{gb} = M_{hc} = M_{id} \quad (H) \quad (25-8)$$

به ترتیب ماتریس ولتاژهای فاز به نول موتور، ماتریس شارهای پیوندی،

ماتریس ولتاژهای القاء شده بر روی سیم پیچ های استاتور که توسط قطب های مغناطیس دائم روتور

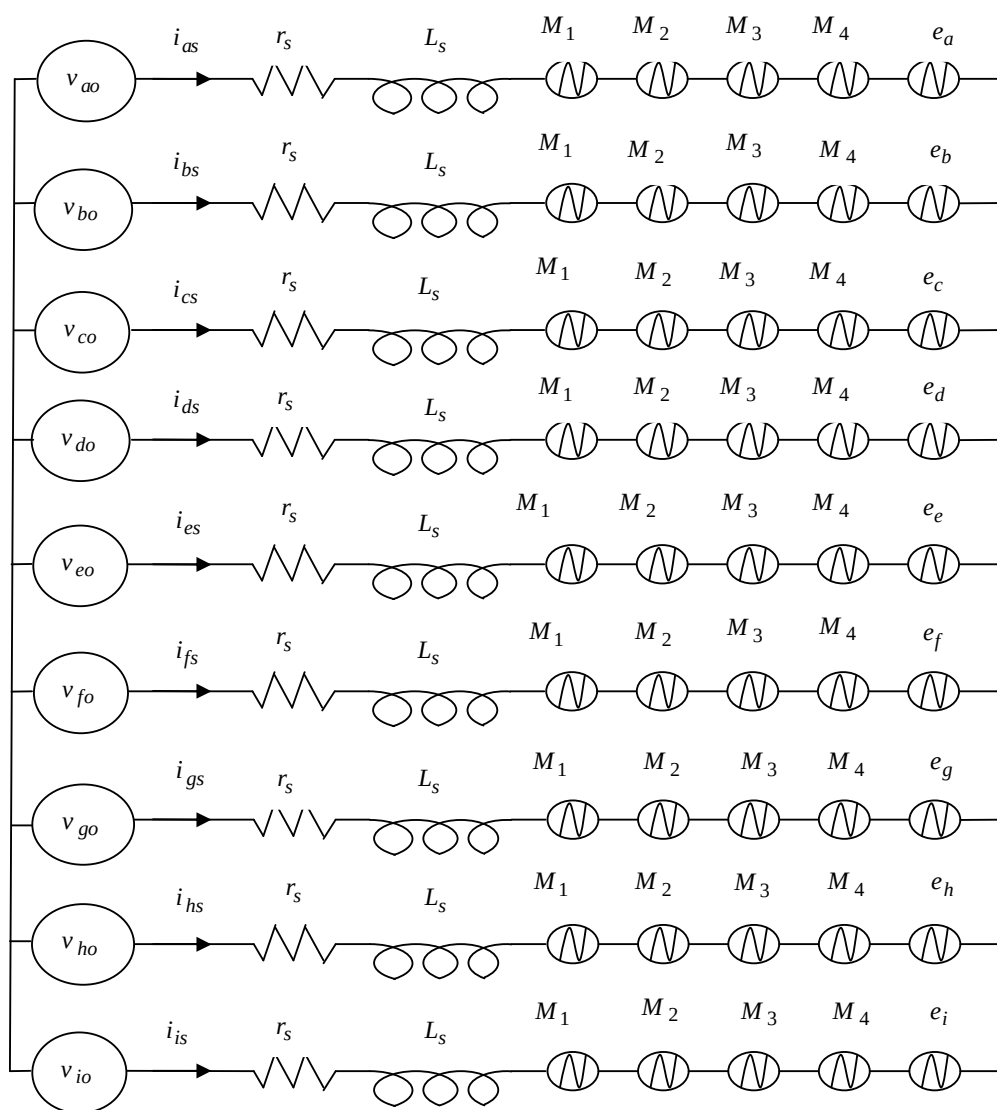
تولید شده است، ماتریس جریان‌های ورودی به موتور، ماتریس مقاومت سیم‌پیچ‌های مربوط به هر فاز استاتور و ماتریس اندوکتانس‌های خودی و متقابل سیم‌پیچ‌های استاتور می‌باشند.

۸-۳-۲: شبیه سازی و کنترل سرعت درایو موتور DC بدون جاروبک نه فاز

مشخصات موتور نه فاز در جدول ۸-۳ نشان داده شده‌اند. در این شبیه‌سازی جهت کنترل سرعت از کنترل‌کننده PI با پارامترهای $K_p = 0.0926$ ، $K_i = 19/9579$ استفاده شده است. کنترل آتش سوئیچ‌های اینورتر منبع ولتاژی دو سطحی نه فاز توسط مدولاسیون هیستریزس انجام گرفته است. در هر $\frac{\pi}{9}$ زاویه الکتریکی هشت فاز هدایت می‌کنند و یک فاز باقیمانده بصورت شناور باقی می‌ماند. مدت زمان کموتاسیون جریان برابر با $\frac{\pi}{9}$ زاویه الکتریکی است. هر فاز به مدت $\frac{8\pi}{9}$ هدایت می‌کند. وجود اعوجاج در شکل موج‌های جریان و نیروی ضد محرکه موتوری در لحظه $t=0.5S$ ، بدلیل تغییر بار مکانیکی اعمال شده بر روی موتور است که باعث افزایش جریان کشیده شده از منبع می‌گردد.

جدول ۸-۳: اطلاعات کامل درایو ماشین DC بدون جاروبک مغناطیس دائم

$K_e = 0.763 \left(\frac{V.s}{rad} \right)$	ثابت نیروی ضد محرکه موتوری
$L_{aa} = 0.002 \text{ (H)}$	اندوکتانس خودی سیم‌پیچ‌های استاتور
$M_1 = -0.5 \text{ (mH)}$	اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچ‌های مجاور
$M_2 = -0.25 \text{ (mH)}$	اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچ‌های با فاصله کم
$M_3 = 0.2 \text{ (mH)}$	اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچ‌های با فاصله متوسط
$M_4 = 0.1 \text{ (mH)}$	اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچ‌های با فاصله زیاد
$r_s = 1 \Omega$	مقاومت سیم‌پیچ‌های استاتور
$J = 0.005 \text{ (kg.m}^2\text{)}$	اینرسی کلی روتور و بار
$P = 4$	تعداد قطب‌ها
$B_m = 1 \left(\frac{N.m.sec}{rad} \right)$	ضریب بار اصطکاکی متناسب با سرعت
$T_l = 50 \text{ (N.m)}$	بار ثابت مکانیکی از لحظه $t=0 \text{ s} - 0.5 \text{ s}$
$T_l = 70 \text{ (N.m)}$	بار ثابت مکانیکی از لحظه $t=0.5 \text{ s} - 1 \text{ s}$
$V_{dc} = 220 \text{ (V)}$	ولتاژ منبع DC
H.B=0.005	پهنای باند هیستریزس



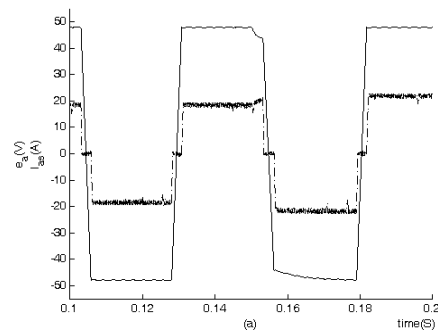
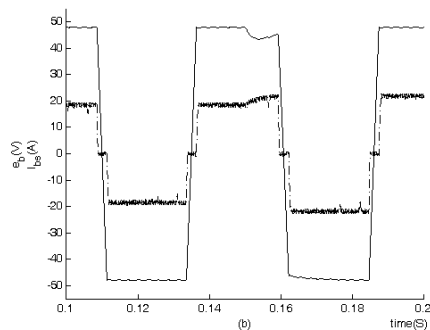
شکل ۸-۱۰: مدار معادل الکتریکی از موتور PMBLDC نه فاز

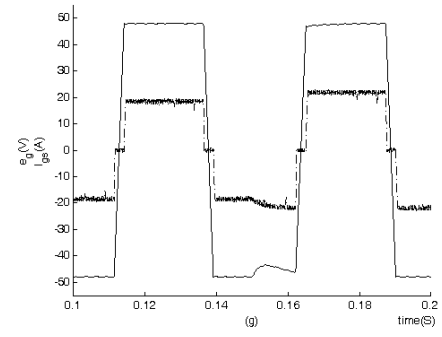
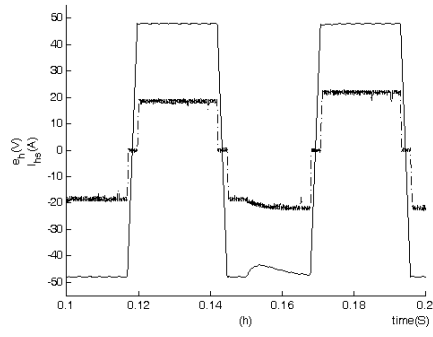
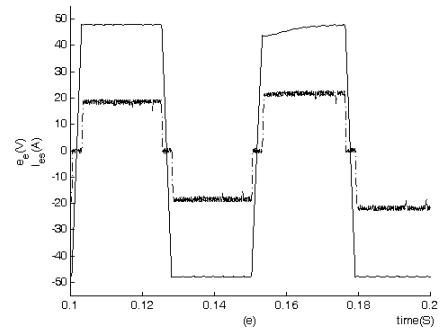
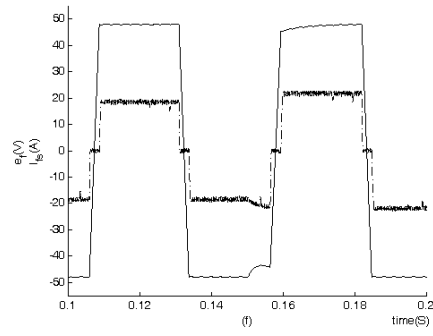
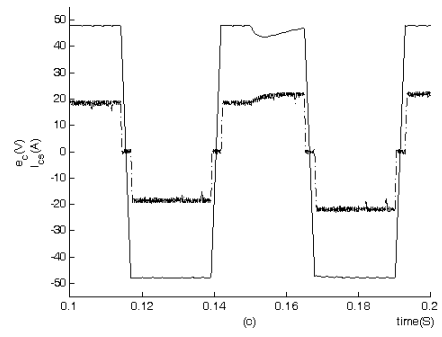
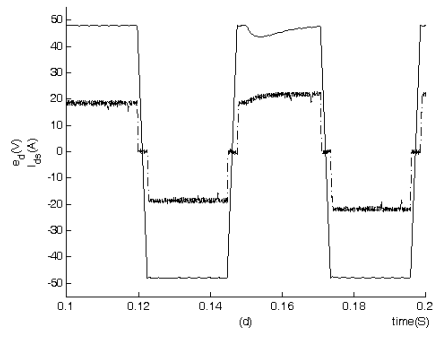
۱۸ مود عملکردی مربوط به جریان هر فاز بصورت کامل در جدول ۸-۴ نشان داده شده‌اند. علامت مثبت به این مفهوم است که جهت اصلی جریان از طرف اینورتر نه فازی به سمت پایانه‌های موتور می‌باشد.

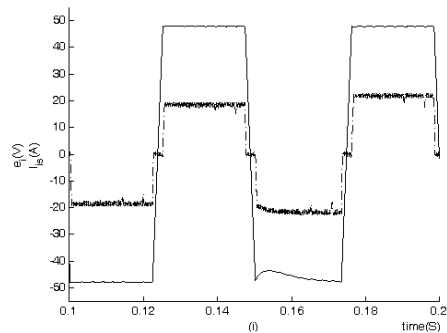
جدول ۸-۴: روند جریان‌های فاز جاری شده مطابق با ۱۸ موده‌های عملکردی

مود	i_a	i_b	i_c	i_d	i_e	i_f	i_g	i_h	i_i
۱	+	-	-	-	-	0	+	+	+
۲	+	0	-	-	-	-	+	+	+
۳	+	+	-	-	-	-	0	+	+
۴	+	+	0	-	-	-	-	+	+
۵	+	+	+	-	-	-	-	0	+
۶	+	+	+	0	-	-	-	-	+
۷	+	+	+	+	-	-	-	-	0
۸	+	+	+	+	0	-	-	-	-
۹	0	+	+	+	+	-	-	-	-
۱۰	-	+	+	+	+	0	-	-	-
۱۱	-	0	+	+	+	+	-	-	-
۱۲	-	-	+	+	+	+	0	-	-
۱۳	-	-	0	+	+	+	+	-	-
۱۴	-	-	-	+	+	+	+	0	-
۱۵	-	-	-	0	+	+	+	+	-
۱۶	-	-	-	-	+	+	+	+	0
۱۷	-	-	-	-	0	+	+	+	+
۱۸	0	-	-	-	-	+	+	+	+

شکل موج‌های نیروی ضد محرکه موتوری که توسط روتور مغناطیس دائم بر روی سیم‌پیچ‌های استاتور القا می‌شوند و جریان‌های واقعی به همراه نیروهای ضد محرکه موتوری مربوط به هر فاز در شکل ۸-۱۱ نشان داده شده‌اند.

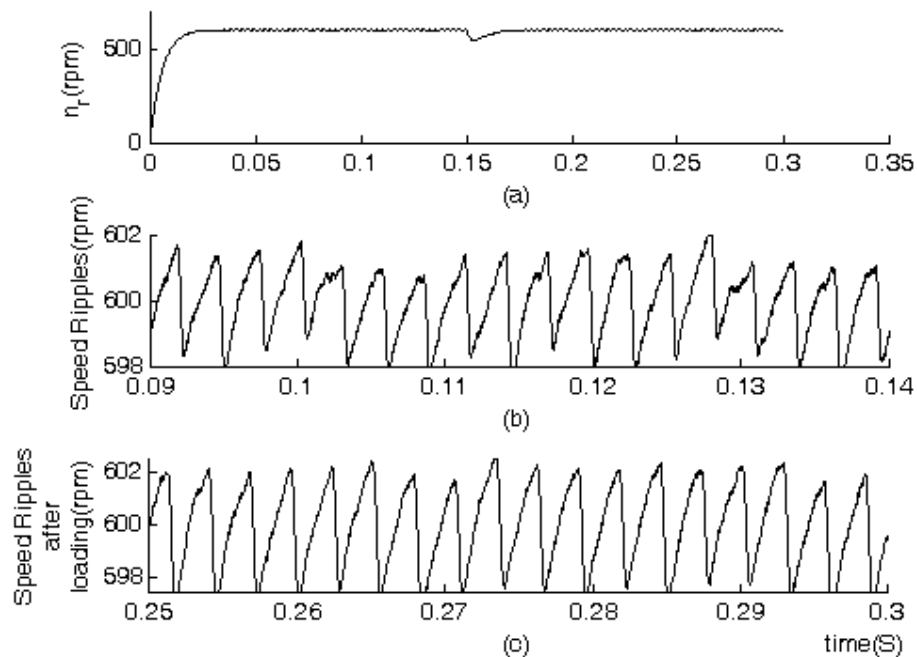




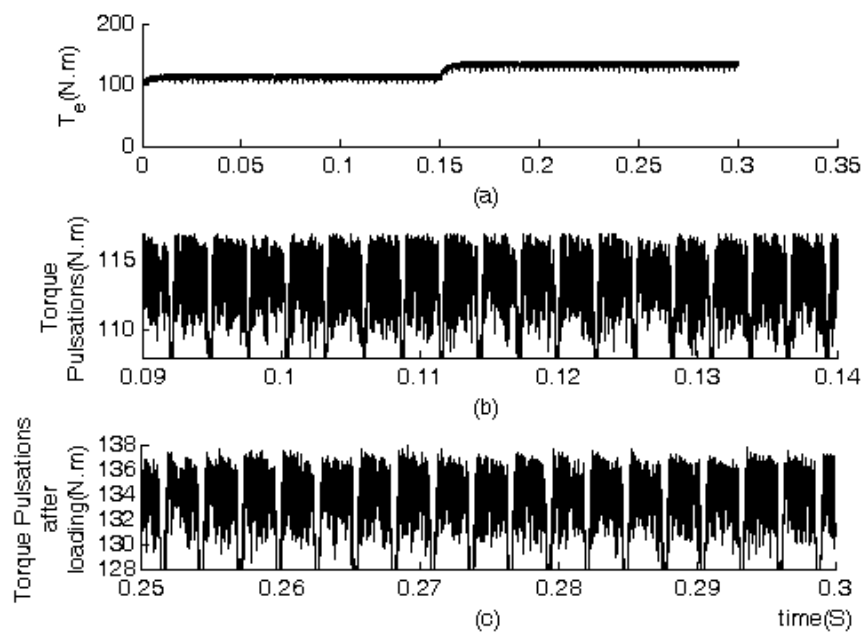


شکل ۸-۱۱: شکل موج‌های نیروهای ضد محرکه موتوری و جریان‌های واقعی شبه مستطیلی

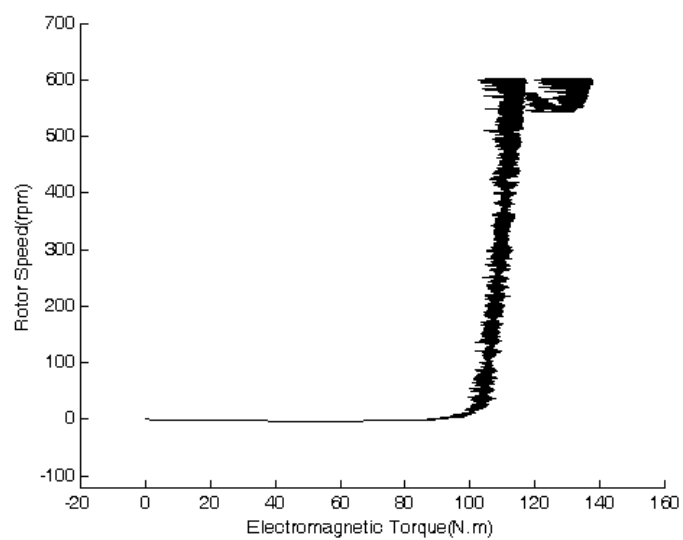
شکل ۸-۱۲ (a) سرعت موتور را از لحظه راه‌اندازی تا رسیدن به سرعت مکانیکی مطلوب 600 rpm نشان می‌دهد. شکل ۸-۱۲ (b) نوسانات سرعت موتور را قبل از اعمال بار ثابت 20 N.m در حالت مانا به تصویر کشیده است. همانطور که نشان داده شده است سرعت موتور بین 598 rpm تا 602 rpm نوسان می‌کند. شکل ۸-۱۲ (c) نوسانات سرعت موتور را بعد از اعمال بار ثابت 20 N.m در حالت مانا به تصویر کشیده است. همانطور که نشان داده شده است سرعت موتور بین $597/75 \text{ rpm}$ تا $602/25 \text{ rpm}$ نوسان می‌کند. شکل ۸-۱۳ (a) گشتاور الکترومغناطیسی را از زمان راه‌اندازی نشان می‌دهد. شکل ۸-۱۳ (b) نوسانات گشتاور الکترومغناطیسی را در حالت مانا به تصویر کشیده است. همانطور که مشاهده می‌کنید گشتاور الکترومغناطیسی موتور قبل از اعمال بار مکانیکی پله 20 N.m در زمان $t = 0/5 \text{ s}$ بین $108/5 \text{ N.m}$ تا $117/2 \text{ N.m}$ نوسان می‌کند و زمانی که بار مکانیکی موتور علاوه بر بار اصطکاکی به 70 N.m برسد، گشتاور الکترومغناطیسی موتور بین 128 N.m تا $137/7 \text{ N.m}$ نوسان می‌کند. در شکل ۸-۱۴ شکل موج سرعت موتور بر حسب گشتاور الکترومغناطیسی نشان داده شده است. سرعت موتور با افزایش بار به طور لحظه‌ای کاهش می‌یابد و دوباره در طی فرآیند کنترل سرعت، موتور به همان سرعت مکانیکی 600 N.m خواهد رسید. شکل ۸-۱۵ رابطه کموتاسیون جریان را با سرعت مکانیکی موتور و گشتاور الکترومغناطیسی آن به وضوح نشان می‌دهد.



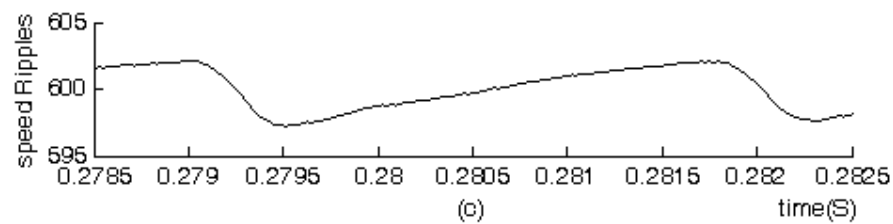
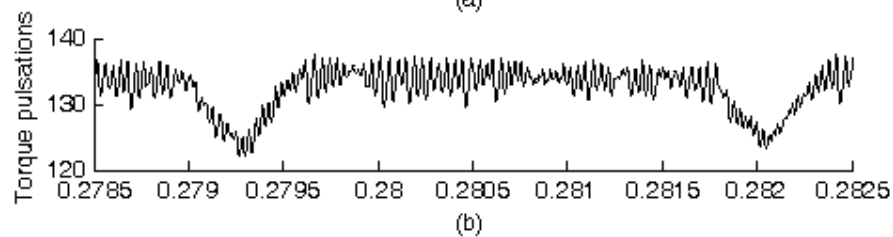
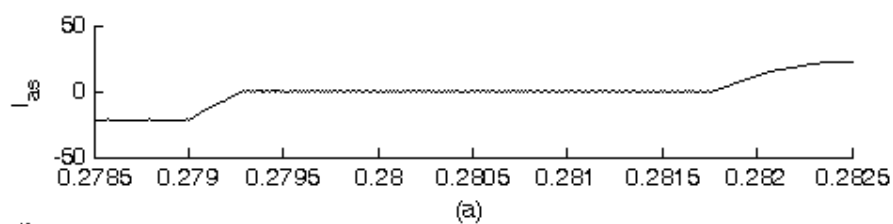
شکل ۸-۱۲: (a) شکل موج سرعت موتور، (b) نوسانات سرعت قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات سرعت با افزایش بار ثابت 70 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت



شکل ۸-۱۳: (a) شکل موج گشتاور الکترومغناطیسی، (b) نوسانات گشتاور قبل از افزایش بار ثابت مکانیکی و (c) نوسانات گشتاور با بار ثابت 70 N.m و بار اصطکاکی متناسب با سرعت



شکل ۸-۱۴: شکل موج سرعت بر حسب گشتاور الکترومغناطیس



شکل ۸-۱۵: رابطه بین کموتاسیون جریان فازها و نوسانات گشتاور و سرعت

فصل نهم

نتیجه گیری

طراحی بهینه یک موتور PMBLDC و انتخاب اینورتر با تعداد سطوح مناسب و همچنین روش‌های مدولاسیون و کنترل، عوامل موثر در بهبود شاخصه‌های عملکردی موتور مانند نوسانات گشتاور و سرعت و در نتیجه کاهش لرزش موتو و نویزهای صدایی این درایو موتور الکتریکی می‌باشند. استفاده از مواد مغناطیسی با کیفیت بالا و بدست آوردن نقطه کار بهینه و شکل شیارها، اریب ساختن شیارها و طول کمان آهنرباهای مغناطیس دائم، نحوه چینش آنها روی سطح یا داخل روتور آهنی همگی از مسائل بسیار مهم در طراحی موتور می‌باشند. تحت شرایط یکسان کنترل و مدولاسیون، درایو موتور PMBLDC نوع سینوسی دارای شاخصه‌های عملکردی بهتری نسبت به درایو موتور PMBLDC نوع دوزنقه‌ای دارد. ولی درایو موتور نوع سینوسی به انکدرهای با دقت بالاتری برای تشخیص موقعیت روتور جهت تولید سیگنال‌های آتش مورد نیاز سوئیچ‌های اینورتر نیاز دارند. بنابراین این نوع موتور از لحاظ هزینه گران قیمت‌تر از موتور نوع دوزنقه‌ای است. در فصل چهارم این پایان نامه نشان داده شد که تغذیه این موتور توسط اینورتر منبع ولتاژی که با دو روش هیستریزس مدولاسیون و روش SVPWM کنترل می‌شود دارای شاخصه‌های عملکردی متفاوتی می‌باشند. به عبارت بهتر با انتخاب پهنای باند هیستریزس مناسب شاخصه‌های عملکردی موتور زمانی که موتور توسط هیستریزس مدولاسیون اینورتر تغذیه می‌شود بهتر است. اگر چه طیف هارمونیک ولتاژهای خط تغذیه‌کننده سیم‌پیچ‌های استاتور نامشخص می‌باشند. در شبیه‌سازی‌ها همچنین نشان داده شد که با تغذیه موتور نوع سینوسی توسط اینورترهای با سطوح بالاتر می‌توان کیفیت ولتاژ تغذیه کننده سیم‌پیچ‌های استاتور را بهبود بخشید. اینورترهای با تعداد سطوح بالا بدلیل افزایش تعداد سطوح ولتاژ، نرخ تغییرات ولتاژ کمتری تولید می‌کنند و همچنین در این اینورترها، دامنه ولتاژ مود مشترک کاهش می‌یابد. ولتاژ مود مشترک به عنوان شاخصی برای جریان چرخشی در یاتاقان‌ها می‌باشد. در نتیجه با کاهش دامنه این ولتاژ، خرابی یاتاقان‌ها در اثر جریان‌های گردشی کاهش می‌یابد و به دنبال آن هزینه تعمیرات کاهش خواهد یافت. در این پایان نامه همچنین نشان داده شد که نوسانات گشتاور و سرعت در زمان تغذیه موتور توسط اینورتر پنج سطحی در مقایسه با اینورتر دو سطحی بیش از ۳۰٪ بهبود یافتند.

نویزهای صدایی که وابسته به نوسانات گشتاور می‌باشند نیز به دنبال کاهش نوسانات گشتاور بهبود می‌یابند. همانطور که به تفصیل در این پایان نامه بیان شد، این نوع درایوها به عنوان نیروی پیش برنده ناوهای جنگی استفاده می‌شوند و لذا کاهش نویزهای صوتی باعث پیشروی آنها بدون تشخیص موقعیت ناوهای جنگی توسط دشمن خواهد شد و این مزیت بسیار مهمی است که توانستیم با تغذیه موتور توسط اینورترهای چند سطحی به آن دست پیدا کنیم. سیستم فازی بدلیل کارایی و مزایای بسیار زیاد از جمله حساس نبودن به پارامترهای سیستم مورد استفاده قرار گرفت. در کنترل سرعت موتور یازده فاز، از مزیت سیستم چندفاز برای کاهش نوسانات گشتاور و مزایای دیگر سیستم چند فاز مورد استفاده قرار گرفت. در نتیجه شاخصه عملکردی بسیار خوبی برای درایو حاصل گردید.

پیوست
منطق فازی

الف-۱: مقدمه

کلمه فازی در فرهنگ لغت به معانی مبهم، گنگ، نادقیق، گیج، درهم، نامشخص آورده شده است. البته به این نکته بسیار مهم توجه شود که با وجود اینکه سیستم‌های فازی پدیده غیر قطعی و نامشخص را توصیف می‌نماید ولی خود تئوری فازی، کاملاً دقیق می‌باشد. تئوری منطق فازی در سال ۱۹۶۵ توسط پرفسور لطفی زاده در مقاله‌ای بنام "مجموعه‌های فازی" مطرح شد. پیشرفت‌های اخیر در تئوری کنترل باعث شده که روش‌های مرسوم در طراحی کنترل‌ها جای خود را به تکنیک‌های مبتنی بر هوش‌های مصنوعی (عصبی، فازی-عصبی و ژنتیک) دهند. این روش‌ها بوسیله اطلاعات و دانش‌های قبلی درباره سیستم و عملکرد آن توصیف می‌شوند. بدلیل مزایای بی‌شماری که این روش‌ها دارند در آینده بسیار نزدیک استفاده از این روش‌های نوین در صنعت اجتناب ناپذیر خواهد بود. برخی از مزایای بسیار مهم هوش‌های مصنوعی در زیر بیان شده‌اند [۵۵].

(۱) طراحی این سیستم‌ها نیازی به مدل ریاضی فرایند ندارند.

(۲) در یک سیستم فازی - که یک سیستم بسیار جالب توجه نیز می‌باشد - طراحی می‌تواند با استفاده از اطلاعات زبانی گرفته شده از کارشناسان دسته بندی شوند.

(۳) این سیستم‌ها به خوی خود را تعلیم و عمومیت می‌دهند. به عبارت بهتر، این سیستم‌ها می‌توانند تخمین خوبی را در قبال اطلاعات ورودی ناشناخته ارائه دهند.

(۴) این سیستم‌ها قابلیت حذف نویز دارند.

(۵) این سیستم‌ها در مقابل تغییر پارامترها بسیار مقاوم هستند.

الف-۲: ساختارهای سیستم‌های فازی

سه ساختار مختلف برای سیستم‌های فازی در نظر گرفته شده است.

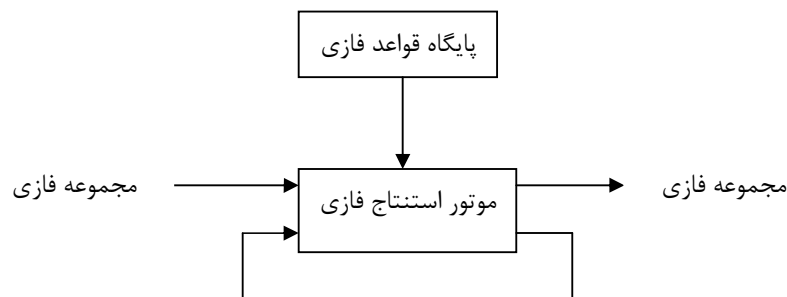
(۱) سیستم‌های فازی خالص^۱

(۲) سیستم‌های فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ^۲ (TSK)

(۳) سیستم‌های فازی با فازی‌ساز و فازی‌زدا

الف-۲-۱: سیستم‌های فازی خالص

ساختار اصلی این سیستم در شکل ۱-۷ نشان داده شده است.

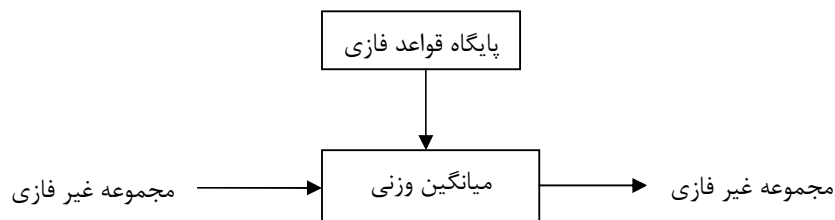


شکل الف-۱: ساختار اصلی سیستم فازی خالص

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

الف-۲-۲: سیستم‌های فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ (TSK)

ساختار اصلی سیستم فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ در شکل ۲-۷ نشان داده شده است.



شکل الف-۲: ساختار اصلی سیستم فازی تاکاگی-سوگنو و کانگ

سیستم‌های فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ نیز مشکلاتی دارند که عبارتند از:

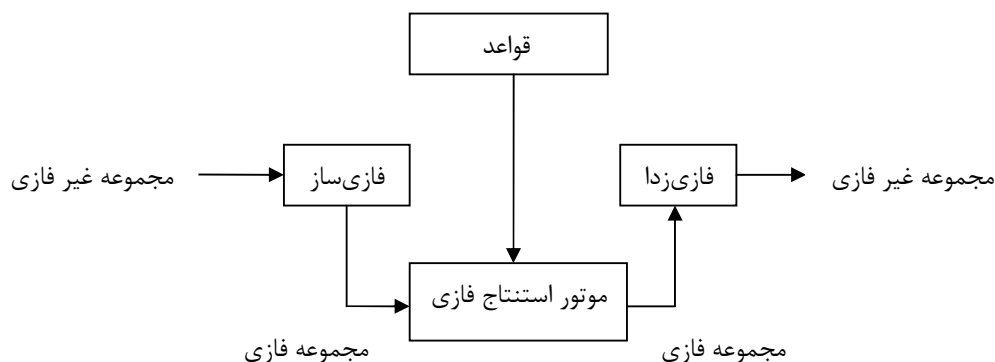
1- Pure Fuzzy System
2- Takagi-Sugeno-Kang

(۱) بخش پایگاه قاعده فازی یک فرمول ریاضی است و بنابراین بصورت دانش بشری بیان نمی-شود.

(۲) انعطاف پذیری این سیستم فازی بدلیل عدم امکان پیاده سازی اصول منطق فازی کم است.

الف-۲-۳: سیستم فازی با فازی ساز^۱ و فازی زدا^۲

ساختار اصلی سیستم فازی با فازی ساز و فازی زدا در شکل ۷-۳ نشان داده شده است.



شکل الف-۳: ساختار اصلی سیستم فازی با فازی ساز و فازی زدا

سیستم فازی با فازی ساز و فازی زدا معایب دو سیستم فازی قبل یعنی سیستم فازی خالص و سیستم فازی TSK را ندارد.

الف-۳: مروری کلی بر تئوری منطق فازی

اخیراً منطق فازی بعنوان زمینه‌ای جذاب در تحقیقات کنترلی ظهور یافته است. مهمترین اصل در منطق فازی، ساختارهای کنترل‌کننده‌های فازی است که دانش‌های زبانی کارشناسان را بکار می-گیرند. چندین نمونه کنترل‌کننده‌های فازی وجود دارد که در اینجا نوع کنترل‌کننده فازی ممدانی^۳ بیان می‌گردد. همانطور که در شکل ۷-۴ مشاهده می‌شود، یک کنترل‌کننده فازی شامل چهار قسمت است که دو قسمت آن عمل تبدیل متغیرها را از فازی به غیر فازی و برعکس انجام می‌دهند.

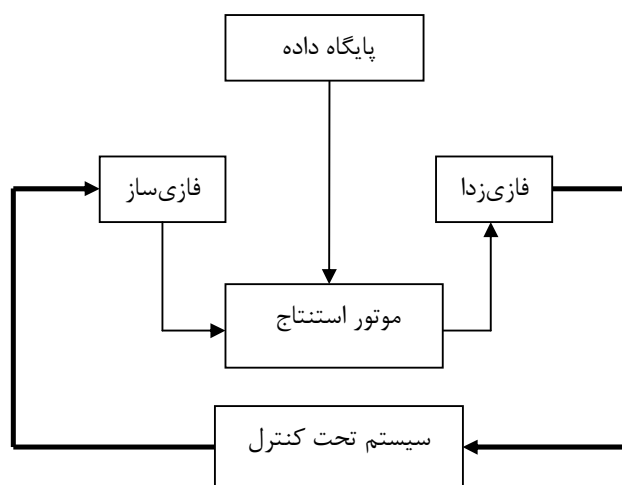
1- Fuzzifier
2- Defuzzifier
3- Mamdani

(۱) فازی ساز

(۲) پایگاه داده

(۳) موتور استنتاج^۱

(۴) فازی زدا



شکل الف-۴: بلوک دیاگرام یک سیستم تحت کنترل کننده فازي

فازی ساز، متغیرهای ورودی (سیگنال‌های واقعی) را فازی می‌کند. بنابراین تمامی سیگنال‌های ورودی فازی می‌شوند. به عبارت بهتر و ساده‌تر، فازی ساز، متغیرهای عددی را به متغیرهای فازی تبدیل می‌نماید. این تبدیل توسط توابع عضویت انجام می‌گیرد. بعنوان مثال اگر سیگنال ورودی کوچک و مثبت باشد، این سیگنال به مجموعه فازی مثبت کوچک تعلق دارد. اگر سیگنال ورودی، کوچک و منفی باشد، این سیگنال به مجموعه فازی منفی کوچک تعلق دارد. در نتیجه، مجموعه‌های فازی دیگری بصورت مثبت متوسط، منفی متوسط، مثبت بزرگ، منفی بزرگ و ... نیز می‌تواند وجود داشته باشد. در یک کنترل کننده فازی معمولی، در ابتدا تعداد توابع عضویت و شکل آنها توسط متخصص تعیین می‌شوند.

توابع عضویت مقادیری بین صفر و یک دارند و به این صورت درجه تعلق یک کمیت را به مجموعه فازی مشخص می‌نمایند. اگر تعلق یک کمیت به مجموعه فازی بطور مطلق معین باشد، آنگاه درجه

1- Interface Engine

تعلق آن کمیت به مجموعه فازی یک می‌باشد. به عبارت بهتر، این کمیت صد در صد به مجموعه فازی تعلق دارد. ولی اگر یک کمیت به هیچ عنوان به یک مجموعه فازی تعلق نداشته باشد، در نتیجه درجه تعلق آن به مجموعه فازی مورد نظر صفر خواهد بود. به عنوان مثال اگر درجه تعلق یک کمیت به مجموعه فازی به اندازه پنجاه درصد باشد، آنگاه درجه تعلق این کمیت به مجموعه فازی مورد نظر ۰/۵ می‌باشد.

توابع عضویت اشکال متفاوتی دارند. به اشکالی مانند: مثلثی، گوسی، دوزنقه‌ای و بطور کلی شبه دوزنقه‌ای می‌توان اشاره کرد. شکل اولیه توابع عضویت می‌توانند با بکارگیری ملاحظات کارشناسی و یا دسته‌بندی اطلاعات ورودی انتخاب گردد.

پایگاه داده شامل اطلاعات مبنا و قواعد زبانی می‌باشد. داده‌های مبنا، اطلاعاتی را که در تعیین قواعد زبانی لازم می‌باشد را فراهم می‌کند. پایگاه داده (قواعد خبره) هدف اصلی کنترل را توسط مجموعه‌ای از قواعد کنترلی زبانی برآورده می‌کند. به عبارت دیگر، پایگاه داده، شامل قواعدی است که توسط افراد کارشناس و متخصص تهیه و تنظیم می‌شود. کنترل‌کننده منطق فازی، سیگنال‌های ورودی را توسط قواعد خبره به سیگنال‌های خروجی مناسب تبدیل می‌نماید. پایگاه داده شامل مجموعه‌ای از قواعد اگر-آنگاه^۱ می‌باشد. برخی از روش‌های اصلی در تشکیل پایگاه داده بصورت زیر می‌باشند:

(۱) بکارگیری دانش و تجربیات یک فرد کارشناس جهت برآورده کردن اهداف کنترل

(۲) مدلسازی عملکرد کنترل

(۳) مدل کردن فرآیند

(۴) بکارگیری یک کنترل‌کننده فازی منظم

زمانیکه قواعد اولیه توسط ملاحظات کارشناسی بدست آمد، این قواعد می‌توانند با در نظر گرفتن سه هدف اصلی برای استفاده در کنترل‌کننده منطق فازی شکل داده شوند.

1- If-Then

(۱) حذف هرگونه خطای قابل ملاحظه در خروجی فرآیند توسط تنظیم مناسب خروجی کنترل -

کننده

(۲) تخمین عملکرد کنترلی نزدیک مقدار مطلوب

(۳) اجتناب از اینکه خروجی فرآیند از مقادیر تعیین شده توسط کاربر تجاوز ننماید.

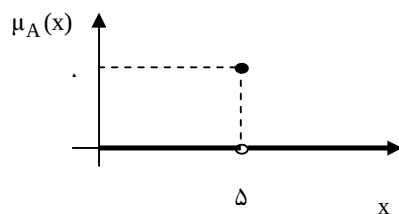
موتور استنتاج مغز یک کنترل کننده منطق فازی می باشد و توانایی شبیه سازی و تصمیم گیری بشری مبتنی بر ایده فازی و همچنین توانایی نتیجه گیری عملکرد کنترل فازی توسط قواعد منطق فازی را دارد. به عبارت دیگر، تمامی متغیرهای ورودی توسط فازی ساز به متغیرهای زبانی مربوط به خودشان تبدیل شده و موتور استنتاج مجموعه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

الف-۴: مجموعه های فازی

الف-۴-۱: تعریف تابع عضویت^۱

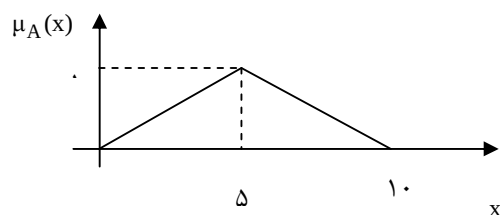
تابع عضویت میزان وابستگی هر عضو را به مجموعه مورد نظر بصورت یک تابع ریاضی بیان می کند. بعنوان مثال تابع عضویت برای مجموعه کلاسیک A و مجموعه فازی A' که با نماد η نمایش داده می شود، بصورت زیر می باشد:

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



(الف)

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



(ب)

شکل الف-۵: توابع عضویت برای مجموعه کلاسیک (الف) A و (ب) A'

الف-۴-۲: انواع توابع عضویت

در زیر انواع توابع عضویت بیان شده است و همچنین شکل ۶-۷ انواع توابع عضویت را نشان می‌دهد.

(۱) تابع عضویت مثلثی^۱

(۲) تابع عضویت دوزنقه‌ای^۲

(۳) تابع عضویت زنگوله‌ای تعمیم یافته^۳

(۴) تابع عضویت گوسی^۴

(۵) تابع عضویت گوسی دو طرفه^۵

(۶) تابع عضویت سیگموئید^۶

1- Triangular Membership Function
 2- Trapezoidal Membership Function
 3- Generalized Bell Membership Function
 4- Gaussian Curve Membership Function
 5- Two-sided Gaussian Curve Membership Function
 6- Sigmoid Curve Membership Function

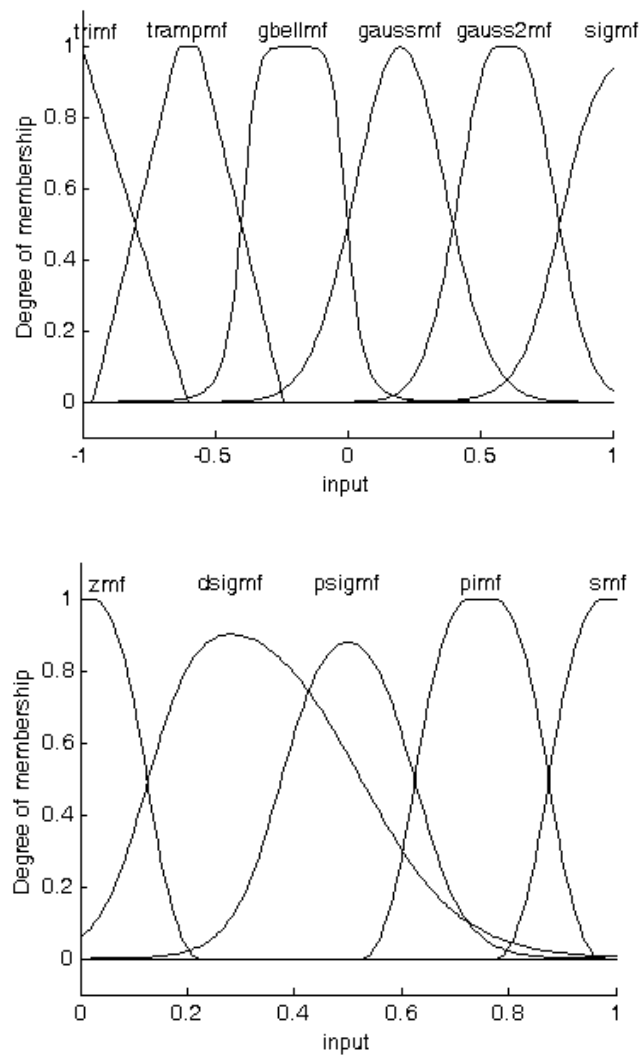
(۷) تابع عضویت Z شکل^۱

(۸) تابع عضویت تفاضل دو سیگموئید^۲

(۹) تابع عضویت حاصلضرب دو سیگموئید^۳

(۱۰) تابع عضویت π شکل^۴

(۱۱) تابع عضویت S شکل^۵



شکل الف-۶: انواع توابع عضویت موجود در Matlab/Simulink

-
- 1- Z-shaped Curve Membership Function
 - 2- Difference Between Two Sigmoid Membership Function
 - 3- Product of Two Sigmoid Membership Function
 - 4- Pi-shaped Curve Membership Function
 - 5- S-shaped Curve Membership Function

الف-۴-۳: عملیات بر روی مجموعه فازی

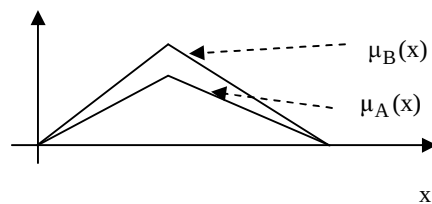
فرض کنید U ، مجموعه جهانی^۱ و شامل تمامی عناصر و اعضای ممکن در بحث یا کاربرد مورد نظر ما باشد. در این قسمت عملیات‌های معادل بودن، زیر مجموعه بودن، مکمل، اجتماع و اشتراک را توضیح می‌دهیم.

(۱) معادل بودن^۲

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

(۲) زیرمجموعه بودن^۳

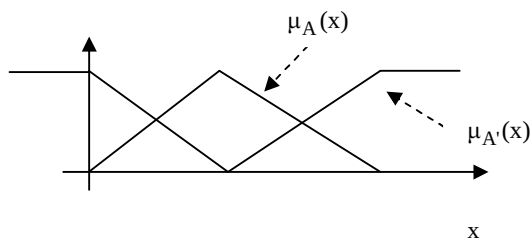
مجموعه A زیر مجموعه B است اگر و فقط اگر برای تمامی مقادیر $x \in U$ $\mu_A(x) \leq \mu_B(x)$



شکل الف-۷: توابع تعلق A و B

(۳) مکمل^۴

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



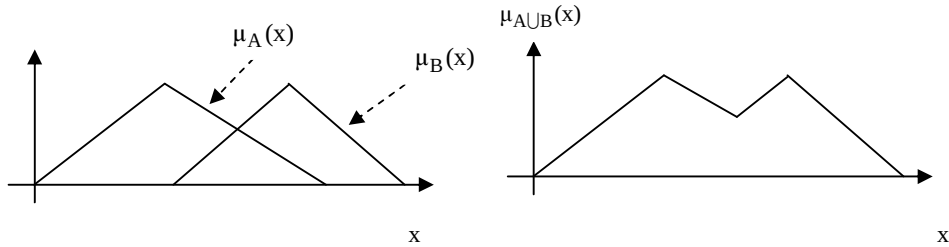
شکل الف-۸: توابع تعلق A و A'

(۴) اجتماع^۵

1- Universal Set
2- Equal
3- Containment
4- Complement
5- Union

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

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)]$$

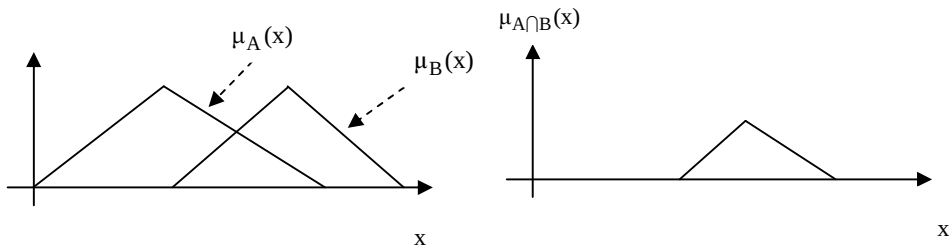


شکل الف-۹: توابع تعلق A و B

۵) اشتراک^۱

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

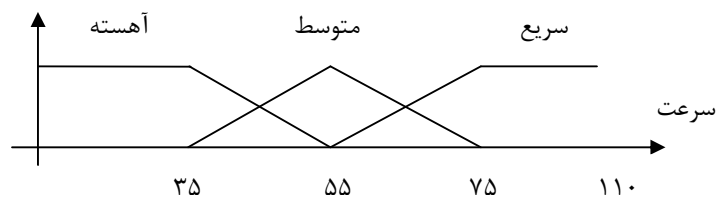
$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)]$$



شکل الف-۱۰: توابع تعلق A و B

برای درک بهتر مطالب بیان شده، در زیر مثالی ارائه شده است.

فرض کنید سرعت یک خودرو در محدوده $[0, 110]$ باشد. حال می‌خواهیم سرعت خودرو را بصورت متغیر زبانی که دارای سه تابع عضویت سریع، متوسط و آهسته است درآوریم.



شکل الف-۱۱: مجموعه‌های فازی مربوط به متغیر زبانی سرعت ماشین

یک متغیر زبانی توسط چهار پارامتر (X, T, U, M) مشخص می‌گردد.

X نام متغیر زبانی است که در اینجا سرعت خودرو می‌باشد.

T مجموعه مقادیر زبانی مربوطه است که در این مثال $\{\text{سریع، متوسط و آهسته}\}$ می‌باشد.

U دامنه واقعی است که در این مثال $[0, 110]$ می‌باشد.

M یک قاعده لغوی است که هر مقدار زبانی T را به یک مجموعه فازی در U مربوط می‌کند.

مراجع:

- [1] Austin Hughes, "Electric Motors Drives", Published by Elsevier Ltd., 3rd Ed., 2006.
- [2] Ion Boldea, S. A. Naser, "Electric Drives," 2nd ed., CRC Press, 2006.
- [3] C.Chen, "Magnetic Thin Film Shield on Electrical Wires," master of science thesis alfered university USA New York, 2003.
- [4] K.R. Raja Gopol, "Design of Compact Hysteresis Motor Used in a Gyroscope," IEEE transactions on magnetic, Vol. 39, No. 5, pp. 313-315, September 2003.
- [۵] فیتزجرالد، کینگسلی، اومنس، "ماشینهای الکتریکی"، مترجم: مهندس بهزاد قهرمان، ویرایش پنجم، انتشارات آستان قدس رضوی، تابستان ۱۳۸۱.
- [6] M.A. Rahman, A.M. Osheiba, T.A. Little, and G.R. Selemon, "Effect of Samarium Cobalt Permanent Magnet on the Performance of PolyPhase Hysteresis Reluctance Motors," IEEE Transactions on magnetic, Vol. 20, No.2, pp.1765-1767, September 1984.
- [7] Selemon, G.R., and Liu, "X. Core Losses in Permanent Magnet Motors," IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 26, No.5, pp. 1653-1990.
- [۸] اچ.سی.جی.دو جانگ، "طراحی موتور جریان متناوب"، مترجم: جواد فیض، دانشگاه صنعتی سهند، ۱۳۷۳.
- [9] Chunting Mi, Mariano Filippa, Weiguo Liu, and Ruiqing Ma, "Analytical Method for Predicting the Air-Gap Flux of Interior-Type Permanent-Magnet Machines," IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 40, No. 1, January 2004.
- [10] Yongxiao Chen, Jianxin Shen, and Zemin Fang, "Topology and Preliminary Design of Slotless Brushless DC Motor," IEEE International conference on Electrical Machine and Drives, pp. WB2/7.1-WB2/7.3, May 1997.
- [11] T.M. Jahns, "Motion Control with Permanent Magnet AC Machines", Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, Aug. 1994.
- [12] T.M. Jahns and W.L. Soong, "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives-a Review," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, No. 1, pp. 195-200, 1996.
- [13] T.J.E Miller, "Brushless Permanent magnet and reluctance motor Drives," Clarendon Press, Oxford, 1989.
- [14] G.R. Slemon, "Electrical machines for Variable-Frequency Drives," Proceedings of IEEE, Vol. 82, No. 8, pp. 1123-1139, Aug. 1994.
- [15] P.C. sen, "Electric Motor Drives and Control-Past, Present and Future," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No. 6, pp. 562-575, 1990.
- [16] B.K. Bose, "Power Electronics and Motion Control-Technology Status and Recent Trends," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 5, pp. 902-909, September/October, 1993.
- [17] B.K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives-Technology and Applications," IEEE press, 1997.
- [18] T.A. Lipo, "Recent Progress in the Development of Solid-State AC Motor Drives," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, pp. 102-117, 1988.
- [19] J.R. Hendershot Jr. and T.J.E. Miller, "Design of Brushless Permanent-Magnet Motors," Magna Phsics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1994.

- [20] Fernando Rodriguez, Ali Emadi, "a Novel Digital Control Technique for Brushless DC Motor Drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 5, October 2007.
- [21] M.H. Rashid, "Power Electronics:Circuits, Drives and Applications," Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1993.
- [22] T.M. Jahans, "Recent advances in power electronics technology for industrial and traction machine drives", Proceeding of the IEEE, Vol. 89, No. 6, June 2001.
- [23] Qi Zhang, Hui Li and Libin Wang, "Design of BLDCM Driving and Control System for Motorized Treadmill," IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, June, 2006.
- [24] K. A Corzine, S. D. Sudhoff, "A Hybrid Observer for High Performance Brushless DC Motor Drives," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No. 2, June 1996.
- [25] G.K. Miti, A.C. Renfrew, "Analysis, Simulation and Microprocessor Implementation of a Current Profiling Scheme for Field-Weakening Applications and Torque Ripple Control in Brushless Dc Motor," IEE International Conference on Electrical Machines and Drives, Conference Publication No. 468 , 1999.
- [26] Hao Wu, Xinya Sun and Yindong Ji. "Precise Speed Control of Brushless DC MotorsBased on Optimal Control," IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics , July 2008.
- [27] Min Dai, Ali Keyhani, Tomy Sebastian, "Torque Ripple Analysis of a Permanent Magnet Brushless DC Motor Using Finite Element Method," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, No. 1, pp. 241-245, March 2004.
- [28] Tomy Sebastian., Vineeta Gangla, "Analysis of Induced EMF Waveforms and Torque Ripple in A Brushless Permanent Magnet Machine," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol: 32, No. 1, pp. 195-200, Jan/February 1996.
- [29] Sunia M., Benoit D., Buyun L., et al., "Minimization of Torque Pulsations in A Trapezoidal Back-EMF Permanent Magnet Brushless DC Motor," Proceedings form Thirty - Fourth IAS Annual Meeting, pp. 1237-1242, 1999.
- [30] Tae Kyung Chung and Suk Ki Kim, "Optimal Pole Shape Design for The Reduction of Cogging Torque of Brushless DC Motore Using Evolution Strategy," IEEE Transactions On Magnetics, Vol 33, No. 2, March 1997.
- [31] Jay M. Erdman, Russel J. Kerkman, David W. Schlegel, Gary L. Skibinski, "Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages," IEEE Transactions on Industry Applicatinons, Vol 32, No. 2, March-April 1996.
- [32] P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems," 2nd ed., IEEE Press Series on Power Engineering, 2002.
- [33] Poh Chiang Loh, Gerwich H. Bode, Donald Grahame Holmes, Thomas A. Lipo, "a Time-Based Double-Band Hysteresis Current Regulation Strategy for Single-phase Multilevel Inverters," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 3, pp: 883-892, May/June 2003.
- [34] Wajiha Shireen , Srinivas Vanapalli and Hrishikesh Nene "a DSP Based SVPWM Control for Utility Interactive Inverters used in Alternate Energy Systems," Twenty-First Annual IEEE conference on power electronics, pp. 19-23, March 2006.
- [35] W. Shireen and P. Enjeti, "a New Technique to Reject DC-Link Voltage Ripple for Inverters Operating on Programmed PWM Waveforms," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 1, pp. 171-180, January 1992.

- [36] Aneesh Mohamed A. S., Anish Gopinath, and M. R. Baiju, "A Simple Space Vector PWM Generation Scheme for Any General n-Level Inverter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 5, pp. 1649-1656, May 2009.
- [37] L. Tolbert, F.-Z. Peng, and T. Habetler, "Multilevel Converters for Large Electric Drives," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 35, pp. 36-44, January/February 1999.
- [38] R. Teodorescu, F. Beaabjerg, J. K. Pedersen, E. Cengelci, S. Sulistijo, B. Woo, and P. Enjeti, "Multilevel inverters: asurvey of topologies, control, and applications", IEEE Transactions on Industrial Electrical, Vol. 49, No. 4, pp. 724-738, August 2002.
- [39] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler "Multilevel Converters for Large Electric Drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 1, pp. 36-44, January/February 1999.
- [40] Mariusz Malinowski, K. Gopakumar, Jose Rodriguez, and Marcelo A. Pérez, "A Survey on Cascaded Multilevel Inverters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 7, pp. 2197-2206, July 2010.
- [41] Youhei Hinago, and Hirotaka Koizumi, "A Single-Phase Multilevel Inverter Using Switched Series/Parallel DC Voltage Sources," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 8, pp. 2643-2650, August 2010.
- [42] Wenxi Yao, Haibing Hu, and Zhengyu Lu, "Comparisons of Space-Vector Modulation and Carrier-Based Modulation of Multilevel Inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 1, pp. 45-51, January 2008.
- [43] Umar Tabrez Shami, and Hirofumi Akagi, "Experimental Discussions on a Shaft End-to-End Voltage Appearing in an Inverter-Driven Motor," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 6, pp. 1532-1540, June 2009.
- [44] Umar Tabrez Shami, Student Member, IEEE, and Hirofumi Akagi, "Identification and Discussion of the Origin of a Shaft End-to-End Voltage in an Inverter-Driven Motor," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No. 6, pp. 1615-1625, June 2010.
- [45] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "a New Neutral-Point Clamped PWM Inverter," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-17, pp. 518-523, September/October 1981.
- [46] R. H. Baker, "Switching Circuit", U.S. Patent 4 210 826, July 1980.
- [47] J. P. Lavieville, P. Carrere, and T. Meynard, "Electronic Circuit for Converting Electrical Energy and a Power Supply Installation Making Use Thereof," U.S. Patent 5 668 711, September 1997.
- [48] T. Meynard, J.-P. Lavieville, P. Carrere, J. Gonzalez, and O. Bethoux, "Electronic Circuit for Converting Electrical Energy," U.S. Patent 5 706 188, January 1998.
- [49] Sergio Busquets-Monge, Joan Rocabert, Pedro Rodríguez, Salvador Alepuz, and Josep Bordonau, "Multilevel Diode-Clamped Converter for Photovoltaic Generators With Independent Voltage Control of Each Solar Array," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 7, pp. 2713-2723, July 2008.
- [50] Grain P. Adam, Stephen J. Finney, Ahmed M. Massoud, and Barry W. Williams, "Capacitor Balance Issues of the Diode-Clamped Multilevel Inverter Operated in a Quasi Two-State Mode," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 8, pp. 3088-3099, August 2008.
- [51] M. F. Escalante, J. C. Vannier, and A. Arzande "Flying Capacitor Multilevel Inverters and DTC Motor Drive Applications," IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol. 49, No. 4, pp. 809-815, Aug. 2002.
- [52] Yu Liu, Hoon Hong, and Alex Q. Huang, "Real-Time Algorithm for Minimizing THD in Multilevel Inverters With Unequal or Varying Voltage Steps Under Staircase

- Modulation,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, pp. 2249-2258, JUNE 2009.
- [53] Jing Zhao, Xiangning He, and Rongxiang Zhao, “A Novel PWM Control Method for Hybrid-Clamped Multilevel Inverters,” IEEE Transactions on Industrials Electronics, Vol. 57, No. 7, pp. 2365-2373, July 2010.
- [54] http://ph.data-sheet.org/semiconductor_manufacturer/Fuji/20.html
- [55] Li-Xin Wang, “a Course in Fuzzy Systems and Control,” International Ed., Prentice-Hall International, Inc.
- [56] Leila Parsa and Hamid A. Toliyat, “Five-Phase Permanent-Magnet Motor Drives,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 1, pp. 30-37, January/February 2005.
- [57] Tae-Yeong Kim, Byoung-Kuk Lee, and Chung-Yuen Won, “Modeling and Simulation of Multiphase BLDC Motor Drive Systems for Autonomous Underwater Vehicles,” IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives, Vol. 2, pp. 1366-1371, May 2007.
- [58] Hyun-Cheol Kim, and Jang-Mok Kim, “a Study on the Optimum Phase Advance Angle of High Speed Operation for 7 Phase BLDC Motor Drives,” 31st IEEE Conference on Telecommunications Energy, October 2009.
- [59] Xiao Xi, Wang Yufei, Chai Jianyun, Li Yongdong, and Wang Xiangheng “Performance Analysis of Multi-phase PM Brushless DC Motor Drive System,” 6th IEEE conference on Electrical Machines and Systems, Vol. 1, pp. 84-87, November 2003.
- [60] Timothy C. Neugebauer, David J. Perreault, Jeffrey H. Lang, and Carol Livermore, “a Six-Phase Multilevel Inverter for MEMS Electrostatic Induction Micromotors,” IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 51, No. 2, pp. 49-56, February 2004.
- [61] P. Pillay and R. Krishnan, “Modeling, Simulation and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part II: The Brushless DC Motor Drive,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, No. 2, pp. 274-279, March/April 1989.
- [62] S. K. Safi, P. P. Acamley and A. G. Jack, “Analysis and Simulation of the High-Speed Torque Performance of Brushless DC Motor Drives,” Proceedings of the IEE on electrical Power Applications, Vol. 142, No. 3, pp. 191-200, May 1995.
- [63] E. H. Mamdani and S. Assilian, “an Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller,” Int. J. Man-Mach. Stud., Vol. 7, pp. 1-13, 1975.
- [64] C.L. Chen and F.C. Kuo, “Design and Analysis of a Fuzzy Logic Controller,” Int. J. Syst. Sci., Vol. 29, pp. 1579-1589, 1995.
- [65] B. Armstrong, “FLC Design for Bounded Separable Functions with Linear Input-Output Relations as a Special Case,” IEEE Trans. Fuzzy Syst., Vol. 4, pp. 72-79, 1996.

Abstract:

The structural saliencies and the voltage source inverter feeding stator windings are two main factors for producing the torque pulsations. The cogging torque ripple is produced by interaction between the rotor magnetic field and the stator slots. This can be reduced substantially with optimal design of the stator slots and teeth and using an appropriate shape for the rotor salient poles. Based on many investigations carried out in the field of optimization methods, no further improvement of the performance is expected by modifications of structural configures unless a substantial revolution arises in the technology of the conductors or magnetic materials. Due to this, recent researches are concentrated on the improvement of the produced voltage quality and modulation techniques of the inverter in order to limit the torque pulsation and speed ripple.

In this thesis, efforts are focused on improving the motor performance characteristics, especially reduction of torque pulsations using proper feeding methods. Stator windings of a sinusoidal-type of BLDC motor are fed by different modulation techniques and performance characteristics of the motor drives are compared to each other. The results are illustrated using the hysteresis modulation inverter. The performance characteristics of the motor are improved with proper hysteresis band width. In the thesis, the performance characteristics of a drive fed by two different multilevel inverters were shown. Meanwhile, the equivalent resistance of core loss is considered as well as switches of the power inverters are selected based on the motor power and flowed current through switches, in both cases. A portion of the thesis because of application of the multiphase motors in the military industries and much growth in the field of fuzzy logic was also assigned to the speed control of an eleven-phase PMBLDCM using a fuzzy incremental controller and was simulated a nine-phase PMBLDC motor with an actual inductance matrix.

Keywords: PMBLDC Motor Drive, Multilevel Inverter, Pulse Width Modulation, Hysteresis Modulation, Vector Control, Scalar Control, Fuzzy Controller.



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic
Engineering

M.Sc.thesis

**Modeling, Simulation and Operational
Characteristics Analysis of a Brushless DC Motor
and Drive**

Morteza Azadi

Supervisor:
Dr. Ahmad Darabi

Advisor:
Dr. Ali Dastfan

November 2010