

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و ریاضیات

گروه قدرت

## **طراحی و شبیه‌سازی کنترل‌کننده مناسب به روش SVPWM برای درایو موتورهای DC بدون جاروبک**

**دانشجو: وحید رضا نیک‌زاد**

**استاد راهنما:**

**دکتر علی دستفان**

**استاد مشاور:**

**دکتر احمد دارابی**

**پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد**

**خرداد ماه ۱۳۹۰**

ب



بر خود واجب می‌دانم از راهنمایی‌ها و تلاش‌های دلسوزانه استاد گرامی جناب  
آقای دکتر دستان پاس‌گزازی‌نایم، امیدوارم شکر و شایسته‌ای برای ایشان  
بوده باشم. همچنین از جناب آقای دکتر دارابی به خاطر مشورت‌های راهگشای  
ایشان سپاسگزارم. در پایان از تمامی دوستانی که اینجانب را در مراحل گوناگون  
انجام پروژه یاری رسانند، کمال تشکر را دارم.



## چکیده

موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم به خاطر خصوصیات ویژه‌ای که دارند به طور گسترده و به ویژه در کاربردهای خاص استفاده می‌شوند. این موتورها بر اساس توزیع شار در فاصله هوایی به دو گروه شار سینوسی و دوزنقه‌ای تقسیم می‌شوند که نوع سینوسی آن دارای رپل گشتاور کمتر است و در کاربردهای مرتبط استفاده می‌شود. روش‌های کنترلی این نوع را می‌توان به دو دسته اسکالر و برداری تقسیم کرد که مهم‌ترین روش‌های کنترل برداری عبارتند از <sup>1</sup>FOC و <sup>2</sup>DTC. در این بین روش DTC به خاطر سادگی و حجم کمتر محاسبات آن بیش‌تر مورد توجه قرار گرفته است. اما با وجود سادگی روش DTC این روش دو عیب عمده دارد. رپل گشتاور و شار این روش زیاد است و فرکانس سوئیچینگ آن ثابت نیست. برای برطرف کردن این دو عیب، پژوهش‌های بسیاری تا کنون انجام و راهکارهایی پیشنهاد شده‌اند. یکی از کارآمدترین روش‌هایی که تا کنون ارائه شده است، استفاده از روش <sup>3</sup>SVPWM همراه با روش DTC (DTC-SVPWM) است.

در روش DTC-SVPWM با استفاده از مقادیر تخمینی، ابتدا بردار مرجع شار پیوندی و سپس بردار ولتاژ مورد نیاز برای جبران خطای گشتاور و شار محاسبه می‌شود. با استفاده از روش DTC-SVPWM رپل گشتاور و شار پیوندی به مقدار قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد، اما به دلیل حجم زیاد محاسبات این روش، روش DTC-SVPWM در عمل با محدودیت‌هایی مانند محدودیت فرکانس سوئیچینگ روبرو است. در این گزارش، روشی پیشنهادی برای بهبود عملکرد روش DTC-SVPWM ارائه شده است. در روش پیشنهادی (Hysteresis-SVPWM)، از بسیاری محاسبات روش DTC-SVPWM صرف‌نظر و از یک باند هیستریزس برای تعیین حالت سوئیچینگ استفاده شده است. در نتیجه زمان مورد نیاز برای انجام محاسبات هر سیکل سوئیچینگ کاهش و حداکثر فرکانس سوئیچینگ افزایش می‌یابد. همچنین به دلیل کاهش تعداد تغییر حالت سوئیچینگ در هر سیکل، تلفات سوئیچینگ نیز کاهش می‌یابد. با توجه به نتایج شبیه‌سازی، نشان داده شده است که رپل گشتاور الکترومغناطیسی و شار پیوندی با استفاده از روش پیشنهادی در مقایسه با مقدار آن در روش DTC-SVPWM کاهش می‌یابد. همچنین وضعیت هارمونیک جریان استاتور بهبود و THD آن کاهش می‌یابد. با توجه به مزایای فوق، برتری روش پیشنهادی بر روش DTC-SVPWM کاملاً آشکار است.

**کلمات کلیدی:** موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم، موتور سنکرون مغناطیس دائم، کاهش رپل گشتاور و شار، کنترل سرعت، روش DTC، روش DTC-SVPWM، هیستریزس

<sup>1</sup> Field Oriented Control

<sup>2</sup> Direct Torque Control

<sup>3</sup> Space Vector Pulse Width Modulation

## لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

- 1- Nikzad V. R., Dastfan A. and Darabi A., "*A New Hysteresis-SVPWM Method for Torque Ripple Reduction of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Direct Torque Control*", UPEC 2011, Germany, 2011.
- 2- Nikzad V. R., Dastfan A., Nabizade N. and Darabi A., "*DTC-SVPWM Method for PMSM Control Using A Fuzzy Stator Resistance Estimator*", ICECT 2011, India, 2011.

## فهرست مطالب

| عنوان                                                          | صفحه |
|----------------------------------------------------------------|------|
| فصل اول - مقدمه                                                | ۱    |
| فصل دوم - موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم                    | ۹    |
| ۱-۲- بررسی ساختار موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم            | ۱۱   |
| ۲-۲- مدار معادل موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم                 | ۱۵   |
| ۳-۲- مدل ریاضی موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم                  | ۱۶   |
| ۴-۲- بررسی دقیق تر PMSM                                        | ۱۷   |
| ۱-۴-۲- مدل ریاضی PMSM                                          | ۱۹   |
| ۲-۴-۲- معادله‌های ولتاژ و گشتاور PMSM در دستگاه مرجع دوفاز d-q | ۲۲   |
| ۳-۴-۲- انتقال متغیرهای ماشین بین دستگاه‌های مرجع مختلف         | ۲۸   |
| ۴-۴-۲- بررسی اصول عملکرد PMSM با استفاده از دیاگرام فازوری     | ۲۹   |
| ۵-۲- شرایط لازم برای عملکرد پایدار PMSM                        | ۳۱   |
| ۶-۲- برتری‌های موتور PMSM نسبت به BLDC                         | ۳۳   |
| ۷-۲- بررسی مدل استفاده شده برای PMSM در شبیه‌سازی              | ۳۴   |
| فصل سوم - روش‌های کنترل موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم      | ۳۷   |
| ۱-۳- روش کنترل موتورهای BLDC                                   | ۳۸   |
| ۲-۳- بررسی روش‌های کنترلی PMSM                                 | ۴۲   |
| ۱-۲-۳- کنترل اسکالر                                            | ۴۳   |

|    |                                                                |
|----|----------------------------------------------------------------|
| ۴۳ | کنترل ولت-هرتز                                                 |
| ۴۴ | ۳-۲-۲- کنترل برداری                                            |
| ۴۴ | کنترل شارگرا (FOC)                                             |
| ۴۶ | کنترل مستقیم گشتاور (DTC)                                      |
| ۴۷ | روش DSVM                                                       |
| ۵۰ | روش DTC-SVPWM                                                  |
| ۵۰ | ۳-۳- مبانی روش DTC                                             |
| ۵۴ | ۳-۳-۱- کنترل شار در روش DTC برای موتور PMSM                    |
| ۵۶ | ۳-۳-۲- الگوریتم انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DTC               |
| ۵۹ | ۳-۳-۳- بررسی ساختار کنترل کننده DTC                            |
| ۶۲ | تخمین گر شار و گشتاور                                          |
| ۶۳ | ۳-۴- مزایا و معایب روش DTC                                     |
| ۶۵ | ۳-۵- بررسی و تحلیل روش DTC-SVPWM                               |
| ۶۵ | ۳-۵-۱- اصول روش SVPWM برای کنترل اینورتر                       |
| ۶۹ | ۳-۵-۲- شرح روش DTC-SVPWM                                       |
| ۷۲ | ۳-۵-۳- بررسی ساختار مورد استفاده در روش DTC-SVPWM              |
| ۷۳ | حلقه کنترل سرعت                                                |
| ۷۴ | کنترل کننده گشتاور                                             |
| ۷۶ | بلوک محاسبه گر بردار مرجع شار پیوندی (RFVC)                    |
| ۷۶ | بلوک کنترل کننده اینورتر                                       |
| ۷۷ | <b>فصل چهارم- روش پیشنهادی برای بهبود عملکرد روش DTC-SVPWM</b> |
| ۷۸ | ۴-۱- ساختار روش پیشنهادی                                       |
| ۸۰ | ۴-۲- الگوریتم بلوک کنترل کننده اینورتر در روش DTC-SVPWM        |
| ۸۱ | ۴-۳- الگوریتم بلوک کنترل کننده اینورتر در روش پیشنهادی         |

|                                                                  |            |
|------------------------------------------------------------------|------------|
| ۴-۴- مقایسه الگوریتم سوئیچینگ روش پیشنهادی با روش DTC-SVPWM..... | ۸۳         |
| ۴-۴-۱- حجم محاسبات.....                                          | ۸۳         |
| ۴-۴-۲- تلفات سوئیچینگ.....                                       | ۸۴         |
| <b>فصل پنجم- شبیه‌سازی و نتایج.....</b>                          | <b>۸۶</b>  |
| ۵-۱- گشتاور الکترومغناطیسی.....                                  | ۸۸         |
| ۵-۲- شار پیوندی.....                                             | ۹۰         |
| ۵-۳- زاویه شار پیوندی و شار روتور.....                           | ۹۲         |
| ۵-۴- سرعت مکانیکی روتور.....                                     | ۹۳         |
| ۵-۵- جریان استاتور.....                                          | ۹۴         |
| ۵-۶- مولفه‌های شار پیوندی در راستای محورهای D و Q.....           | ۹۷         |
| <b>فصل ششم- نتیجه‌گیری و پیشنهادها.....</b>                      | <b>۱۰۱</b> |
| ۶-۱- نتیجه‌گیری.....                                             | ۱۰۲        |
| ۶-۲- پیشنهادها.....                                              | ۱۰۳        |
| <b>مراجع.....</b>                                                | <b>۱۰۴</b> |

## فهرست شکل‌ها

| عنوان                                                                                         | صفحه |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| شکل ۱-۲: انواع ساختار موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم.....                                     | ۱۲   |
| شکل ۲-۲: ساختار شماتیک یک موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم دو قطب سه فاز.....                   | ۱۳   |
| شکل ۳-۲: مدار معادل موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم.....                                       | ۱۵   |
| شکل ۴-۲: مدار معادل موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم در شرایط عملکرد متعادل.....                | ۱۷   |
| شکل ۵-۲: ساختار یک PMSM سه فاز و دو قطب به همراه دستگاه مرجع گردان روتور.....                 | ۲۱   |
| شکل ۶-۲: دستگاه مورد استفاده برای تبدیل پارک در حالتی که محور D روتور مبنا است.....           | ۲۳   |
| شکل ۷-۲: دستگاه مورد استفاده برای تبدیل پارک برای حالتی که محور Q روتور مبنا است.....         | ۲۴   |
| شکل ۸-۲: انتقال بین دستگاه مرجع ثابت استاتور و دستگاه گردان روتور.....                        | ۳۰   |
| شکل ۹-۲: دیاگرام فازوری موتور PMSM.....                                                       | ۳۰   |
| شکل ۱۰-۲: بردارهای شار روتور در دستگاه مرجع ثابت استاتور.....                                 | ۳۱   |
| شکل ۱۱-۲: نمودار گشتاور- زاویه بار برای موتور PMSM.....                                       | ۳۲   |
| شکل ۱۲-۲: مدلسازی معادلات الکتریکی موتور PMSM در راستای محور Q روتور.....                     | ۳۵   |
| شکل ۱۳-۲: مدلسازی معادلات الکتریکی موتور PMSM در راستای محور D روتور.....                     | ۳۵   |
| شکل ۱۴-۲: مدلسازی معادله گشتاور موتور PMSM.....                                               | ۳۵   |
| شکل ۱۵-۲: مدلسازی معادله حرکت موتور PMSM.....                                                 | ۳۶   |
| شکل ۱۶-۲: مدل سازی انتقال جریان از دستگاه مرجع روتور به دستگاه ثابت استاتور و مختصات ABC..... | ۳۶   |
| شکل ۱-۳: سیگنال خروجی حسگر اثر هال با توجه به مقدار EMF خط.....                               | ۳۹   |

- شکل ۲-۳: ترتیب هدایت فازهای موتور با توجه به خروجی حسگرهای اثر هال ..... ۴۰
- شکل ۳-۳: آرایش فازها و ترتیب هدایت با توجه به جدول ۱-۳ ..... ۴۱
- شکل ۴-۳: گروه‌بندی روش‌های کنترلی PMSM ..... ۴۳
- شکل ۵-۳: ساختار مورد استفاده در روش کنترل FOC ..... ۴۶
- شکل ۶-۳: نمودار قطعه‌بندی صفحه بردارهای ولتاژ برای سرعت‌های بالا در روش DSVM ..... ۴۸
- شکل ۷-۳: دیاگرام فازوری موتور PMSM قطب صاف ..... ۵۱
- شکل ۸-۳: مدار معادل موتور PMSM ..... ۵۲
- شکل ۹-۳: دیاگرام فازوری شار روتور و شار پیوندی در موتور PMSM ..... ۵۳
- شکل ۱۰-۳: تاثیر بردار ولتاژ بر روی بردار شار پیوندی ..... ۵۶
- شکل ۱۱-۳: ساختار یک اینورتر ساده ..... ۵۷
- شکل ۱۲-۳: بردارهای ولتاژ حاصل از اینورتر ..... ۵۸
- شکل ۱۳-۳: الگوریتم انتخاب حالت سوئیچینگ در روش DTC ..... ۵۹
- شکل ۱۴-۳: ساختار کنترل کننده DTC ..... ۶۰
- شکل ۱۵-۳: نمودار شماتیک انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DTC ..... ۶۱
- شکل ۱۶-۳: مقایسه سیگنال‌های تولیدی در روش PWM متقارن و روش PWM نامتقارن ..... ۶۶
- شکل ۱۷-۳: ساختار اینورتر سه فاز ..... ۶۶
- شکل ۱۸-۳: نگاشت بردارهای ولتاژ به صفحه DQ در روش SVPWM [۳۸] ..... ۶۸
- شکل ۱۹-۳: چیدمان بردارهای ولتاژ در یک سیکل سوئیچینگ برای قطعه‌های مختلف در روش SVPWM ..... ۷۰
- شکل ۲۰-۳: نمودار شماتیک حرکت بردار شار پیوندی در یک بازه نمونه‌برداری ..... ۷۱
- شکل ۲۱-۳: بررسی تاثیر بردار ولتاژ بر بردار شار پیوندی در یک بازه نمونه‌برداری ..... ۷۲
- شکل ۲۲-۳: ساختار کلی روش DTC-SVPWM ..... ۷۳

- شکل ۳-۲۳ : نمودار گشتاور-زاویه بار برای موتور PMSM ..... ۷۵
- شکل ۳-۲۴ : ساختار داخلی بلوک RFVC ..... ۷۶
- شکل ۴-۱ : ساختار مورد استفاده در روش پیشنهادی ..... ۷۹
- شکل ۴-۲ : صفحه بردارهای ولتاژ و حلقه هیستریزیس در روش پیشنهادی ..... ۸۲
- شکل ۵-۱ : گشتاور الکترومغناطیسی PMSM ..... ۸۹
- شکل ۵-۲ : مقایسه دقیق تر گشتاور الکترومغناطیسی PMSM ..... ۹۰
- شکل ۵-۳ : اندازه بردار شار پیوندی ..... ۹۱
- شکل ۵-۴ : زاویه شار پیوندی و شار روتور ..... ۹۲
- شکل ۵-۵ : سرعت مکانیکی روتور ..... ۹۳
- شکل ۵-۶ : جریان فاز A استاتور PMSM ..... ۹۵
- شکل ۵-۷ : طیف هارمونیکي جریان فاز استاتور در سه روش ..... ۹۶
- شکل ۵-۸ : مولفه شار پیوندی در راستای محور D استاتور ..... ۹۸
- شکل ۵-۹ : مولفه شار پیوندی در راستای محور Q استاتور ..... ۹۹
- شکل ۵-۱۰ : مکان هندسی بردار شار پیوندی در دستگاه ثابت استاتور ..... ۱۰۰

## فهرست جدول‌ها

| عنوان                                                                                                  | صفحه |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| جدول ۱-۳: فازهای موتور و ترتیب هدایت سوئیچ‌های اینورتر با توجه به شکل ۲-۳.....                         | ۴۱   |
| جدول ۲-۳: روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره ۱ و در سرعت‌های کم.....                | ۴۹   |
| جدول ۳-۳: روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره ۱ و در سرعت‌های متوسط.....             | ۴۹   |
| جدول ۴-۳: روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره ۱ <sup>-</sup> و در سرعت‌های بالا..... | ۴۹   |
| جدول ۵-۳: انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره ۱ <sup>+</sup> و در سرعت‌های بالا.....     | ۴۹   |
| جدول ۶-۳: الگوریتم انتخاب بردارهای ولتاژ در هر کدام از شش قطعه برای روش DTC.....                       | ۶۰   |
| جدول ۱-۵: پارامترهای موتور PMSM استفاده شده در شبیه‌سازی.....                                          | ۸۸   |

## فصل اول:

### مقدمه

انواع موتورهای الکتریکی را در یک تقسیم‌بندی کلی می‌توان به دو گروه DC و AC تقسیم کرد. موتورهای DC جاروبک‌دار<sup>۱</sup>، بیش‌ترین کاربرد را در سیستم‌های حساس دارند. در موتورهای DC کنترل گشتاور و شار مستقل از یکدیگر است. به طور کلی در موتورهای DC جاروبک‌دار، شار با استفاده از جریان سیم‌پیچ تحریک و گشتاور با جریان سیم‌پیچی آرمیچر کنترل می‌شوند. همچنین کنترل سرعت موتورهای DC به سادگی امکان‌پذیر است. کنترل سرعت با کنترل ولتاژ انجام می‌شود؛ هر چه ولتاژ بیش‌تر شود، سرعت بیش‌تر می‌شود.

در موتور DC با اعمال ولتاژ به کموتاتور، جریان در سیم‌پیچ‌های آرمیچر جاری می‌شود که باعث تولید میدان مغناطیسی آرمیچر می‌شود. این میدان در تعامل با میدان مغناطیسی استاتور باعث تولید گشتاور می‌شود. برای تولید گشتاور بیشینه، میدان مغناطیسی آرمیچر و استاتور باید بر یکدیگر عمود باشند. کموتاتور این امکان را به میدان مغناطیسی استاتور و آرمیچر می‌دهد تا همواره بر یکدیگر عمود باشند [۱]. بنابراین عمل کموتاسیون نقشی اساسی در عملکرد موتور DC دارد. پس از هر کموتاسیون، جهت جریان در سیم‌پیچ‌های آرمیچر تغییر می‌کند که باعث تغییر قطب‌های آرمیچر می‌شود. به دلیل استفاده از جاروبک در این موتور، تعمیرات دوره‌ای و به احتمال زیاد جایگزینی جاروبک‌ها نیاز است که باعث افزایش هزینه می‌شود. همچنین به دلیل جرقه‌زدن جاروبک‌ها در هنگام کموتاسیون، در محیط‌های پرخطر از این موتورها استفاده نمی‌شود.

موتورهای AC، مانند موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم<sup>۲</sup> و موتورهای القایی<sup>۳</sup>، به طور گسترده و در کاربردهای گوناگون استفاده می‌شوند. برتری اساسی موتورهای AC نسبت به موتورهای DC آن است که ارتباط الکتریکی بین قسمت‌های ساکن و گردان وجود ندارد و در نتیجه کموتاتور و جاروبک نیاز ندارند و هزینه نگهداری آن‌ها کاهش می‌یابد. به دلیل نبود جاروبک و جرقه‌های حاصل از آن، این موتورها می‌توانند

---

<sup>1</sup> DC Brush Motor

<sup>2</sup> Permanent Magnet Brushless Motor

<sup>3</sup> Induction Motor

در محیط‌های پرخطر و انفجاری استفاده شوند. همچنین بازده این موتورها بیش‌تر از موتورهای DC است [۲]. تمام مزیت‌های بیان شده نشان می‌دهند که موتورهای AC گزینه مناسبی برای تبدیل انرژی الکتریکی به مکانیکی هستند.

کنترل سرعت در موتورهای AC با کنترل دامنه و فرکانس ولتاژ انجام می‌شود. تغییر فرکانس، سرعت موتور را تغییر می‌دهد چون سرعت روتور به سرعت میدان مغناطیسی استاتور که با همان فرکانس ولتاژ می‌چرخد، وابسته است. افزایش فرکانس ولتاژ اعمالی باعث افزایش سرعت موتور می‌شود [۲]. پیش از ابداع مبدل‌های الکترونیک قدرت و تکنیک‌های کنترل پیشرفته، مانند کنترل برداری<sup>۱</sup> و کنترل مستقیم گشتاور<sup>۲</sup> (DTC)، موتورهای AC برای کاربردهای سرعت متغیر مناسب نبودند. دلیل آن تزویج شار و گشتاور موتور است که تغییر در یکی از آن‌ها بر روی دیگری تاثیر می‌گذارد [۳].

در گذشته برای کنترل سرعت موتورهای القایی از روش تغییر آرایش سیم‌پیچی مثلث-ستاره استفاده می‌شد که توانایی محدودی داشت. در این روش، با تغییر آرایش سیم‌پیچی، ولتاژ فاز سیم‌پیچی‌های استاتور موتور تغییر می‌کند. اگر تعداد سیم‌پیچی‌های استاتور بیش از سه باشد، تغییر قطب هم امکان‌پذیر است ولی فقط برای مقادیر گسسته سرعت از این روش استفاده می‌شود. ولی موتوری با چندین سیم‌پیچی آرمیچر در مقایسه با موتورهای معمولی گران‌تر است [۴]. روش جایگزین دیگر برای کنترل سرعت، استفاده از موتورهای القایی روتور سیم‌پیچی و تغییر مقاومت استاتور است. ولی این موتورها، مزیت‌های اساسی موتورهای القایی متداول را ندارند و تلفات آن‌ها بیش‌تر است [۴].

با توجه به مشکلات و پیچیدگی‌های بیان شده، در زمان‌هایی که روش‌های بیان شده برای کنترل سرعت موتورهای القایی استفاده می‌شدند، موتورهای DC جاروبک‌دار همچنان برای کاربردهایی که نیاز به تنظیم

---

<sup>۱</sup> Vector Control

<sup>۲</sup> Direct Torque Control

سرعت داشتند، استفاده می‌شدند. پیشرفت‌های اخیر در سوئیچ‌های نیمه‌هادی سریع، پردازنده‌های دیجیتال سیگنال (DSP)<sup>۱</sup> و ریزپردازنده‌ها<sup>۲</sup>، زمینه‌های جدیدی را برای کاربرد درایوهای کنترل سرعت فراهم کرده است. این پیشرفت‌ها باعث گسترش قابل توجه الگوریتم‌های نرم‌افزاری در مقایسه با روش‌های سخت‌افزاری و در نتیجه کاهش هزینه‌ها و بهبود عملکرد سیستم شده است. ترکیب روش‌های موثر کنترلی مانند کنترل برداری با DSPها و ریزپردازنده‌ها، امکان کنترل مستقل شار و گشتاور را در موتورهای AC فراهم کرده است.

موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم دارای گشتاور زیاد، اندازه کوچک، بازده بالا است و به خاطر نبود جاروبک، هزینه نگهداری کمی دارد [۵]-[۶]. این موتور در مقایسه با موتورهای القایی، اینرسی کمتری دارد و در نتیجه پاسخ دینامیکی آن سریع‌تر است [۷]. از طرفی به خاطر استفاده از مغناطیس دائم، تلفات روتور کاهش یافته و بازده افزایش می‌یابد. با توجه به خصوصیات فوق، این موتور گزینه‌ای مناسب برای کاربردهای مختلف است و به همین دلیل به طور گسترده استفاده می‌شود. علیرغم استفاده از عنوان DC در نام این موتور، تغذیه این موتور به صورت AC است. درایو مورد استفاده برای کنترل موتور DC بدون جاروبک یک اینورتر است و با کنترل سوئیچ‌های اینورتر، سرعت و گشتاور موتور را کنترل می‌کنند. گشتاور موتور باید به گونه‌ای کنترل شود که ریپل کمی داشته باشد، زیرا وجود ریپل گشتاور باعث تولید لرزه در موتور و ایجاد صدمات مکانیکی می‌شود.

یکی از کاربردهای خاص موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم استفاده در زیردریایی است. اما برای استفاده از این موتور در این گونه کاربردها باید ملاحظات در نظر گرفته شود. تولید امواج ناشی از ریپل گشتاور و انتشار آن‌ها در آب، امکان ردیابی زیردریایی توسط رادارهای دشمن را افزایش می‌دهد. در نتیجه طراحی سیستمی که ریپل گشتاور کم‌تری داشته باشد، باعث افزایش سطح امنیت زیردریایی می‌شود.

---

<sup>1</sup> Digital Signal Processor

<sup>2</sup> Microprocessor

بسیاری از روش‌های کاهش ریپل گشتاور بر روی مبدل‌های الکترونیک قدرت متمرکز شده‌اند و سعی دارند با اصلاح پیکربندی این مبدل‌ها (و پیشنهاد مبدل‌های جدید) و یا اصلاح روش‌های کنترل مبدل‌ها، ریپل گشتاور را کاهش دهند. روش‌هایی که در دسته دوم قرار دارند هم هزینه کمتری دارند و هم قابلیت انعطاف بیشتری دارند. هدف از انجام این پروژه، طراحی کنترل‌کننده مناسب برای درایو موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم است به گونه‌ای که هارمونیک‌های ولتاژ و جریان و ریپل گشتاور آن تا حد امکان کاهش یابند. الگوریتم و روش سوئیچینگ درایو موتور بر روی میزان هارمونیک‌های الکتریکی و ریپل گشتاور موتور تاثیر فراوان دارد. زمینه اصلی پروژه، کنترل سوئیچینگ مدار درایو موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم، مورد استفاده در زیردریایی، با استفاده از روشی است که تولید هارمونیک الکتریکی و ریپل گشتاور را کاهش دهد تا امکان ردیابی آن کاهش یابد.

الگوریتم‌های کنترل موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم را می‌توان به دو گروه کنترل اسکالر و کنترل برداری تقسیم کرد [۸]. روش کنترل اسکالر بر پایه روابطی است که در حالت ماندگار معتبر هستند. در این روش، دامنه و فرکانس متغیرهای کنترلی مدنظر هستند. در روش کنترل برداری، دامنه و فاز متغیر کنترلی مورد نظر؛ بردار آن، مورد نظر است. این روش برای تمامی حالات موتور از جمله حالت گذرا نیز معتبر است. روش DTC یکی از روش‌هایی است که از کنترل برداری استفاده می‌کند. این روش حدود دو دهه پیش، در ژاپن توسط تاکاهاشی<sup>۱</sup>، ناگوچی<sup>۲</sup> [۹] و همزمان در آلمان توسط دیپنبروک<sup>۳</sup> ارائه شد [۱۲]-[۱۰]. پایه استفاده از روش DTC برای موتورهای AC، همان‌گونه که از نامش پیداست، کنترل مستقل و مستقیم گشتاور و شار با استفاده از شش یا هشت بردار ولتاژ است. در این روش، معادلات و پارامترهای موتور به دستگاه مرجع ثابت استاتور منتقل می‌شوند، در نتیجه نیازی به آگاهی از زاویه روتور نیست [۳].

---

<sup>1</sup> Takahashi

<sup>2</sup> Noguchi

<sup>3</sup> Depenbrock

اگر چه روش DTC برای اولین بار در اواخر دهه ۱۹۸۰ برای موتورهای القایی پیشنهاد شد، ولی پس از آن برای گونه‌های دیگر موتور AC مانند موتورهای  $SR^1$  گسترش یافت. در اواخر دهه ۹۰، استفاده از روش DTC برای کنترل موتورهای  $PMSM^2$  آغاز شد [۱۳] و [۱۴]. علیرغم سادگی روش DTC ولی به دلیل رپیل بالای گشتاور و شار در آن روش‌های دیگری نیز ارائه شده است. یکی از این روش‌ها، استفاده از مبدل‌های چند سطحی است که رپیل شار و گشتاور را کاهش می‌دهد ولی به دلیل افزایش تعداد سوئیچ‌ها، تلفات سوئیچینگ افزایش می‌یابد [۱۵] و [۱۶].

یکی از روش‌های پیشنهادی برای کم کردن رپیل گشتاور و شار پیوندی، استفاده از روش  $SVPWM^3$  همراه با روش DTC است. در این روش،  $DTC-SVPWM$ ، بردار ولتاژ مطلوب برای جبران خطای گشتاور و شار محاسبه و توسط روش  $SVPWM$  ساخته می‌شود. این روش در ابتدا برای موتورهای القایی ارائه شد [۱۷] و سپس برای موتورهای  $PMSM$  مورد استفاده قرار گرفت [۱۸]. روش  $DTC-SVPWM$  از دیدگاه پاسخ و عملکرد بسیار کارآمد است ولی به دلیل حجم بالای محاسبات، در کاربردهای عملی با محدودیت‌هایی از جمله محدودیت حداکثر فرکانس سوئیچینگ روبرو است. در این گزارش یک روش پیشنهادی بر پایه DTC و  $SVPWM$  برای کاهش رپیل گشتاور و شار در  $PMSM$  ارائه شده است. با استفاده از این روش، حجم محاسبات به میزان قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد که باعث افزایش حداکثر فرکانس سوئیچینگ می‌شود. علاوه بر این به دلیل کاهش دفعات سوئیچینگ در هر سیکل، تلفات سوئیچینگ نیز کاهش می‌یابد. در کنار تمامی این مزایا، با توجه به شبیه‌سازی‌های انجام شده که نتایج آن در این گزارش ارائه شده است، عملکرد سیستم از دیدگاه کاهش رپیل گشتاور و شار و کاهش  $THD^4$  جریان استاتور بهبود می‌یابد.

---

<sup>1</sup> Switched Reluctance

<sup>2</sup> Permanent Magnet Synchronous Motor

<sup>3</sup> Space Vector Pulse Width Modulation

<sup>4</sup> Total Harmonic Distortion

با توجه به اهمیت شناخت کامل موتور برای کنترل مطلوب آن، در فصل دوم ساختار موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم به طور کامل مورد بررسی قرار می‌گیرد. در ابتدا ساختار استاتور، روتور، سیم‌پیچی استاتور و شار در فاصله هوایی مورد بررسی قرار می‌گیرد. در ادامه فصل، مدار معادل موتور و مدل ریاضی آن ارائه می‌شود. سپس موتور با شار سینوسی مورد بررسی دقیق‌تر قرار می‌گیرد؛ مدار معادل، معادله ریاضی، معادلات الکتریکی و معادله گشتاور در دستگاه مرجع دوفاز  $d-q$ ، شرایط عملکرد پایدار موتور و دیاگرام فازوری موتور ارائه و تحلیل شده است. در ادامه برتری‌های موتور شار سینوسی نسبت به موتور شار دوزنقه‌ای معرفی می‌شوند. در انتهای فصل اول و با توجه به معادلات موتور، مدل استفاده شده در شبیه‌سازی معرفی و تحلیل می‌شود.

فصل سوم به بررسی روش‌های کنترلی موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم، به ویژه PMSM، اختصاص دارد. در ابتدا برای آشنایی با روش‌های کنترلی موتور<sup>1</sup> BLDC روش کنترلی دوفاز-روشن معرفی می‌شود. سپس روش‌های کنترلی PMSM شامل دو گروه کنترل اسکالر و کنترل برداری معرفی می‌شوند. در ادامه، مبانی روش DTC با در نظر گرفتن دیاگرام فازوری موتور PMSM بررسی شده است. چگونگی برهم کنش بین شار روتور و شار پیوندی در فرآیند تولید گشتاور، برای فهم بهتر روش DTC بررسی شده است. بر پایه تحلیل‌های ارائه شده، الگوریتم روش DTC برای انتخاب بردارهای ولتاژ تشریح شده است. در ادامه، ساختار کنترل‌کننده DTC و بلوک‌های آن، مانند بلوک تخمین گر شار و گشتاور، مورد بررسی و تجزیه و تحلیل قرار گرفته است. برتری اصلی روش DTC بر سایر روش‌ها، سادگی این روش است. با این حال، این روش معایبی هم دارد که در فصل سوم به آن‌ها اشاره شده است. ادامه فصل سوم به روش DTC-SVPWM اختصاص دارد. در ابتدا، اصول روش SVPWM برای کنترل اینورتر شامل محاسبات، چیدمان بردارهای سوئیچینگ و ... ارائه شده است. سپس مبانی روش DTC-SVPWM و ساختار کنترل‌کننده آن مورد بررسی و تجزیه و تحلیل قرار گرفته است.

---

<sup>1</sup> Brushless DC

فصل چهارم به روش پیشنهادی Hysteresis-SVPWM اختصاص دارد. در این فصل الگوریتم روش پیشنهادی و ساختار کنترل کننده آن ارائه شده است. در فصل پنجم، نتایج شبیه سازی های انجام شده با استفاده از هر سه روش DTC، DTC-SVPWM و روش پیشنهادی ارائه و تحلیل شده است. در این فصل، عملکرد روش های فوق از دیدگاه گشتاور الکترومغناطیسی، شار پیوندی، سرعت مکانیکی روتور و جریان استاتور تحلیل و با یکدیگر مقایسه شده است. همچنین جریان استاتور PMSM در هر سه روش از دیدگاه طیف هارمونیک و THD مورد بررسی قرار گرفته است. مطابق نتایج حاصل از شبیه سازی، علاوه بر این که کارایی و اعتبار روش پیشنهادی تایید می شود، بهبود پاسخ و عملکرد آن نسبت به روش DTC-SVPWM نشان داده شده است. فصل ششم و پایانی گزارش به نتیجه گیری و ارائه پیشنهادها اختصاص دارد.

## **فصل دوم :**

### **موتورهای بدون جاروبک مغناطیسی دائم**

انواع موتورها را در یک گروه‌بندی کلی می‌توان به دو گروه جاروبک‌دار و بدون جاروبک تقسیم کرد. موتورهای DC در گروه جاروبک‌دار و موتورهای القایی، موتورهای  $SR^1$  و موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم  $PMBL^2$  در گروه بدون جاروبک قرار می‌گیرند [۱۹]. در سالیان اخیر به دلیل پیشرفت در ساخت مواد مغناطیس دائم و همچنین تجهیزات الکترونیک قدرت، استفاده از موتورهای PMBL به سرعت گسترش یافته است. چون در این موتورها میدان مغناطیسی تولیدی استاتور و میدان مغناطیسی روتور با سرعت یکسان می‌چرخند، گونه‌ای از موتورهای سنکرون به شمار می‌آیند. در نتیجه این موتورها، بر خلاف موتورهای القایی، لغزش<sup>۳</sup> ندارند. با استفاده از روش و ترتیب مناسب سوئیچینگ، شار مغناطیسی گردان استاتور تولید می‌شود. روتور توسط میدان مغناطیسی استاتور جذب می‌شود و باعث گردش موتور می‌شود. از این موتورها در کاربردهای مختلف مانند وسایل نقلیه، صنایع هوا- فضا، پزشکی و تجهیزات اتوماسیون استفاده می‌شود [۲۰] و [۲۱].

موتورهای PMBL با نام موتور DC بدون جاروبک (BLDC) نیز شناخته می‌شوند که رایج‌تر است. دلیل این نامگذاری آن است که در این موتورها، همان‌گونه که از نامشان پیداست، برای کموتاسیون از جاروبک استفاده نمی‌شود. از طرفی ترکیب اینورتر- ماشین دارای مشخصه‌های پایانه و خروجی شبیه به موتور DC شنت است؛ بنابراین آن را موتور DC بدون جاروبک می‌نامند [۱]. موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم مزایای بسیاری نسبت به موتورهای DC و موتورهای القایی دارند. تعدادی از آن‌ها عبارتند از [۲۲] و [۲۰]:

- مشخصات بهتر سرعت-گشتاور
- پاسخ دینامیکی بهتر
- بازده بالاتر به دلیل نبودن سیم‌پیچ‌های روتور
- عمر مفید طولانی

<sup>1</sup> Switched Reluctance

<sup>2</sup> Permanent Magnet Brushless

<sup>3</sup> Slip

- گستره وسیع سرعت
- گشتاور راه اندازی بیش تر
- همچنین نسبت گشتاور به اندازه موتور بیش تر است که باعث می شود برای کاربردهایی که وزن و حجم مهم هستند، مناسب باشند.

اما این گونه موتورها معایبی نیز دارند که مهم ترین آن ها عبارتند از [۱۹]:

- به خاطر استفاده از مواد مغناطیسی کم یاب، نسبت به سایر موتورها با سطح توان یکسان، گران تر هستند.
- در میدان های مغناطیسی قوی و یا در دماهای بالا ممکن است خاصیت مغناطیسی خود را از دست بدهند و در نتیجه عملکرد مطلوبی نداشته باشند.
- به دلیل وجود مغناطیس دائم روتور و تولید EMF در سیم پیچ های استاتور، اتصال کوتاه سیم پیچ های استاتور باعث تولید جریان اتصال کوتاه بزرگی خواهد شد.

## ۲-۱- بررسی ساختار موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم

ساختار موتورهای PMBL از دو قسمت اساسی تشکیل می شود؛ استاتور و روتور. قطب های مغناطیس دائم ممکن است بر روی روتور و یا استاتور قرار داده شوند ولی نوع روتور مغناطیسی متداول تر است. بر اساس چگونگی قرار گرفتن مغناطیس بر روی روتور، می توان آن ها را به چهار گونه تقسیم کرد که در شکل ۱-۲ نشان داده شده است [۱۹]: روی سطح روتور<sup>۱</sup>، داخل سطح روتور<sup>۲</sup>، شعاعی داخلی<sup>۳</sup> و پیرامونی داخلی<sup>۴</sup>.

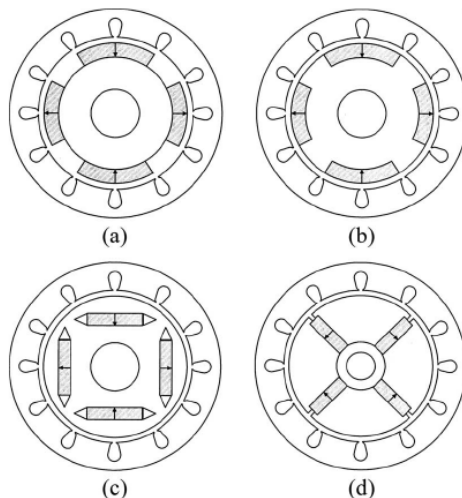
---

<sup>1</sup> Surface mounted

<sup>2</sup> Surface Inset

<sup>3</sup> Interior Radial

<sup>4</sup> Interior Circumferential



شکل ۱-۲: انواع ساختار موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم

(a) روی سطح روتور (b) داخل سطح روتور (c) شعاعی داخلی (d) پیرامونی داخلی [۱۹]

اگر چه نوع روتور مغناطیسی پرکاربردتر است، ولی نوع استاتور مغناطیسی هم مزایایی دارد که کاربرد آن‌ها را توجیه می‌کند. چون در این نوع، روتور سیم‌پیچی و مغناطیس دائم ندارد، ساخت آن‌ها ساده‌تر است و موتورهای مقاوم هستند و برای کاربردهای سرعت بالا مناسب هستند [۱۹]. بر اساس چگالی شار مغناطیسی مورد نیاز، ماده مغناطیسی انتخاب می‌شود. در گذشته، از فریت<sup>۱</sup> (هیدروکسید آهن) به عنوان ماده مغناطیسی در این موتورها استفاده می‌شد. فریت‌ها ارزان‌تر هستند ولی معایبی مانند چگالی پایین شار مغناطیسی در واحد حجم دارند. با پیشرفت فناوری، استفاده از آلیاژ مواد معدنی کمیاب که خاصیت مغناطیسی دارند، گسترش یافته است. نئودیمیوم<sup>۲</sup> (Nd)، ساماریوم کبالت<sup>۳</sup> (SmCo) و آلیاژ نئودیمیوم، فریت و بورون<sup>۴</sup> (NdFeB) نمونه‌ای از آلیاژهای مواد معدنی کمیاب هستند. [۲۲]

<sup>۱</sup> Ferrite

<sup>۲</sup> Neodymium

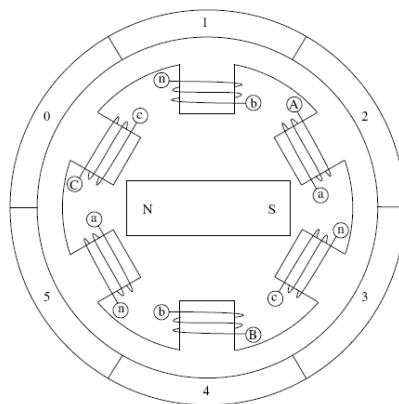
<sup>۳</sup> Samarium Cobalt

<sup>۴</sup> Boron

موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم معمولاً تک فاز، دو فاز و سه فاز هستند و بسته به نوع آن ها، استاتور همان تعداد سیم پیچی دارد. موتورهای سه فاز در مقایسه با انواع دیگر، کاربرد بیش تری دارند و بیش تر استفاده می شوند. شکل ۲-۲ ساختار شماتیک یک موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم دو قطب سه فاز را نشان می دهد که در آن مغناطیس دائم بر روی روتور قرار دارد. استاتور موتور از چندین ورقه فولادی تشکیل شده است که سیم پیچ های استاتور در شیارهای آن قرار گرفته اند. استاتور موتور سه فاز از سه سیم پیچ تشکیل شده است که به صورت ستاره به یکدیگر متصل می شوند. سیم پیچ ها در محیط استاتور طوری توزیع شده اند که چندین قطب را تشکیل دهند. در شکل ۲-۲، برای ساده سازی، سیم پیچ های استاتور به صورت متمرکز نشان داده شده اند در حالی که بر روی محیط استاتور توزیع شده اند.

دو گونه سیم پیچی استاتور وجود دارد؛ دوزنقه ای و سینوسی. نوع سیم پیچی بر اساس چگونگی اتصال داخلی کلاف ها در سیم پیچ استاتور تعیین می شود. از طرف دیگر، بر اثر دوران شار روتور، بر روی سیم پیچ های استاتور، نیروی محرکه الکتریکی القا می شود که با  $EMF^1$  یا  $E$  نمایش داده می شود. بسته به نوع سیم پیچی استاتور،  $EMF$  دوزنقه ای یا سینوسی تولید می شود که برای دامنه آن داریم:

$$E = k \cdot \lambda_r \cdot \omega_r \quad (1-2)$$



شکل ۲-۲: ساختار شماتیک یک موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم دو قطب سه فاز [۱۹]

<sup>1</sup> Electromotive Force

-  $k$  یک ضریب ثابت است که به تعداد دورهای سیم‌پیچ استاتور و برخی پارامترهای موتور بستگی دارد.

-  $\lambda_r$  شار مغناطیسی روتور

-  $\omega_r$  سرعت الکتریکی روتور است.

با توجه به (۱-۲)، شکل موج  $E$  به  $\lambda_r$  بستگی دارد و اگر  $\lambda_r$  به شکل سینوسی یا دوزنقه باشد،  $E$  نیز دارای همان شکل موج خواهد بود.

با اتصال سیم‌پیچ‌های استاتور به منبع سه فاز، جریان در استاتور تولید می‌شود. این جریان، باعث تولید میدان مغناطیسی پیرامون سیم‌پیچ‌های استاتور می‌شود. جمع برداری شار استاتور و روتور، شار مجموع در فاصله هوایی را تولید می‌کند. روش مناسب سوئیچینگ و کنترل جریان فاز، باعث دوران شار مغناطیسی استاتور و در نتیجه شار مجموع می‌شود. نیروی الکترومغناطیسی بین شار مجموع و شار روتور باعث گردش موتور می‌شود.

موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم بر اساس شکل موج  $EMF$  به دو گروه تقسیم می‌شوند. در گروه اول،  $EMF$  دوزنقه‌ای است [۲۳]. علاوه بر این:

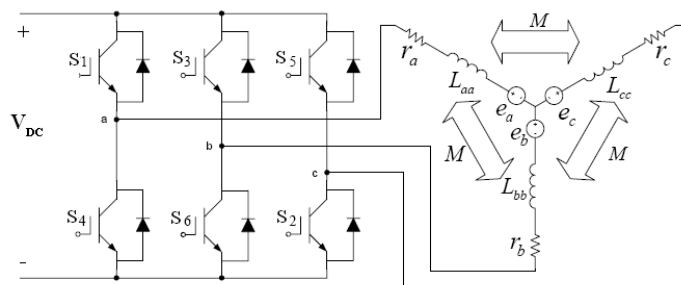
- توزیع شار مغناطیسی در فاصله هوایی، مربعی است.
- شکل موج جریان استاتور در هر فاز، مربعی است.
- توزیع سیم‌پیچ‌های استاتور، متمرکز است و بر روی قطب‌های استاتور قرار دارند.
- و یا ممکن است  $EMF$  به صورت سینوسی باشد، که مشخصات آن‌ها به شرح زیر است:
- توزیع شار مغناطیسی در فاصله هوایی، سینوسی است.
- شکل موج جریان استاتور، سینوسی است.
- توزیع سیم‌پیچ‌های استاتور، سینوسی است و بر روی محیط استاتور توزیع شده‌اند.

که در این صورت موتور  $PMSM^1$  نامیده می‌شوند. از این پس در این گزارش، برای تمایز بین موتور با EMF سینوسی و دوزنقه‌ای از واژه PMSM برای موتور با EMF سینوسی استفاده می‌شود.

## ۲-۲- مدار معادل موتور بدون جاروبک مغناطیسی دائم

برای کنترل موتور بدون جاروبک مغناطیسی دائم (سینوسی و دوزنقه‌ای) معمولاً از اینورتر استفاده می‌شود که از یک ولتاژ DC، ولتاژ AC مطلوب را می‌سازد. رایج‌ترین اینورتر مورد استفاده، اینورتر دوسطحی با شش سوئیچ است. هر سوئیچ از یک IGBT یا MOSFET و یک دیود موازی هرزگرد<sup>۲</sup> تشکیل شده است. با کنترل مناسب سوئیچ‌ها، ولتاژهای مطلوب به سیم‌پیچ‌های استاتور اعمال می‌شود. جزئیات روش‌های کنترل اینورتر برای موتورهای BLDC و PMSM در ادامه ارائه شده است.

با توجه به مطالب بیان شده، مدار معادل ارائه شده در شکل ۲-۳ برای موتورهای PMBL در نظر گرفته می‌شود. در این شکل، EMF تولیدی در هر فاز با استفاده از (۱-۲) به دست می‌آید و شکل موج آن به نوع موتور بستگی دارد و می‌تواند سینوسی یا دوزنقه باشد. همچنین برای هر فاز استاتور، مقاومت، اندوکتانس خودی و اندوکتانس متقابل با فازهای دیگر نیز در نظر گرفته شده است. جزئیات مربوط به عملکرد موتورهای BLDC و PMSM و همچنین مدل ریاضی آن‌ها در ادامه ارائه شده است.



شکل ۲-۳: مدار معادل موتور بدون جاروبک مغناطیسی دائم

<sup>1</sup> Permanent Magnet Synchronous Motor

<sup>2</sup> Freewheeling Diode

## ۲-۳- مدل ریاضی موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم

با توجه به مدار معادل ارائه شده در شکل ۲-۳، روابط الکتریکی بین متغیرهای موتور PMBL به صورت (۲-۲) به دست می‌آیند:

$$\begin{cases} v_a = r_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + M_{ab} \frac{di_b}{dt} + M_{ac} \frac{di_c}{dt} + e_a \\ v_b = r_b i_b + M_{ab} \frac{di_a}{dt} + L_b \frac{di_b}{dt} + M_{bc} \frac{di_c}{dt} + e_b \\ v_c = r_c i_c + M_{ca} \frac{di_a}{dt} + M_{cb} \frac{di_b}{dt} + L_c \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (2-2)$$

- $v_x$  ولتاژهای فاز استاتور [v]
- $i_x$  جریانهای فاز استاتور [A]
- $e_x$  ولتاژ القایی در هر فاز، EMF، به دلیل شار روتور [v]
- $r_x$  مقاومت فاز استاتور [ $\Omega$ ]
- $L_x$  اندوکتانس خودی هر فاز استاتور [H]
- $M_{xy}$  اندوکتانس متقابل بین دو فاز است. [H]

با فرض این که سیم‌پیچ فازهای استاتور مشابه هم باشند، داریم:

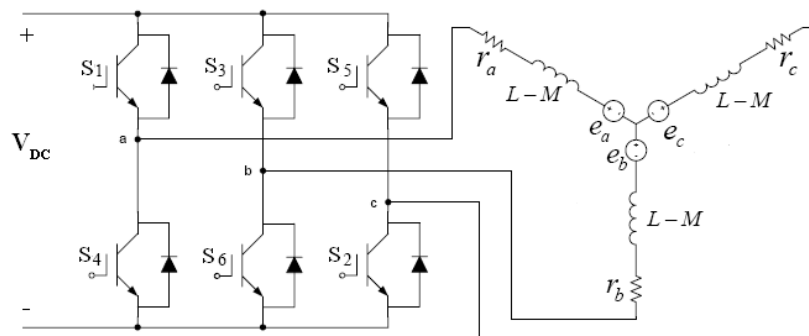
$$\begin{aligned} r_a &= r_b = r_c = r_s \\ L_a &= L_b = L_c = L \\ M_{ab} &= M_{bc} = M_{ca} = M \end{aligned}$$

همچنین در شرایط عملکرد متعادل در این موتورها داریم:  $i_a + i_b + i_c = 0$ . در نتیجه، (۲-۲) به صورت (۳-۲) خلاصه می‌شود:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s p & 0 & 0 \\ 0 & r_s + L_s p & 0 \\ 0 & 0 & r_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

در (۳-۲)، عملگر  $p$  بیانگر مشتق نسبت به زمان  $\frac{d}{dt}$  و  $L_s = L - M$  است. با توجه به (۳-۲)، مدار معادل شکل

۳-۲ به صورت شکل ۴-۲ خلاصه می‌شود.



شکل ۴-۲: مدار معادل موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم در شرایط عملکرد متعادل

گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی موتور [N.m] با استفاده از (۴-۲) به دست می‌آید:

$$T_e = \frac{(e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c)}{\omega_m} \quad (۴-۲)$$

-  $\omega_m$  بیانگر سرعت مکانیکی روتور [rad/s] است.

همچنین (۵-۲)، معادله حرکت موتور را نشان می‌دهد:

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + B \cdot \omega_m = T_e - T_L \quad (۵-۲)$$

-  $J$  ممان اینرسی [kg.m<sup>2</sup>]

-  $B$  ضریب اصطکاک یا میرایی [ $\frac{N.m.s}{rad}$ ]

-  $T_L$  گشتاور بار [N.m] است.

حال با در اختیار داشتن (۳-۲) تا (۵-۲) مدل ریاضی موتور تعیین می‌شود و با استفاده از آن‌ها می‌توان

رفتار موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم را شبیه‌سازی نمود.

## ۴-۲- بررسی دقیق‌تر PMSM

همان‌گونه که پیش از این بیان شد، ساختار موتور PMSM و BLDC مشابه یکدیگر است ولی در

سیم‌پیچی استاتور و شکل موج EMF با یکدیگر تفاوت دارند. استاتور موتور PMSM دارای سیم‌پیچی با

توزیع سینوسی است که باعث می‌شود EMF القایی بر روی سیم‌پیچ‌های استاتور آن سینوسی باشد. بنابراین، برای این که موتور PMSM گشتاور الکترومغناطیسی ثابت تولید کند، جریان فازهای استاتور آن باید سینوسی باشند در حالی که برای تولید گشتاور ثابت در موتور BLDC، جریان مربعی مورد نیاز است.

با توجه به شکل موج جریان مطلوب برای تولید گشتاور ثابت، موتور BLDC با استفاده از روش دوفاز-روشن کنترل می‌شود که بر اساس آن در هر لحظه، فقط دو فاز از سه فاز استاتور تغذیه می‌شوند. ولی در موتور PMSM تمام فازهای استاتور در هر لحظه می‌توانند حامل جریان باشند. در هر دو موتور، فازهای استاتور به گونه‌ای تغذیه می‌شوند که روتور میدان مغناطیسی گردان استاتور را با سرعت ثابت دنبال نماید. این سرعت به فرکانس اعمالی و تعداد قطب‌های موتور بستگی دارد.

موتور سنکرون مغناطیس دائم گونه‌ای از موتور سنکرون است که سیم‌پیچ روتور آن با یک آهنربای مغناطیس دائم جایگزین شده است. مهم‌ترین مزیت‌های استفاده از آهنربای مغناطیس دائم به جای سیم‌پیچ تحریک در روتور عبارتست از [۲۴]:

- عدم نیاز به حلقه‌های لغزشی و منبع ولتاژ DC
- تلفات توان در سیم‌پیچ‌های میدان روتور وجود ندارد.
- بازده بالاتر به دلیل تلفات کمتر
- کاهش حجم و اندازه ماشین

موتورهای PMSM برتری‌های بسیاری نسبت به موتورهای DC و القایی دارند که مهم‌ترین آن‌ها عبارتند از [۲۵]:

- پاسخ دینامیکی بهتر
- عمر مفید طولانی
- ضریب توان بالا

- نسبت گشتاور به اینرسی بالا

- هزینه نگهداری کم

همانند موتورهای DC، کنترل گشتاور در موتورهای AC با کنترل جریان موتور انجام می‌شود. ولی در موتورهای AC، اندازه و فاز جریان کنترل می‌شود و به همین دلیل از واژه کنترل برداری استفاده می‌شود. با استفاده از روش کنترل برداری برای موتورهای AC، مولفه‌های جریان تولید کننده گشتاور و شار از یکدیگر جدا می‌شوند و مشخصات پاسخ حالت گذرای موتور شبیه موتور DC تحریک مستقل می‌شود.

پیشرفت‌های اخیر در زمینه سوئیچ‌های نیمه‌هادی، DSP و ریزپردازنده‌ها زمینه‌های جدیدی را برای درایوهای تنظیم سرعت گسترده است. این پیشرفت‌ها باعث شده است که الگوریتم‌های کنترل نرم‌افزاری، که ارزان‌تر هستند، جایگزین روش‌های کنترل سخت‌افزاری شوند. در نتیجه هزینه کلی درایو سیستم کاهش یافته است. این پیشرفت‌ها، استفاده موتورهای القایی، PMSM و BLDC را برای کاربردهای سرعت متغیر ممکن ساخته است. در حالی که در گذشته فقط از موتورهای DC برای این کاربردها استفاده می‌شد. در گذشته، اینگونه روش‌های کنترلی به دلیل سخت‌افزار پیچیده و نرم‌افزار مورد نیاز برای پیاده‌سازی الگوریتم‌های پیچیده ممکن نبود.

## ۲-۴-۱- مدل ریاضی PMSM

در موتور PMSM، به دلیل آن که اندوکتانس‌ها متغیر و تابعی از زاویه روتور هستند، مدل مدار معادل دو فاز (d-q) راه‌حلی مناسب برای تحلیل موتور است. در این قسمت، مدل مدار معادل دو فاز برای یک ماشین سنکرون سه فاز معرفی می‌شود. در فرآیند تعیین مدل ریاضی دو فاز برای PMSM، فرض‌های زیر در نظر گرفته شده است [۲۶]:

- شار مغناطیسی تولیدی توسط سیم‌پیچ‌های استاتور سینوسی است.

- رلوکتانس فاصله هوایی شامل یک مولفه ثابت و یک مولفه سینوسی است.

- ولتاژ سینوسی سه فاز متعادل به سیم‌پیچ‌های استاتور اعمال می‌شود.
- از اثرات هیستریزیس و جریان ادی<sup>۱</sup> صرف‌نظر شده است.
- از سیم‌پیچ‌های میراکننده صرف‌نظر شده است.

معادلات ولتاژ استاتور در دستگاه سه فاز abc در (۶-۲) نشان داده شده است. [۱] و [۸]

$$\vec{v}_s = r_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \quad (۶-۲)$$

- $v_s$  ولتاژهای فاز استاتور [v]
- $i_s$  جریان‌های فاز استاتور [A]
- $r_s$  مقاومت فاز استاتور [ $\Omega$ ]
- $\lambda_s$  شار پیوندی استاتور [Wb] است و داریم:

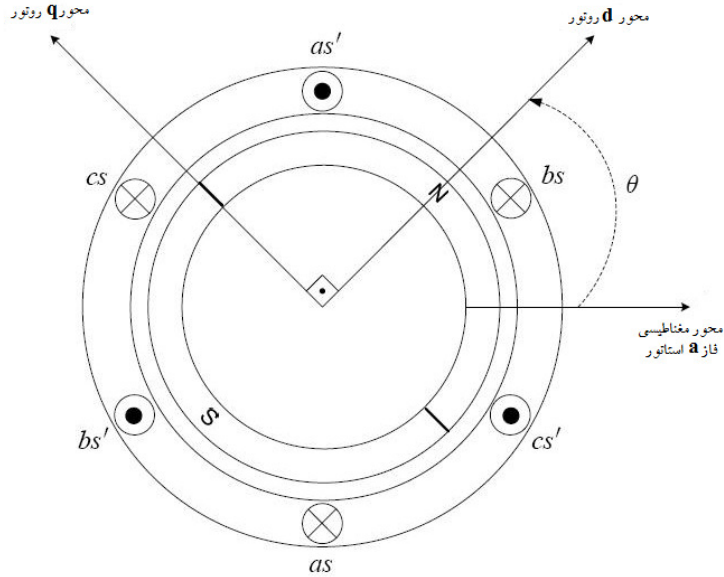
$$\begin{aligned} \lambda_{sa} &= L_{aa} \cdot i_{sa} + M_{ab} \cdot i_{sb} + M_{ac} \cdot i_{sc} + \lambda_{ra} \\ \lambda_{sb} &= M_{ba} \cdot i_{sa} + L_{bb} \cdot i_{sb} + M_{bc} \cdot i_{sc} + \lambda_{rb} \\ \lambda_{sc} &= M_{ca} \cdot i_{sa} + M_{cb} \cdot i_{sb} + L_{cc} \cdot i_{sc} + \lambda_{rc} \end{aligned} \quad (۷-۲)$$

- $L_{ii}$  اندوکتانس خودی فاز i [H]
- $M_{ij}$  اندوکتانس متقابل فاز i و j [H]
- $\lambda_{fi}$  شار پیوندی سیم‌پیچ‌های فاز i استاتور [Wb] ناشی از میدان مغناطیسی روتور است. این شار پیوندی به زاویه روتور بستگی دارد و داریم:

$$\begin{aligned} \lambda_{ra} &= \lambda_r \cos \theta \\ \lambda_{rb} &= \lambda_r \cos (\theta - 120) \\ \lambda_{rc} &= \lambda_r \cos (\theta + 120) \end{aligned} \quad (۸-۲)$$

در (۸-۲)،  $\lambda_r$  بیانگر دامنه شار پیوندی ناشی از مغناطیس دائم روتور است. زاویه  $\theta$  در این رابطه، زاویه بین محور d روتور و محور مغناطیسی سیم‌پیچ a استاتور، مطابق شکل ۵-۲، است. همان‌گونه که در شکل ۵-۲ نشان داده شده است، جهت میدان مغناطیسی روتور به عنوان محور d در نظر گرفته می‌شود و محور q، ۹۰ درجه نسبت به محور d جلوتر است.

<sup>۱</sup> Eddy Current



شکل ۲-۵: ساختار یک PMSM سه فاز و دو قطب به همراه دستگاه مرجع گردان روتور

در معادلات شارهای پیوندی استاتور، اندوکتانس‌ها تابعی از زاویه روتور ( $\theta$ ) هستند. به عنوان مثال برای

فاز a استاتور داریم:

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{ls} + L_0 - L_{ms} \cos(2\theta) \\ L_{ab} &= L_{ba} = -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (9-2)$$

-  $L_{ls}$ : اندوکتانس نشتی سیم‌پیچ استاتور [H]

-  $L_0$ : میانگین اندوکتانس محورهای d و q؛  $L_0 = (L_d + L_q)/2$  [H]

-  $L_{ms}$ : نوسان اندوکتانس به دلیل برجستگی قطب؛  $L_{ms} = (L_d - L_q)/2$  [H]

به دلیل این که فازهای استاتور ۱۲۰ درجه نسبت به یکدیگر اختلاف دارند، ضریب  $\cos(120) = -\frac{1}{2}$

در عبارت اندوکتانس متقابل  $L_{ab} = L_{ba}$  ظاهر می‌شود.

مشابه اندوکتانس خودی  $L_{aa}$ ، با جایگزینی  $\theta$  با  $\theta - \frac{2\pi}{3}$  و  $\theta + \frac{2\pi}{3}$  به ترتیب اندوکتانس‌های خودی  $L_{bb}$

و  $L_{cc}$  به دست می‌آیند. همچنین عبارت مشابهی برای  $L_{ac}$  و  $L_{bc}$  با جایگزینی  $\theta$  با  $\theta - \frac{2\pi}{3}$  و  $\theta + \frac{2\pi}{3}$  به

دست می‌آیند. تمامی اندوکتانس‌های استاتور در ماتریس (۲-۱۰) نشان داده شده‌اند.

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_0 - L_{ms} \cos(2\theta) & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta - \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta + \frac{\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta - \frac{\pi}{3}) & L_{ls} + L_0 - L_{ms} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta - \pi) \\ -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta + \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta - \pi) & L_{ls} + L_0 - L_{ms} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (۱۰-۲)$$

درایه‌های ماتریس  $L_{ss}$  توابعی از زاویه روتور هستند که با زمان و سرعت دوران روتور تغییر می‌کند.

با توجه به معادلات به دست آمده، معادلات الکتریکی موتور را می‌توان به فرم ماتریسی (۱۱-۲) نوشت:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{sa} \\ \lambda_{sb} \\ \lambda_{sc} \end{bmatrix} \quad (۱۱-۲)$$

در یک سیستم سه فاز متعادل، مقاومت فازهای استاتور با هم برابر هستند؛  $r_a=r_b=r_c=r_s$  در نتیجه

(۱۱-۲) به فرم (۱۲-۲) خلاصه می‌شود:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{sa} \\ \lambda_{sb} \\ \lambda_{sc} \end{bmatrix} \quad (۱۲-۲)$$

با توجه به (۷-۲) و (۱۰-۲)، نمایش ماتریسی شار پیوندی سیم‌پیچ‌های استاتور را می‌توان مانند (۱۳-۲)

نمایش داد.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sa} \\ \lambda_{sb} \\ \lambda_{sc} \end{bmatrix} = L_{ss} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{ra} \\ \lambda_{rb} \\ \lambda_{rc} \end{bmatrix} \quad (۱۳-۲)$$

## ۲-۴-۲- معادله‌های ولتاژ و گشتاور PMSM در دستگاه مرجع دوفاز d-q

همان‌گونه که پیش‌تر بیان شد،  $L_{ss}$  دارای ضرایب متغیر با زمان است که باعث دشواری محاسبات هنگام

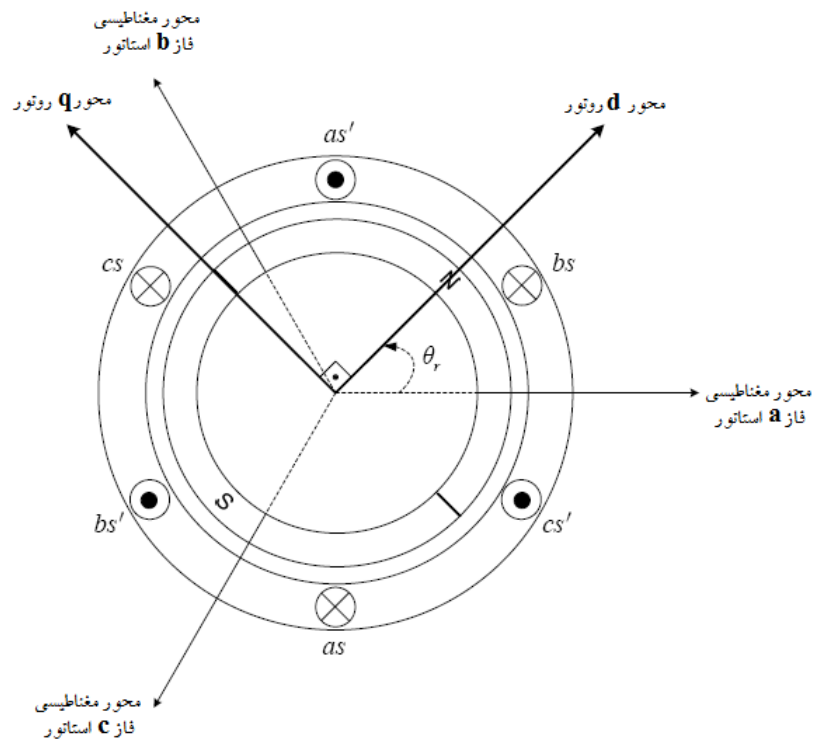
حل (۱۲-۲) می‌شود. برای محاسبه جریان‌های فاز با استفاده از شارهای پیوندی، معکوس ماتریس

اندوکتانس متغیر با زمان در هر لحظه باید محاسبه شود. محاسبه این ماتریس معکوس بسیار زمان‌بر است و

ممکن است باعث بروز خطا و ناپایداری سیستم شود. [۲۷] برای حذف مقادیر متغیر با زمان در مقادیر

اندوکتانس فازها و ساده کردن حل معادلات الکتریکی، کمیت‌های استاتور به دستگاه مرجع گردان d-q منتقل می‌شوند. در نتیجه ضرایب معادلات ولتاژ، جریان و شار پیوندی مستقل از زمان خواهند شد. در یک ماشین ایده‌آل، سیم‌پیچ‌های روتور (در صورت وجود) در راستای محور d و q هستند و فقط پارامترهای سیم‌پیچ‌های استاتور باید به دستگاه مرجع گردان d-q منتقل شوند. برای انتقال پارامترهای استاتور یک ماشین AC به دستگاه مرجع d-q روتور از تبدیل پارک استفاده می‌شود. در این دستگاه، مطابق شکل ۶-۲، جهت مثبت محور d با محور مغناطیسی روتور هم‌راستا است و جهت محور q نسبت به جهت مثبت محور d، ۹۰ درجه جلوتر است. [۱] و [۸]

معادلات تبدیل پارک به فرم  $[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta_r)] \cdot [f_{abc}]$  است. در این معادله،  $f_{dq0}$  مقادیر ولتاژ، جریان و ... ماشین در دستگاه d-q و  $f_{abc}$  مقادیر متناظر همان کمیت در دستگاه abc است. برای شکل ۶-۲، ماتریس تبدیل  $T_{dq0}$  به صورت رابطه (۱۴-۲) تعریف می‌شود [1].



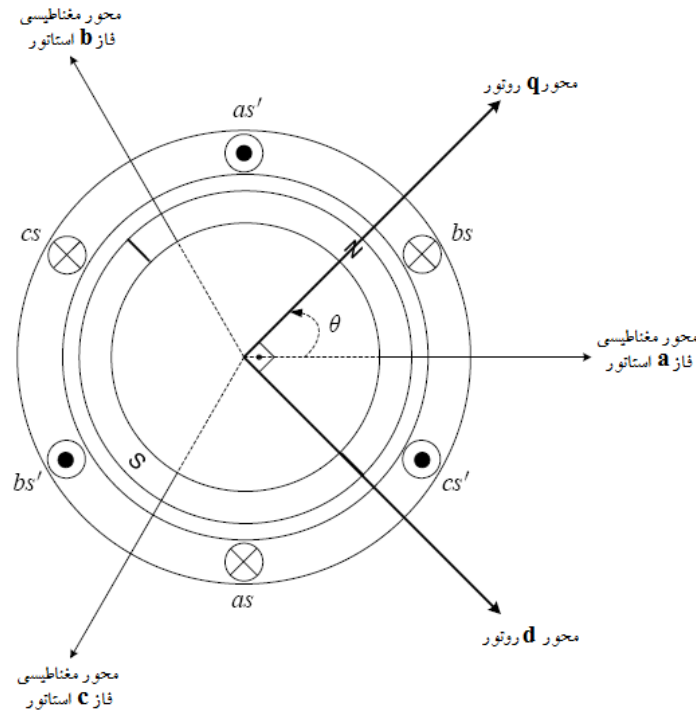
شکل ۶-۲: دستگاه مورد استفاده برای تبدیل پارک در حالتی که محور d روتور مبنا است.

$$[T_{dq0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (۱۴-۲)$$

و برای معکوس آن داریم:

$$[T_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (۱۵-۲)$$

اگر زاویه  $\theta$  به صورت شکل ۷-۲ در نظر گرفته شود، روابط تبدیل و ماتریس تبدیل متفاوت خواهد بود. در شکل ۷-۲، محور  $q$  بر محور مغناطیسی روتور منطبق و  $۹۰^\circ$  درجه جلوتر از محور  $d$  است. همچنین زاویه  $\theta$ ، زاویه بین محور  $q$  روتور و محور مغناطیسی فاز  $a$  استاتور است. در صورت استفاده از شکل ۷-۲ برای تبدیل به دستگاه  $d-q$ ، روابط تبدیل پارک به فرم  $[f_{qd0}] = [T_{qd0}(\theta)] \cdot [f_{abc}]$  تبدیل می‌شود. این رابطه



شکل ۷-۲: دستگاه مورد استفاده برای تبدیل پارک برای حالتی که محور  $q$  روتور مبنا است.

نسبت به رابطه تبدیل پارک مربوط به شکل ۶-۲ در ترتیب قرار گرفتن متغیرهای d و q و همچنین ماتریس تبدیل مورد استفاده تفاوت دارد و داریم [1]:

$$[T_{qd0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (۱۶-۲)$$

و برای معکوس آن داریم:

$$[T_{qd0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (۱۷-۲)$$

تفاوت در ماتریس‌های تبدیل  $T_{qd0}$  و  $T_{dq0}$  به دلیل اختلاف  $\theta$  و  $\theta_r$  است. با توجه به این که  $\theta = \theta_r + \frac{\pi}{2}$  و داریم:

$$\cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{2}\right) = -\sin(\theta_r) \quad \sin\left(\theta_r + \frac{\pi}{2}\right) = \cos(\theta_r) \quad (۱۸-۲)$$

اختلاف ماتریس‌های تبدیل توجیه می‌شود. در حقیقت، ماتریس‌های  $T_{dq0}$  و  $T_{qd0}$  مشابه هم هستند ولی ترتیب قرار گرفتن متغیرهای d و q در آن‌ها متفاوت است. با استفاده از تبدیل پارک و انتقال متغیرهای استاتور به دستگاه مرجع گردان d-q روتور، معادله شار پیوندی بر پایه  $L_{ss}$  و جریان‌های استاتور به صورت زیر تبدیل می‌شود:

$$[\lambda_{dq0}^r] = [T_{dq0}(\theta_r)] L_{ss} [T_{dq0}(\theta_r)]^{-1} [i_{dq0}^r] + [T_{dq0}(\theta_r)] [\lambda_r] \quad (۱۹-۲)$$

عبارت  $[T_{dq0}(\theta_r)] L_{ss} [T_{dq0}(\theta_r)]^{-1}$ ، ماتریس اندوکتانس‌های فاز  $L_{ss}$  را به ماتریس اندوکتانس محورهای d-q تبدیل می‌کند. با انجام محاسبات (۱۹-۲)، (۲۰-۲) به دست می‌آید:

$$\begin{aligned}\lambda_{ds}^r &= \left[ L_{ls} + \frac{3}{2}(L_0 + L_{ms}) \right] i_{ds}^r + \lambda_r = L_d i_{ds}^r + \lambda_r \\ \lambda_{qs}^r &= \left[ L_{ls} + \frac{3}{2}(L_0 - L_{ms}) \right] i_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \\ \lambda_{0s}^r &= 0\end{aligned}\quad (20-2)$$

که  $L_q = L_{ls} + L_{mq}$  و  $L_d = L_{ls} + L_{md}$  اندوکتانس‌های سنکرون در راستای محور d و q هستند.

اگر به جای ماتریس  $T_{dq0}$  از ماتریس  $T_{qd0}$  استفاده شود، پس از انجام محاسبات بیان شده، همان نتایج بالا برای  $\lambda_q$  و  $\lambda_d$  به دست می‌آید. برای تعیین معادلات ولتاژ PMSM در دستگاه مرجع d-q، تبدیل پارک dq0 بر روی کمیت‌های استاتور اعمال می‌شود. اگر تبدیل پارک بر روی معادلات ولتاژ استاتور (20-12) اعمال شود، داریم:

$$[v_{dq0}^r] = [T_{dq0}(\theta_r)][r_s][T_{dq0}(\theta_r)]^{-1}[i_{dq0}^r] + [T_{dq0}(\theta_r)] \frac{d}{dt} \{ [T_{dq0}(\theta_r)]^{-1} [\lambda_{dq0}^r] \} \quad (21-2)$$

در یک سیستم سه فاز متعادل، مقاومت فازهای استاتور با یکدیگر برابر هستند ( $r_a = r_b = r_c = r_s$ ) و در نتیجه داریم:

$$[T_{dq0}(\theta_r)][r_s][T_{dq0}(\theta_r)]^{-1}[i_{dq0}^r] = r_s[i_{dq0}^r] \quad (22-2)$$

عبارت دوم در (21-2) دارای عملگر مشتق نسبت به زمان است و محاسبات آن به صورت زیر است:

$$T \frac{d}{dt} \{ T^{-1} \lambda \} = T \left\{ \frac{d}{dt} T^{-1} \cdot \lambda + T^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \lambda \right\} = T \cdot \frac{d}{dt} T^{-1} \cdot \lambda + \frac{d}{dt} \lambda \quad (23-2)$$

در (23-2)، ماتریس  $\frac{d}{dt} T^{-1}$  به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{d}{dt} T^{-1} = \omega_r \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & -\cos(\theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (24-2)$$

که در آن،  $\omega_r$  سرعت زاویه‌ای روتور [rad/s] بر مبنای زاویه الکتریکی است.

با انجام محاسبات داریم:

$$T \cdot \frac{d}{dt} T^{-1} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (25-2)$$

و در پایان، برای معادلات ماتریسی ولتاژ استاتور در دستگاه مرجع روتور (۲-۲۶) نتیجه می‌شود:

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \\ v_{0s}^r \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \\ \lambda_{0s}^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \\ \lambda_{0s}^r \end{bmatrix} \quad (26-2)$$

که با در نظر گرفتن (۲-۲۰)، (۲-۲۷) را نتیجه می‌دهند:

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= r_s i_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r + p \lambda_{ds}^r = r_s i_{ds}^r - \omega_r L_q i_{qs}^r + L_d p i_{ds}^r \\ v_{qs}^r &= r_s i_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r + p \lambda_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + \omega_r L_d i_{ds}^r + \omega_r \lambda_r + L_q p i_{qs}^r \end{aligned} \quad (27-2)$$

از طرفی (۲-۲۸)، توان لحظه‌ای ورودی موتور را نشان می‌دهد:

$$P_{in} = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc} \quad (28-2)$$

اگر کمیت‌های ولتاژ و جریان استاتور به دستگاه مرجع d-q روتور که با سرعت  $\omega_r$  می‌چرخد، منتقل شوند داریم:

$$P_{in} = \frac{3}{2} [v_{qs}^r i_{qs}^r + v_{ds}^r i_{ds}^r] \quad (29-2)$$

با استفاده از (۲-۲۷) و جایگزینی  $v_d$  و  $v_q$  در (۲-۲۹) داریم:

$$P_{in} = \frac{3}{2} [-\omega_r \lambda_{qs}^r i_{ds}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r i_{qs}^r] \quad (30-2)$$

گشتاور الکترومغناطیسی  $T_e$  از تقسیم توان بر  $\omega_{rm}$  که سرعت مکانیکی روتور است، به دست می‌آید. با

توجه به این که در یک ماشین P قطب،  $\omega_r = \frac{P}{2} \omega_{rm}$  است، برای گشتاور الکترومغناطیسی داریم:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} [\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r] \quad (31-2)$$

(۳۱-۲) برای تمامی دستگاه‌های مرجع برقرار است. اما اگر از دستگاه مرجع روتور استفاده شود، (۳۱-۲) را می‌توان با (۳۲-۲) نیز جایگزین نمود.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} [(L_d - L_q) i_{qs}^r i_{ds}^r + \lambda_r i_{qs}^r] \quad (32-2)$$

گشتاور تولیدی از دو مولفه تشکیل شده است. مولفه اول به دلیل تغییر رلوکتانس ناشی از برجستگی قطب‌ها ( $L_d \neq L_q$ ) است و گشتاور رلوکتانسی<sup>۱</sup> نامیده می‌شود که در ماشین‌های قطب صاف وجود ندارد. در حالی که مولفه دوم ناشی از برهم کنش جریان  $i_q$  و شار مغناطیس دائم  $\lambda_r$  است و گشتاور تحریک<sup>۲</sup> نامیده می‌شود. با توجه به (۳۲-۲)، گشتاور تولیدی فقط به مقادیر  $i_d$  و  $i_q$  وابسته است و با کنترل این دو می‌توان گشتاور تولیدی را کنترل کرد. چون در موتورهای قطب برجسته  $L_q \geq L_d$  است، مولفه اول در عبارت گشتاور الکترومغناطیسی باعث تولید گشتاور منفی می‌شود. برای تولید گشتاور بیشینه،  $i_d$  بر روی مقدار صفر تنظیم می‌شود و برای کنترل گشتاور، جریان  $i_q$  کنترل می‌شود. [۲۸]

## ۲-۴-۳- انتقال متغیرهای ماشین بین دستگاه‌های مرجع مختلف

در بخش ۲-۴-۲ روش تبدیل متغیرهای ماشین از دستگاه سه فاز به دستگاه d-q ارائه و بررسی شد. همانگونه که می‌دانیم، دستگاه‌های d-q مختلفی را برای این تبدیل می‌توان انتخاب کرد. از مهم‌ترین این دستگاه‌ها می‌توان به دستگاه مرجع گردان روتور و دستگاه مرجع ثابت استاتور اشاره کرد. گاهی لازم است معادلات یا متغیرهای یک دستگاه مرجع دوفاز به دستگاه مرجع دوفاز دیگری منتقل شود. در این حالت، نیازی به تبدیل معکوس از دستگاه اول به مختصات سه فاز و سپس انتقال به دستگاه دو فاز دوم نیست و می‌توان با روش آسان‌تری این کار را انجام داد. در این قسمت روش تبدیل از دستگاه مرجع دوفاز روتور به دستگاه مرجع دوفاز استاتور بررسی می‌شود. تبدیل بین سایر دستگاه‌ها به روش مشابه انجام می‌شود. فرض

<sup>۱</sup> Reluctance Torque

<sup>۲</sup> Excitation Torque

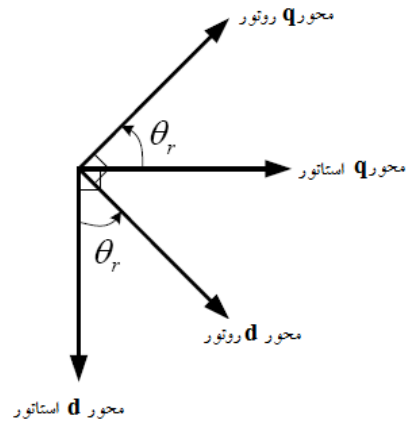
کنید دستگاه‌های مرجع روتور و استاتور همانند شکل ۲-۸ نسبت به یکدیگر قرار گرفته باشند. به عنوان مثال، در این حالت با توجه به روابط مثلثاتی برای ولتاژهای  $d$  و  $q$  استاتور در دستگاه مرجع روتور و استاتور:

$$\begin{aligned} v_q^s &= v_q^r \cos(\theta_r) + v_d^r \sin(\theta_r) \\ v_d^s &= v_d^r \cos(\theta_r) - v_q^r \sin(\theta_r) \end{aligned} \quad (2-33)$$

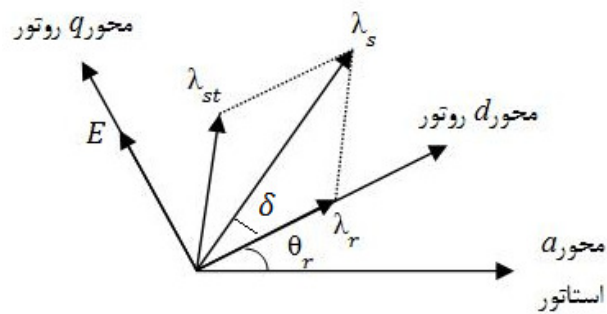
- $v_q^s$  و  $v_d^s$ : ولتاژهای  $d$  و  $q$  استاتور در دستگاه مرجع ثابت استاتور
- $v_q^r$  و  $v_d^r$ : ولتاژهای  $d$  و  $q$  استاتور در دستگاه مرجع گردان روتور

## ۲-۴-۴- بررسی اصول عملکرد PMSM با استفاده از دیاگرام فازوری

اصول کار موتور PMSM بسیار شبیه موتور سنکرون AC است، بنابراین با استفاده از دیاگرام فازوری می‌توان آن را تحلیل کرد. شکل ۲-۹ دیاگرام فازوری موتور PMSM را نشان می‌دهد. در شکل ۲-۹، زاویه دستگاه مرجع روتور که با دو محور  $d$  و  $q$  مشخص شده است با محور  $a$  استاتور برابر  $\theta_r$  است. محور  $a$  استاتور در حقیقت همان محور  $d$  دستگاه مرجع ثابت استاتور است. همان‌گونه که پیش از این بیان شد، بردار شار روتور  $\lambda_r$  در راستای محور  $d$  روتور است. ولتاژ القایی، EMF، مشتق شار روتور است و بنابراین بر بردار شار روتور عمود بوده و در راستای محور  $q$  روتور است. به دلیل جاری شدن جریان در سیم‌پیچ‌های استاتور، شار مغناطیسی  $\lambda_{st}$  تولید می‌شود. مجموع شار روتور و شار مغناطیسی ناشی از جریان استاتور، شار پیوندی فاصله هوایی  $\lambda_s$  را تولید می‌کند. زاویه بین شار پیوندی و شار روتور  $\delta$ ، زاویه بار نامیده می‌شود که مقدار آن با گشتاور تولیدی رابطه مستقیم دارد.

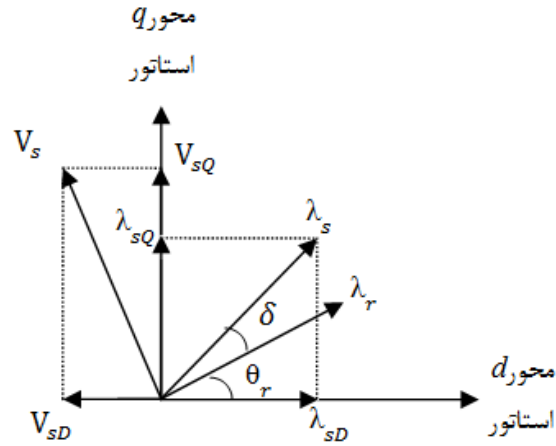


شکل ۲-۸: انتقال بین دستگاه مرجع ثابت استاتور و دستگاه گردان روتور



شکل ۲-۹: دیاگرام فازوری موتور PMSM

از طرفی مطابق شکل ۲-۱۰، بردار شار پیوندی در دستگاه مرجع دو فاز دارای دو مولفه در راستای محوره‌های  $d$  و  $q$  ( $\lambda_{sD}$ ,  $\lambda_{sQ}$ ) است. در روش‌های کنترلی، بردارهای  $\lambda_{sD}$  و  $\lambda_{sQ}$  به گونه‌ای کنترل می‌شوند که با کنترل زاویه  $\delta$ ، گشتاور تولیدی کنترل شود. این کار توسط کنترل مولفه‌های بردار ولتاژ استاتور در راستای محوره‌های  $d$  و  $q$  ( $V_{sD}$ ,  $V_{sQ}$ ) انجام می‌شود.



شکل ۲-۱۰: بردارهای شار روتور در دستگاه مرجع ثابت استاتور

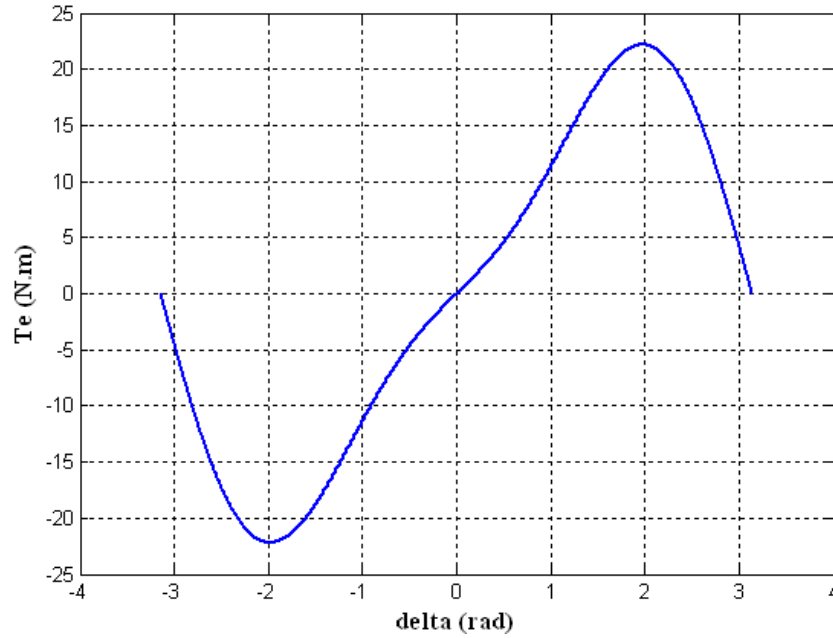
## ۲-۵- شرایط لازم برای عملکرد پایدار PMSM

برای موتور PMSM همواره (۲-۳۴) بین گشتاور الکترومغناطیسی و زاویه بار  $\delta$  برقرار است.

$$T_e = \frac{3P}{4} \cdot \frac{\lambda_s}{L_d L_q} [2\lambda_r L_q \sin \delta - \lambda_s (L_q - L_d) \sin (2\delta)] \quad (2-34)$$

- P : تعداد قطبهای موتور
- $\lambda_s$  : اندازه بردار شار پیوندی
- $\lambda_r$  : اندازه شار روتور
- $L_d$  و  $L_q$  اندوکتانس محورهای d و q روتور

بر اساس (۲-۳۴)، برای یک موتور نمونه نمودار گشتاور-زاویه بار مطابق شکل ۲-۱۱ به دست می‌آید. این نمودار بسیار مشابه نمودار گشتاور-زاویه بار برای ژنراتور سنکرون است. با توجه به این نمودار و مشابه ژنراتور سنکرون، شرط عملکرد پایدار موتور آن است که همواره مشتق گشتاور نسبت به زاویه بار  $\left(\frac{\partial T_e}{\partial \delta}\right)$  مثبت باشد تا با افزایش  $T_e$  زاویه بار نیز افزایش یابد. برای شکل ۲-۱۱، این شرط در بازه  $\delta = -2^\circ$  تا  $\delta = 2^\circ$  برقرار است. در ادامه با استفاده از روابط ریاضی، بازه عملکرد پایدار موتور تعیین می‌شود.



شکل ۲-۱۱: نمودار گشتاور-زاویه بار برای موتور PMSM

با مشتق‌گیری از (۲-۳۴) برای گشتاور الکترومغناطیسی داریم:

$$\frac{\partial T_e}{\partial \delta} > 0 \rightarrow L_q \lambda_r \cos \delta - \lambda_s (L_d - L_q) \cos(2\delta) > 0 \quad (2-35)$$

اگر (۲-۳۵) به ازای  $\delta = 0$  برقرار باشد برای تمام مقادیر  $\delta$  نیز برقرار است. به ازای  $\delta = 0$  داریم:

$$L_q \lambda_r - \lambda_s (L_d - L_q) > 0 \rightarrow \lambda_s < \frac{L_q}{L_q - L_d} \lambda_r \quad (2-36)$$

(۲-۳۶) یکی از شرط‌های لازم برای عملکرد پایدار موتور را بیان می‌کند. مطابق این شرط، مقدار مرجع

شار پیوندی  $\lambda_s$  همواره باید به گونه‌ای انتخاب شود که (۲-۳۶) برقرار باشد.

همچنین با توجه به (۲-۳۵) داریم:

$$\cos(2\delta) - \frac{a}{\lambda_s} \cos \delta < 0, \quad a = \frac{L_q}{L_q - L_d} \lambda_r \quad (2-37)$$

با استفاده از روابط مثلثاتی داریم:

$$2\cos^2(\delta) - \frac{a}{\lambda_s} \cos\delta - 1 < 0 \quad (38-2)$$

با در نظر گرفتن شرایط ریشه برای معادلات درجه دو، مشخص است که (38-2) همواره دو ریشه دارد و چون تقعر آن رو به بالا است، بازه بین دو ریشه جواب معادله است. دو ریشه (38-2) عبارتند از:

$$\begin{aligned} \cos\delta_1 &= \frac{\frac{a}{\lambda_s} + \sqrt{\left(\frac{a}{\lambda_s}\right)^2 + 8}}{4} \\ \cos\delta_2 &= \frac{\frac{a}{\lambda_s} - \sqrt{\left(\frac{a}{\lambda_s}\right)^2 + 8}}{4} \end{aligned} \quad (39-2)$$

در نتیجه و با در نظر گرفتن تمامی شرایط، برای عملکرد پایدار موتور PMSM لازم است که شرط زیر نیز برقرار باشد:

$$\delta < \cos^{-1} \left( \frac{\frac{a}{\lambda_s} - \sqrt{\left(\frac{a}{\lambda_s}\right)^2 + 8}}{4} \right) \quad (40-2)$$

(36-2) و (40-2) شرایط عملکرد پایدار موتور را بیان می کنند و همواره باید برقرار باشند.

## ۲-۶- برتری های موتور PMSM نسبت به BLDC

موتور PMSM نسبت به موتور BLDC برتری هایی دارد که تعدادی از آن ها عبارتند از:

- در موتور PMSM به دلیل سینوسی بودن جریان فازهای استاتور، در هر لحظه هر سه فاز حامل جریان هستند. این خاصیت باعث می شود نسبت گشتاور به جریان در موتور PMSM بیش تر از موتورهای BLDC با EMF دوزنقه ای باشد. در نتیجه برای یک گشتاور معین، تلفات موتور PMSM کمتر است که باعث افزایش بازدهی موتور می شود [۸].

- در موتور PMSM، سیم پیچ های استاتور به صورت سینوسی توزیع شده اند. همچنین مغناطیس دائم روتور به گونه ای طراحی می شود که توزیع شار سینوسی را در فاصله هوایی تولید کند. در اثر بر هم

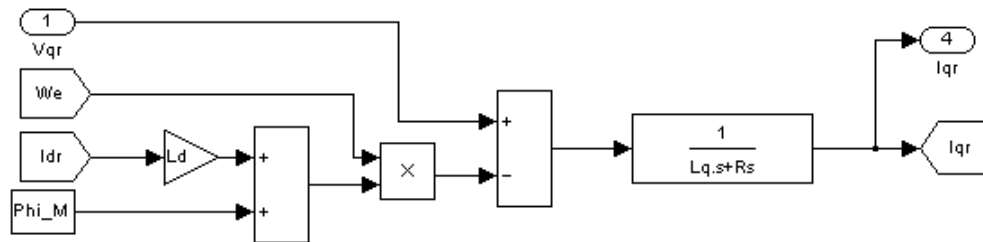
کنش جریان سینوسی و شار سینوسی و به دلیل نبودن کموتاسیون، مشابه آنچه در موتور BLDC اتفاق می‌افتد، توانایی تولید گشتاور بدون ریپل وجود دارد. فرآیند کموتاسیون و تغییر جریان فاز در موتور PMSM به سرعت فرآیند کموتاسیون در موتور BLDC با جریان مربعی نیست. در موتور BLDC در هنگام تغییر فاز، ریپل‌های بزرگ گشتاور تولید می‌شوند. در حالی که در موتور PMSM با جریان سینوسی، تغییر فازی به مراتب خفیف‌تر اتفاق می‌افتد که منجر به تولید ریپل گشتاور ناچیز می‌شود. اگر موتور به خوبی کنترل شود، ریپل گشتاور کمتر از دو درصد خواهد بود [۲۸].

با وجود این برتری‌ها، موتور PMSM نسبت به موتور BLDC گران‌تر است و در کاربردهای خاص که عملکرد موتور اهمیت ویژه‌ای دارد، استفاده می‌شود. به دلیل این که هدف اساسی این پایان‌نامه کاهش ریپل گشتاور است و موتور PMSM ریپل گشتاور کمتری دارد، موتور PMSM برای این هدف انتخاب شده است.

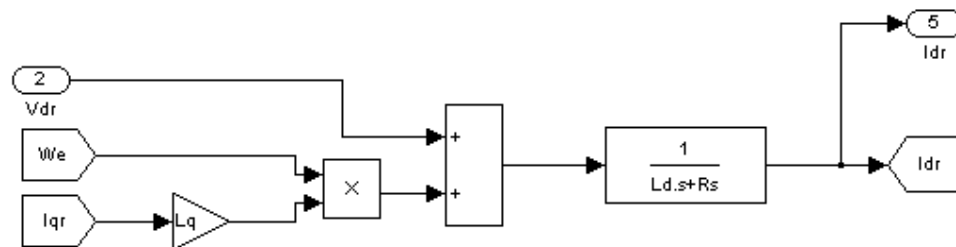
## ۲-۷- بررسی مدل استفاده شده برای PMSM در شبیه‌سازی

تمامی شبیه‌سازی‌های این گزارش در محیط Simulink نرم‌افزار Matlab انجام شده است. در ابتدا مدل موتور PMSM با استفاده از معادلات الکتریکی و مکانیکی آن تعریف شد. شکل ۲-۱۲ تا شکل ۲-۱۶ چگونگی پیاده‌سازی این معادلات را نشان می‌دهند. برای مدلسازی موتور PMSM از روابط الکتریکی در دستگاه مرجع روتور استفاده شده است. دلیل این کار، سادگی این معادلات و محاسبات کمتر است. معادلات الکتریکی موتور در راستای محورهای  $d$  و  $q$  توسط بلوک‌های نشان داده شده در شکل ۲-۱۲ و شکل ۲-۱۳ پیاده‌سازی شده‌اند. در این دو شکل، ولتاژهای فاز استاتور که به موتور اعمال می‌شوند به عنوان ورودی و متغیرهای مستقل در نظر گرفته شده‌اند. با در اختیار داشتن معادلات الکتریکی، می‌توان جریان‌های  $i_{dr}$  و  $i_{qr}$  را تعیین کرد. این دو جریان به عنوان خروجی مدل PMSM معرفی شده‌اند، ضمن این که از آن‌ها برای سایر معادلات موجود در داخل مدل PMSM، مثلاً معادله گشتاور، نیز استفاده شده است. پس از تعیین

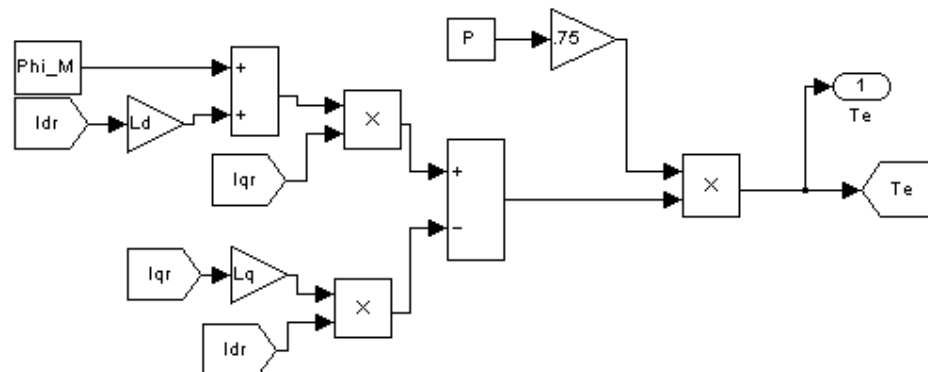
جریان‌های  $i_{dr}$  و  $i_{qr}$  و با مشخص بودن پارامترهای موتور، با استفاده از معادله مربوط به گشتاور تولیدی می‌توان مقدار  $T_e$  را تعیین کرد. شکل ۱۴-۲ بلوک‌های مورد استفاده برای محاسبه  $T_e$  را نشان می‌دهد.



شکل ۱۲-۲: مدلسازی معادلات الکتریکی موتور PMSM در راستای محور q روتور



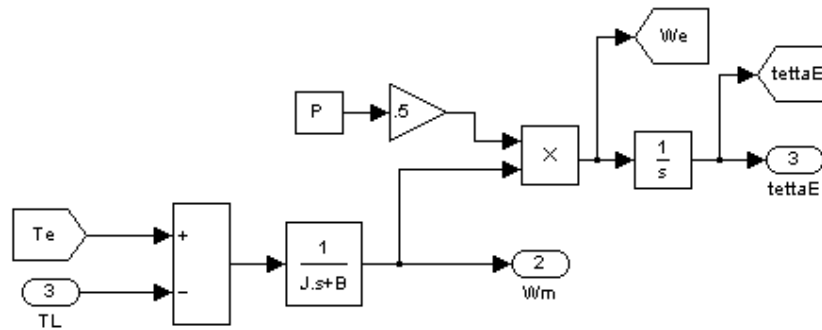
شکل ۱۳-۲: مدلسازی معادلات الکتریکی موتور PMSM در راستای محور d روتور



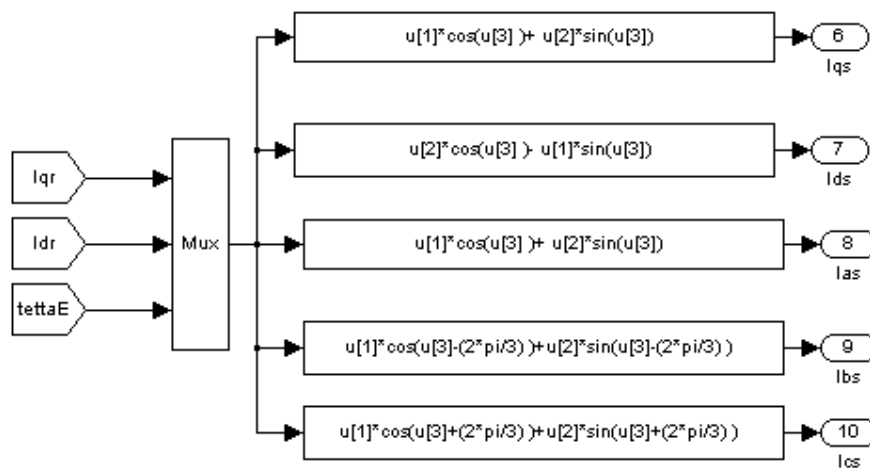
شکل ۱۴-۲: مدلسازی معادله گشتاور موتور PMSM

برای تعیین سرعت و زاویه روتور از معادله حرکت روتور ((۲-۵) استفاده شده است. چگونگی پیاده‌سازی معادله حرکت در شکل ۲-۱۵ نشان داده شده است. با استفاده از معادله حرکت، ابتدا سرعت مکانیکی  $\omega_m$  و سپس سرعت الکتریکی  $\omega_e$  و زاویه الکتریکی  $\theta_e$  محاسبه می‌شوند.

تا اینجا، جریان‌های موتور در دستگاه مرجع روتور،  $i_{qr}$  و  $i_{dr}$  تعیین شده‌اند. ولی ممکن است نیاز به مقادیر جریان‌های سه فاز ( $i_{cs}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{as}$ ) یا مقادیر جریان‌ها در دستگاه مرجع ثابت استاتور،  $i_{qs}$  و  $i_{ds}$  باشد. به عنوان مثال برای تخمین مقادیر شار پیوندی و گشتاور به  $i_{qs}$  و  $i_{ds}$  نیاز داریم. با توجه به مطالب بیان شده در بخش ۲-۴-۳ برای انتقال متغیرها بین دستگاه‌های مرجع مختلف و همچنین ماتریس تبدیل دوفاز به سه فاز بخش ۲-۴-۲ می‌توان این تبدیل‌ها را مطابق شکل ۲-۱۶ انجام داد.



شکل ۲-۱۵: مدل‌سازی معادله حرکت موتور PMSM



شکل ۲-۱۶: مدل‌سازی انتقال جریان از دستگاه مرجع روتور به دستگاه ثابت استاتور و مختصات abc

## **فصل سوم:**

### **روش‌های کنترل موتورهای بدون جاروبک**

#### **مغناطیس دائم**

در فصل دوم ساختار موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم به طور کامل بررسی شد. همان‌گونه که در فصل دوم نیز بیان شد، این موتورها بر پایه شکل موج شار در فاصله هوایی به دو گروه BLDC (شار دوزنقه‌ای) و PMSM (شار سینوسی) تقسیم می‌شوند. اصول روش کنترلی هر یک از این دو گروه با دیگری تفاوت دارد که در این فصل مورد بررسی قرار می‌گیرد.

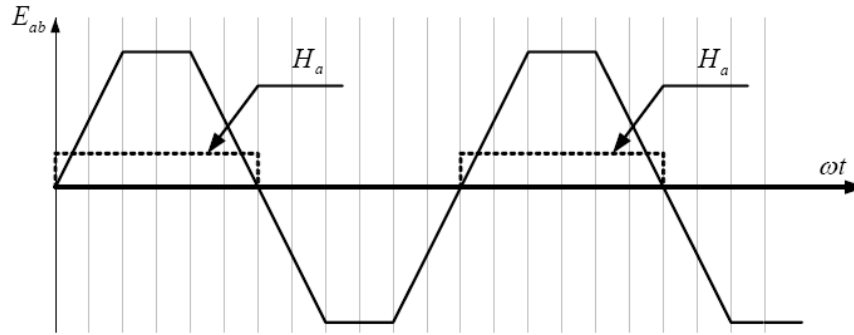
### ۳-۱- روش کنترل موتورهای BLDC

بر خلاف موتورهای DC (جاروبک‌دار)، عمل کموتاسیون در موتور BLDC به صورت الکترونیکی کنترل می‌شود که نیازمند آگاهی از موقعیت روتور است. موقعیت روتور با استفاده از حسگرهای اثر هال که بر روی استاتور قرار دارند، تعیین می‌شود. هر زمان که قطب‌های روتور از نزدیکی حسگر بگذرد، سیگنال صفر یا یک تولید می‌شود که مشخص می‌کند قطب N یا S از نزدیکی سنسور عبور کرده است. در موتورهایی که سیم نول ندارند، حسگر اثر هال به مقادیر خط<sup>۱</sup>  $EMF$  حساس است. به عنوان مثال در شکل ۳-۱، حسگر  $H_a$  به مقدار  $E_{ab}=E_a-E_b$  حساس است. در نتیجه، حسگر  $H_a$  نسبت به لحظه گذر از صفر  $E_a$  به مقدار ۳۰ درجه الکتریکی جلوتر است. در موتورهایی که سیم نول دارند، حسگر اثر هال به مقادیر فاز  $EMF$  حساس است.

بسیاری از موتورهای BLDC سه عدد حسگر اثر هال دارند. قرار دادن حسگرهای هال بر روی استاتور، فرآیند پیچیده‌ای است که نیاز به دقت فراوان دارد، چون هر گونه خطا در آن باعث خطا در تعیین موقعیت روتور می‌شود. حسگرهای هال با ۶۰ یا ۱۲۰ درجه اختلاف نسبت به یکدیگر نصب می‌شوند. بر این اساس، دو گونه مختلف از ترکیب سیگنال‌ها وجود دارد که در هنگام تعریف ترتیب هدایت<sup>۲</sup> و کنترل موتور باید در نظر گرفته شوند.

<sup>۱</sup> Line-to-Line

<sup>۲</sup> Commutation Sequence

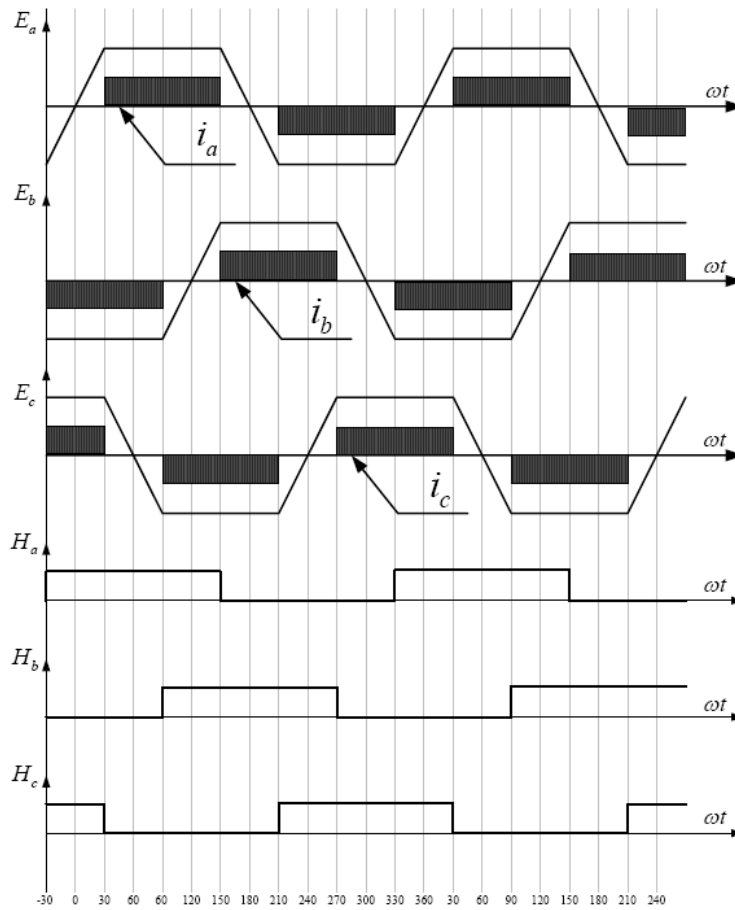


شکل ۳-۱: سیگنال خروجی حسگر اثر هال با توجه به مقدار EMF خط [۲۲]

شکل ۳-۲ چگونگی تغییر سیگنال‌های حسگرهای اثر هال با توجه به EMF فازها را نشان می‌دهد که حسگرها به مقادیر خط EMF حساس هستند. در این شکل، اگر جریان به فازی وارد شود، علامت آن مثبت و اگر از فازی خارج شود، علامت آن منفی در نظر گرفته شده است.

با توجه به رابطه گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی ( $T_e$ ) مشخص می‌شود که  $T_e$  با حاصلضرب EMF و جریان هر فاز رابطه مستقیم دارد. بنابراین، با توجه به شکل موج مربعی جریان فاز و شکل موج دوزنقه‌ای EMF فاز، برای تولید گشتاور صاف و بدون رینگ، جریان در سیم‌پیچ هر فاز باید در بازه مسطح بودن EMF همان فاز جاری شود (مطابق شکل ۳-۲). با توجه به شکل ۳-۲ مشخص است که موتور BLDC سه فاز با استفاده از روش دوفاز-روشن<sup>۱</sup> کنترل می‌شود؛ در هر لحظه دوفازی که بیش‌ترین گشتاور را تولید می‌کنند به منبع ولتاژ وصل می‌شوند و فاز سوم مدار باز می‌ماند. به این ترتیب در هر سیکل الکتریکی، هر فاز در دو نوبت و در هر نوبت به اندازه ۶۰ درجه الکتریکی هدایت می‌کند.

<sup>۱</sup> Two-Phase-On

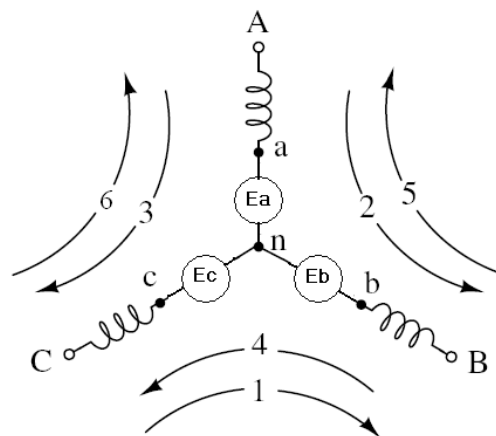


شکل ۳-۲: ترتیب هدایت فازهای موتور با توجه به خروجی حسگرهای اثر هال [۲۲]

تعیین این که کدام دو فاز به منبع وصل شوند به موقعیت روتور، که توسط حسگرهای اثر هال تعیین می‌شوند، بستگی دارد. سیگنال‌های خروجی حسگرهای هال یک عدد باینری سه رقمی تولید می‌کنند که هر ۶۰ درجه الکتریکی تغییر می‌کند. بر اساس ترکیب سیگنال‌های این سه حسگر، می‌توان موقعیت دقیق روتور و حالت کموتاسیون را تعیین کرد. بنابراین در موتور BLDC، تعیین موقعیت لحظه‌ای روتور نیاز نیست و فقط تعیین حالت با استفاده از حسگرهای اثر هال کافی است. جدول ۳-۱ و شکل ۳-۳ آرایش فازهای موتور و ترتیب هدایت سوئیچ‌های اینورتر را با توجه به شکل ۳-۲ نشان می‌دهند.

جدول ۱-۳: فازهای موتور و ترتیب هدایت سوئیچ‌های اینورتر با توجه به شکل ۲-۳

| آرایش فازهای موتور | سوئیچ‌های روشن | بازه الکتریکی           | شماره حالت |
|--------------------|----------------|-------------------------|------------|
| $C^+B^-$           | $T_5, T_6$     | $-30^\circ : 30^\circ$  | ۱          |
| $A^+B^-$           | $T_6, T_1$     | $30^\circ : 90^\circ$   | ۲          |
| $A^+C^-$           | $T_1, T_2$     | $90^\circ : 150^\circ$  | ۳          |
| $B^+C^-$           | $T_2, T_3$     | $150^\circ : 210^\circ$ | ۴          |
| $B^+A^-$           | $T_3, T_4$     | $210^\circ : 270^\circ$ | ۵          |
| $C^+A^-$           | $T_4, T_5$     | $270^\circ : 330^\circ$ | ۶          |



شکل ۳-۳: آرایش فازها و ترتیب هدایت با توجه به جدول ۱-۳

دسته دیگر روش‌های کنترلی BLDC از حسگر استفاده نمی‌کنند و با عنوان روش‌های بدون حسگر<sup>۱</sup> شناخته می‌شوند. در این گونه روش‌ها، با استفاده از پارامترهای موتور و برخی مقادیر مانند EMF، ولتاژ، شار و ... موقعیت روتور محاسبه و تخمین زده می‌شود. این روش‌ها را می‌توان به چند دسته تقسیم کرد [۲۹]:

<sup>۱</sup> Sensorless

- روش‌های مبتنی بر EMF مانند روش استفاده از ولتاژ ترمینال، روش استفاده از هارمونیک سوم EMF، روش هدایت دیود هرزگرد و روش انتگرالگیری از EMF.
- روش مبتنی بر محاسبات شار: در این روش، با استفاده از مقادیر اندازه‌گیری شده ولتاژ و جریان، بردار شار تخمین زده می‌شود.
- روش‌های مبتنی بر مشاهده‌گر<sup>۱</sup>: در این روش‌ها از انواع مختلفی از مشاهده‌گرها برای تخمین موقعیت روتور استفاده می‌شود. ایده اصلی این روش‌ها، استفاده از مدل ریاضی برای ماشین است که از مقادیر اندازه‌گیری شده واقعی به عنوان ورودی استفاده می‌کند و مقادیر تخمینی تولید می‌کند. اختلاف بین مقادیر تخمینی و مقادیر واقعی متناظر آن‌ها، برای اصلاح مقادیر تخمینی استفاده می‌شود.

### ۳-۲- بررسی روش‌های کنترلی PMSM

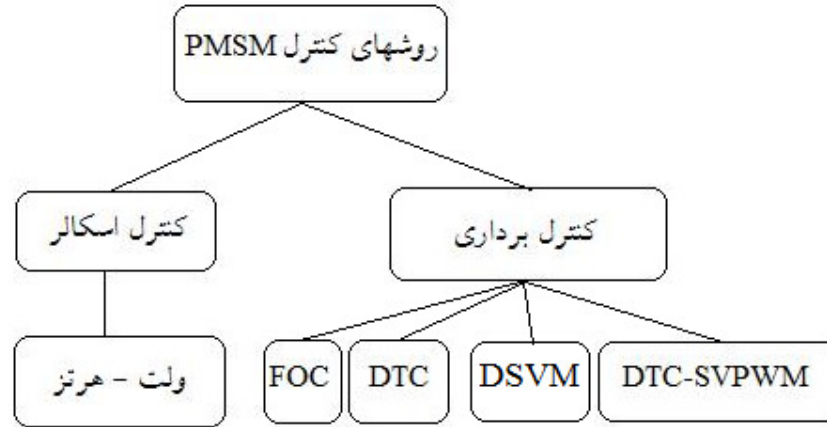
روش‌های کنترل PMSM را می‌توان به دو گروه کنترل اسکالر<sup>۲</sup> و کنترل برداری<sup>۳</sup> تقسیم کرد [۸]. روش کنترل اسکالر بر پایه روابطی است که در حالت ماندگار معتبر هستند. در این روش، دامنه و فرکانس متغیرهای کنترلی مدنظر هستند. در روش کنترل برداری، دامنه و فاز متغیر کنترلی مورد نظر؛ بردار آن، مورد نظر است. این روش برای تمامی حالات موتور از جمله حالت گذرا نیز معتبر است. شکل ۳-۴ گروه‌بندی روش‌های کنترلی مورد استفاده برای PMSM را نشان می‌دهد.

---

<sup>1</sup> Observer

<sup>2</sup> Scalar Control

<sup>3</sup> Vector Control



شکل ۳-۴ : گروه‌بندی روش‌های کنترلی PMSM

### ۳-۲-۱- کنترل اسکالر

همان‌گونه که پیش از این بیان شد، این روش بر پایه روابط و معادلات معتبر در حالت ماندگار است و فقط دامنه و فرکانس ولتاژ، جریان و ... کنترل می‌شوند. یکی از موارد استفاده از این روش زمانی است که چندین موتور به صورت موازی با یکدیگر توسط یک اینورتر کنترل می‌شوند.

### کنترل ولت-هرتز

این روش ساده‌ترین روش کنترل موتور PMSM است. روش ولت-هرتز روشی حلقه‌باز است و در آن از هیچ‌گونه حلقه فیدبکی استفاده نمی‌شود. معادلات ولتاژ برای موتور PMSM در قسمت‌های پیشین به دست آمد. در مختصات d-q برای این معادلات داریم:

$$\begin{aligned} v_q &= r_s i_{qs} + \omega_r \lambda_d + \frac{d}{dt} \lambda_q \\ v_d &= r_s i_{ds} - \omega_r \lambda_q + \frac{d}{dt} \lambda_d \end{aligned} \quad (۱-۳)$$

در حالت ماندگار، تغییرات شار نداریم و بنابراین مشتق آن‌ها نسبت به زمان صفر می‌شود. همچنین اگر سرعت موتور،  $\omega_r$ ، زیاد باشد، ولتاژ حرکتی  $\omega_r \lambda$  زیاد خواهد بود و می‌توان از افت ولتاژ روی مقاومت استاتور

صرفنظر کرد. در این حالت، اگر شار استاتور ثابت بماند، سرعت روتور با ولتاژ اعمالی به استاتور متناسب خواهد بود. در سرعت‌های پایین‌تر برای جبران افت ولتاژ روی مقاومت استاتور، ولتاژ بیشتری مورد نیاز است.

### ۳-۲-۲- کنترل برداری

به دلیل تزویج شار و گشتاور در موتور PMSM، روش کنترل اسکالر مشکلاتی دارد. این تزویج بر روی پاسخ سیستم تاثیر دارد و در صورتی که در نظر گرفته نشود، سیستم را در معرض ناپایداری قرار می‌دهد. روش کنترل برداری این تزویج را در نظر می‌گیرد و با استفاده از روش‌های جداسازی اثر آن را کاهش می‌دهد. در این روش، همزمان دامنه و فاز شار و گشتاور موتور کنترل می‌شوند.

### روش کنترل<sup>۱</sup> FOC

روش FOC حدود سه دهه پیش در آلمان توسط هت<sup>۲</sup>، بلاسک<sup>۳</sup> و لئونارد<sup>۴</sup> ابداع شد [۳۰] و [۳۱]. در این روش، معادلات و پارامترهای موتور به دستگاه مرجع گردان روتور منتقل می‌شوند. اگر شار روتور ثابت باشد، رابطه‌ای خطی بین گشتاور و متغیرهای کنترلی برقرار خواهد بود. همان‌گونه که در فصل پیشین بیان شد، این انتقال باعث می‌شود که کنترل گشتاور موتور AC همانند موتور DC تحریک مستقل شود. در یک موتور DC، شار میدان که همان شار استاتور است و شار آرمیچر (روتور) توسط کموتاتور طوری کنترل می‌شوند که همواره بر یکدیگر عمود باشند. اگر این دو شار بر یکدیگر عمود باشند، شار آرمیچر بر روی شار میدان تاثیر ندارد و گشتاور موتور فقط تحت تاثیر شار آرمیچر؛ جریان آرمیچر است. در روش FOC برای موتور

---

<sup>1</sup> Field Oriented Control

<sup>2</sup> Hasse

<sup>3</sup> Blaske

<sup>4</sup> Leonhard

AC، شار استاتور به گونه‌ای کنترل می‌شود که شار استاتور و روتور همواره بر یکدیگر عمود باشند. در نتیجه رفتار موتور AC مشابه موتور DC می‌شود. این کار نیازمند شرایط زیر است [۸]:

- شار روتور ثابت باشد و یا کنترل آن مستقل باشد.
  - کنترل مستقل زاویه الکتریکی بین شار روتور و استاتور به گونه‌ای که همواره بر یکدیگر عمود باشند.
- با توجه به دیاگرام فازوری، بردار جریان  $\vec{i}_s$  را می‌توان به دو مولفه  $i_{qs}$  و  $i_{ds}$  تجزیه کرد که:

$$i_{qs}^r = i_s \sin \varphi \quad i_{ds}^r = i_s \cos \varphi \quad (2-3)$$

که در این معادلات،  $i_s$  اندازه بردار  $\vec{i}_s$  و  $\varphi$  زاویه آن نسبت به محور d روتور است.

معادلات جریان و گشتاور موتور PMSM در دستگاه مرجع روتور عبارتند از:

$$\begin{aligned} -L_q \frac{d}{dt} i_{qs}^r &= r_s i_{qs}^r + \omega_r L_d i_{ds}^r + \omega_r \lambda_r - v_{qs}^r \\ -L_d \frac{d}{dt} i_{ds}^r &= r_s i_{ds}^r - \omega_r L_q i_{qs}^r - v_{ds}^r \\ T_e &= \frac{3P}{4} [(L_d - L_q) i_{qs}^r i_{ds}^r + \lambda_r i_{qs}^r] \end{aligned} \quad (3-3)$$

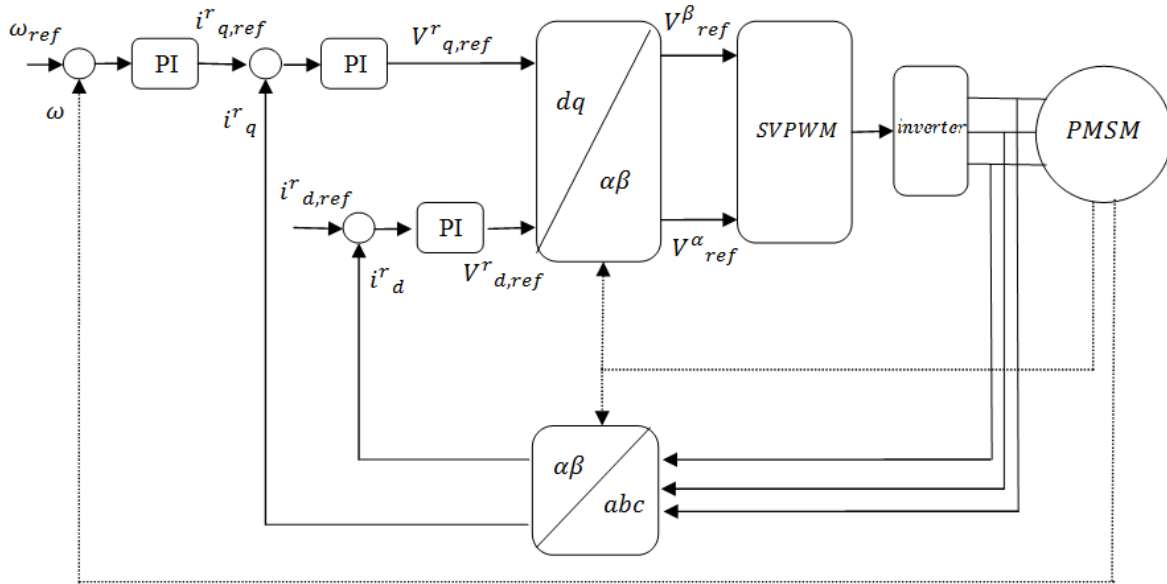
بر پایه شرط ۲ از شرایط بالا، زاویه بین شار روتور و استاتور باید ۹۰ درجه باشد؛  $\varphi=90$ ، در نتیجه داریم:

$$i_{qs}^r = i_s \quad i_{ds}^r = 0 \quad (4-3)$$

و برای معادلات جریان و گشتاور داریم:

$$\begin{aligned} -L_q \frac{d}{dt} i_{qs}^r &= r_s i_{qs}^r + \omega_r \lambda_r - v_{qs}^r \\ v_{ds}^r &= -\omega_r L_q i_{qs}^r \\ T_e &= \frac{3P}{4} \lambda_r i_{qs}^r \end{aligned} \quad (5-3)$$

در نتیجه، با فرض ثابت بودن شار روتور، گشتاور فقط به  $i_{qs}^r$  بستگی دارد که توسط  $v_{ds}^r$  کنترل می‌شود. دیاگرام روش FOC در شکل ۵-۳ نشان داده شده است که در آن، مقدار مرجع  $i_{ds}^r$  برابر صفر است.



شکل ۳-۵: ساختار مورد استفاده در روش کنترل FOC

### کنترل مستقیم گشتاور<sup>۱</sup> (DTC)

حدود دو دهه پیش، روش DTC در ژاپن توسط تاکاهاشی<sup>۲</sup> و ناگوچی<sup>۳</sup> [۹] و همزمان در آلمان توسط دیپنبروک<sup>۴</sup> ارائه شد [۱۰]-[۱۲]. پایه استفاده از روش DTC برای موتورهای AC، همان‌گونه که از نامش پیداست، کنترل مستقل و مستقیم گشتاور و شار پیوندی با استفاده از شش یا هشت بردار ولتاژ است. در این روش، معادلات و پارامترهای موتور به دستگاه مرجع ثابت استاتور منتقل می‌شوند. در نتیجه نیازی به آگاهی از زاویه روتور نیست و همچنین حجم محاسبات نسبت به روش FOC بسیار کاهش می‌یابد [۳].

اگر چه روش DTC برای اولین بار در اواخر دهه ۱۹۸۰ برای موتورهای القایی پیشنهاد شد، ولی پس از آن برای گونه‌های دیگر موتور AC مانند موتورهای SR گسترش یافت. در اواخر دهه ۹۰، استفاده از روش

<sup>۱</sup> Direct Torque Control

<sup>۲</sup> Takahashi

<sup>۳</sup> Noguchi

<sup>۴</sup> Depenbrock

DTC برای کنترل موتورهای PMSM آغاز شد [۱۳] و [۱۴]. پایه روش DTC، انتخاب مستقیم بردارهای ولتاژ بر اساس اختلاف بین مقدار مرجع و مقدار واقعی گشتاور و شار پیوندی است. در این روش مقادیر شار و گشتاور با استفاده از مقادیر ولتاژ و جریان تخمین زده می‌شوند. سپس این مقادیر تخمینی با مقادیر مرجع گشتاور و شار مقایسه می‌شوند. سپس خطای گشتاور و شار توسط مقایسه‌گرهای هیستریزس مقایسه می‌شوند و بر اساس خروجی مقایسه‌گرها، بردار ولتاژ مناسب انتخاب و به سیستم اعمال می‌شود.

برتری روش DTC سادگی آن است. ضمن این که این روش فقط به یک پارامتر موتور که مقاومت استاتور است، نیاز دارد. هیچ‌گونه مدولاسیون پهنای باند ( $PWM^1$ ) نیاز نیست و بردار ولتاژ انتخاب شده در کل یک بازه نمونه‌برداری به سیستم اعمال می‌شود. تمام محاسبات در دستگاه مرجع ثابت انجام می‌شوند که نیازی به زاویه روتور ندارند، ولی زاویه روتور در ابتدای راه‌اندازی مورد نیاز است. روش کنترل DTC، رفتار حالت گذرای خوبی دارد ولی رفتار حالت ماندگار آن مطلوب نیست، چون معیار انتخاب بردارهای ولتاژ باعث تولید سطح ریبیل زیاد در جریان استاتور، گشتاور و شار پیوندی می‌شود. در بخش ۳-۳، جزئیات بیشتری در مورد روش DTC ارائه خواهد شد و روابط و ساختار آن بررسی خواهد شد.

## روش<sup>۲</sup> DSVM

همان‌گونه که پیش‌تر اشاره شد، یکی از کاستی‌های روش DTC میزان قابل توجه ریبیل گشتاور و شار در این روش و همچنین فرکانس سوئیچینگ متغیر است. برای غلبه بر این کاستی‌ها تا کنون پژوهش‌های بسیاری انجام و روش‌های گوناگونی ارائه شده است [۳۲]-[۳۶]. یکی از راه‌حل‌ها، استفاده از اینورترهای چندسطحی است [۱۵] و [۱۶]. در این اینورترها، سطوح ولتاژ بیش‌تری در ورودی اینورتر موجود است و در نتیجه بردارهای ولتاژ بیش‌تری برای کنترل شار و گشتاور در اختیار است. افزایش سطوح ولتاژ باعث تولید

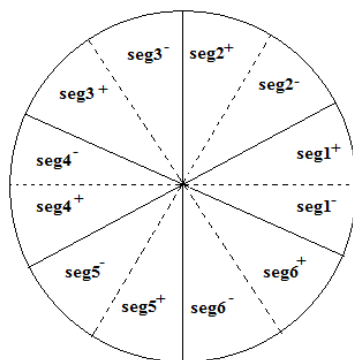
<sup>1</sup> Pulse Width Modulation

<sup>2</sup> Discrete Space Vector Modulation

گشتاور صاف‌تر و با ریزش کمتر خواهد شد. برای کاهش ریزش گشتاور و ثابت نگه داشتن فرکانس سوئیچینگ با استفاده از این روش، تعداد سوئیچ‌های بیش‌تری مورد نیاز است که باعث افزایش هزینه و پیچیدگی سیستم می‌شود.

همچنین روش‌هایی برای بهبود الگوریتم مبتنی بر DTC ارائه شده‌اند؛ روش مدولاسیون بردار فضایی گسسته برای DTC یا به اختصار DSVM یکی از این روش‌ها است [۸] و [۳۷]. در این روش نیز همانند روش DTC از کنترل‌کننده‌های هیستریزیس و جدول جستجو برای انتخاب حالت سوئیچینگ و بردارهای ولتاژ استفاده می‌شود و ساختار آن شبیه ساختار مورد استفاده در روش DTC است. در روش DSVM ولتاژ القایی  $\omega_p \lambda_s$  نیز در انتخاب بردار ولتاژ موثر است و گستره عملکرد موتور بر اساس ولتاژ القایی موتور به سه سطح تقسیم می‌شود. در سرعت‌های کم و متوسط، صفحه بردار شار پیوندی همانند روش DTC به شش قطعه تقسیم می‌شود ولی در سرعت‌های بالا، مطابق شکل ۳-۶، این صفحه به ۱۲ قطعه تقسیم می‌شود. همچنین کنترل‌کننده هیستریزیس مربوط به گشتاور در این روش دارای پنج سطح خروجی ۱، ۰، ۱، ۰ و ۲- است، در حالی که در روش DTC از کنترل‌کننده دو سطحی استفاده می‌شود.

برای انتخاب بردارهای ولتاژ، هر بازه نمونه‌برداری  $T_s$  به سه قسمت مساوی تقسیم می‌شود و برای هر یک، بردار ولتاژ مناسب انتخاب می‌شود. در این روش امکان انتخاب بردار  $V_0$  نیز وجود دارد. به عنوان مثال، بردار ۲۲۳ به وسیله اعمال  $V_2$  در دو قسمت اول و  $V_3$  در قسمت سوم یک زمان نمونه‌برداری  $T_s$  ساخته



شکل ۳-۶: نمودار قطعه‌بندی صفحه بردارهای ولتاژ برای سرعت‌های بالا در روش DSVM

می‌شود. با توجه به بازه سرعت موتور و شماره قطعه‌ای که بردار شار پیوندی در آن قرار دارد، بردار ولتاژ مناسب انتخاب می‌شود. جدول ۳-۲ تا جدول ۳-۵ بردارهای ولتاژ مناسب را برای حالتی که بردار شار پیوندی در قطعه شماره ۱ قرار دارد، ارائه کرده‌اند. در این جدول‌ها،  $d_T$  و  $d_\lambda$  به ترتیب خروجی کنترل‌کننده هیستریزیس گشتاور و سرعت هستند. با استفاده از روش DSVM اگر چه رپیل گشتاور و شار در مقایسه با روش DTC تا حدود ۶۵ درصد کاهش می‌یابد [۸]، ولی همچنان مقادیر آن‌ها قابل ملاحظه است.

جدول ۳-۲ : روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره ۱ و در سرعت‌های کم [۸]

|             | $d_T$ |     |     |     |     |     |
|-------------|-------|-----|-----|-----|-----|-----|
|             |       | -۲  | -۱  | ۰   | ۱   | ۲   |
| $d_\lambda$ | -۱    | ۵۵۵ | ۵۰۰ | ۰۰۰ | ۳۰۰ | ۳۳۳ |
|             | ۱     | ۶۶۶ | ۶۰۰ | ۰۰۰ | ۲۰۰ | ۲۲۲ |

جدول ۳-۳ : روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره ۱ و در سرعت‌های متوسط [۸]

|             | $d_T$ |     |     |     |     |     |
|-------------|-------|-----|-----|-----|-----|-----|
|             |       | -۲  | -۱  | ۰   | ۱   | ۲   |
| $d_\lambda$ | -۱    | ۵۵۵ | ۰۰۰ | ۳۰۰ | ۳۳۰ | ۳۳۳ |
|             | ۱     | ۶۶۶ | ۰۰۰ | ۲۰۰ | ۲۲۰ | ۲۲۲ |

جدول ۳-۴ : روش انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره ۱<sup>-</sup> و در سرعت‌های بالا [۸]

|             | $d_T$ |     |     |     |     |     |
|-------------|-------|-----|-----|-----|-----|-----|
|             |       | -۲  | -۱  | ۰   | ۱   | ۲   |
| $d_\lambda$ | -۱    | ۵۵۵ | ۳۰۰ | ۲۳۰ | ۳۳۲ | ۳۳۳ |
|             | ۱     | ۶۶۶ | ۲۰۰ | ۲۲۰ | ۲۲۲ | ۲۲۲ |

جدول ۳-۵ : انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DSVM برای قطعه شماره ۱<sup>+</sup> و در سرعت‌های بالا [۸]

|             | $d_T$ |     |     |     |     |     |
|-------------|-------|-----|-----|-----|-----|-----|
|             |       | -۲  | -۱  | ۰   | ۱   | ۲   |
| $d_\lambda$ | -۱    | ۵۵۵ | ۳۰۰ | ۳۳۰ | ۳۳۳ | ۳۳۳ |
|             | ۱     | ۶۶۶ | ۲۰۰ | ۲۳۰ | ۲۲۳ | ۲۲۲ |

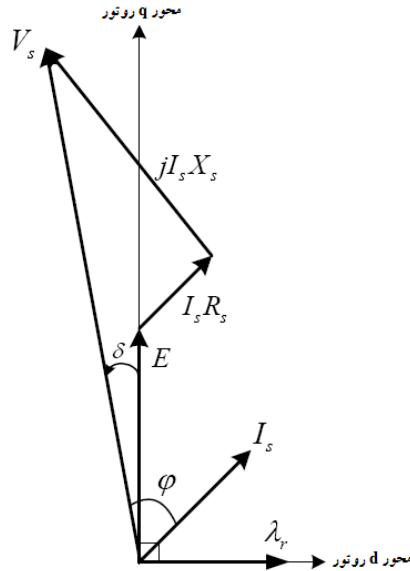
## روش DTC-SVPWM

یکی از روش‌های پیشنهادی برای کم کردن ریبیل گشتاور و شار پیوندی، استفاده از روش SVPWM همراه با روش DTC است. این روش همانند روش DTC از تخمین شار پیوندی و گشتاور برای کنترل موتور استفاده می‌کند. مقادیر تخمینی گشتاور، اندازه و زاویه شار پیوندی در یک حلقه کنترلی استفاده می‌شوند و با مقایسه با مقادیر واقعی، میزان خطا مشخص می‌شود. خطای محاسبه شده، در حقیقت بردار خطای شار پیوندی است. با انجام محاسبات بر روی بردار خطای شار، بردار ولتاژ مورد نیاز برای صفر کردن آن مشخص می‌شود. پس از محاسبه بردار ولتاژ مطلوب برای جبران خطای گشتاور و شار، فرمان سوئیچینگ مناسب با استفاده از روش SVPWM تعیین می‌شود. روش DTC-SVPWM عملکرد بسیار مناسبی دارد و ریبیل آن در مقایسه با روش DTC بسیار کمتر است. جزئیات مربوط به الگوریتم و ساختار این روش در ادامه همین فصل ارائه شده است.

## ۳-۳- مبانی روش DTC

پیش از ورود به جزئیات روش DTC، مناسب است رابطه‌ای برای گشتاور موتور به صورت تابعی از شار روتور و استاتور ارائه شود. معادله گشتاور مورد استفاده برای موتور PMSM قطب صاف را می‌توان با استفاده از دیاگرام فازوری شکل ۷-۳، به دست آورد. در این شکل،  $\lambda_r$  شار روتور است که تماماً در راستای محور d روتور است. بردار E نیروی محرکه الکتریکی ناشی از شار روتور است که بر روی سیم‌پیچ‌های استاتور القا می‌شود و چون مشتق  $\lambda_r$  است، بر بردار  $\lambda_r$  عمود است. بردار  $I_s$ ، بردار جریان استاتور و  $V_s$  ولتاژ اعمالی به فازهای استاتور در مختصات d-q هستند. زاویه  $\delta$ ، زاویه بین  $V_s$  و E است و به عنوان زاویه بار<sup>۱</sup> شناخته می‌شود.

<sup>۱</sup> Load Angel



شکل ۷-۳: دیاگرام فازوری موتور PMSM قطب صاف

با توجه به دیاگرام فازوری و معادلات موتور PMSM، مدار معادل موتور PMSM مطابق شکل ۸-۳ پیشنهاد می‌شود. با توجه به شکل ۸-۳، برای جریان فاز استاتور داریم:

$$I_s = \frac{V_s \angle 0 - E \angle -\delta}{R_s + jX_s} = \frac{V_s \angle 0 - E \angle -\delta}{|Z_s| \angle \varphi} \quad (۶-۳)$$

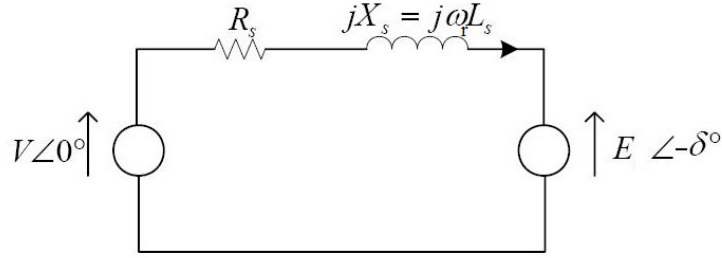
در (۶-۳)،  $X_s = \omega_r L_s$  و  $\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{X_s}{R_s}\right)$ .

فرض کنیم سرعت موتور به اندازه‌ای باشد که  $X_s$  بسیار بزرگتر از  $R_s$  باشد، به گونه‌ای که بتوان از  $R_s$  صرف‌نظر کرد (البته این فرض منطقی است). در نتیجه  $\varphi \approx \frac{\pi}{2}$ ،  $|Z_s| \approx X_s$  و معادله جریان استاتور به صورت زیر خواهد شد:

$$I_s = \frac{V_s \angle -\frac{\pi}{2}}{X_s} - \frac{E \angle -\delta - \frac{\pi}{2}}{X_s} \quad (۷-۳)$$

و برای قسمت حقیقی  $I_s$  داریم:

$$\text{Re}[I_s] = \frac{V_s}{X_s} \cos\left(-\frac{\pi}{2}\right) - \frac{E}{X_s} \cos\left(-\delta - \frac{\pi}{2}\right) = -\frac{E}{X_s} \cos\left(\delta + \frac{\pi}{2}\right) = \frac{E}{X_s} \sin(\delta) \quad (۸-۳)$$



شکل ۳-۸ : مدار معادل موتور PMSM

برای توان اکتیو ورودی داریم:

$$P_i = 3V_s \text{Re}[I_s] = 3 \frac{V_s E}{X_s} \sin \delta \quad (9-3)$$

اگر از تلفات ماشین صرفنظر شود، توان خروجی برابر توان ورودی است.

$$P_i = P_o = \frac{2}{p} \omega_r T_e \quad (10-3)$$

در (۱۰-۳)،  $P$  بیانگر تعداد قطب‌های موتور،  $\omega_r$  سرعت الکتریکی روتور [rad/s] و  $T_e$  گشتاور تولیدی موتور است. با ترکیب (۹-۳) و (۱۰-۳)، اندازه گشتاور تولیدی برای یک موتور قطب صاف به صورت معادله (۶-۳) به دست می‌آید.

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{|V_s| \cdot |E|}{\omega_r \cdot X_s} \sin \delta \quad (11-3)$$

از طرفی می‌دانیم  $E$  مشتق شار روتور ( $\lambda_r$ ) نسبت به زمان است و با توجه به (۱-۲)، برای حالت فازوری داریم:

$$|E| = k \cdot |\lambda_r| \cdot \omega_r \quad (12-3)$$

و با توجه به معادله ولتاژ استاتور،  $V_s = r_s I_s + \frac{d}{dt} \lambda_s$ ، و صرفنظر کردن از  $r_s$  برای حالت فازوری داریم:

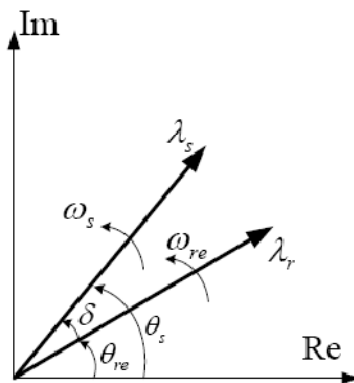
$$|V_s| = \omega_r \cdot |\lambda_s| \quad (13-3)$$

در (۱۳-۳)،  $\lambda_s$  شار پیوندی سیم‌پیچ استاتور و  $\omega_r$  سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور است. حال با ترکیب (۱۲-۳) و (۱۳-۳) با (۱۱-۳)، عبارت گشتاور الکتریکی موتور به صورت (۱۴-۳) به دست می‌آید.

$$T_e = \frac{3P}{2} \cdot k \cdot \frac{|\lambda_s| \cdot |\lambda_r|}{L_s} \sin \delta \quad (14-3)$$

در (۱۴-۳)،  $\delta$  زاویه بین  $V_s$  و  $E$  است. از طرفی با توجه این که بردار  $V_s$  بر بردار  $\lambda_s$  و بردار  $E$  بر بردار  $\lambda_r$  عمود هستند،  $\delta$  زاویه بین  $\lambda_r$  و  $\lambda_s$  نیز هست. برای درک بیشتر روابط بین شارها، رسم دیاگرام فازوری شارها مناسب است. در شکل ۹-۳،  $\lambda_s$  شار پیوندی است که در حقیقت مجموع شار روتور و شار ناشی از جریان استاتور است. زاویه بین این دو شار، مطابق توضیحات پیشین برابر زاویه بار  $\delta$  است. در حالت ماندگار، هر دو شار  $\lambda_r$  و  $\lambda_s$  با سرعت یکسان می‌چرخند و زاویه  $\delta$  ثابت می‌ماند. اما اگر سرعت چرخش  $\lambda_s$  افزایش یا کاهش یابد، باعث تغییر زاویه  $\delta$  و در نتیجه تغییر گشتاور تولیدی خواهد شد.

همچنین با استفاده از شکل ۹-۳، می‌توان چگونگی عملکرد موتور PMSM را به طور خلاصه بیان نمود. در موتور PMSM با استفاده از سوئیچینگ، گردش بردار  $\lambda_s$  کنترل می‌شود. به دلیل برهم کنش مغناطیسی بین این دو شار،  $\lambda_r$  بردار شار  $\lambda_s$  را دنبال می‌کند. در صورت افزایش گشتاور بار، زاویه  $\delta$  افزایش می‌یابد به گونه‌ای که گشتاور تولیدی با گشتاور بار برابر شود. با توجه به معادلات و مطالب پیشین نتیجه می‌شود که



شکل ۹-۳ : دیاگرام فازوری شار روتور و شار پیوندی در موتور PMSM

اگر زاویه بار  $\delta$  افزایش یابد، گشتاور نیز افزایش می‌یابد. برای افزایش زاویه بار  $\delta$ ، بردار شار استاتور باید سریع‌تر از بردار شار روتور بچرخد و برای کاهش زاویه بار  $\delta$ ، شار استاتور باید کندتر از شار روتور بچرخد. بنابراین و با توجه به (۳-۱۴) برای  $T_e$ ، گشتاور الکترومغناطیسی را می‌توان با کنترل دامنه و سرعت دوران شار استاتور کنترل کرد. برای دستیابی به این هدف، بردارهای ولتاژ مناسب باید به سیم‌پیچ‌های استاتور موتور اعمال شوند.

اگر گشتاور تولیدی کمتر از مقدار مرجع باشد، بردارهای ولتاژی انتخاب می‌شوند که باعث چرخش  $\lambda_s$  در همان جهت شوند. در نتیجه زاویه بار  $\delta$  و گشتاور افزایش می‌یابند. اگر گشتاور تولیدی بیش‌تر از مقدار مرجع باشد، بردارهای ولتاژی انتخاب می‌شوند که باعث چرخش  $\lambda_s$  در جهت معکوس شوند. در نتیجه بار  $\delta$  و گشتاور تولیدی کاهش می‌یابند. به دلیل بی‌اثر بودن بردارهای ولتاژ صفر بر روی سرعت دوران و دامنه شار استاتور، این بردارها در روش DTC برای PMSM استفاده نمی‌شوند. چگونگی انتخاب بردارهای ولتاژ و تاثیر آن‌ها بر روی گشتاور و شار در ادامه بررسی شده‌اند.

### ۳-۳-۱- کنترل شار در روش DTC برای موتور PMSM

همان‌گونه که پیش‌تر بیان شد، روش DTC معادلات و پارامترهای موتور را به دستگاه d-q ثابت استاتور منتقل می‌کند. بنابراین ابتدا لازم است معادلات موتور PMSM در دستگاه مرجع ثابت استاتور تعیین شوند. در فصل دوم روش انتقال پارامترهای موتور از مختصات abc به مختصات d-q روتور بررسی شد. در آن فصل، ماتریس‌های تبدیل و معادلات موتور در دستگاه d-q گردان روتور ارائه شد. روابط ارائه شده در آن فصل، قابل تعمیم به تمامی دستگاه‌های گردان با سرعت  $\omega_T$  هستند. به عنوان مثال، ماتریس تبدیل و معکوس آن و همچنین معادلات موتور PMSM در دستگاه مرجع دلخواه که با سرعت  $\omega_T$  می‌چرخد به قرار زیر است:

$$[T_{qdo}] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_T) & \cos(\theta_T - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_T + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_T) & \sin(\theta_T - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_T + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (۳-۱۵)$$

$$[T_{qd0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_T) & \sin(\theta_T) & 1 \\ \cos(\theta_T - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_T - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_T + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_T + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (۱۶-۳)$$

در این معادلات،  $\theta_T$  زاویه دستگاه مرجع گردان با سرعت  $\omega_T$  نسبت به زاویه مرجع (محور مغناطیسی

فاز) است.

$$\begin{aligned} v_{ds}^T &= r_s i_{ds}^T - \omega_T \lambda_{qs}^T + p \lambda_{ds}^T \\ v_{qs}^T &= r_s i_{qs}^T + \omega_T \lambda_{ds}^T + p \lambda_{qs}^T \\ \lambda_{ds}^T &= L_d i_{ds}^T + \lambda_r \\ \lambda_{qs}^T &= L_q i_{qs}^T \\ T_e &= \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} [\lambda_{ds}^T i_{qs}^T - \lambda_{qs}^T i_{ds}^T] \end{aligned} \quad (۱۷-۳)$$

با توجه به این که برای دستگاه مرجع ثابت استاتور سرعت دوران صفر است،  $\omega_T=0$ ، و با فرض این که

مقدار اولیه  $\theta_T$  برابر صفر باشد، (۱۵-۳) و (۱۷-۳) برای این دستگاه به صورت (۱۸-۳) و (۱۹-۳) خلاصه

می‌شوند. در این ماتریس تبدیل، محور q بر محور as منطبق است.

$$[T_{qd0}] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (۱۸-۳)$$

$$\begin{aligned} v_{ds} &= r_s i_{ds} + p \lambda_{ds} \\ v_{qs} &= r_s i_{qs} + p \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} &= L_d i_{ds} + \lambda_r \\ \lambda_{qs} &= L_q i_{qs} \\ T_e &= \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} [\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}] \end{aligned} \quad (۱۹-۳)$$

اگر در (۱۹-۳) از افت ولتاژ روی مقاومت استاتور صرفنظر شود، تغییرات شار پیوندی فقط به بردار ولتاژ

اعمالی بستگی دارد. با توجه به (۱۹-۳) و با صرفنظر کردن از  $r_s$  داریم:

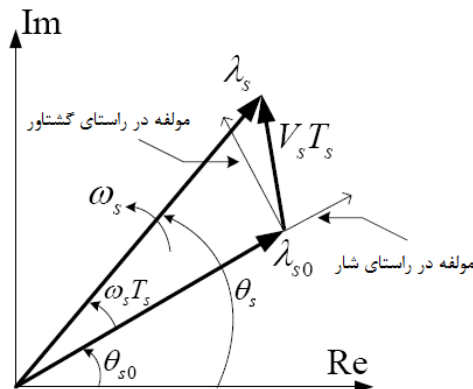
$$\vec{V}_s = \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s \quad (۲۰-۳)$$

که نشان می‌دهد تغییرات بردار شار  $\vec{\lambda}_s$  در راستای بردار  $\vec{V}_s$  اعمالی است؛ انتهای بردار  $\vec{\lambda}_s$  در جهت  $\vec{V}_s$  اعمالی حرکت خواهد کرد.

فرض کنیم زمان نمونه‌برداری برابر  $T_s$  باشد و بردار ولتاژ اعمالی  $\vec{V}_s$  در تمام بازه  $T_s$  ثابت بماند. اگر  $\vec{\lambda}_{s0}$  بردار شار پیوندی در ابتدای این بازه باشد، تغییرات بردار  $\vec{\lambda}_s$  در این بازه به اندازه  $V_s T_s$  و هم‌جهت با بردار  $\vec{V}_s$  خواهد بود. شکل ۳-۱۰ این تغییرات را نشان می‌دهد. همان‌گونه که از این شکل پیداست، بردار تغییرات  $\vec{V}_s T_s$  دارای دو مولفه شعاعی و مماسی است. مولفه شعاعی آن باعث تغییرات شار و مولفه مماسی آن باعث تغییر زاویه  $\delta$  و در نتیجه تغییر گشتاور می‌شود.

### ۳-۳-۲- الگوریتم انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DTC

برای کنترل موتور PMSM از یک اینورتر با شش سوئیچ، مطابق شکل ۳-۱۱، استفاده می‌شود. سوئیچ‌های بالا و پایین هر فاز اینورتر نمی‌توانند همزمان با هم خاموش یا روشن باشند. برای هر فاز اینورتر حالت صفر یا یک تعریف می‌شود که بر مبنای آن اگر سوئیچ بالایی روشن باشد، حالت فاز یک و در غیر این صورت صفر است. بنابراین در مجموع هشت حالت سوئیچینگ و به ازای هر حالت یک بردار ولتاژ داریم. مثلاً بردار  $V_1(100)$  به معنی بردار ولتاژ متناظر با حالتی است که فاز a یک و فازهای b و c صفر هستند.



شکل ۳-۱۰: تاثیر بردار ولتاژ بر روی بردار شار پیوندی

با در نظر گرفتن ساختار اینورتر و با توجه به حالت‌های سوئیچینگ، ولتاژهای فاز استاتور بر اساس (۲۱-۳) تولید خواهند شد.

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (21-3)$$

در (۲۱-۳)،  $S_a$ ،  $S_b$  و  $S_c$  بیانگر حالت فازهای اینورتر هستند.

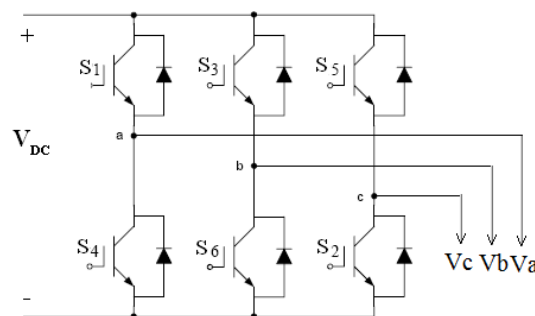
گام بعدی آن است که ولتاژهای فاز به دست آمده با استفاده از (۲۱-۳) به دستگاه d-q منتقل شوند. با فرض این که محور q بر محور as منطبق باشد، ماتریس تبدیل به صورت (۲۲-۳) خواهد بود. حال با استفاده از ماتریس تبدیل، ولتاژهای فاز به دستگاه d-q منتقل می‌شوند.

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = [T_{qd0}] \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (22-3)$$

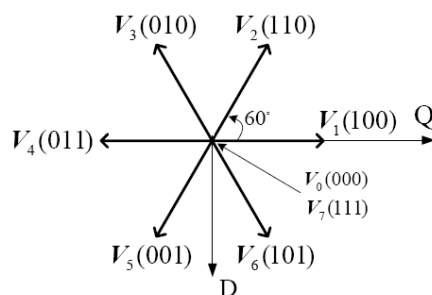
با انجام محاسبات داریم:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & -\sqrt{3} & \sqrt{3} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (23-3)$$

نگاشت حاصل از (۲۳-۳) در شکل ۱۲-۳ نشان داده شده است.



شکل ۱۱-۳ : ساختار یک اینورتر ساده

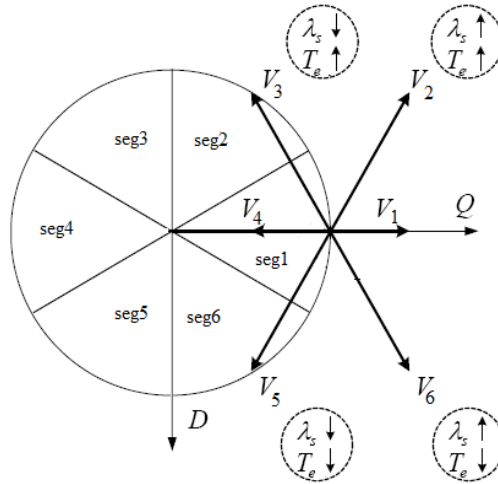


شکل ۳-۱۲: بردارهای ولتاژ حاصل از اینورتر

برای انتخاب بردار ولتاژ مناسب، صفحه بردارهای ولتاژ مطابق شکل ۳-۱۳ به شش قطعه<sup>۱</sup> مساوی تقسیم می‌شود و بر پایه این که بردار شار پیوندی در کدام قطعه قرار داشته باشد، بردارهای ولتاژ مناسب انتخاب خواهند شد. برای بررسی دقیق‌تر، فرض کنیم بردار  $\lambda_s$  در قطعه شماره یک باشد. در این قطعه، با فرض پادساعتگرد بودن شار (و در نتیجه پادساعتگرد بودن موتور)، مولفه مماسی بردارهای  $V_2$  و  $V_3$  در جهت افزایش گشتاور و مولفه مماسی بردارهای  $V_5$  و  $V_6$  در جهت کاهش گشتاور هستند. از طرفی مولفه‌های شعاعی  $V_2$  و  $V_6$  در جهت افزایش دامنه شار و مولفه‌های شعاعی  $V_3$  و  $V_5$  در جهت کاهش دامنه شار هستند. بردارهای  $V_1$  و  $V_4$  در نیمی از قطعه شماره یک، اثر افزایشی و در نیمی دیگر، اثر کاهشی بر روی شار یا گشتاور دارند و به همین دلیل انتخاب نمی‌شوند.

حال با توجه به این که نیاز به کاهش یا افزایش شار و یا گشتاور باشد، چهار حالت ممکن داریم و به ازای هر حالت فقط یک بردار مناسب در قطعه شماره یک وجود دارد. به عنوان مثال فرض کنیم همزمان نیاز به افزایش دامنه شار و کاهش گشتاور باشد. در این حالت بردار ولتاژ مناسب برای قطعه شماره یک، بردار  $V_6$  است.

<sup>۱</sup> Segment



شکل ۳-۱۳: الگوریتم انتخاب حالت سوئیچینگ در روش DTC

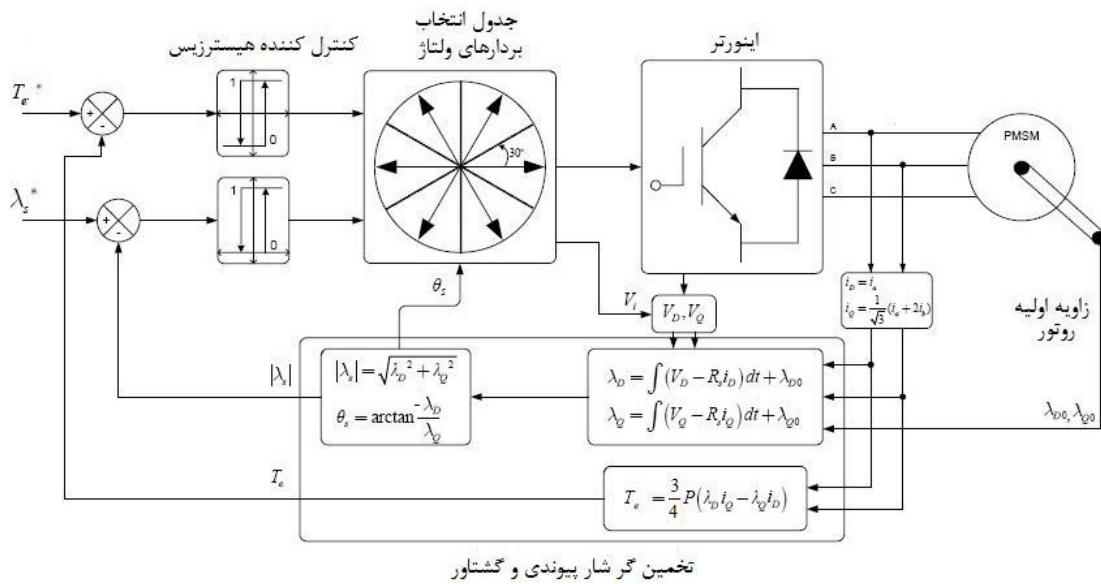
مشابه روال بیان شده برای قطعه شماره یک، برای سایر قطعه‌ها نیز می‌توان بردارهای ولتاژ مناسب برای هر حالت را تعیین کرد. جدول ۳-۶ بردارهای ولتاژ مناسب را برای تمامی حالات در هر یک از شش قطعه نشان می‌دهد. در جدول ۳-۶، ستون‌های شار پیوندی و گشتاور بیانگر وضعیت مطلوب هستند. در این دو ستون واژه "افزایش/کاهش" بدین معنی است که کمیت مورد نظر (گشتاور یا شار) کمتر/بیش‌تر از مقدار مرجع است و نیاز به افزایش/کاهش دارد.

### ۳-۳-۳- بررسی ساختار کنترل کننده DTC

ساختار کلی مورد استفاده در روش DTC در شکل ۳-۱۴ نشان داده شده است. در این ساختار، مقدار مرجع گشتاور و شار با مقدار تخمینی آن‌ها که توسط یک بلوک تخمین‌گر محاسبه شده است، مقایسه می‌شود. خطاهای محاسبه شده برای گشتاور و شار به دو کنترل‌کننده هیستریزیس اعمال می‌شود. با توجه به افزایش یا کاهش مورد نیاز برای شار و گشتاور و بر پایه جدول ۳-۶ بردار ولتاژ مناسب انتخاب و به اینورتر اعمال می‌شود. مقادیر مرجع گشتاور و شار،  $T_e^*$  و  $\lambda_s^*$  توسط حلقه کنترل سرعت و حلقه کنترل گشتاور تعیین می‌شوند.

جدول ۳-۶ : الگوریتم انتخاب بردارهای ولتاژ در هر کدام از شش قطعه برای روش DTC

| شار پیوندی | گشتاور | قطعه ۱     | قطعه ۲     | قطعه ۳     | قطعه ۴     | قطعه ۵     | قطعه ۶     |
|------------|--------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| افزایش     | افزایش | $V_2(110)$ | $V_3(010)$ | $V_4(011)$ | $V_5(001)$ | $V_6(101)$ | $V_1(100)$ |
| افزایش     | کاهش   | $V_6(101)$ | $V_1(100)$ | $V_2(110)$ | $V_3(010)$ | $V_4(011)$ | $V_5(001)$ |
| کاهش       | افزایش | $V_3(010)$ | $V_4(011)$ | $V_5(001)$ | $V_6(101)$ | $V_1(100)$ | $V_2(110)$ |
| کاهش       | کاهش   | $V_5(001)$ | $V_6(101)$ | $V_1(100)$ | $V_2(110)$ | $V_3(010)$ | $V_4(011)$ |



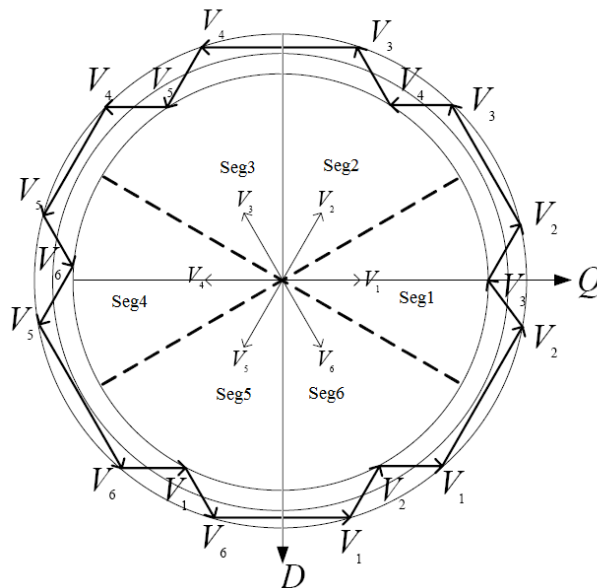
شکل ۳-۱۴ : ساختار کنترل کننده DTC

همان‌گونه که در شکل ۳-۱۴ نشان داده شده است، حلقه‌های هیستریزس مقایسه گشتاور و شار مستقل از یکدیگر هستند. برای هر یک از حلقه‌های هیستریزس، باند هیستریزس تعیین می‌شود. اگر باند هیستریزس برای کنترل‌کننده‌های هیستریزس گشتاور و شار به ترتیب  $H_T$  و  $H_\lambda$  باشد، خروجی آن‌ها بر اساس مقادیر مرجع و تخمینی به صورت (۳-۲۴) است.

$$\begin{aligned} |\lambda_s| < \lambda_s^* - H_\lambda; d_\lambda = 1 \quad |\lambda_s| > \lambda_s^* + H_\lambda; d_\lambda = 0 \\ T_e < T_e^* - H_T; d_T = 1 \quad T_e > T_e^* + H_T; d_T = 0 \end{aligned} \quad (۳-۲۴)$$

همچنین تا زمانی که مقدار متغیر کنترلی؛ گشتاور یا شار، داخل باند هیستریزیس باشد، تغییری در خروجی کنترل‌کننده ایجاد نخواهد شد. در (۳-۲۴)،  $T_e^*$  و  $\lambda_s^*$  به ترتیب مقادیر مرجع گشتاور و دامنه شار پیوندی و  $d_T$  و  $d_\lambda$  خروجی کنترل‌کننده‌های هیستریزیس هستند. اگر خروجی‌ها صفر باشند، بدین معنی است که مقدار تخمینی متغیر کنترلی از مقدار مرجع آن بیش‌تر است و باید کاهش یابد و اگر خروجی یک باشد یعنی مقدار تخمینی متغیر کنترلی از مقدار مرجع آن کم‌تر است و باید افزایش یابد.

بر اساس خروجی کنترل‌کننده‌های هیستریزیس، زاویه شار پیوندی و با استفاده از جدول، بردار ولتاژ مناسب انتخاب شده و سیگنال سوئیچینگ متناظر آن به اینورتر ارسال می‌شود. این حالت سوئیچینگ تا زمان نمونه‌برداری بعدی حفظ می‌شود. در نمونه‌برداری بعدی، مجدداً با توجه به خروجی کنترل‌کننده‌های هیستریزیس و زاویه شار پیوندی، بردار ولتاژ مناسب انتخاب می‌شود. در شکل ۳-۱۵، بردارهای ولتاژ به گونه‌ای انتخاب شده‌اند که ضمن تولید گشتاور مطلوب و گردش موتور، اندازه بردار شار پیوندی در داخل باند هیستریزیس باقی بماند.



شکل ۳-۱۵ : نمودار شماتیک انتخاب بردارهای ولتاژ در روش DTC

چون در روش DTC، انتخاب بردارها بر اساس خروجی کنترل‌کننده هیستریزیس است، مقدار خطای گشتاور یا شار نسبت به مقدار مرجع فراتر از باند هیستریزیس تاثیری بر روی چگونگی انتخاب بردارهای ولتاژ ندارد.

### تخمین گر شار و گشتاور

روش DTC با کنترل دامنه و فاز شار پیوندی، گشتاور و شار موتور را کنترل می‌کند. در نتیجه مقادیر لحظه‌ای گشتاور و شار پیوندی برای کنترل موتور مورد نیاز است. برای تعیین گشتاور و شار پیوندی از یک بلوک تخمین‌گر استفاده می‌شود که در این بخش اصول عملکرد آن بررسی می‌شود. با استفاده از (۳-۱۷)، روابط الکتریکی متغیرهای موتور PMSM در دستگاه مرجع ثابت استاتور به صورت (۳-۲۵) به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} v_{qs} &= r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \\ v_{ds} &= r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \end{aligned} \quad (۳-۲۵)$$

با مرتب کردن این معادلات بر حسب شار پیوندی داریم:

$$\begin{aligned} \Delta \lambda_{qs} &= \int (v_{qs} - r_s i_{qs}) dt \\ \Delta \lambda_{ds} &= \int (v_{ds} - r_s i_{ds}) dt \end{aligned} \quad (۳-۲۶)$$

در هر بازه نمونه‌برداری  $T_s$ ، یکی از بردارهای ولتاژ به موتور اعمال می‌شود و در طول این بازه ثابت می‌ماند. در نتیجه می‌توان با استفاده از مقادیر جریان و ولتاژ و با استفاده از (۳-۲۷) مقدار شار پیوندی در راستای هر یک از محورهای d و q را در انتهای بازه نمونه‌برداری تخمین زد.

$$\begin{aligned} \lambda_{qs}^{est} &= v_{qs} T_s + r_s \int (i_{qs}) dt + \lambda_{q0} \\ \lambda_{ds}^{est} &= v_{ds} T_s + r_s \int (i_{ds}) dt + \lambda_{d0} \end{aligned} \quad (۳-۲۷)$$

در (۳-۲۷)،  $\lambda_{d0}$  و  $\lambda_{q0}$  مقادیر مولفه‌های شار در ابتدای بازه نمونه‌برداری،  $\lambda_{qs}^{est}$  و  $\lambda_{ds}^{est}$  مقادیر تخمینی مولفه‌های شار در انتهای بازه نمونه‌برداری هستند. مطابق (۳-۲۷)، مقدار اولیه مولفه‌های شار در

لحظه  $t=0$  مورد نیاز است و پس از آن می‌توان مقدار آن‌ها را تخمین زد. در لحظه  $t=0$  چون هنوز جریانی از سیم‌پیچ‌های استاتور عبور نکرده است، فقط شار روتور در فاصله هوایی وجود دارد. بنابراین با آگاهی از زاویه اولیه روتور می‌توان مقدار  $\lambda_{qs}$  و  $\lambda_{ds}$  در لحظه  $t=0$  را مشخص کرد.

با استفاده از (۲۷-۳) و رابطه  $|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{qs}^2 + \lambda_{ds}^2}$  اندازه تخمینی بردار شار پیوندی محاسبه می‌شود. از طرفی زاویه شار پیوندی نیز باید تعیین شود. با فرض آن که محور  $q$  بر محور  $as$  منطبق باشد و زاویه  $\theta_{est}$  زاویه بین بردار شار پیوندی تخمینی و محور  $q$  باشد، داریم:

$$\theta_{est} = \tan^{-1}\left(-\frac{\lambda_{ds}^{est}}{\lambda_{qs}^{est}}\right) \quad (28-3)$$

بنابراین فقط زاویه اولیه روتور نیاز است و در سایر زمان‌ها از زاویه تخمینی استفاده می‌شود. در نتیجه، نیازی به تجهیزات جانبی برای تعیین موقعیت لحظه‌ای موتور نیست و هزینه‌ها کاهش می‌یابند.

برای تخمین گشتاور الکترومغناطیسی از (۲۹-۳) که در تمامی دستگاه‌ها صدق می‌کند، استفاده می‌شود. با قرار دادن مقادیر تخمینی مولفه‌های شار در این معادله، مقدار تخمینی گشتاور تولیدی محاسبه می‌شود.

$$T_e^{est} = \frac{3P}{4}(\lambda_{ds}^{est} i_{qs} - \lambda_{qs}^{est} i_{ds}) \quad (29-3)$$

### ۳-۴- مزایا و معایب روش DTC

روش DTC مزیت‌های بسیاری در مقایسه با سایر روش‌ها از جمله FOC دارد. تعدادی از آن‌ها عبارتند از:

- تنها پارامتر مورد نیاز مقاومت استاتور است.

- فرمان‌های سوئیچینگ اینورتر با استفاده از یک جدول جستجو<sup>۱</sup> تعیین می‌شوند که باعث سادگی سیستم کنترل و کاهش زمان فرآیند در مقایسه با روش FOC می‌شود.
  - به جای حلقه‌های پیچیده کنترل جریان، از کنترل‌کننده‌های هیستریزیس ساده استفاده می‌شود.
  - فرآیند تخمین شار پیوندی و گشتاور در دستگاه مرجع ثابت استاتور انجام می‌شود و نیازی به انتقال بردارها در مختصات مختلف نیست.
  - آگاهی از موقعیت لحظه‌ای روتور، که در روش FOC لازم است، نیاز نیست. پس از تعیین زاویه اولیه روتور، برای سایر زمان‌های نمونه‌برداری، زاویه روتور تخمین زده می‌شود.
- علیرغم مزیت‌های روش DTC نسبت به روش FOC، این روش همچنان معایبی نیز دارد:
- عیب اصلی روش DTC مقدار زیاد ریپل گشتاور و شار پیوندی است. چون حالت سوئیچینگ اینورتر در هر بازه نمونه‌برداری حداکثر یک بار تغییر می‌کند، اینورتر همان حالت سوئیچینگ را تا زمانی که خروجی کنترلر هیستریزیس تغییر نکند، حفظ می‌کند. در نتیجه باعث به وجود آمدن ریپل زیاد در گشتاور و شار پیوندی می‌شود[۱۸].
  - فرکانس سوئیچینگ با گشتاور بار، سرعت روتور و پهنای باند هیستریزیس تغییر می‌کند[۱۸].
  - برای تخمین شار پیوندی و گشتاور از مقاومت استاتور استفاده می‌شود. بنابراین هر گونه تغییر مقاومت استاتور باعث خطا در محاسبات تخمین شار و گشتاور، به ویژه در سرعت‌های پایین می‌شود. در سرعت‌های پایین دامنه BEMF کم است و قسمت بیش‌تر ولتاژ اعمالی بر روی مقاومت استاتور می‌افتد. اگر دامنه ولتاژ اعمالی و BEMF کم باشند، تغییر مقاومت استاتور روی تخمین شار تاثیر بسیاری خواهد داشت [۳].

---

<sup>۱</sup> Look-up table

### ۳-۵- بررسی و تحلیل روش DTC-SVPWM

یکی از کارآمدترین روش‌هایی که تا کنون برای کاهش ریپل گشتاور و شار بر مبنای روش DTC پیشنهاد و ارائه شده است، استفاده از روش مدولاسیون پهنای باند بردارهای فضایی ( $SVPWM^1$ ) است. این روش که به اختصار آن را DTC-SVPWM می‌نامیم، در ابتدا برای موتورهای القایی ارائه شد [۱۷]. با استفاده از این روش، ریپل شار و گشتاور به مقدار قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته و همچنین فرکانس سوئیچینگ ثابت خواهد بود. در این بخش، اصول این روش به همراه راهکارهایی برای بهبود عملکرد آن ارائه شده‌اند.

### ۳-۵-۱- اصول روش SVPWM برای کنترل اینورتر

اینورترهای PWM می‌توانند دامنه و فرکانس ولتاژ و جریان اعمالی به موتور را کنترل کنند. بنابراین درایوهایی که از اینورتر PWM استفاده می‌کنند، عملکرد و بازده بهتری نسبت به درایوهای فرکانس ثابت دارند [۳۸]. در حالت کلی با توجه به خروجی اینورتر، دو نوع روش PWM وجود دارد؛ متقارن و نامتقارن. همان‌گونه که از شکل ۳-۱۶ پیداست، در نوع متقارن پالس‌های تولیدی نسبت به مرکز بازه مدولاسیون تقارن دارند. نوع متقارن نسبت به نامتقارن هارمونیک کمتری تولید می‌کند و پرکاربردتر است [۳۸].

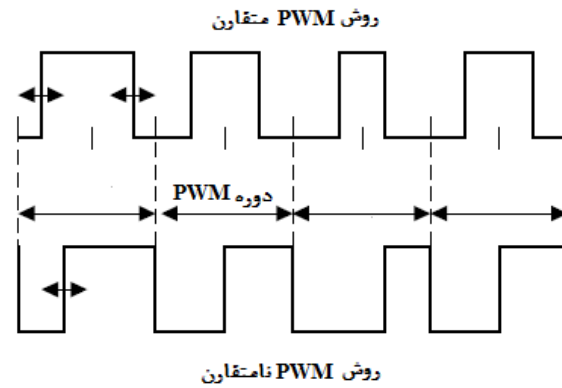
برای تولید سیگنال‌های کنترلی PWM از روش‌های مختلفی مانند سینوسی، دندانه‌اره‌ای و روش بردارهای فضایی استفاده می‌شود که در این میان روش بردار فضایی عملکرد بهتری از دیدگاه دقت و تولید هارمونیک دارد. روش SVPWM روشی پرکاربرد برای اینورترهای سه‌فاز منبع ولتاژی ( $VSI^2$ ) است. از این ترکیب در کاربردهایی مانند کنترل موتورهای القایی و موتورهای سنکرون مغناطیس دائم استفاده می‌شود. در این روش با توجه به بردار ولتاژ مطلوب، پهنای باند سوئیچینگ کنترل می‌شود.

<sup>1</sup> Space Vector Pulse Width Modulation

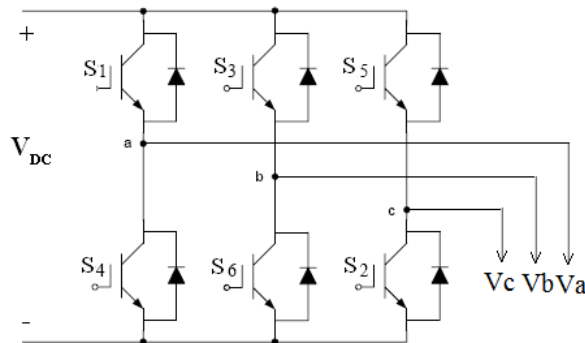
<sup>2</sup> Voltage Source Inverter

ساختار اینورتر سه فاز در شکل ۳-۱۷ نشان داده شده است.  $V_a$ ،  $V_b$  و  $V_c$  ولتاژهای فاز خروجی اینورتر هستند. در این ساختار، سوئیچ‌های بالا و پایین هر فاز نمی‌توانند با هم خاموش یا روشن باشند. بنابراین حالت هر فاز اینورتر را می‌توان با صفر یا یک مشخص کرد. اگر سوئیچ بالایی فاز روشن باشد، حالت آن فاز یک ( $S_i=1$ ) و در غیر این صورت حالت آن فاز صفر است. بنابراین هشت حالت سوئیچینگ و به ازای هر حالت یک بردار ولتاژ داریم. رابطه بین حالت سوئیچینگ و ولتاژهای فاز خروجی توسط (۳-۳۰) نشان داده شده است [۳۸]. در (۳-۳۰)،  $V_{DC}$  ولتاژ باس DC ورودی اینورتر هستند.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3-30)$$



شکل ۳-۱۶ : مقایسه سیگنال‌های تولیدی در روش PWM متقارن و روش PWM نامتقارن



شکل ۳-۱۷ : ساختار اینورتر سه فاز

برای ساده شدن معادلات ماشین از تبدیل سه فاز به دو فاز استفاده می‌شود. با فرض این که مطابق شکل ۱۸-۳ محور افقی محور d باشد و محور q محور عمودی و ۹۰ درجه جلوتر از محور d باشد و دستگاه مختصات دو فاز ثابت باشد، از ماتریس تبدیل  $T_{abc,dq}$  استفاده می‌شود [۳۸]:

$$T_{abc,dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (۳۱-۳)$$

با استفاده از این ماتریس، برای به دست آوردن ولتاژهای d و q بر حسب حالت‌های سوئیچینگ از (۳۲-۳) استفاده می‌شود.

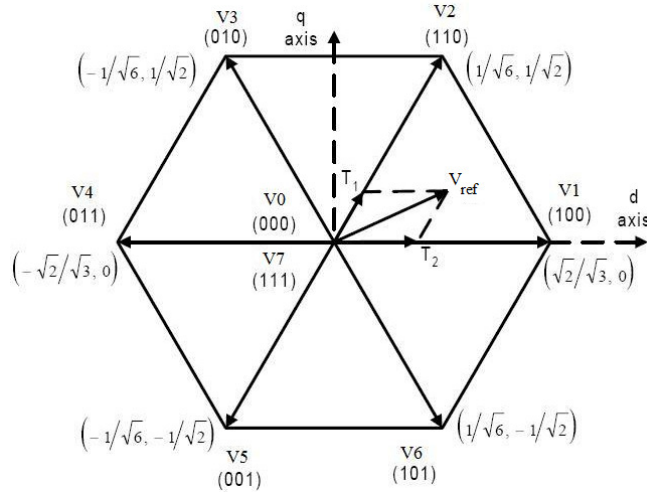
$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = T_{abc,dq} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} V_{DC} \quad (۳۲-۳)$$

با استفاده از (۳۲-۳)، نگاشت حالت‌های سوئیچینگ به صفحه dq همانند شکل ۱۸-۳ به دست می‌آید. در این شکل، بردارهای  $v_0$  تا  $v_7$  بیانگر بردار ولتاژ متناظر با حالت‌های سوئیچینگ هستند.

الگوریتم و محاسبات روش SVPWM به صورت زیر است:

۱- در ابتدا با توجه به شکل ۱۸-۳، مثلث‌های داخل شش ضلعی منتظم را شماره‌گذاری می‌کنیم. مثلث بین زاویه صفر و ۶۰ درجه را قطعه<sup>۱</sup> شماره یک نامیده و دیگر قطعه‌ها را به ترتیب و پادساعتگرد شماره‌گذاری می‌کنیم.

<sup>۱</sup> Sector



شکل ۳-۱۸ : نگاشت بردارهای ولتاژ به صفحه dq در روش SVPWM [۳۸]

۲- با استفاده از (۳۳-۳) ولتاژ سه فاز به ولتاژ معادل دوفاز تبدیل می‌شود.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = T_{abc,dq} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (۳۳-۳)$$

۳- با توجه به مقادیر ولتاژهای  $V_d$  و  $V_q$ ، اندازه و زاویه بردار ولتاژ  $V_{ref}$  تعیین می‌شود و با استفاده از

(۳۴-۳) مقادیر  $T_1$ ،  $T_2$  و  $T_3$  برای هر سیکل سوئیچینگ محاسبه می‌شوند.

$$\begin{aligned} T_1 &= \sqrt{2} \cdot T_s \cdot \frac{|V_{ref}|}{V_{DC}} \cdot \cos(\theta + 30) \\ T_2 &= \sqrt{2} \cdot T_s \cdot \frac{|V_{ref}|}{V_{DC}} \cdot \sin(\theta) \\ T_0 &= T_s - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (۳۴-۳)$$

۴- فرمول‌های محاسبه  $T_1$  و  $T_2$  در هر شش قطعه مطابق فرمول‌های فوق است با این تفاوت که در

قطعه‌های با شماره فرد (۱ و ۵)، زاویه  $\theta$  زاویه بین  $V_{ref}$  و بردار قبلی (در جهت مثبت مثلثاتی) و در

قطعه‌های با شماره زوج (۲ و ۴ و ۶)، زاویه  $\theta$  زاویه بین  $V_{ref}$  و بردار بعدی (در جهت مثبت مثلثاتی)

است. یعنی در قطعه ۱، زاویه  $\theta$  زاویه بین  $V_{ref}$  و بردار  $V_1$  است و در قطعه ۲، زاویه  $\theta$  زاویه بین  $V_{ref}$

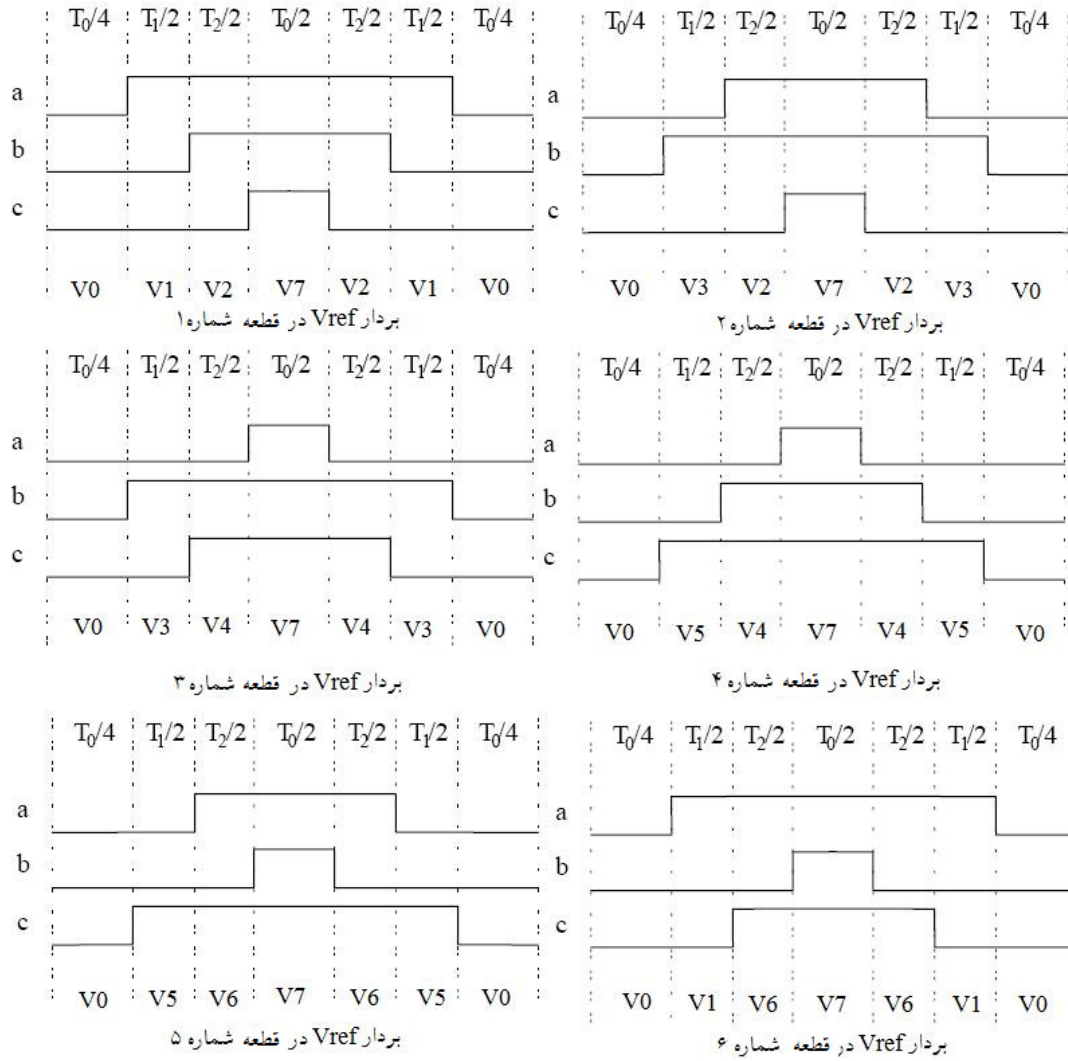
و بردار  $V_3$  است.

۵- با توجه به مکان قرار گرفتن بردار  $V_{ref}$  در صفحه، چیدمان بردارهای سوئیچینگ در یک سیکل سوئیچینگ مشخص می‌شود. شکل ۳-۱۹ چیدمان بردارهای سوئیچینگ بر پایه مکان قرار گرفتن بردار  $V_{ref}$  را نشان می‌دهد. همان‌گونه که از شکل پیداست، علاوه بر چگونگی محاسبه زاویه  $\theta$ ، تفاوتی هم در چیدمان بردارهای سوئیچینگ در قطعه‌های فرد و زوج وجود دارد. اگر بردار  $V_{ref}$  در یک قطعه فرد با شماره  $k$  باشد، در این صورت چیدمان بردارها به صورت  $[V_0, V_k, V_{k+1}, V_7, V_{k+1}, V_k, V_0]$  (مطابق الگوی شکل ۳-۱۹) است. اما بردار  $V_{ref}$  در یک قطعه زوج با شماره  $k$  باشد، در این صورت چیدمان بردارها به صورت  $[V_0, V_{k+1}, V_k, V_7, V_k, V_{k+1}, V_0]$  (مطابق الگوی شکل ۳-۱۹) است.

### ۳-۵-۲- شرح روش DTC-SVPWM

در روش DTC-SVPWM تقریباً از همان ساختار روش DTC استفاده می‌شود [۱۸]. در ابتدای هر سیکل نمونه‌برداری از مقادیر گشتاور و شار پیوندی تخمینی نمونه‌برداری می‌شود و با توجه به میزان خطا، اختلاف با مقدار مرجع، ولتاژ مورد نیاز برای جبران خطا محاسبه می‌شود. چون در این روش، دامنه ولتاژ مورد نیاز برای جبران خطا، با توجه به مقدار خطا محاسبه می‌شود، پس از مدتی ریپل گشتاور و شار به میزان قابل توجهی کاهش یافته و به خوبی مقادیر مرجع را دنبال می‌کنند.

برای تحلیل روش DTC-SVPWM در ابتدا فرض کنید موتور در حالت ماندگار باشد، گشتاور  $T_0$  را تولید می‌کند و با سرعت  $\omega_s$  می‌چرخد. در این حالت، بردار شار پیوندی  $\lambda_s$  و بردار شار روتور  $\lambda_r$  نیز با سرعت  $\omega_s$  می‌چرخند و اختلاف زاویه بین این دو بردار برابر  $\delta_0$  است که باعث تولید گشتاور  $T_0$  می‌شود. در ابتدای بازه نمونه‌برداری  $k$  ام، بردار شار پیوندی  $\vec{\lambda}_{k-1}$  است. حال اگر بردار شار پیوندی با همین سرعت دوران نماید، در انتهای بازه نمونه‌برداری  $k$  ام، زاویه آن به اندازه  $\omega_s T_s$  افزایش می‌یابد. از طرفی زاویه شار روتور نیز به مقدار  $\omega_s T_s$  افزایش می‌یابد، در نتیجه اختلاف زاویه بین این دو بردار و گشتاور الکترومغناطیسی ثابت می‌ماند.



شکل ۳-۱۹: چیدمان بردارهای ولتاژ در یک سیکل سوئیچینگ برای قطعه‌های مختلف در روش SVPWM

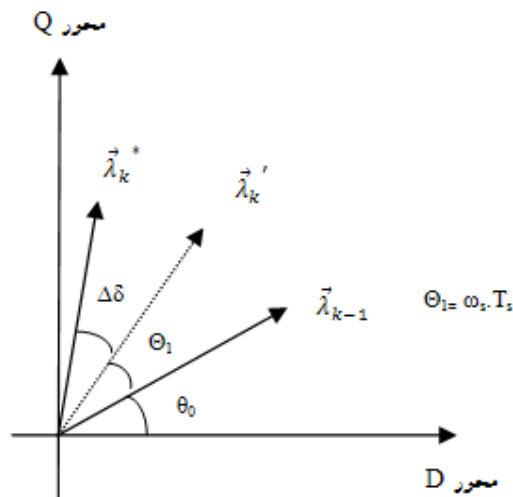
اگر گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی کمتر از مقدار مرجع باشد، زاویه بین شار پیوندی و شار روتور که زاویه بار  $\delta$  نامیده می‌شود باید افزایش یابد. فرض کنیم گشتاور تولیدی کمتر از گشتاور مرجع باشد و اختلاف بین گشتاور مرجع  $T_{ref}$  و گشتاور تولیدی برابر  $\Delta T$  باشد که معادل نیاز به افزایش زاویه بار به مقدار  $\Delta \delta$  باشد. برای جبران خطای گشتاور، بردار شار پیوندی باید با سرعت بیشتری بچرخد به گونه‌ای که در پایان بازه نمونه‌برداری  $k$  ام تا حد امکان گشتاور تولیدی به گشتاور مرجع نزدیک شود. شکل ۳-۲۰ این مطلب را به صورت شماتیک نشان می‌دهد. در این شکل، بردار  $\vec{\lambda}_{k-1}$  بردار شار پیوندی در ابتدای بازه نمونه‌برداری  $k$

است که با سرعت  $\omega_s$  می‌چرخد. اگر همین وضعیت حفظ شود، زاویه بردار شار پیوندی در انتهای بازه  $k$  به مقدار  $\omega_s.T_s$  افزایش می‌یابد و به مکان  $\vec{\lambda}_k'$  خواهد رسید. اما چون نیاز به افزایش گشتاور است و زاویه بار باید به اندازه  $\Delta\delta$  افزایش یابد، ولتاژهای اعمالی به موتور به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که بردار شار در انتهای بازه نمونه‌برداری  $k$  تا حد امکان به مکان بردار  $\vec{\lambda}_k^*$  نزدیک شود. در حقیقت بردار  $\vec{\lambda}_k^*$  بردار مرجع شار پیوندی است که اندازه آن توسط کاربر تعیین می‌شود و ورودی سیستم است و زاویه آن با توجه به گشتاور مورد نیاز تعیین می‌شود. این فرآیند تا هنگامی ادامه می‌یابد که گشتاور تولیدی با گشتاور مرجع برابر شود. تحلیل حالتی که گشتاور تولیدی بیش‌تر از گشتاور مرجع است نیز مشابه حالت پیشین است. در این حالت بردار  $\vec{\lambda}_k^*$  باید به مقدار  $\Delta\delta$  عقب‌تر از بردار  $\vec{\lambda}_k'$  باشد.

معادله ولتاژ استاتور موتور PMSM در دستگاه dq در (۳-۳۵) ارائه شده است.

$$\vec{v} = \frac{d\vec{\lambda}}{dt} + R\vec{i} \quad (۳-۳۵)$$

اگر این معادلات به فرم گسسته با زمان نمونه‌برداری  $T_s$  تبدیل شود، (۳-۳۶) به دست می‌آید:



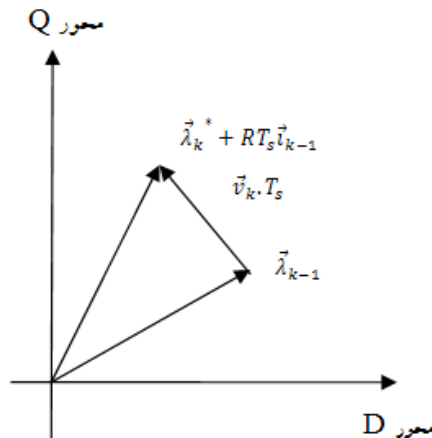
شکل ۳-۲۰: نمودار شماتیک حرکت بردار شار پیوندی در یک بازه نمونه‌برداری

$$\vec{v}_k = \frac{\vec{\lambda}_k^* - \vec{\lambda}_{k-1}}{T_s} + R\vec{i}_{k-1} \quad (3-36)$$

- $\vec{i}_{k-1}$  بردار جریان استاتور در مختصات dq و در ابتدای بازه نمونه‌برداری k ام
  - $\vec{\lambda}_{k-1}$  بردار شار پیوندی در ابتدای بازه نمونه‌برداری k ام
  - $\vec{\lambda}_k^*$  بردار مرجع شار پیوندی است که پیش از این در مورد آن توضیحاتی ارائه شد. بردار  $\vec{\lambda}_k^*$  خروجی بلوک محاسبه‌گر بردار مرجع شار پیوندی است.
  - $\vec{v}_k$  بردار ولتاژ اعمالی به استاتور در طول بازه نمونه‌برداری k ام
- در نتیجه برای این که بردار شار پیوندی در انتهای بازه نمونه‌برداری k به بردار  $\vec{\lambda}_k^*$  برسد، باید بردار ولتاژی برابر  $\vec{v}_k$  که از (3-36) به دست می‌آید انتخاب و به استاتور موتور اعمال شود. بردار ولتاژ  $\vec{v}_k$  در بازه نمونه‌برداری k به استاتور اعمال می‌شود و باعث تغییر مکان بردار شار پیوندی به میزان  $\vec{v}_k \cdot T_s$  می‌شود. شکل ۳-۲۱ به صورت شماتیک این روند را نشان می‌دهد.

### ۳-۵-۳- بررسی ساختار مورد استفاده در روش DTC-SVPWM

شکل ۳-۲۲، ساختار کلی روش DTC-SVPWM را نشان می‌دهد. همان گونه که از این شکل پیداست، هدف از این ساختار، کنترل سرعت موتور به گونه‌ای است که گشتار تولیدی دارای ریز کم باشد. در این



شکل ۳-۲۱ : بررسی تاثیر بردار ولتاژ بر بردار شار پیوندی در یک بازه نمونه‌برداری

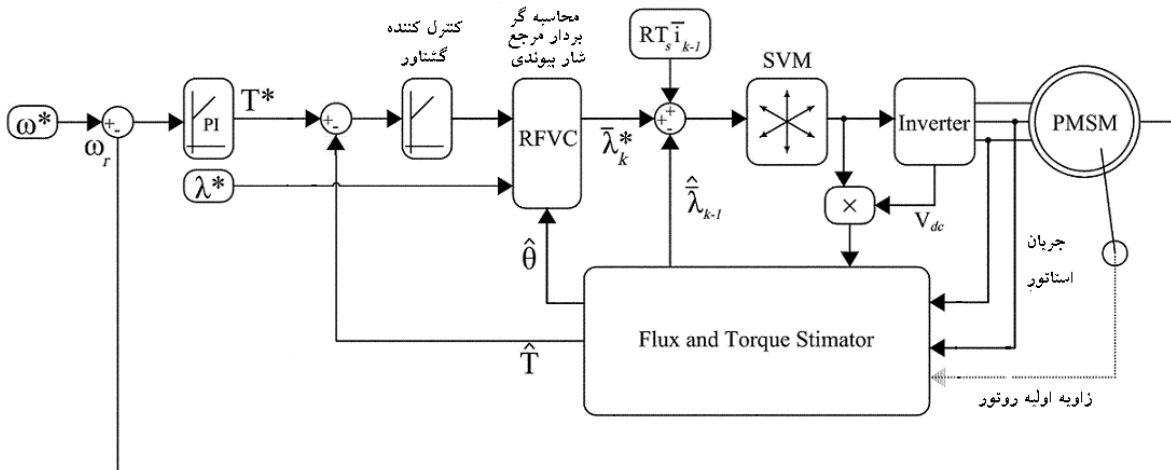
روش همانند روش DTC از یک بلوک تخمین‌گر برای محاسبه مقادیر تخمینی شار و گشتاور استفاده می‌شود. سایر بلوک‌های مورد استفاده و عملکرد هر یک در ادامه توضیح داده شده است.

در شکل ۳-۲۲:

- $\omega^*$  مقدار مرجع سرعت روتور
- $T^*$  مقدار مرجع گشتاور الکترومغناطیسی است که با توجه به خطای سرعت با استفاده از بلوک PI تولید می‌شود.
- $\lambda^*$  مقدار مرجع شار پیوندی است.

## حلقه کنترل سرعت

هدف نهایی پروژه، کنترل سرعت موتور به گونه‌ای است که گشتاور تولیدی دارای کمترین ریبیل باشد. بنابراین یک حلقه کنترل سرعت برای مقایسه سرعت موتور با سرعت مرجع مورد نیاز است. در این حلقه، ابتدا سرعت موتور با سرعت مرجع مقایسه می‌شود و سپس مقدار خطا به یک کنترل‌کننده PI اعمال می‌شود. خروجی این کنترل‌کننده PI به عنوان گشتاور مرجع به سیستم کنترل گشتاور اعمال خواهد شد.



شکل ۳-۲۲: ساختار کلی روش DTC-SVPWM

در این شبیه‌سازی پاسخ سیستم کنترل گشتاور بسیار مطلوب است. بدین معنی که چنانچه گشتاور پله‌ای به عنوان گشتاور مرجع به این سیستم اعمال شود، سیستم کنترلی به گونه‌ای عمل می‌کند که گشتاور تولیدی به خوبی گشتاور مرجع را دنبال می‌نماید. ولی پس از اضافه شدن حلقه کنترل سرعت، خروجی بلوک PI آن به عنوان گشتاور مرجع استفاده خواهد شد. بنابراین حتی ممکن است که سیگنال گشتاور مرجع، صاف نبوده و دارای ریبیل باشد. با تنظیم ضرایب کنترل‌کننده PI باید حلقه کنترل سرعت را به گونه‌ای طراحی کرد که گشتاور مرجع تولیدی دارای ریبیل کمی باشد.

### کنترل‌کننده گشتاور

در بسیاری از پژوهش‌های انجام شده در زمینه کنترل گشتاور موتور PMSM، از کنترل‌کننده PI برای کنترل‌کننده گشتاور استفاده شده است [۱۸]. تنظیم ضرایب این کنترل‌کننده کار دشواری است ضمن آن که عملکرد آن به نقطه کار موتور وابسته است و ممکن است در برخی شرایط پاسخ مطلوبی نداشته باشد. در این پژوهش یک روش جایگزین که بسیار کارآمد و مناسب است برای تعیین ضرایب کنترل‌کننده گشتاور استفاده شده است. در این روش، یک کنترل‌کننده تناسبی P جایگزین کنترل‌کننده PI می‌شود. تنظیم ضرایب این کنترل‌کننده با انجام محاسبات نسبتاً ساده امکان‌پذیر است و ضرایب به دست آمده از این محاسبات با دقت بسیار خوبی جواب مطلوب را ارائه می‌دهند.

برای بیان اصول کنترل‌کننده گشتاور مورد استفاده، از رابطه بین گشتاور و زاویه بار استفاده شده است. (۳۷-۳) رابطه بین گشتاور الکترومغناطیسی موتور PMSM و زاویه بار آن را بیان می‌کند.

$$T_e = \frac{3P\lambda_s}{4L_d L_q} [2\lambda_r L_q \sin\delta - \lambda_s (L_q - L_d) \sin 2\delta] \quad (37-3)$$

- P : تعداد قطب‌های موتور
- $\lambda_s$  : اندازه بردار شار پیوندی
- $L_q$  و  $L_d$  : اندوکتانس‌های موتور در راستای محور d و q

-  $\lambda_r$  : اندازه بردار شار روتور

-  $\delta$  : زاویه بار

پیش از این شرایط عملکرد پایدار موتور در بخش ۲-۵ بررسی شد. در شکل ۳-۲۳ ناحیه بین دو قله منحنی، ناحیه کار پایدار موتور است. همان‌گونه که از شکل ۳-۲۳ پیداست، می‌توان رابطه بین گشتاور و زاویه بار در ناحیه کار پایدار موتور تقریباً خطی است و می‌توان یک خط با شیب ثابت مانند (۳-۳۸) را برای آن پیشنهاد داد.

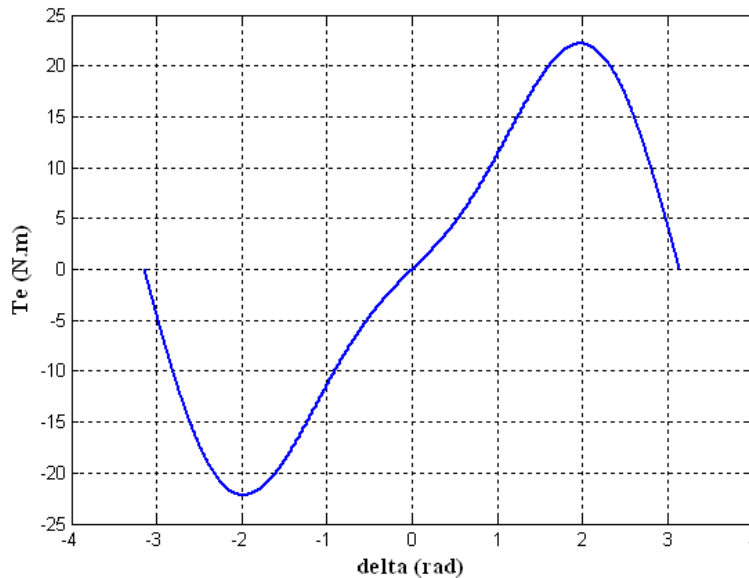
$$T_e = K_t \delta \quad (3-38)$$

در (۳-۳۸)،  $K_t$  مشتق  $T_e$  نسبت به  $\delta$  در (۳-۳۷) است و داریم:

$$K_t = \frac{dT_e}{d\delta} \quad (3-39)$$

با توجه به (۳-۳۹) داریم:

$$\Delta T_e = K_t \Delta \delta \quad (3-40)$$



شکل ۳-۲۳: نمودار گشتاور-زاویه بار برای موتور PMSM

با توجه به (۳-۴۰) داریم:

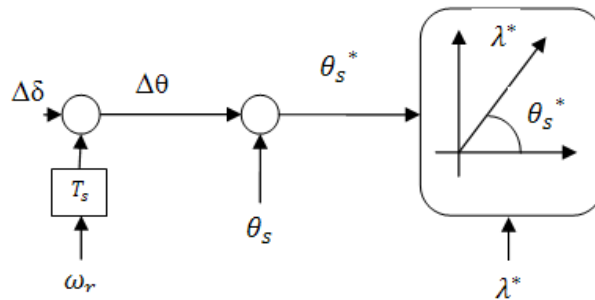
$$\Delta\delta = \frac{1}{K_t} \Delta T_e \quad (۳-۴۱)$$

### بلوک محاسبه گر بردار مرجع شار پیوندی (RFVC)<sup>۱</sup>

بلوک RFVC وظیفه تولید بردار مرجع شار پیوندی را بر عهده دارد [18]. اصول عملکرد این بلوک همان است که در بخش ۳-۵-۲ توضیح داده شد. این بلوک با توجه به میزان تغییر زاویه بار مورد نیاز، سرعت گردش بردار شار، زاویه کنونی شار پیوندی و اندازه مرجع برای بردار شار پیوندی، بردار مرجع شار پیوندی مطلوب برای بازه سوئیچینگ  $k$  ام را تولید می‌کند.

### بلوک کنترل کننده اینورتر

بلوک SVM در شکل ۳-۲۲ وظیفه کنترل اینورتر را بر عهده دارد. این بلوک با توجه به ورودی آن که بردار  $\vec{v}_k$  است، بردارهای ولتاژ سوئیچینگ و مدت زمان مربوط به هر یک را تعیین می‌کند و به سوئیچ‌های اینورتر اعمال می‌کند. بردار  $\vec{v}_k$  در کل بازه سوئیچینگ  $k$  ام ثابت می‌ماند و با استفاده از (۳-۳۶) تعیین می‌شود. با توجه به اندازه و زاویه بردار ولتاژ  $\vec{v}_k$  مشابه روابط بیان شده در بخش ۳-۵-۱، مقادیر  $T_0$ ،  $T_1$  و  $T_2$  محاسبه می‌شوند. جزئیات بیشتر درباره این بلوک در فصل چهارم ارائه شده است.



شکل ۳-۲۴ : ساختار داخلی بلوک RFVC

<sup>۱</sup> Reference Flux Vector Calculator

## **فصل چهارم :**

### **روش پیشنهادی برای بهبود عملکرد**

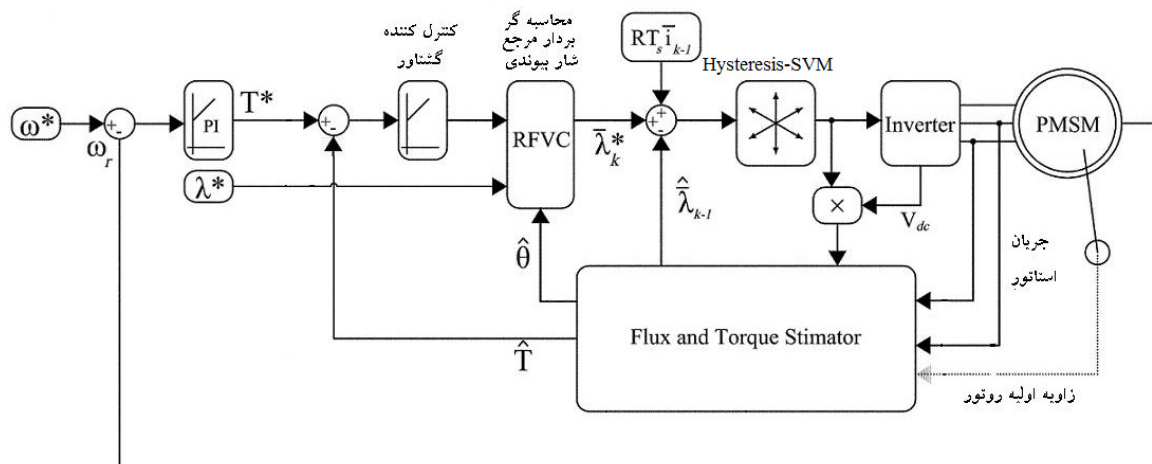
#### **روش DTC-SVPWM**

در فصل سوم، جزئیات عملکرد روش DTC-SVPWM برای کاهش ریزل گشتاور و شار بررسی شد. روش DTC-SVPWM دقت بیش‌تر و عملکرد بسیار مطلوب‌تری در مقایسه با روش DTC دارد. یکی از دلایل عمده این امر، محاسبات روش DTC-SVPWM است. با وجود پاسخ بسیار مطلوب روش DTC-SVPWM، این روش یک مشکل اساسی دارد و آن حجم بالای محاسبات این روش است که در عمل، کارایی روش را کاهش می‌دهد. در این فصل روشی پیشنهادی بر مبنای روش DTC-SVPWM ارائه شده است که با استفاده از آن حجم محاسبات روش DTC-SVPWM به مقدار قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته و همچنین عملکرد سیستم بهبود می‌یابد.

#### ۴-۱- ساختار روش پیشنهادی

پایه و اساس روش پیشنهادی Hysteresis-SVPWM همان است که در روش DTC-SVPWM ارائه شده است. شکل ۴-۱ ساختار روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. تنها تفاوت روش پیشنهادی با روش DTC-SVPWM در بلوک SVM است که با تعیین حالت سوئیچینگ، کنترل اینورتر را بر عهده دارد.

در هر دو روش و در ابتدای هر سیکل نمونه‌برداری، مقادیر ولتاژ و جریان توسط حسگرها خوانده شده و سپس با استفاده از بلوک تخمین‌گر، مقادیر تخمینی شار پیوندی و گشتاور الکترومغناطیسی محاسبه می‌شوند. با استفاده از حلقه کنترلی و انجام محاسباتی که جزئیات آن در فصل پیشین ارائه شد، ابتدا توسط بلوک RFVC بردار مرجع شار پیوندی محاسبه می‌شود. سپس با انجام محاسبات، بردار ولتاژ مورد نیاز  $\vec{v}_k$  برای جبران خطای گشتاور و شار محاسبه می‌شود و به عنوان ورودی بلوک SVM استفاده می‌شود.



شکل ۴-۱: ساختار مورد استفاده در روش پیشنهادی

بلوک SVM در ساختار هر دو روش وظیفه کنترل اینورتر را بر عهده دارد. این بلوک با توجه به ورودی آن که بردار  $\vec{v}_k$  است، بردارهای ولتاژ سوئیچینگ و مدت زمان مربوط به هر یک را تعیین می‌کند و به سوئیچ‌های اینورتر اعمال می‌کند. بردار  $\vec{v}_k$  در کل بازه سوئیچینگ  $k$  ام ثابت می‌ماند و با استفاده از (۴-۱) تعیین می‌شود.

$$\vec{v}_k = \frac{\vec{\lambda}_k^* - \vec{\lambda}_{k-1}}{T_s} + R\vec{i}_{k-1} \quad (4-1)$$

- $\vec{i}_{k-1}$  بردار جریان استاتور در مختصات dq و در ابتدای بازه نمونه‌برداری  $k$  ام
- $\vec{\lambda}_{k-1}$  بردار شار پیوندی در ابتدای بازه نمونه‌برداری  $k$  ام
- $\vec{\lambda}_k^*$  بردار مرجع شار پیوندی است که پیش از این در مورد آن توضیحاتی ارائه شد. بردار  $\vec{\lambda}_k^*$  خروجی بلوک محاسبه‌گر بردار مرجع شار پیوندی است.
- $\vec{v}_k$  بردار ولتاژ اعمالی به استاتور در طول بازه نمونه‌برداری  $k$  ام

بنابراین روش محاسبه بردار  $\vec{v}_k$  برای اعمال به بلوک SVM در هر روش کاملاً یکسان است. ولی الگوریتم به کار رفته در بلوک SVM برای تعیین حالت سوئیچینگ در دو روش با یکدیگر متفاوت است. در ادامه فصل، الگوریتم بلوک SVM در دو روش DTC-SVPWM و روش پیشنهادی Hysteresis-SVPWM بررسی و با یکدیگر مقایسه می‌شوند.

## ۴-۲- الگوریتم بلوک کنترل کننده اینورتر در روش DTC-SVPWM

در روش DTC-SVPWM، با توجه به بردار ولتاژ  $\vec{v}_k$ ، مقادیر  $T_0$ ،  $T_1$  و  $T_2$  برای هر سیکل سوئیچینگ که برابر زمان نمونه برداری است، محاسبه می‌شوند. حال با توجه به این مقادیر و الگوریتم از پیش تعیین شده، چیدمان بردارهای ولتاژ و بازه متناظر با هر یک مشخص شده و به اینورتر اعمال می‌شود. با توجه به اندازه و زاویه بردار ولتاژ  $\vec{v}_k$  مشابه روابط بیان شده در بخش ۳-۵-۱، مقادیر  $T_0$ ،  $T_1$  و  $T_2$  محاسبه می‌شوند. اما در مورد محاسبات مربوط به اینورتر در روش DTC-SVPWM نکته‌ای وجود دارد که بیان آن در اینجا ضروری به نظر می‌رسد. در بخش ۳-۵-۱ برای ماتریس تبدیل سه فاز به دو فاز و همچنین زمان‌های  $T_1$  و  $T_2$  (۲-۴) و (۳-۴) ارائه شد:

$$T_{abc,dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

$$\begin{aligned} T_1 &= \sqrt{2} \cdot T_s \frac{|V_k|}{V_{DC}} \cdot \cos(\theta + 30) \\ T_2 &= \sqrt{2} \cdot T_s \frac{|V_k|}{V_{DC}} \cdot \sin(\theta) \end{aligned} \quad (3-4)$$

مقادیر  $T_1$  و  $T_2$  در (۳-۴) با استفاده از ماتریس تبدیل ارائه شده در (۲-۴) به دست آمده‌اند. حال اگر در ساختار روش DTC-SVPWM (شکل ۳-۲۲) برای تبدیل ولتاژ و جریان استاتور از تبدیل پارک در دستگاه مرجع ثابت استاتور استفاده شود، داریم:

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

در نتیجه تمامی محاسبات شامل تخمین شار، گشتاور و ... که منجر به محاسبه بردار  $\vec{v}_k$  اعمالی به بلوک SVM می‌شود با استفاده از (۴-۴) انجام شده‌اند.

حال برای این که بتوان از همان (۳-۴) برای محاسبات سوئیچینگ اینورتر استفاده کرد، لازم است

تغییراتی در محاسبات داده شود. در این حالت چون  $T = \sqrt{\frac{2}{3}} T_{abc,dq}$  است، بردار  $\vec{v}_k$  اعمالی به اینورتر  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  برابر مقداری است که باید در محاسبات سوئیچینگ اینورتر استفاده شود. بنابراین کافی است در (۳-۴) به جای  $|V_k|$  مقدار  $\frac{|V_k|}{\sqrt{\frac{2}{3}}}$  جایگزین شود و با همان روال بیان شده در بخش ۳-۵-۱ می توان محاسبات سوئیچینگ اینورتر را انجام داد.

چیدمان بردارهای ولتاژ در هر سیکل سوئیچینگ کاملاً مطابق چیدمانی است که در بخش ۳-۵-۱ ارائه شد و پس از محاسبه  $T_0$ ،  $T_1$  و  $T_2$  با استفاده از روش بالا، می توان از همان چیدمان پایه روش SVPWM استفاده کرد.

#### ۳-۴- الگوریتم بلوک کنترل کننده اینورتر در روش پیشنهادی

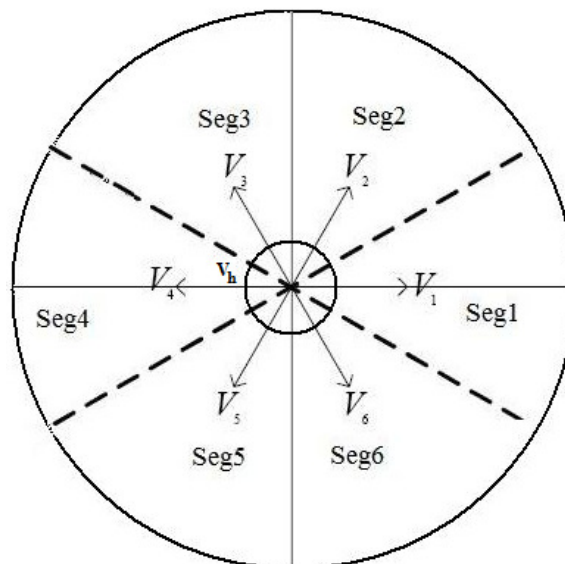
در روش پیشنهادی از محاسبات مربوط به مقادیر  $T_0$ ،  $T_1$  و  $T_2$  صرف نظر می شود. بلوک SVM بر اساس بردار ولتاژ  $\vec{v}_k$  و در نظر گرفتن یک باند هیستریزیس، بردار ولتاژ اعمالی به اینورتر را تعیین می کند. الگوریتم و روش کار بلوک SVM در ادامه تشریح شده است.

مطابق شکل ۲-۴، صفحه بردارهای ولتاژ به شش قطعه مساوی ۶۰ درجه ای تقسیم می شود. قطعه ای از دایره که در بازه زاویه (۳۰، ۳۰-) قرار دارد، قطعه شماره یک نامیده می شود و سایر قطعه ها به صورت پادساعتگرد شماره گذاری می شوند. بدین ترتیب بردارهای ولتاژ متناسب با هر حالت سوئیچینگ، در قطعه با شماره متناظر خود قرار می گیرند. به عنوان مثال، بردار ولتاژ  $V_1$  در قطعه شماره یک قرار دارد و به همین ترتیب برای سایر بردارهای ولتاژ این قاعده صادق است.

دایره داخلی با شعاع  $V_h$  در شکل ۲-۴ بیانگر باند هیستریزیس است. شعاع این باند هیستریزیس با ولتاژ باس DC اینورتر متناسب است. به عنوان مثال در این پروژه و پس از بررسی چند مقدار مختلف  $V_h$  برای

انتخاب بهترین مقدار از دیدگاه حجم محاسبات و دقت پاسخ، شعاع باند هیستریزیس برابر ۱۰ درصد ولتاژ باس DC اینورتر انتخاب شده است  $(V_h = \frac{V_{DC}}{10})$ . باند هیستریزیس استفاده شده در روش پیشنهادی فقط برای بررسی شرط اندازه بردار  $\vec{v}_k$  است و تاثیری بر روی فرکانس سوئیچینگ ندارد. به عبارت دیگر، با وجود استفاده از روش هیستریزیس در روش پیشنهادی، همانند روش DTC-SVPWM فرکانس سوئیچینگ ثابت می ماند و مستقل از شرایط عملکرد موتور (مانند تغییر بار) است.

در ابتدای هر بازه نمونه برداری، ابتدا اندازه بردار  $\vec{v}_k$  بررسی می شود. چنانچه اندازه آن کمتر از  $V_h$  باشد، بردار  $V_0$  انتخاب و به اینورتر اعمال می شود. در غیر این صورت، با توجه به شماره قطعه ای که بردار  $\vec{v}_k$  در آن قرار دارد بردار ولتاژ با شماره همان قطعه انتخاب و به اینورتر اعمال می شود. بردار ولتاژ انتخاب شده در هر یک از دو حالت بالا برای تمام بازه نمونه برداری فعلی معتبر است و تا ابتدای بازه نمونه برداری بعدی، حالت سوئیچینگ تغییر نخواهد کرد. در این روش، چنانچه اندازه بردار  $\vec{v}_k$  بیش از مقدار  $V_h$  باشد تاثیری بر روی روش سوئیچینگ در بازه نمونه برداری ندارد. (۴-۵) بیان ریاضی الگوریتم بلوک SVM روش پیشنهادی را نشان می دهد.



شکل ۴-۲ : صفحه بردارهای ولتاژ و حلقه هیستریزیس در روش پیشنهادی

$$\vec{v}_k \text{ in sector } (i): \begin{cases} \text{if } |v_k| > V_h \text{ then} & \text{state} = V_i \\ \text{if } |v_k| < V_h \text{ then} & \text{state} = V_0 \end{cases} \quad (5-4)$$

- $\vec{v}_k$  بردار ولتاژ ورودی بلوک SVM
- $|v_k|$  اندازه بردار ولتاژ  $\vec{v}_k$
- $V_h$  پهنای باند هیستریزیس
- state حالت سوئیچینگ اعمالی به اینورتر

برای بیان بهتر الگوریتم روش پیشنهادی Hysteresis-SVPWM، فرض کنید که بردار ولتاژ  $\vec{v}_k$  در قطعه شماره یک قرار دارد. اگر اندازه بردار  $\vec{v}_k$  کوچکتر از باند هیستریزیس باشد، بردار ولتاژ  $V_0$  انتخاب می‌شود. ولی اگر اندازه بردار  $\vec{v}_k$  بیش‌تر از باند هیستریزیس باشد، بردار ولتاژ  $V_1$  انتخاب می‌شود. بردار ولتاژ انتخاب شده در تمام بازه نمونه‌برداری کنونی معتبر است و تغییر نخواهد کرد. بدین ترتیب حالت سوئیچینگ اینورتر در کل یک بازه سوئیچینگ ثابت است. در حالی که در روش DTC-SVPWM، برای هر سیکل سوئیچینگ سه بردار ولتاژ (دو بردار متناظر هر قطعه و بردار  $V_0$ ) انتخاب می‌شوند و حالت سوئیچینگ در هر سیکل، شش بار تغییر می‌کند. در ابتدای بازه نمونه‌برداری بعدی، بردار ولتاژ  $\vec{v}_k$  مجدداً محاسبه شده و بر اساس آن بردار ولتاژ مناسب به اینورتر اعمال می‌شود.

#### ۴-۴- مقایسه الگوریتم سوئیچینگ روش پیشنهادی با روش DTC-SVPWM

همان‌گونه که در بخش ۴-۱ بیان شد، تنها تفاوت روش پیشنهادی با روش DTC-SVPWM در الگوریتم سوئیچینگ مورد استفاده برای اینورتر است. در این قسمت این دو الگوریتم از دیدگاه حجم محاسبات و تلفات سوئیچینگ با یکدیگر مقایسه می‌شوند.

#### ۴-۴-۱- حجم محاسبات

با توجه به مطالب بیان شده در شرح الگوریتم‌های سوئیچینگ روش DTC-SVPWM و روش پیشنهادی کاملاً مشخص است که حجم محاسبات روش پیشنهادی بسیار کمتر از روش DTC-SVPWM است. در

روش DTC-SVPWM برای هر سیکل سوئیچینگ ابتدا لازم است که مقادیر  $T_0$ ،  $T_1$  و  $T_2$  محاسبه شوند و سپس با توجه به شکل ۳-۱۹ چیدمان سوئیچینگ تعیین شود. دستورهای این الگوریتم شامل دو گزاره شرطی و ده گزاره محاسباتی است. همچنین در گزاره‌های مربوط به محاسبه  $T_0$ ،  $T_1$  و  $T_2$  باید مقادیر مثلثاتی  $\sin$  و  $\cos$  محاسبه شوند که در مقایسه با سایر دستورها زمان بیش‌تری نیاز دارند. از طرف دیگر در روش پیشنهادی و برای محاسبات مربوط به سوئیچینگ، فقط دو گزاره شرطی، بررسی اندازه بردار  $\vec{v}_k$  و زاویه آن استفاده می‌شود.

برای بررسی و مقایسه زمان مورد نیاز انجام محاسبات سوئیچینگ در دو روش از دستور tic و toc استفاده شد و متوسط زمان مورد نیاز برای انجام محاسبات سوئیچینگ در محیط نرم‌افزار Matlab برای دو روش تعیین شد. بر پایه نتایج به دست آمده برای شبیه‌سازی‌های انجام شده متوسط زمان مورد نیاز برای محاسبات سوئیچینگ روش DTC-SVPWM برابر ۱۴/۲ میکروثانیه و برای روش پیشنهادی برابر ۱۰/۷۹ میکروثانیه است. بنابراین متوسط زمان مورد نیاز برای محاسبات سوئیچینگ روش DTC-SVPWM ۱/۳۲ برابر مقدار آن در روش پیشنهادی است.

همان‌گونه که مشاهده شد با استفاده از روش پیشنهادی Hysteresis-SVPWM، حجم محاسبات بلوک SVM کاهش می‌یابد. کاهش حجم محاسبات باعث امکان کاهش زمان نمونه‌برداری و افزایش حداکثر فرکانس سوئیچینگ، به ویژه در کاربردهای عملی، خواهد شد. چنانچه فرکانس سوئیچینگ اعمالی به اینورتر بیش از این مقدار شود، باعث کاهش دقت محاسبات و تاثیر منفی بر روی عملکرد سیستم می‌شود.

#### ۴-۴-۲- تلفات سوئیچینگ

علاوه بر کاهش حجم محاسبات، به دلیل کاهش تعداد تغییر حالت سوئیچینگ در هر سیکل سوئیچینگ، تلفات سوئیچینگ کاهش می‌یابد. مطابق شکل ۳-۱۹، در روش DTC-SVPWM در هر سیکل سوئیچینگ شش تغییر حالت اتفاق می‌افتد. از طرفی در روش پیشنهادی بدترین حالت ممکن آن است که

در هر سیکل سوئیچینگ، حالت سوئیچینگ با حالت سوئیچینگ سیکل قبلی متفاوت باشد. این حالت فقط هنگامی اتفاق می‌افتد که بردار  $\vec{v}_k$  در دو سیکل سوئیچینگ متوالی در دو قطعه متفاوت باشد. اگر چه احتمال وقوع این حالت بسیار اندک است. با این وجود حتی در این حالت نیز و با فرض شرایط مشابه، در هر سیکل سوئیچینگ فقط دو تغییر حالت اتفاق می‌افتد. بنابراین در بدترین شرایط نیز تلفات سوئیچینگ روش پیشنهادی حداکثر یک سوم تلفات سوئیچینگ روش DTC-SVPWM خواهد بود.

## **فصل پنجم:**

### **شبیه‌سازی و نتایج**

در این فصل، نتایج شبیه‌سازی انجام شده برای یک موتور PMSM قطب برجسته با استفاده از روش‌های کنترلی DTC، DTC-SVPWM و روش پیشنهادی ارائه شده است. هدف از این شبیه‌سازی، کنترل یک موتور PMSM است به گونه‌ای که سرعت آن در شرایط مختلف بار در مقدار ۵۰ رادیان بر ثانیه ثابت بماند. برای مقایسه بهتر تمامی شرایط اعمال شده در شبیه‌سازی، مانند مشخصات موتور، زمان نمونه‌برداری و ...، یکسان در نظر گرفته شده‌اند. در این شبیه‌سازی، ابتدا موتور با سرعت صفر و در شرایط بی‌باری راه‌اندازی شده است و سپس در زمان ۰/۲ ثانیه یک بار پله‌ای به موتور اعمال شده است. زمان نمونه‌برداری برای هر سه روش برابر ۱۰۰ میلی‌ثانیه انتخاب شده است. پارامترهای موتور در جدول ۵-۱ نشان داده شده است.

با توجه به اندازه شار روتور و در نظر گرفتن شرط پایداری عملکرد موتور که در بخش ۲-۵ بیان شد، مقدار مرجع شار پیوندی برابر ۰/۵۵ و بر در نظر گرفته شده است. از طرفی، پهنای باند هیستریزیس مربوط به حلقه کنترل شار در روش DTC برابر ۰/۰۱ است. در نتیجه در روش DTC، اندازه شار پیوندی موتور که توسط بلوک تخمین‌گر محاسبه می‌شود، همواره باید بین مقادیر ۰/۵۴ و ۰/۵۶ و بر باشد.

مقدار مرجع گشتاور با استفاده از حلقه کنترل سرعت تعیین می‌شود. به عبارتی مقدار گشتاور مرجع به گونه‌ای محاسبه می‌شود که سرعت موتور ۵۰ رادیان بر ثانیه شود. بنابراین حتی اگر گشتاور بار پله‌ای باشد، گشتاور مرجع برای تامین گشتاور شتاب‌دهنده، پله‌ای نخواهد بود. در روش DTC، پهنای باند هیستریزیس حلقه کنترل گشتاور برابر ۰/۱ در نظر گرفته شده است. در نتیجه در روش DTC، مقدار گشتاور الکترومغناطیسی موتور که توسط بلوک تخمین‌گر محاسبه می‌شود، همواره باید در گستره ۰/۱ پیرامون مقدار مرجع گشتاور باشد. در ادامه رفتار موتور در هر سه روش با استفاده از پارامترهای آن بررسی و با یکدیگر مقایسه شده است. پارامترهایی که مورد بررسی قرار گرفته‌اند، مهم‌ترین پارامترهای PMSM هستند و معیار مناسبی برای مقایسه عملکرد سه روش هستند.

جدول ۵-۱: پارامترهای موتور PMSM استفاده شده در شبیه‌سازی

| پارامتر                   | علامت اختصاری | مقدار                            |
|---------------------------|---------------|----------------------------------|
| ممان اینرسی               | $J$           | $0.0329 \text{ [kg.m}^2\text{]}$ |
| ضریب میرایی (ضریب اصطکاک) | $B$           | $0 \text{ [N.m.s/red]}$          |
| مقاومت استاتور            | $R_s$         | $5/8 \text{ [}\Omega\text{]}$    |
| تعداد قطب                 | $P$           | ۴                                |
| اندوکتانس محور $d$        | $L_d$         | $44/8 \text{ [mH]}$              |
| اندوکتانس محور $q$        | $L_q$         | $102/7 \text{ [mH]}$             |
| شار مغناطیسی روتور        | $\lambda_r$   | $0.533 \text{ [Wb]}$             |

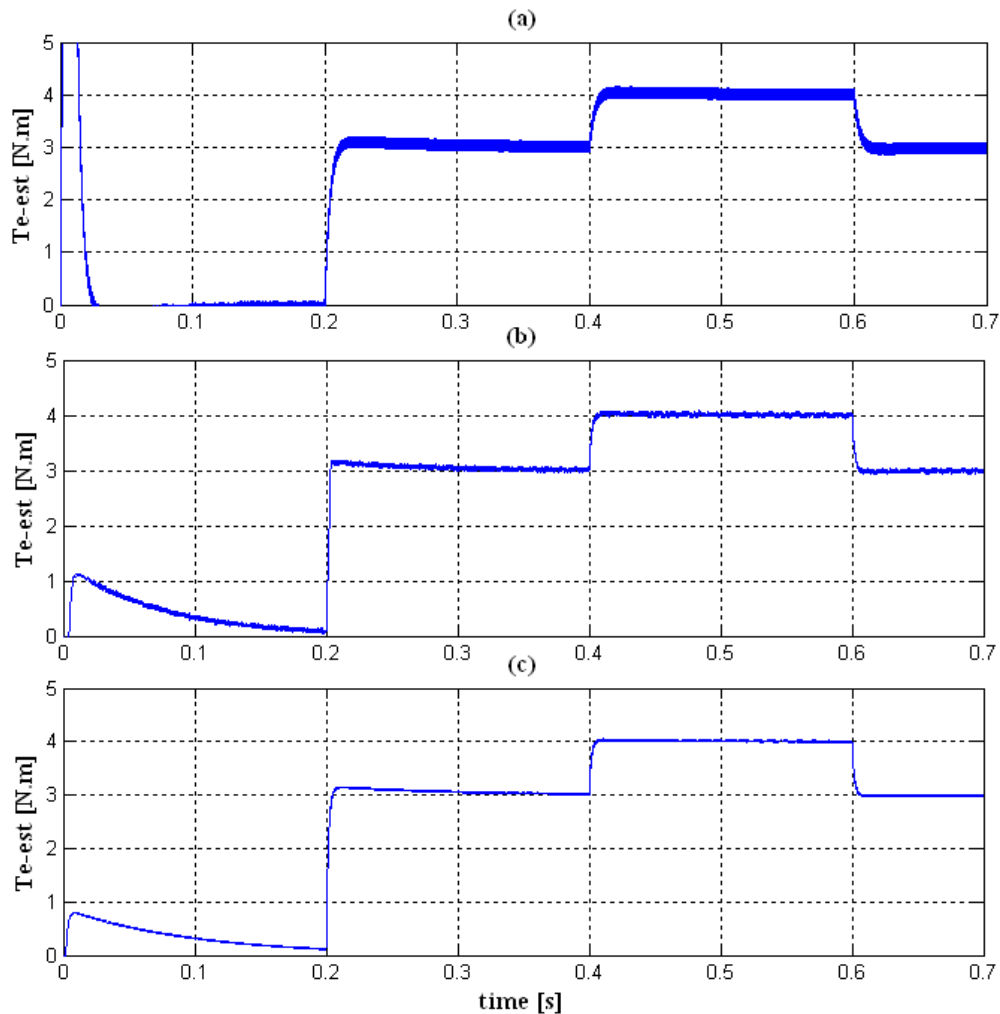
## ۵-۱- گشتاور الکترومغناطیسی

مطابق شکل ۵-۱، در ابتدای شبیه‌سازی، موتور در حالت بدون بار راه‌اندازی می‌شود. در این حالت حلقه کنترل سرعت گشتاور مرجع را به گونه‌ای تعیین می‌کند که گشتاور شتاب‌دهنده موتور مقداری مثبت شود و سرعت افزایش یابد. در نتیجه گشتاور الکترومغناطیسی برای رساندن سرعت موتور به مقدار مرجع، مقداری فرابیش دارد. پس از رسیدن سرعت موتور به مقدار مرجع (۵۰ رادیان بر ثانیه)، گشتاور مرجع نیز به سمت صفر میل می‌کند. پس از زمان  $0.2$  ثانیه یک گشتاور پله‌ای به موتور اعمال می‌شود. با هر بار افزایش گشتاور بار، ابتدا به دلیل کمتر بودن گشتاور الکترومغناطیسی نسبت به گشتاور بار، گشتاور شتاب‌دهنده منفی می‌شود. منفی شدن گشتاور شتاب‌دهنده بر طبق معادله حرکت روتور باعث کاهش سرعت موتور می‌شود. اما پس از اندکی، به دلیل عملکرد حلقه کنترل سرعت و با افزایش گشتاور مرجع، گشتاور شتاب‌دهنده مثبت می‌شود. در نتیجه سرعت دوباره افزایش می‌یابد و برابر مقدار مرجع می‌شود.

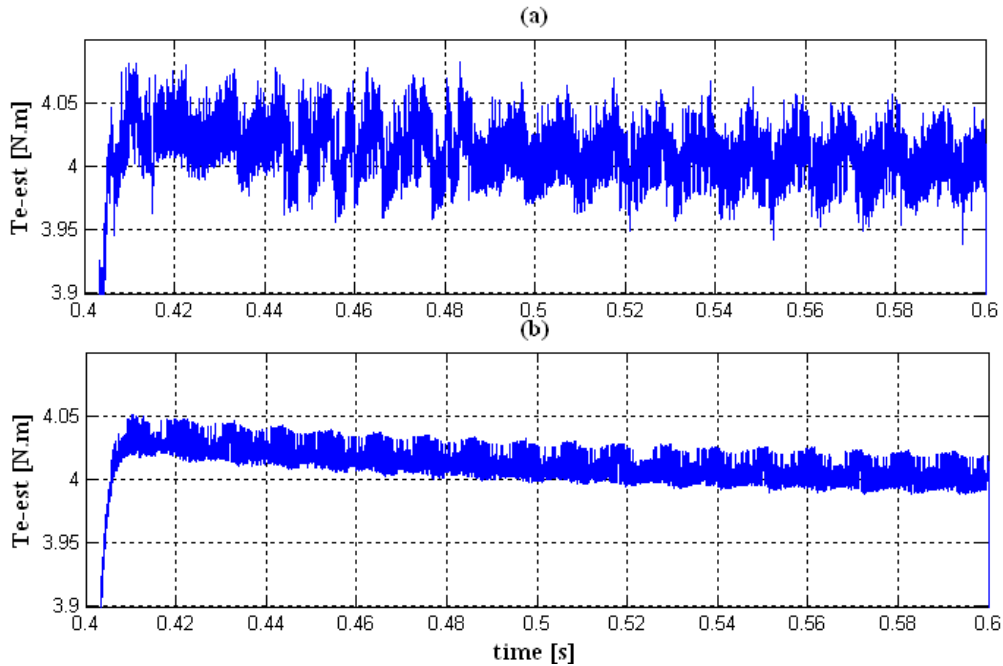
مطابق شکل ۵-۱، آشکار است در هر سه روش گشتاور تولیدی موتور به خوبی گشتاور مرجع را دنبال می‌نماید. گشتاور در روش DTC در یک همسایگی  $0.1$  از مقدار مرجع قرار دارد. اگر چه از دیدگاه رعایت

بازه هیستریزیس تعیین‌شده عملکرد روش DTC مطلوب است، اما ریپل گشتاور آن در مقایسه با روش DTC-SVPWM و روش پیشنهادی بیش‌تر است.

همچنین با توجه به شکل ۵-۲، آشکار است که روش پیشنهادی نسبت به روش DTC-SVPWM دارای ریپل گشتاور کمتری است. در این شکل و در حالی که گشتاور مرجع حدود ۴ نیوتن متر است، مقدار ریپل گشتاور روش DTC-SVPWM حدود ۰/۱ (از ۳/۹۵ تا ۴/۰۵) و مقدار آن در روش پیشنهادی حدود ۰/۰۳ (از ۳/۹۹ تا ۴/۰۲) است. بدین ترتیب نتیجه می‌شود که ریپل گشتاور روش پیشنهادی حدود یک سوم مقدار آن در روش DTC-SVPWM است.



شکل ۵-۱: گشتاور الکترومغناطیسی PMSM  
(a) روش DTC (b) روش DTC-SVPWM (c) روش پیشنهادی



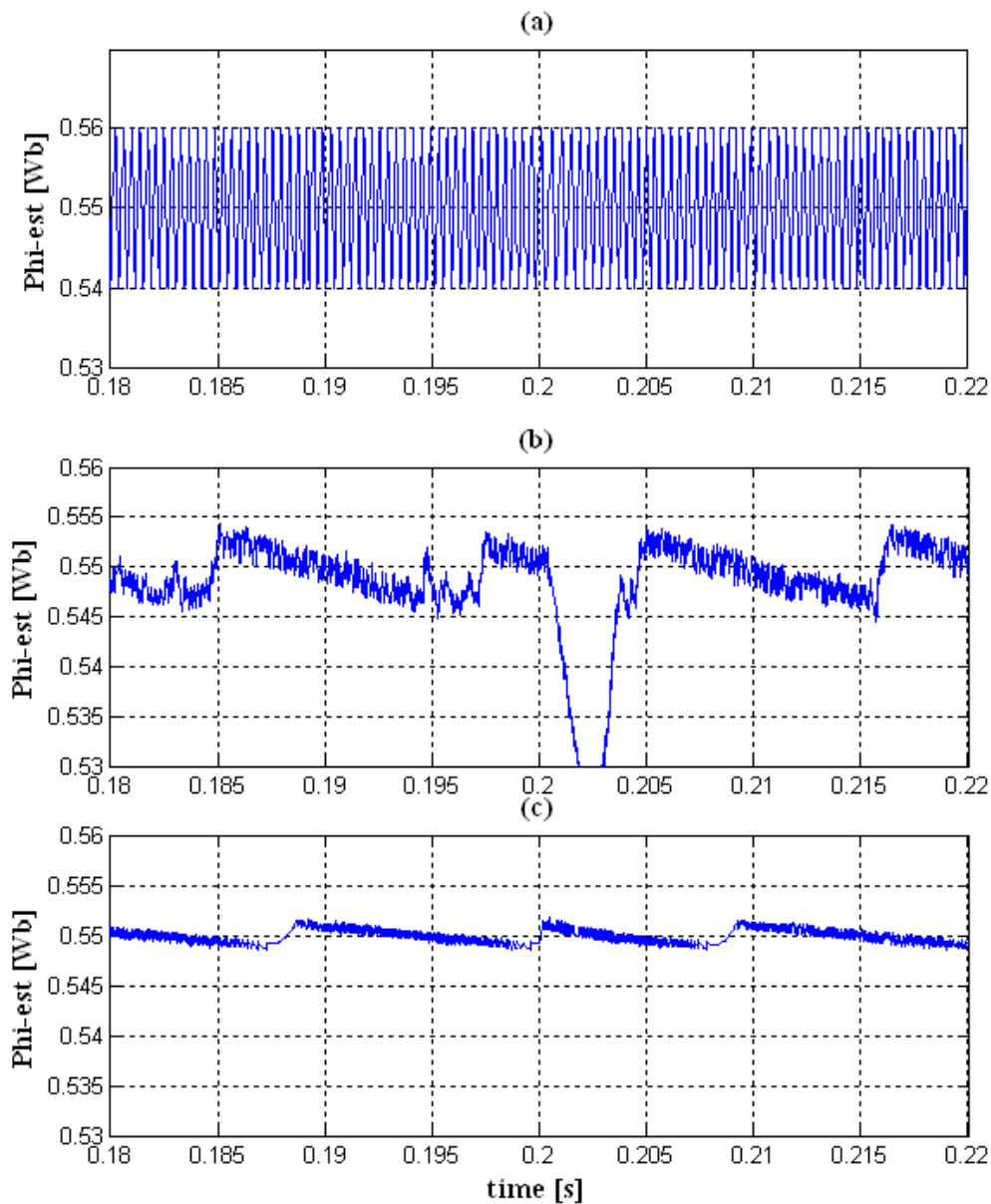
شکل ۵-۲: مقایسه دقیق تر گشتاور الکترومغناطیسی PMSM

(a) روش DTC-SVPWM (b) روش پیشنهادی

## ۵-۲- شار پیوندی

با در نظر گرفتن شرط پایداری موتور، مقدار مرجع شار پیوندی برابر  $0.55$  تعیین شده است. برای روش DTC، پهنای باند هیستریزیس برای کنترل‌کننده شار برابر  $0.1$  تعیین شده است. مطابق شکل ۵-۳، معیار هیستریزیس در روش DTC برای شار پیوندی رعایت شده است و روش DTC از این دیدگاه عملکرد مطلوبی دارد. با این وجود مقدار ریپل شار آن در مقایسه با دو روش دیگر بیش‌تر است.

مطابق شکل ۵-۳، مقدار ریپل اندازه بردار شار پیوندی در روش DTC-SVPWM حدود  $0.1$  وبر (بین  $0.545$  و  $0.555$ ) است در حالی که این مقدار در روش پیشنهادی حدود  $0.03$  وبر (بین  $0.549$  و  $0.552$ ) است. در نتیجه، همانند نتیجه به دست آمده برای ریپل گشتاور، مقدار ریپل شار پیوندی در روش پیشنهادی در حدود یک سوم روش DTC-SVPWM است.



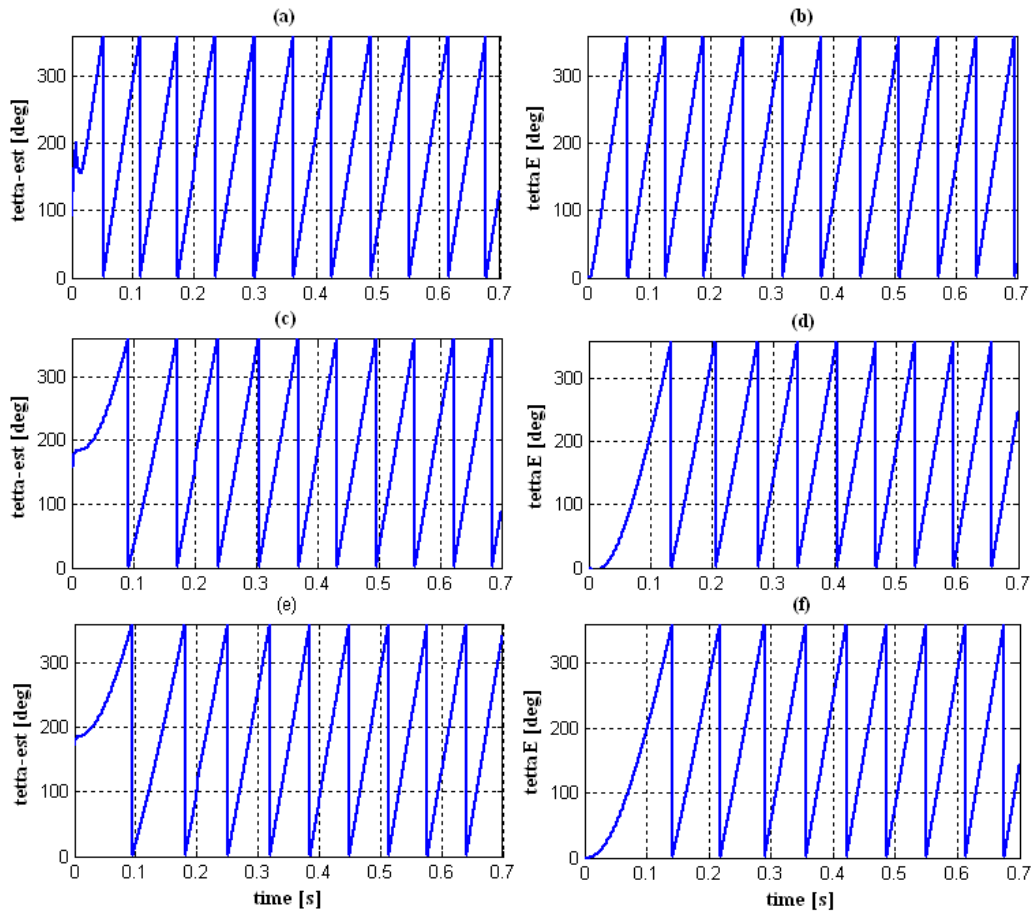
شکل ۵-۳: اندازه بردار شار پیوندی

(a) روش DTC (b) روش DTC-SVPWM (c) روش پیشنهادی

از طرف دیگر در هنگام اعمال گشتاور بار به موتور در  $0.2$  ثانیه، در روش DTC-SVPWM اندازه شار پیوندی به مقدار زیادی کاهش یافته و سپس بازیابی می‌شود. در حالی که در هنگام اعمال گشتاور بار در روش پیشنهادی، اندازه شار پیوندی تغییر قابل ملاحظه‌ای را نشان نمی‌دهد.

### ۵-۳- زاویه شار پیوندی و شار روتور

شکل ۵-۴، زاویه شار پیوندی و شار روتور را برای هر سه روش نمایش می‌دهد. همان‌گونه که از این شکل پیداست، شار روتور همواره شار پیوندی را دنبال می‌کند. با در نظر گرفتن شکل ۵-۱ مشخص است که با افزایش گشتاور بار، گشتاور مرجع نیز افزایش خواهد یافت. با افزایش گشتاور مرجع، سیستم کنترلی باید به گونه‌ای عمل کند که گشتاور مورد نیاز تامین شود. طی فرآیند کنترلی بردارهای ولتاژ به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که زاویه شار پیوندی افزایش یابد. در نتیجه، اختلاف زاویه بین شار پیوندی و شار روتور و به دنبال آن گشتاور الکترومغناطیسی افزایش می‌یابد.

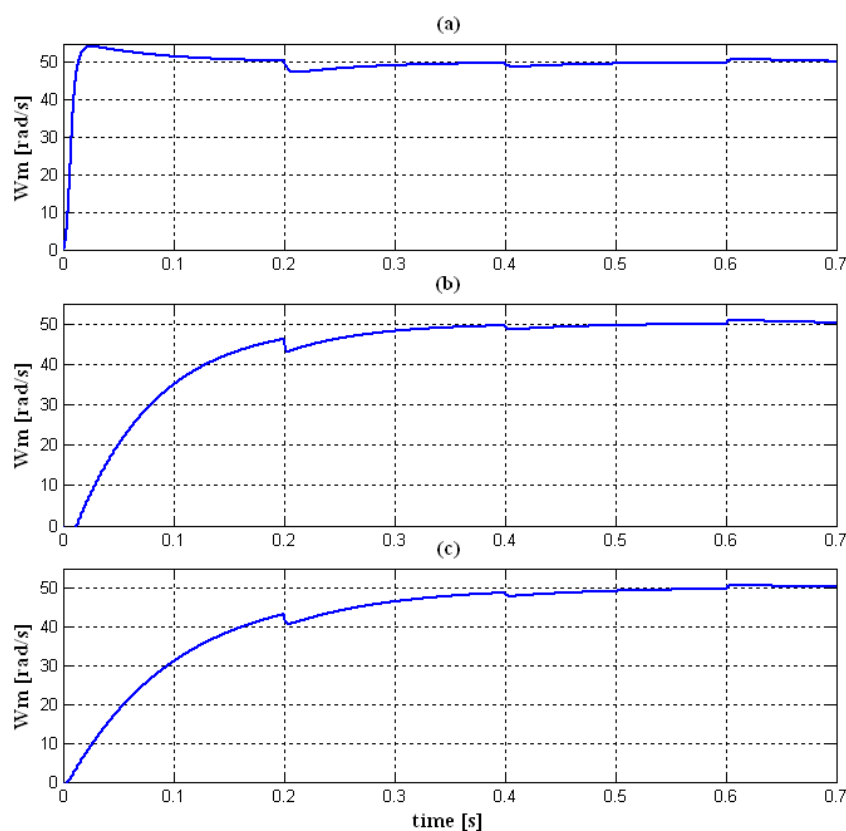


شکل ۵-۴: زاویه شار پیوندی (سمت چپ) و شار روتور (سمت راست)

ردیف بالا: روش DTC    ردیف وسط: روش DTC-SVPWM    ردیف پایین: روش پیشنهادی

## ۵-۴- سرعت مکانیکی روتور

یکی از اهداف این پروژه آن است که سرعت موتور در مقدار مرجع تعیین شده ثابت بماند. این هدف با استفاده از حلقه کنترل سرعت محقق می‌شود. مطابق شکل ۵-۵، در هر سه روش سرعت موتور به خوبی کنترل شده است. تغییرات سرعت در برخی از مواقع به دلیل تغییر گشتاور بار است که باعث شتاب گرفتن موتور می‌شود. با این حال، حلقه کنترل سرعت به خوبی عمل کرده و سرعت را مجدداً به مقدار مرجع باز می‌گرداند. در نمودارهای شکل ۵-۵ ضرایب کنترل کننده PI حلقه کنترل سرعت برای هر سه روش یکسان انتخاب شده است. در این حالت، پاسخ گذرای روش DTC مناسب‌تر است ولی با تنظیم ضرایب PI در دو روش دیگر می‌توان پاسخ حلقه کنترل سرعت را بهبود بخشید.



شکل ۵-۵: سرعت مکانیکی روتور

(a) روش DTC (b) روش DTC-SVPWM (c) روش پیشنهادی

## ۵-۵- جریان استاتور

جریان فاز استاتور موتور PMSM با استفاده از هر روش‌های DTC، DTC-SVPWM و روش پیشنهادی در شکل ۵-۶ نشان داده شده است. مطابق این شکل، جریان فاز موتور PMSM در هر سه روش سینوسی هستند. با این وجود، کیفیت هارمونیکی جریان در سه روش با یکدیگر متفاوت است. از طرفی گشتاور الکترومغناطیسی موتور PMSM با دامنه جریان فاز آن رابطه مستقیم دارد. هنگامی که دامنه جریان استاتور بیش‌تر شود، گشتاور الکترومغناطیسی بیش‌تری تولید می‌شود و با کاهش دامنه جریان استاتور، گشتاور الکترومغناطیسی کاهش می‌یابد. بنابراین همان‌گونه که در شکل ۵-۶ نیز مشخص است، با افزایش گشتاور اعمالی به موتور، دامنه جریان فاز استاتور نیز افزایش می‌یابد و بالعکس.

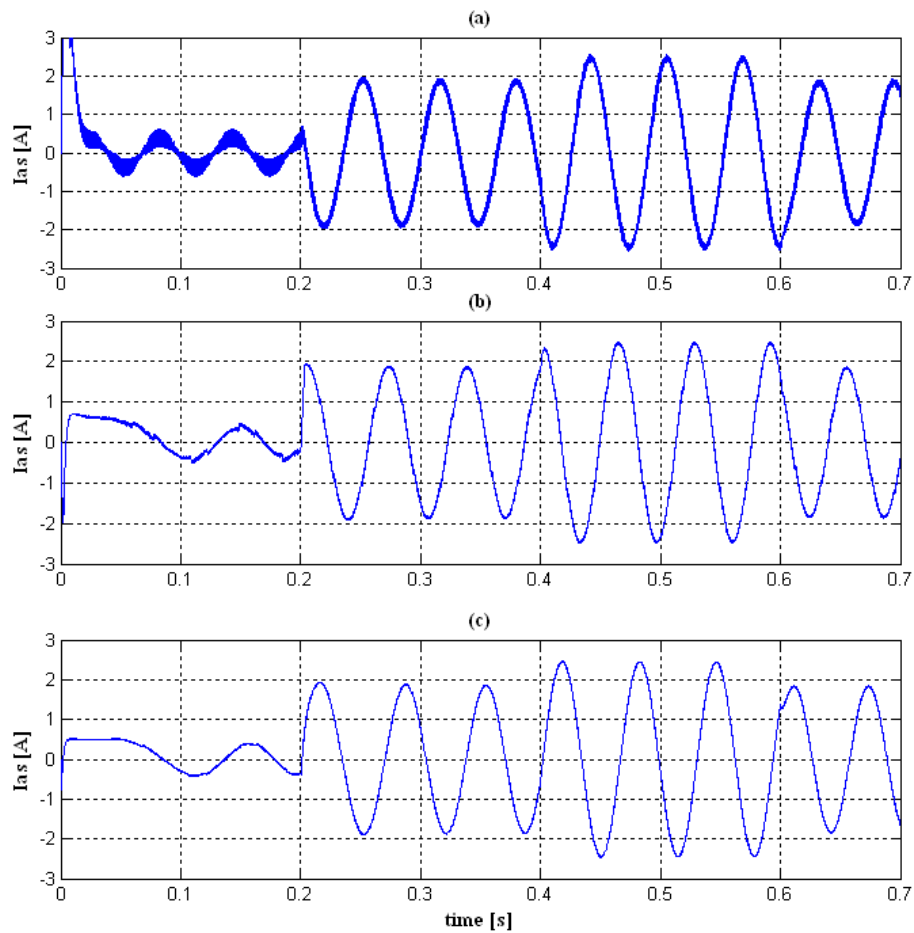
برای بررسی دقیق‌تر جریان‌ها از دیدگاه میزان تولید نویز در سه روش، طیف هارمونیکی جریان استاتور مورد بررسی قرار گرفت. در شکل ۵-۷، دامنه فرکانس پایه (۱۵/۷ هرتز) و دامنه سایر هارمونیک‌ها مشخص شده‌اند. مثلاً در روش DTC، دامنه فرکانس پایه برابر  $2/453$  آمپر و دامنه هارمونیک پنجم حدود  $0/017$  آمپر است. از دیدگاه هارمونیکی، هر چه جریان استاتور نویز کم‌تری داشته باشد و شکل موج آن به سینوسی نزدیک‌تر باشد، بهتر است. این مساله به خصوص برای سیستم‌هایی که میزان تولید نویز در آن‌ها بسیار اهمیت دارد، یک مزیت بسیار مهم به شمار می‌آید. با توجه به شکل ۵-۷ می‌توان قضاوتی کلی نسبت به وضعیت هارمونیک جریان استاتور در سه روش ارائه کرد. بر پایه شکل ۵-۷، طیف هارمونیکی جریان استاتور در روش DTC از دو روش دیگر بدتر است. همچنین روش پیشنهادی از دیدگاه طیف هارمونیکی جریان استاتور، بهترین عملکرد را در بین سه روش دارد. با این حال در ادامه با مقایسه THD جریان، مقایسه‌ای دقیق ارائه خواهد شد.

- در روش DTC، دامنه فرکانس پایه برابر  $2/453$  آمپر است و مقدار THD جریان فاز استاتور تا فرکانس ۲ کیلوهرتز برابر  $4/68$  درصد است.

- در روش DTC-SVPWM دامنه فرکانس پایه برابر  $2/446$  آمپر و میزان THD جریان فاز استاتور تا فرکانس  $2$  کیلوهرتز برابر  $1/97$  درصد به دست آمد.

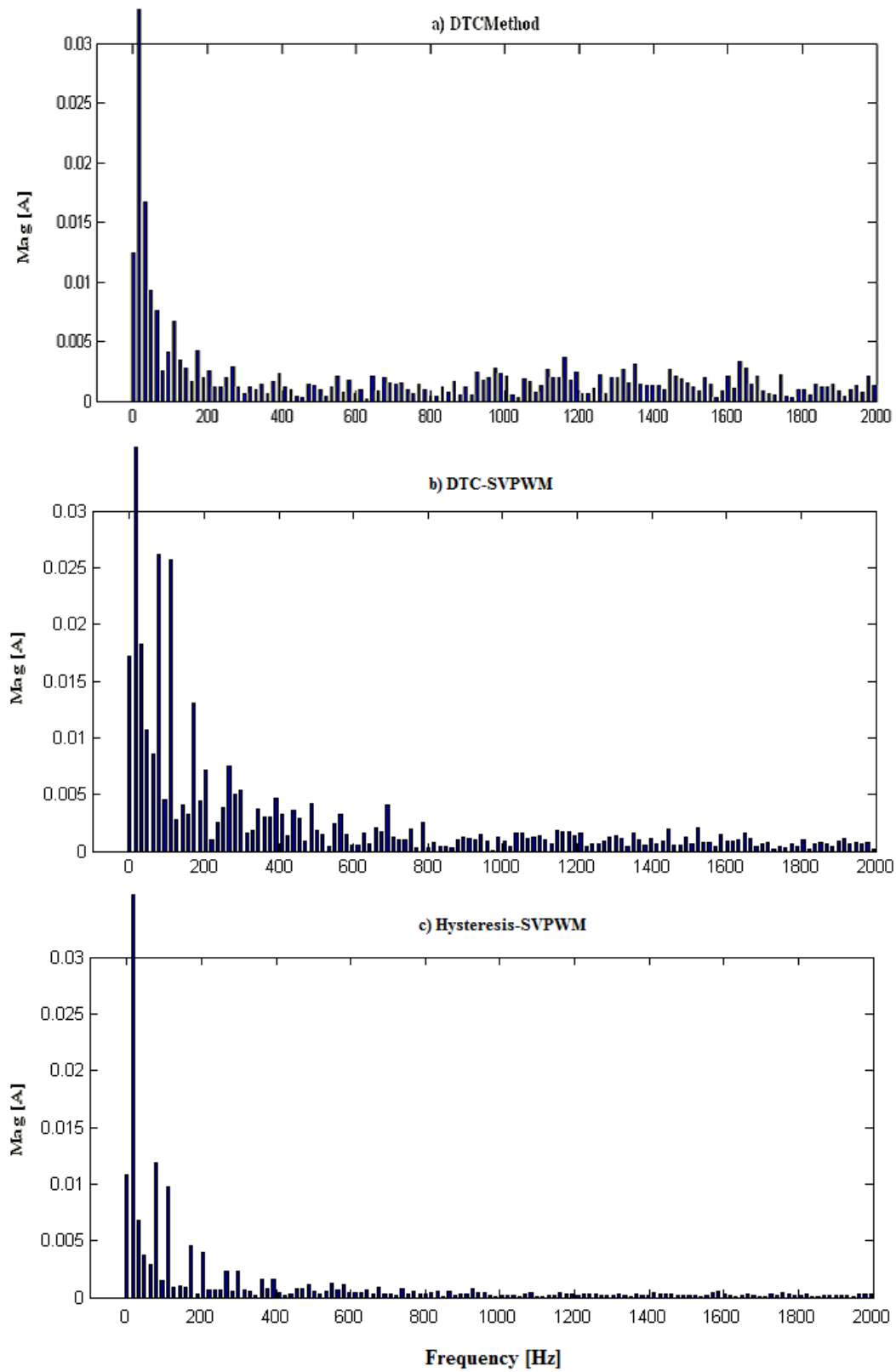
- دامنه فرکانس پایه جریان استاتور در روش پیشنهادی برابر  $2/438$  آمپر است. دامنه سایر هارمونیک‌ها در مقایسه با دامنه فرکانس اصلی ناچیز است و THD جریان برابر  $0/79$  درصد است.

با توجه به نتایج فوق کاملاً آشکار است که روش پیشنهادی از دیدگاه طیف هارمونیکی جریان استاتور نیز عملکرد بهتری نسبت به دو روش DTC و DTC-SVPWM دارد.



شکل ۵-۶: جریان فاز a استاتور PMSM

(a) روش DTC (b) روش DTC-SVPWM (c) روش پیشنهادی

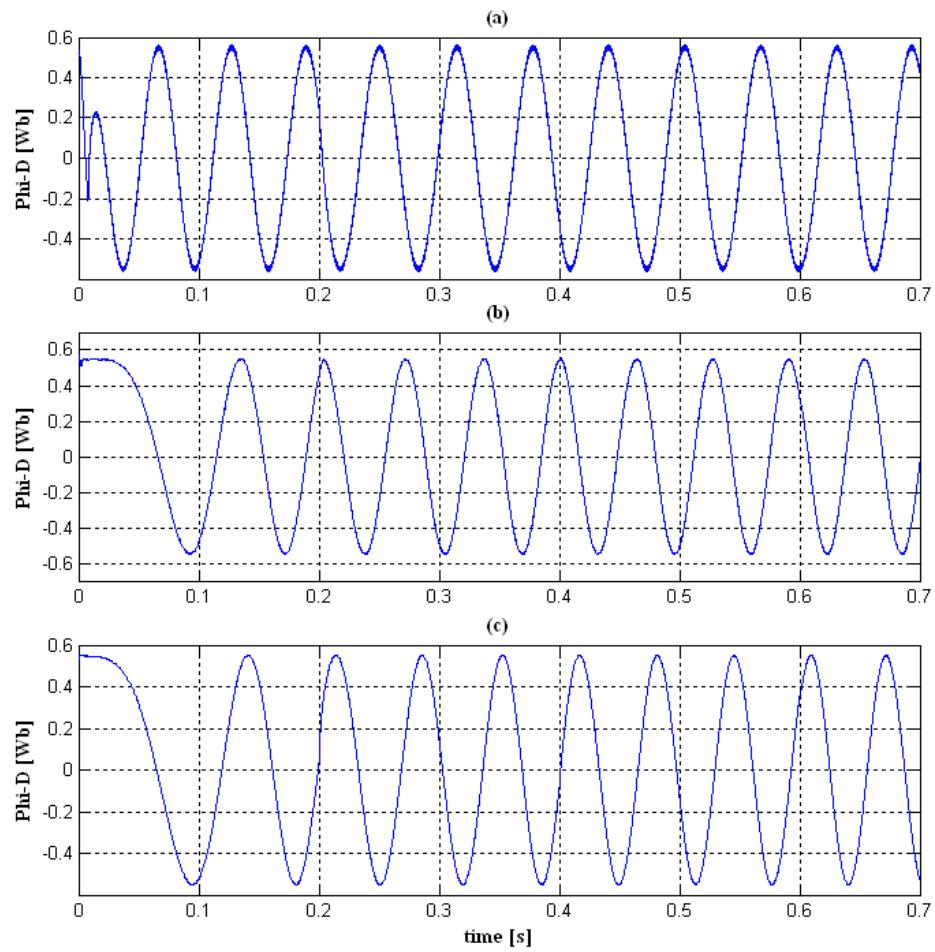


شکل ۵-۷: طیف هارمونیکی جریان فاز استاتور در سه روش

## ۵-۶- مولفه‌های شار پیوندی در راستای محورهای $d$ و $q$

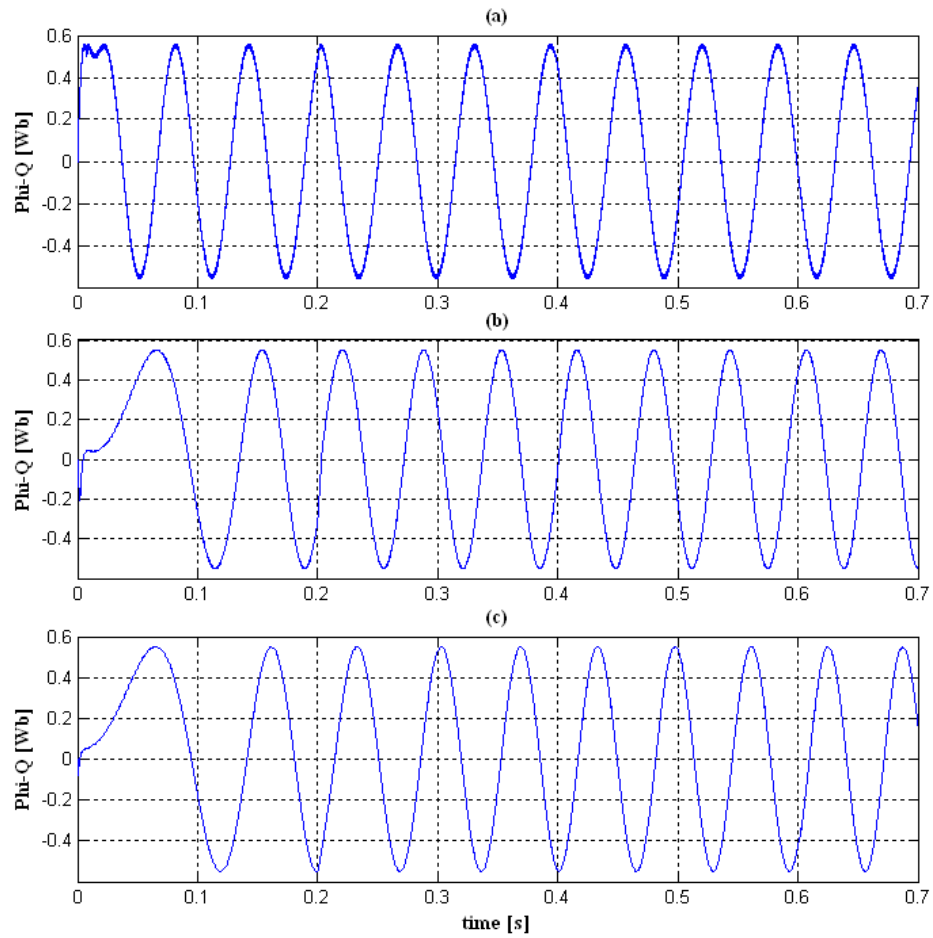
بردار شار پیوندی دارای دو مولفه در راستای محور  $d$  و  $q$  استاتور است که با کنترل مقدار آن‌ها، اندازه بردار شار پیوندی و زاویه آن (و در نتیجه، گشتاور الکترومغناطیسی) کنترل می‌شود. مولفه‌های شار پیوندی در راستای محورهای  $d$  و  $q$  و مکان‌هندسی بردار شار پیوندی در شکل ۵-۸ تا شکل ۵-۱۰ نشان داده شده‌اند. همان‌گونه که در این شکل‌ها نشان داده شده است، مولفه‌های شار دارای شکل موجی سینوسی هستند و طوری کنترل می‌شوند که اندازه بردار شار پیوندی ثابت بماند و بردار شار پیوندی با سرعت مناسب دوران کند.

همچنین مطابق شکل ۵-۱۰، مکان هندسی بردار شار پیوندی در هر سه روش یک دایره است. مطابق این شکل کاملاً مشخص است که در روش DTC، اندازه شار پیوندی همواره در داخل باند هیستریزیس قرار دارد و بردار شار پیوندی در صفحه دستگاه استاتور در حال چرخش است. در این شکل، ریپل کمتر شار روش DTC-SVPWM نسبت به روش DTC و همچنین ریپل کمتر شار روش پیشنهادی نسبت به دو روش دیگر کاملاً آشکار است.



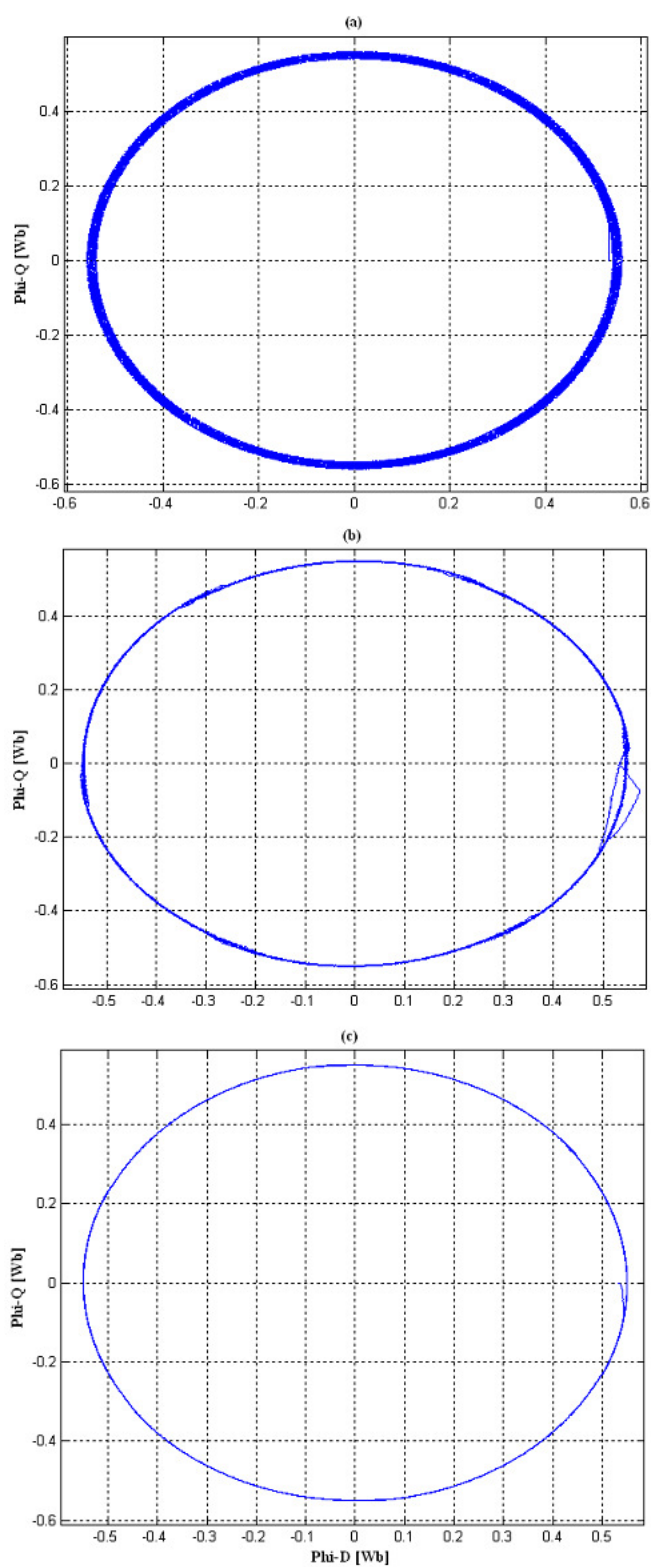
شکل ۵-۸: مولفه شار پیوندی در راستای محور d استاتور

(a) روش DTC (b) روش DTC-SVPWM (c) روش پیشنهادی



شکل ۵-۹: مولفه شار پیوندی در راستای محور  $q$  استاتور

(a) روش DTC (b) روش DTC-SVPWM (c) روش پیشنهادی



شکل ۵-۱۰: مکان هندسی بردار شار پیوندی در دستگاه ثابت استاتور  
(a) روش DTC (b) روش DTC-SVPWM (c) روش پیشنهادی

## **فصل ششم**

### **نتیجه‌گیری و پیشنهادها**

## ۶-۱- نتیجه گیری

موتور PMSM به خاطر مزایایی که دارد در بسیاری از کاربردها استفاده می شود. در کاربردهای موتور PMSM کنترل گشتاور و شار اهمیت به سزایی دارد. یکی از روش هایی که برای کنترل گشتاور و شار در PMSM استفاده می شود، روش DTC است. علیرغم سادگی و پاسخ نسبتاً مطلوب، ریپل گشتاور و شار در روش DTC زیاد است. یکی از کارآمدترین روش هایی که تا کنون برای کاهش ریپل شار و گشتاور در روش DTC ارائه شده است، روش DTC-SVPWM است.

با وجود عملکرد بسیار مناسب روش DTC-SVPWM، به دلیل حجم بالای محاسبات این روش، در عمل با محدودیت هایی مواجه است که عملکرد آن را تحت تاثیر قرار می دهد. در این گزارش روشی برای کاهش محاسبات و بهبود عملکرد روش DTC-SVPWM ارائه شده است. مزیت اصلی روش پیشنهادی نسبت به روش DTC-SVPWM حجم بسیار کمتر محاسبات آن است که باعث می شود در عمل حداکثر فرکانس سوئیچینگ افزایش یابد. علاوه بر این به دلیل کاهش تعداد دفعات سوئیچینگ در هر سیکل نمونه برداری، تلفات سوئیچینگ نیز کاهش می یابد.

همچنین با توجه به نتایج شبیه سازی ارائه شده در فصل پنجم مشخص می شود که:

- علاوه بر کنترل بسیار مناسب گشتاور با استفاده از روش پیشنهادی، ریپل گشتاور یک سوم مقدار آن در روش DTC-SVPWM است.
- با استفاده از روش پیشنهادی، شار پیوندی به خوبی مقدار مرجع را دنبال می کند. همچنین ریپل شار پیوندی با استفاده از روش پیشنهادی حدود یک سوم مقدار آن در روش DTC-SVPWM است.
- علاوه بر مزیت های بیان شده در بالا، THD جریان استاتور در روش پیشنهادی نسبت به روش DTC-SVPWM کمتر است که برای کاربردهایی که میزان تولید نویز الکتریکی اهمیت دارد، بسیار مناسب است.

## ۶-۲- پیشنهادها

در روش به کار رفته در این پروژه، مقاومت استاتور ثابت فرض شده است. از مقاومت استاتور در فرآیند تخمین گشتاور و شار استفاده می‌شود که پایه تمامی محاسبات روش است. بنابراین تغییرات مقاومت استاتور بر روی عملکرد سیستم تاثیر به سزایی دارد. پیشنهاد می‌شود با توجه به کاهش قابل ملاحظه حجم محاسبات روش پیشنهادی در مقایسه با روش DTC-SVPWM، برای بهبود عملکرد سیستم از یک تخمین گر مقاومت نیز استفاده شود.

در روش پیشنهادی برای تعیین بردارهای ولتاژ فقط از یک باند هیستریزس استفاده شده است. ممکن است تعیین چند باند هیستریزس و تعیین حالت سوئیچینگ با در نظر گرفتن باندهای مختلف، دقت عملکرد سیستم را افزایش دهد و باعث بهبود عملکرد سیستم شود که نیازمند بررسی است.

- [1] Krause P. C., *"Analysis of Electric Machinery"*, McGraw-Hill, New York, 1986.
- [2] Guru B. S. and Hiziroglu H. R., *"Electric Machinery and Transformers"*, Oxford University Press, New York, 1995.
- [3] Vas P., *"Sensorless Vector and Direct Torque Control"*, Oxford University Press, New York, 1998.
- [4] Rizzoni G., *"Principles and Application of Electrical Engineering"*, 4<sup>th</sup> edition, McGraw-Hill, New York, 2004.
- [5] Lee D. H. and Ahn J. W., *"A Current Ripple Reduction of a High Speed Miniature Brushless Direct Current Motor Using Instantaneous Voltage Control"*, *IET Journal of Electrical Power Application*, Vol.3, Iss.2, pp. 85-92, 2009.
- [6] Chandana Perera P. D., Blaabjerg F., Pedersen J. K. and Thogersen P., *"A Sensorless, Stable V/f Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives"*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No.3, pp. 783-791, 2003.
- [7] Pan Z. Y. and Luo F. L., *"Novel Resonant Pole Inverter for Brushless DC Motor Drive System"*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No.1, pp. 173-181, 2005.
- [8] Ocen D., Master's Degree thesis, *"Direct Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor"*, Motion Control and Industrial Application Group, Polytechnic University of Catalunya, 2005.
- [9] Takahashi I. and Noguchi T., *"A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine"*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IX, No.22, pp. 820-827, 1986.
- [10] Baader U., Depenbroke M. and Gierse G., *"Direct Self Control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine- A Basis for Speed Control without Speed Measurement"*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No.3, pp. 581-588, 1992.

- [11] Depenbroke M., *"Direct self control of inverter-fed induction machines"*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.3, No.4, pp. 420-429, 1988.
- [12] Depenbroke M., *"Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine"*, U.S. Patent, 1987.
- [13] French C. and Acarnlet P., *"Direct torque control of permanent magnet drives"*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA, No.32, pp. 1080-0188, 1996.
- [14] Zhong L., Rahman M. F., Hu W. Y. and Lim K. W., *"Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives"*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.12, No.3, pp. 528-536, 1997.
- [15] Martins C., Roboam X., Meynard T. A. and Carylho A. S., *"Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter"*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.17, No.2, pp. 286-297, 2002.
- [16] Mei C. G., Panda C. K., Xu J. X. and Lim K. W., *"Direct torque control of induction motor-variable switching sectors"*, *IEEE-PEDS Conf.*, Hong Kong, pp. 80-85, 1999.
- [17] Tang L. and Rahman M. F., *"A new direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction motors drive by space vector modulation"*, *IEEE PESC conf.*, Vancouver, BC, Canada, pp. 1440-1445, 2001.
- [18] Tang L., Zhong L., Rahman M. F. and Hu Y., *"A Novel Direct Torque Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive with Low Ripple in Torque and Flux—A Speed-Sensorless Approach"*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No.6, pp. 1748-1756, 2003.
- [19] Chau K. T., Chan C. C. and Liu C., *"Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles"*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.55, No.6, pp. 2246-2257, 2008.
- [20] Yang M. J., Jhou H. L., Ma B. Y. and Shyu K. K., *"A Cost-Effective Method of Electric Brake With Energy Regeneration for Electric Vehicles"*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 6, 2009.

- [21] Abdel-Rady Y., "A Novel Direct Instantaneous Torque and Flux Control with an ADALINE-Based Motor Model for a High Performance DD-PMSM", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 5, 2007.
- [22] Yedamale P., " *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*", Microchip Technology Inc., U.S.A, 2003.
- [23] Baldursson S., " *BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab®/Simulink® Implementation*", Masters Thesis, Chalmers University, Electric Power Engineering Faculty, 2005.
- [24] Gambetta D., " *Sensorless Techniques for BLDC Motors*", Master degree, University of Southern Queensland, Faculty of Engineering and Surveying, 2006.
- [25] Khurram A., " *Position and speed sensorless control of permanent magnet synchronous motors*", Ph.D dissertation, Michigan State University, East Lansing, 2001.
- [26] Luukko J., " *Direct torque control of permanent magnet synchronous machines - analysis and implementation*", Ph.D dissertation, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, 2000.
- [27] Pillay P. and Krishnan R., " *Modeling of Permanent Magnet Motor Drives*", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 35, No. 4, 1988.
- [28] Toliyat H. A., Abolhassani M., Niazi P. and Hao L., " *DSP-Based control of Variable Speed Drives*", Elsevier Inc., 2007.
- [29] Kim T. H., Lee H. W. and Ehsani M., " *State of the Art and Future Trends in Position Sensorless Brushless DC Motor/Generator Drives*", IEEE PESC conf., Vancouver, BC, Canada, pp. 1440-1445, 2001.
- [30] Waikar S. P., " *A low-cost low-loss brushless permanent magnet motor drive*", Ph.D dissertation, Texas A&M University, College Station, 2001.
- [31] Hasse K., " *Drehzahlverfahren für schnelle umkehrantriebe mit stromrichter gespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-motoren*", *Regelungstechnik*, Vol. 20, pp. 60–66, 1972.

- [32] Takahashi I. and Noguchi T., *"Take a look back upon the past decade of direct torque control"*, IEEE-IECON'97 International Conf., New Orleans, 1997.
- [33] Casadei D., Serra G. and Tani A., *"Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation"*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No.4, pp. 769-777, 2000.
- [34] Tripathi A., Khambadkone A. M. and Panda S. K., *"Space-vector based, constant frequency, direct torque control and dead beat stator flux control of AC machines"*, IEEE-IECON'01 Conf., Denver, 2001.
- [35] Lascu C., Boldea I. and Blaabjerg F., *"A modified direct torque control for induction motor sensorless drive"*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No.1, pp. 122-130, 2000.
- [36] Swierczynski D., Kazmierkowski M. and Blaabjerg F., *"DSP based direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM)"*, *IEEE International Symposium of Industrial Electronic*, Vol. 3, pp. 723-727, 2002.
- [37] Casadei D., Serra G. and Tani A., *"Improvement of Direct Torque Control by Using a Discrete SVM Technique"*, Power Electronics Specialists Conference, Fukuoka, Japan, 1998.
- [38] Zhenyu Y., *"Space Vector PWM with TMS320C24X/F24X Using Hardware and Software Determined Switching Patterns"*, Texas Instruments, U.S.A., 1999.