

مهندسی برق قدرت

عنوان:

بررسی روش های جدید و مدرن کنترل موتور های القایی

استاد راهنما:

نگارش:

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

بررسی روش های جدید و مدرن کنترل موتور های القایی

تقدیم به

پدر و مادر عزیزم

سپاسگزاری

سپاس فراوان خداوند متعال را که اگر به لطف و عنایت او نبود هرگز این پایان نامه به سرانجام نمی رسید.

## فهرست

چکیده .....	۱
مقدمه.....	۲
فصل اول.....	۵
معرفی روش های کنترل دور موتور القایی .....	۶
۱-۱: کنترل ولتاژ استاتور .....	۷
۲-۱: کنترل ولتاژ روتور.....	۷
۳-۱: کنترل فرکانس .....	۸
۴-۱: کنترل ولتاژ جریان فرکانس .....	۹
۵-۱: کنترل جریان.....	۹
۶-۱: کنترل ولتاژ وفرکانس استاتور .....	۱۰
فصل دوم .....	۱۱
محرکه های موتور القائی کنترل شده با فرکانس.....	۱۲
۱-۲- سیکلورنورتر.....	۱۴
۲-۲- کنترل موتور القائی با اینورترهای منبع جریان.....	۱۵
۳-۲- کنترل موتور القائی با اینورتر منبع ولتاژ .....	۱۷
فصل سوم.....	۲۳
کنترل بدون سنور دراىو موتور القایی.....	۲۴
۱-۳-مقدمه .....	۲۴

۲-۳	کنترل بدون حسگر موتور القایی.....	۲۵
۳-۳	: مدل مرجع تطابقی سیستم .....	۲۶
۴-۳	Luenbergerobserver.....	۳۰
۵-۳	: اجرای نرم افزار.....	۳۳
۶-۳	: نتیجه.....	۴۱
	<b>فصل چهارم.....</b>	۴۴
	<b>مروری بر استراتژی کنترل مستقیم گشتاور .....</b>	۴۵
۴-۱	: اصول کارکرد درایوهای موتور القائی با متد کنترل مستقیم گشتاور(DTC).....	۴۵
۴-۲	: استراتژی DTC مبتنی بر جدول سوئیچینگ.....	۴۹
۴-۳	: تخمینگرهای شار و گشتاور.....	۵۷
	<b>فصل پنجم.....</b>	۵۹
	<b>اثر بردارهای ولتاژ روی تغییرات شار و گشتاور.....</b>	۶۰
۵-۱	: استخراج روابط حاکم بر تغییرات شار و گشتاور .....	۶۰
۵-۲	: بررسی تاثیر بردارهای ولتاژ اینورتر سه سطحی بر روی شار و گشتاور ماشین.....	۶۵
۵-۳	: استخراج بردارهای مناسب جهت اهداف کنترلی.....	۸۲
۵-۴	: خلاصه.....	۸۳
	<b>فصل ششم.....</b>	۸۴
	<b>شبیه سازی و مقایسه نتایج.....</b>	۸۵
۶-۱	: مقدمه.....	۸۵
۶-۲	: شبیه سازی سیستم کنترل مستقیم گشتاور پیشنهادی پروژه با اینورتر سه سطحی...۸۵	۸۵

۳-۶:	معیارهای ارزیابی عملکرد درایو.....	۹۴
۴-۶:	روش پیشنهادی مقاله برای کنترل دور موتور القایی با DTC سه سطحی.....	۹۷
۵-۶:	خلاصه.....	۱۰۱
	فصل هفتم.....	۱۰۲
	نتیجه گیری و پیشنهاد.....	۱۰۳
	مراجع.....	۱۰۶
	چکیده انگلیسی.....	۱۰۹



## فهرست جداول

- جدول (۱-۴): وضعیت سوئیچ های اینورتر دو سطحی برای تولید هر بردار فضایی ولتاژ..... ۵۱
- جدول (۲-۴) : جدول سوئیچینگ کنترل مستقیم گشتاور دو سطحی..... ۵۴
- جدول (۳-۴): تشخیص موقعیت بردار فضایی شار استاتور..... ۵۵
- جدول (۱-۵) : تاثیر بردارهای ولتاژ روی شار استاتور در سکتور اول..... ۷۱
- جدول (۲-۵): پارامترهای موتور فشار متوسط نمونه..... ۷۳
- جدول ( ۳-۵) : نحوه تغییرات اثر گذاری بردارهای ۱ تا ۵ روی تغییر گشتاور در بارهای مختلف در سرعت نامی..... ۷۹
- جدول (۴-۵) : نتیجه بررسی تاثیر بردار های مختلف بر روی تغییرات گشتاور..... ۸۱
- جدول (۵-۵) : بردار های مناسب با مشخصه اثر گذاری پایدار و ثابت برای بازه سرعت {۰.۶ ۱.۴}..... ۸۲
- پایونیت و تمام بارها..... ۸۲

## فهرست اشکال

- شکل (۲-۱) روش کنترل ولتاژ در محرکه های اینورتری شش پله..... ۱۸
- شکل (۳-۱) : بلوک دیاگرام برای کنترل MRAS..... ۲۸
- شکل (۳-۲) : ناظر شار تطابقی سرعت..... ۳۱
- شکل (۳-۳) : پاسخ کنترل برداری..... ۳۵
- شکل (۳-۴) : پاسخ کنترل MRAS..... ۳۶
- شکل (۳-۵) : پاسخ LO..... ۳۷
- شکل (۳-۶) : پاسخ سرعت پله درایو موتور القایی..... ۳۸
- شکل (۳-۷) : : پاسخ شار پله درایو موتور القایی..... ۴۰
- شکل (۳-۸) : شار و گشتاور در کنترل برداری..... ۴۱
- شکل (۳-۹) : شار و گشتاور در کنترل MRAS..... ۴۲
- شکل (۳-۱۰) : شار و گشتاور در LO..... ۴۲
- شکل (۴-۱) : بردارهای فضایی شار روتور و استاتور و زاویه بین آنها..... ۴۶
- شکل (۴-۲) : بلوک دیاگرام کلی روش DTC بر پایه جدول سویچینگ..... ۵۰
- شکل (۴-۳) : شکل اینورتر دو سطحی ولتاژ..... ۵۰
- شکل (۴-۴) : بردارهای فضایی ولتاژ تولید شده توسط اینورتر دو سطحی..... ۵۲
- شکل (۴-۵) : نمایی از وضعیت بردار فضایی شار روتور و استاتور..... ۵۳
- شکل (۴-۶) : نمایی از چگونگی عملکرد روش کنترل مستقیم گشتاور..... ۵۶
- شکل (۵-۱) : تغییر اندازه شار استاتور با ولتاژ اعمالی توسط اینورتر..... ۶۱
- شکل (۵-۲) : وضعیت تغییر بردارهای شار در اثر اعمال بردار ولتاژ..... ۶۳
- شکل (۵-۳) : تغییر زاویه استاتور در اثر اعمال بردار ولتاژ..... ۶۳

- شکل (۴-۵) : تاثیر اعمال بردارهای ولتاژ بر شار استاتور در سکتور اول.....۶۹
- شکل (۵-۵) : تقسیم سکتور های ۶۰ به دو سکتور ۳۰ بالایی و پایینی.....۷۰
- شکل (۶-۵) : تغییرات گشتاور ناشی از اعمال بردار شماره ۸ در بازه  $\{30^\circ - 30^\circ\}$ .....۷۳
- شکل (۷-۵) : تاثیر بردار شماره ۸ بر روی تغیزات گشتاور برای بار های مختلف.....۷۵
- شکل (۸-۵) : تاثیر بردار شماره ۸ بر روی تغییرات گشتاور برای سرعت های مختلف و شرایط بی باری موتور در سرعت نامی.....۷۶
- شکل (۱-۶) : نمایی از بلوک دیاگرام کلی سیستم شبیه سازی شده.....۸۶
- شکل (۲-۶) : اجزای سازنده بلوک کنترل مستقیم گشتاور.....۸۷
- شکل (۳-۶) : مکانیزم محدود کننده جریان در زمان مغناطیس شدن ماشین.....۹۱
- شکل (۴-۶) : مکانیزم انتخاب بهترین وضعیت سوئیچینگ.....۹۱
- شکل (۵-۶) : بلوک دیاگرام کنترلر سرعت.....۹۲
- شکل (۶-۶ الف) : نتیجه اجرای شبیه سازی با مبنای سرعت برابر ۱۲۴۵ دور.....۹۳
- شکل (۶-۶ ب) : : نتیجه اجرای شبیه سازی با مبنای سرعت برابر ۲۴۶۵ دور.....۹۴
- شکل (۷-۶) : نمایی از کنترلر هیستریزس چهار سطحی نمونه.....۹۷
- شکل (۸-۶) : چگونگی انتخاب بردار با توجه به اهداف کنترلی در سکتور اول.....۹۸
- شکل (۹-۶) : نمایی از بلوک دیاگرام روش پیشنهادی در مقاله.....۹۹
- شکل (۱۰-۶) : فلوچارت روش ارائه شده در مقاله برای کنترل انحراف لینک dc.....۱۰۰

## چکیده

دو روش کنترل بدون سنسور بنام‌های (MRAS) مدل مرجع تطبیقی سیستم و (LO) ناظر لونیبرگر برای مشخصه‌های کنترل سرعت و گشتاور مقایسه می‌شوند. آنها همیشه در مقابل اصل کنترل برداری مقایسه می‌شوند. برای شبیه سازی سیستم درایو. گشتاور و سرعت بدست آمده از کنترل بدون سنسور با مقادیر بدست آمده از روش کنترل برداری یکسان هستند. اگر چه موج‌های گشتاور در روش بدون سنسور بیشتر از روش کنترل برداری مشاهده می‌شوند.

روش MRAS در مقایسه با روش‌ها موج گشتاور بیشتری نشان می‌دهد. در مجموع روش تخمین سرعت به کار رفته در کنترل بدون سنسور در متغیرهای پارامترهای موتور دارای حساسیت بیشتری است.

## مقدمه:

حدود یک قرن از ساخت اولین موتور القائی در جهان می‌گذرد و در طول این زمان این موتورها به خاطر مزایایی چون وزن کم، ارزان بودن نسبی آنها و عدم نیاز به تعمیر و نگهداری جدی توانسته‌اند جایگاه ویژه‌ای را در صنعت به خود اختصاص دهند.

تا اوایل دهه ۱۹۷۰ میلادی در کاربردهایی که عملکرد حالت گذرا در آنها چندان مورد توجه نبود موتورهای القائی مجالی به موتورهای DC ندادند و به سرعت جایگزین آنها شدند. اما در کاربردهایی که به پاسخ سریع نیاز بود (مانند سرو سیستمها و کاربردهای رباتیک) به خاطر نبود روشهایی جهت کنترل دقیق موتورهای القائی، موتورهای DC جایگاه خود را حفظ کردند. در خلال این سالها روشهای کنترل اسکالر به پیشرفتهای قابل توجهی دست یافتند.

این روشها متکی به کنترل اندازه ولتاژ، فرکانس و جریان ورودی موتور بودند. با ارائه نظریه کنترل برداری میدان گرا و فراگیر شدن کاربرد آن در دهه ۱۹۷۰ میلادی، امکان کنترل دقیق موتور القائی فراهم شد. کنترل برداری این حقیقت را مشخص کرد که عملکرد حالت گذرای نامطلوب در موتورهای القائی به دلیل محدودیت‌های ساختمان آن نمی‌باشد بلکه به روش کنترل و نحوه تغذیه موتور وابسته است.

کنترل برداری میدان گرا با جداسازی جریان موتور به دو مولفه عمود که یکی از آنها تولید شار در موتور و دیگری تولید گشتاور در موتور را کنترل می‌کرد توانست امکان کنترل مجزای شار و گشتاور در موتور القائی را فراهم آورد و به عبارتی موتور القائی را همانند یک موتور DC تحریک جداگانه کنترل کند.

اگر چه این روش نتایج شگفت‌انگیزی داشت اما مشکلاتی مانند محاسبات زمانگیر با حجم بالا، حساسیت زیاد به تغییر پارامترهای موتور و مشکلات راه اندازی و عملکرد در سرعت‌های پایین و نزدیک به صفر باعث شد تا محققان به دنبال روش‌های جدیدی برای کنترل موتورهای القائی باشند. روشهایی

که از پیچیدگی کمتری نسبت به روش میدان گرا برخوردار باشند و به علاوه مقاومت<sup>۱</sup> بیشتری نسبت به تغییر پارامترها از خود نشان دهند.

در سال ۱۹۸۶ روش مبتنی بر کنترل مستقیم گشتاور در موتورهای القائی توسط TAKAHASHI ISAO برای اولین بار پیشنهاد شد که گشتاور و شار موتور را به صورت مستقیم کنترل می‌کرد.

در طی گذشت کمتر از دو دهه از ارائه نظریه کنترل مستقیم گشتاور برای اولین بار، استراتژی‌های گوناگونی بر مبنای کنترل مستقیم گشتاور در جهت کنترل موتورهای القائی پیشنهاد شده‌اند. استراتژی‌های مطرح شده از نقطه نظر فرکانس سوئیچینگ اینورتر به دو دسته ۱- استراتژی‌های با فرکانس سوئیچینگ متغیر و ۲- استراتژی‌های با فرکانس سوئیچینگ ثابت قابل تقسیم هستند.

استراتژی‌های با فرکانس سوئیچینگ متغیر<sup>۲</sup> که قدمت بیشتری نسبت به نوع دوم دارند خود به دو دسته زیر تقسیم می‌شوند.

۱- کنترل مستقیم گشتاور مبتنی بر جدول سوئیچینگ<sup>۳</sup>

۲- کنترل مستقیم گشتاور معروف به DSC<sup>۴</sup>

اما از آنجاییکه فرکانس سوئیچینگ غیر قابل پیش بینی و متغیر با شرایط بار و سرعت، یک ضعف برای استراتژی کنترل مستقیم گشتاور به حساب می‌آید محققان به دنبال روشهای جدیدی برای ثابت کردن فرکانس سوئیچینگ اینورتر گشتند و متدهایی را پیشنهاد کردند که معتبرترین آنها به شرح زیر می‌باشد.

۱- کنترل مستقیم گشتاور با باندهای هیستریزیس متغیر<sup>۵</sup>

۲- کنترل مستقیم گشتاور با مدل پیش بین و مدولاسیون فضای برداری<sup>۶</sup>

---

<sup>۱</sup> - Robustness

<sup>۲</sup> - Variable switching frequency

<sup>۳</sup> - DTC based on Switching Table (ST Strategy)

<sup>۴</sup> - Direct Self Control

<sup>۵</sup> - DTC with Variable Hysteresis band amplitude

نکته‌ای که در اینجا لازم است به آن توجه شود این است که اگر چه این روشها توانستند مشکل متغیر بودن فرکانس سوئیچینگ اینورتر را حل کنند اما در عوض بخاطر استفاده از روشهای کنترلی پیچیده‌تر سادگی روش‌های فرکانس متغیر را که ویژگی اصلی متد کنترل مستقیم گشتاور بود از دست دادند.

---

<sup>6</sup> -Predictive DTC using Space Vector Modulation

## **فصل اول**

### **معرفی روشهای کنترل دور موتور القایی سه فاز**



## فصل اول

### معرفی روشهای کنترل دور موتور القایی سه فاز

سرعت و گشتاور موتورهای القایی را می‌توان به یکی از روشهای زیر تغییر داد.

۱- کنترل ولتاژ استاتور

۲- کنترل ولتاژ روتور

۳- کنترل فرکانس

۴- کنترل فرکانس و ولتاژ استاتور

۵- کنترل جریان استاتور

۶- ولتاژ، جریان و فرکانس

برای تامین سیکل کار سرعت- گشتاور یک درایو معمولاً از کنترل ولتاژ، جریان و فرکانس استفاده می

شود.

## ۱-۱ کنترل ولتاژ استاتور:

رابطه زیر نشان می‌دهد که گشتاور با مربع ولتاژ تغذیه استاتور مناسب است و کاهش ولتاژ استاتور موجب کاهش سرعت می‌گردد.

$$Td = (3Rr(Vs)^2)/(SWs[(Rs + Rr/S)^2 + (Xs + Xr)^2]) \quad (1-1)$$

در مدار مغناطیسی، ولتاژ القایی با مقدار شار و فرکانس متناسب است و مقدار شار شکاف هوایی را می‌توان بصورت زیر بیان کرد

$$Va = b \quad Vs = Km \quad W \quad O \quad (2-1)$$

$$O = Va / Km = b \quad Vs / Km \quad W$$

که  $Km$  یک مقدار ثابت است که بستگی به مقدار دور سیم پیچ استاتور دارد. وقتی که ولتاژ استاتور کاهش می‌یابد، شار فاصله هوایی و گشتاور هم کم می‌شوند. این نوع کنترل ولتاژ برای بارهای با گشتاور ثابت مناسب نیست و معمولاً در مواردی به کار می‌رود که در ابتدای حرکت نیاز به گشتاور کم و محدوده تغییر سرعت باریک در لغزش کم است. و در کاربردهای توان پایین همانند پنکه‌ها، فن‌ها و پمپ‌های گریز از مرکز که در آغاز نیاز به گشتاور کم دارند استفاده می‌شود. همچنین برای محدود کردن جریان در راه اندازی موتورهای القایی توان بالا از آنها استفاده می‌شود.

## ۱-۲ کنترل ولتاژ روتور:

در یک موتور با روتور سیم پیچی شده می‌توان یک مقاومت سه فاز خارجی به حلقه‌های لغزان آن وصل کرد. گشتاور به وجود آمده با تغییر مقاومت‌های اضافه شده تغییر می‌کند.

این روش گشتاور آغازین را افزایش داده، درحالی که جریان‌آغازین را محدود می‌کند. البته این روش کارآمد نیست و اگر مقاومت‌های مدار روتور برابر نباشند باعث عدم تعادل در ولتاژها و جریان‌ها می‌شود.

یک موتور القایی روتور سیم پیچی شده طوری طراحی می‌شود که مقاومت روتور آن کم بوده بطوری که بازده کاری بالا و مقدار لغزش را در بار کامل کم باشد. افزایش مقاومت روتور تاثیری روی مقدار ماکزیمم گشتاور نمی‌گذارد اما مقدار لغزش را در ماکزیمم گشتاور افزایش می‌دهد. این روش راه اندازی به نام راه اندازی کرامراستاتیک معروف است.

### ۱-۳- کنترل فرکانس:

گشتاور و سرعت موتور القایی را با تغییر فرکانس منبع می‌توان کنترل کرد. از رابطه  $V_a$   $(K_m W) = (b V_s / (K_m W))$  مشخص می‌شود که در ولتاژ و فرکانس نامی، شار برابر مقدار نامی خود خواهد بود. اگر ولتاژ در مقدار نامی خود ثابت نگاه داشته شود و فرکانس به مقدار کمتر از مقدار نامی خود کاهش یابد، شار افزایش می‌یابد. این حالت باعث اشباع شدن شار فاصله هوایی می‌شود و در نتیجه پارامترهای موتور دیگر برای تعیین مشخصه سرعت- گشتاور قابل استفاده نخواهد بود. در فرکانس‌های کم، راکتانس کاهش می‌یابد و جریان موتور می‌تواند بسیار زیاد شود. این نوع کنترل فرکانس معمولاً استفاده نمی‌شود.

اگر فرکانس بالاتر از مقدار نامی باشد، شار و گشتاور کاهش می‌یابد. اگر سرعت سنکرون متناظر با فرکانس نامی، سرعت پایه نامیده شود، سرعت سنکرون در سایر فرکانس‌ها برابر خواهد بود با

$$W_s = \& W_b \quad (3-1)$$

$$S = (\& W_b = W_m) / \& W_b = 1 - (W_m / \& W_b)$$

می‌توان نتیجه گرفت که مقدار حداکثر گشتاور با مجذور فرکانس نسبت معکوس دارد. در این نوع کنترل، موتور در حالت تضعیف میدان کار می‌کند.

#### ۴-۱- کنترل ولتاژ، جریان و فرکانس:

منحنی سرعت- گشتاور موتورهای القایی بستگی به نوع کنترل آنها دارد. برای برآورد کردن نیازهای مشخصه سرعت- گشتاور ممکن است لازم باشد که جریان، ولتاژ و فرکانس را تغییر دهیم.

در حالت موتوری، کاهش در فرمان سرعت موجب کاهش فرکانس منبع می‌شود و کار موتور را به سمت ترمز مولدی سوق می‌دهد. درایو تحت تاثیر گشتاور ترمز و گشتاور بار شتاب منفی می‌گیرد.

برای سرعت‌های کمتر از مقدار نامی  $W_b$ ، ولتاژ و فرکانس با سرعت کاهش می‌یابد تا نسبت  $V/f$  را در سطح مطلوب یا شار را ثابت نگه داشته و با محدود کردن سرعت لغزش، ناحیه کاری موتور را در ناحیه با شیب منفی روی مشخصه سرعت- گشتاور قرار دهند. برای سرعت‌های بالاتر از  $W_b$ ، فقط فرکانس با سرعت کاهش یافته تا عملکرد موتور را در شیب منفی مشخصه گشتاور- سرعت نگاه دارد. در نزدیکی سرعت مطلوب، نحوه عملکرد به حالت موتوری تبدیل می‌شود و درایو در سرعت مورد نظر می‌ماند.

در حالت موتوری، افزایش در فرمان سرعت، فرکانس تغذیه را افزایش می‌دهد. گشتاور موتور از گشتاور بار زیادتر شده و شتاب موتور کاهش می‌یابد. عملکرد موتور با محدود کردن سرعت لغزش در قسمت با شیب منفی مشخصه گشتاور- سرعت قرار می‌گیرد. سرانجام درایو در سرعت مورد نظر تنظیم می‌گردد.

#### ۵-۱- کنترل جریان:

می‌توان با تغییر جریان موتور، گشتاور موتورهای القایی را کنترل کرد. جریان ورودی را که در دسترس می‌باشد، به جای جریان روتور، تغییر می‌دهند. در یک جریان ورودی ثابت، جریان روتور بستگی به مقادیر نسبی امپدانسهای مدار روتور و مدار مغناطیس کننده دارد.

با افزایش سرعت (یا کاهش لغزش) ولتاژ استاتور زیاده شده و گشتاور افزایش می‌یابد. به علت کم بودن مقادیر شار (چون  $I_m$  کم و  $X_m$  زیاد است) و جریان روتور در مقایسه با مقادیر نامی، جریان‌آغازین کم می‌باشد. به خاطر افزایش شار، گشتاور با سرعت زیاد می‌شود. افزایش بیشتر سرعت به سمت شیب مثبت مشخصه، باعث افزایش ولتاژ ترمینال از حد نامی خود می‌شود. شار و جریان مغناطیس‌کننده نیز افزایش می‌یابند که نتیجه آن اشباع شدن شار است. گشتاور توسط جریان استاتور و لغزش کنترل می‌شود. برای اینکه شار فاصله هوایی ثابت مانده و اشباع ناشی از ولتاژ زیاد جلوگیری شود، معمولاً موتور را در شیب منفی مشخصه معادل سرعت-گشتاور و با کنترل ولتاژ بکار می‌گیرند. شیب منفی در ناحیه ناپیدا قرار دارد و موتور باید در وضعیت کنترل حلقه بسته کار کند. در لغزش‌های کم، ممکن است ولتاژ ترمینال از حد معمول بیشتر شده و شار اشباع گردد.

جریان ثابت می‌تواند از طریق یک اینورتر منبع جریان سه فاز تامین شود. از مزیت‌های استفاده از اینورتر تغذیه شونده با جریان، قابلیت کنترل جریان خطا و همچنین حساسیت کمتر جریان نسبت به پارامترهای موتور می‌باشد. گرچه این اینورترها هارمونیک و پالسهای گشتاوری تولید می‌کنند.

### ۱-۶- کنترل فرکانس و ولتاژ استاتور:

اگر نسبت به ولتاژ نه فرکانس ثابت نگاه داشته شود، شار در رابطه  $(V_a/K_m \ W) = (bV_s/K_m$

$$T_m = (3/[2Wb(X_s + X_r)]) * (V_a/\&)^2$$

رابطه  $W$  ثابت می‌ماند.

نشان می‌دهد که ماکزیمم گشتاور را که مستقل از فرکانس است، می‌توان تقریباً ثابت نگه داشت. البته در فرکانس‌های پایین، شار فاصله هوایی به خاطر کاهش امپدانس استاتور، کم می‌شود و در نتیجه ولتاژ باید افزایش یابد تا بتوان گشتاور را ثابت نگاه داشت. به این روش کنترل، اصطلاحاً ولت / هرتز گفته می‌شود.

## **فصل دوم**

**محركه‌های موتور القائی کنترل شده با فرکانس**

## فصل دوم

### محركه‌های موتور القائی کنترل شده با فرکانس

گشتاور و سرعت موتورهای القائی را با تغییر فرکانس منبع می‌توان کنترل کرد. اگر ولتاژ در مقدار نامی خود ثابت نگاه داشته و فرکانس به مقدار کمتر از مقدار نامی خود کاهش یابد شار افزایش می‌یابد این حالت باعث اشباع شدن فاصله هوایی می‌شود و در نتیجه پارامترهای موتور دیگر برای تعیین مشخصه سرعت- گشتاور قابل استفاده نخواهد بود در فرکانسهای کم راکتانس کاهش می‌یابد و جریان موتور می‌تواند بسیار زیاد شود. در این فصل محركه‌های فرکانس متغیر مورد بررسی قرار می‌گیرند که در آنها از مبدل‌های نیمه هادی قدرت استفاده می‌شود این مبدل‌ها به ۳ دسته زیر تقسیم بندی می‌شوند.

۱- سیلکو کنورتر

۲- اینورتر منبع جریان

۳ - اینورتر منبع ولتاژ

اینورتر به عنوان مبدل‌های جریان مستقیم به متناوب شناخته می‌شوند. وظیفه یک اینورتر تبدیل یک ولتاژ ورودی مستقیم به یک ولتاژ خروجی متناوب و متقارن با دامنه و فرکانس مورد نظر است ولتاژ خروجی می‌تواند در فرکانس ثابت یا متغیر مقداری ثابت یا متغیر داشته باشد. ولتاژ خروجی را می‌توان

با تغییر ولتاژ ورودی مستقیم و ثابت نگاه داشتن به همراه اینورتر بدست آورد اگر ولتاژ ورودی مستقیم ثابت بوده و قابل کنترل نباشد می‌توان با تغییر بهره اینورتر یک ولتاژ متغیر را در خروجی بدست آورد که این عمل معمولاً به وسیله کنترل مولاسیون پهنای پالس (PWM) در داخل اینورتر صورت می‌گیرد. بهره‌ی اینورتر را می‌توان برابر با نسبت ولتاژ متناوب خروجی به ولتاژ مستقیم ورودی تعریف کرد. شکل موج‌های ولتاژ خروجی در اینورترهای ایده آل باید سینوسی باشد با این حال در اینورترها عملی این شکل موجها غیر سینوسی بوده و دارای یک سری هارمونیکهای مربعی ممکن است قابل قبول باشد ولی در کاربردهای توان بالا به موجهای سینوسی با اعوجاج بسیار کم نیاز است با در اختیار داشتن قطعات نیمه هادی قدرت سریع می‌توان با استفاده از روشهای امپدانس داخلی ولتاژ خروجی یک اینورتر منبع ولتاژ با تغییرات بار ثابت باقی می‌ماند بنابراین برای محرکهای تک موتور و چند موتور مناسب هستند با اتصال آن کوچک هستند بنابراین حفاظت در برابر اتصال کوتاه توسط سیستم کنترل جریان میسر نسبت و بایستی با فیوزهای سریع حفاظت انجام می‌شود در مقابل به دلیل بزرگ بودن امپدانس داخلی یک اینورتر منبع جریان تغییر ولتاژ پایانه های اینورتر جریان در اثر تغییر بار بسیار بزرگ است. بنابراین اگر در حالت چند ماشینه از اینورتر جریان استفاده شود تغییر بار هر یک از موتورها بر کار سایر موتورها اثر دارد. پس در کاربرد چند ماشینه از اینورتر منبع جریان استفاده نمی‌شود چون جریان خروجی اینورتر منبع جریان مستقل از امپدانس بار است حفاظت ذاتی در مقابل اتصال کوتاه پایانه‌هایش دارد. الکترونیک قدرت بعنوان یکی از شاخه‌های مهم دانش در صنعت امروز و با دامنه‌ای به وسعت گسترش توسعه نیمه هادی ها می باشد این عمل که از تکرار قطع و وصل کلیدهای سریع استفاده می‌نماید این قطع و وصل‌های تکراری با همه مزایایش عیب بزرگی را به همراه دارد و آن هم تولید اعوجاج در جریان و ولتاژ شبکه‌های الکتریکی می‌باشد و یا به دیگر سخن هارمونیک های جریان و ولتاژ باعث می‌شود. یکی از مشکلات جدی صنعت چگونگی حذف هارمونیکها می‌باشد زیرا عدم توجه به وجود هارمونیک ها



در سیستم های الکتریکی باعث تلفات در ادوات و گشتاور موتورهای الکتریکی و اغتشاش در سیستم های الکترونیکی می نماید.

## ۲-۱- سیکلورتر:

سیکلورترها کنترل کننده ولتاژ متناوب، ولتاژ خروجی متغیر تولید می کنند اما فرکانس ولتاژ خروجی ثابت است و به علاوه مقدار هارمونیک بخصوص در مقادیر پایین ولتاژ خروجی بالا می باشد ولتاژ خروجی متغیر با فرکانس متغیر را می توان از یک تبدیل دو مرحله ای به دست آورد تبدیل سیگنال ac ثابت به dc متغیر (مثلاً یکسو کننده های کنترل شده) و تبدیل dc متغیر به ac متغیر با فرکانس متغیر است. سیکلورترها می توانند نیاز به یکی یا بیشتر از مبدل های واسطه را حذف کنند. سیکلورترها یک تغییر دهنده مستقیم فرکانس است که توان ac در یک فرکانس را با استفاده از تبدیل ac و ac و بدون بکار گیری یک مبدل واسطه به توان ac در فرکانس دیگری تبدیل کرد. خلاصه سیکلورترها از منبع ولتاژ ac ثابت می توانند مشخصه منبع ac فرکانس متغیر ولتاژ یا جریان را ایجاد نماید. در این بخش اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز و محرکه های فرکانس متغیر که با این اینورترها تغذیه می شوند مورد بررسی قرار می گیرند. این مبدلها امتیازاتی هم دارند که مهمترین آنها می توان به راندمان بالا، پاسخ سریع، قابلیت کنترل پذیری، نگهداری ساده، قابلیت اطمینان مناسب، وزن و حجم کمتر، عمر طولانی اشاره نمود.

## ۲-۲- کنترل موتور القائی با اینورترهای منبع جریان:

منبع فرکانس متغیر برای کنترل سرعت یک موتور القائی می‌تواند یک منبع ولتاژ یا جریان باشد. در این بخش اینورترهای منبع جریان فرکانس متغیر که در محرکه‌های القائی به کار برده می‌شوند مورد بررسی قرار می‌گیرند.

### اینورتر منبع جریان سه فاز:

اینورتر منبع جریانی معادل منبع ولتاژی است. شکل ولتاژ خط به خط اینورتر منبع ولتاژ شبیه شکل جریان خط یک اینورتر منبع جریان است. مزایای اینورتر منبع جریانی عبارتند از:

۱- به خاطر این که جریان dc ورودی محدود و کنترل شده است اشتباه در آتش کردن عناصر کلید زنی و یا اتصال کوتاه در مدار منجر به بروز مشکلات جدی نمی‌گردد.

۲- جریان پیک عناصر قدرت محدود می‌شود.

۳- مدارهای کموتاسیون ترپستورها ساده تر هستند.

۴- این مدار قادر است بدون استفاده از دیودهای هرزگرد با بارهای راکتیو و نوزا کار کند. شکل ولتاژ خط به خط یک اضافی برای کنترل جریان دارد پاسخ دینامیکی آن کند تر است به خاطر انتقال جریان از یک جفت کلید به یک جفت کلید دیگر به یک فیلتر خروجی برای حذف پالسمای سوزنی به وجود آمده در ولتاژ خروجی احتیاج است.

### محرکه‌های اینورتر منبع جریان فرکانس متغیر:

حالت‌های کاری محرکه با حالت‌های کاری محرکه ولتاژ مشابه است محرکه جریان در شار ثابت تا سرعت نامی (گشتاور ثابت) مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرند در بالاتر از سرعت نامی ولتاژ محرکه ثابت

نگه داشته می‌شوند در نتیجه محرکه در قدرت ثابت کار می‌کند. ولی در کنترل به روش حداقل تلفات محرکه تحت شرایط فوق قرار نمی‌گیرد. عملکرد موتور در شار ثابت تا سرعت نامی باعث می‌گردد که نسبت جریان  $I_s$  به سرعت لغزش موتور در تمام فرکانسهای ثابت باقی بماند. از آنجایی که  $I_s$  با  $I_d$  متناسب است لذا بین  $I_d$  و سرعت لغزش موتور نسبت مشابهی برقرار می‌باشد. زمانی که محرکه در شرایط شار ثابت قرار می‌گیرد. عملکرد محرکه در ناحیه ناپایدار مشخصه سرعت- گشتاور قرار می‌گیرد. لذا استفاده از سیستم کنترل حلقه بسته الزامی است چون بایستی موتور در شار ثابت کار کند رفتار حالت دائمی آن مشابه حالتی است که یا اینورتر منبع ولتاژ کار می‌کند.

زمانیکه خطای سرعت مثبت است سرعت لغزش مثبت شده و در نتیجه محرکه در حالت موتور شتاب می‌گیرد تا به سرعت مورد نظر نزدیک شود. وقتی سیگنال خطای سرعت منفی است سرعت لغزش نیز منفی است و لذا سرعت سنکرون کمتر از سرعت دوران  $W_M$  می‌گردد. لذا محرکه در شرایط ترمزی قرار گرفته و سرعت آن کاهش می‌یابد. وجود محدودیت در مقدار خروجی واحد تنظیم کننده، مقدار  $I_d$  اینورتر و مبدل را محدود می‌کند بنابراین عملکرد حالت گذرای محرکه در حالت موتوری و ترمزی در سرعت‌های کمتر از سرعت نامی در جریان نامی اینورتر صورت می‌پذیرد. از آنجایی که شار ثابت است محرکه در حداکثر گشتاور مجاز عمل می‌کند. در بالاتر از سرعت نامی موتور در ولتاژ ثابت کار می‌کند نتیجتاً موتور با شار تضعیف شده در قدرت ثابت کار می‌کند. برای آنکه محرکه تا جریان نامی اینورتر کار کند حد سرعت لغزش بایستی بطور خطی با افزایش فرکانس، افزایش یابد. این شرط با جمع نمودن خروجی تنظیم کننده سرعت لغزش و یک سیگنال اضافی سرعت لغزش که با فرکانس متناوب است و علامت مناسب دارد عملی می‌شود.

## ۲-۳- کنترل موتور القائی با اینورتر منبع ولتاژ :

در این بخش اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز و محرکه‌های فرکانس متغیر که با این اینورترها تغذیه می‌شود مورد بررسی قرار می‌گیرد. برای کنترل موتورهای القایی یک منبع ac فرکانس ثابت و ولتاژ متغیر یا یک منبع ac با ولتاژ یا جریان متغیر و فرکانس متغیر لازم است منبعی که عموماً موجود است منبع ac با ولتاژ فرکانس ثابت است گاهی اوقات ممکن است یک منبع ولتاژ dc در دسترس باشد. برای برآورد نیازهای موتورهای مختلف نیاز است از مبدل‌های نیمه قدرت استفاده می‌شود. در یک محرکه سرعت متغیر ممکن است با مدارهای متفاوتی تحقق یابند این مدارها نه تنها در عملکرد بلکه در توانایی آنها در کنترل موتور در ربع‌های مختلف صفحه سرعت- گشتاور ممکن است متفاوت باشد. معمولاً هر چه عملکرد مبدل نواحی کمتری را پوشش دهد هزینه آن کمتر از و آرایش آن نیز ساده‌تر است.

## ۲-۳-۱- اینورتر منبع ولتاژ سه فاز :

اینورترهای سه فاز معمولاً در کاربردهای توان بالا به کار می‌روند. سه اینورتر تکفاز نیمه پل و یا تمام پل را می‌توان بست و به طور موازی به هم متصل کرد تا یک اینورتر سه فاز تشکیل شود. برای به دست آوردن ولتاژهای سه فاز بالانس اصلی می‌بایست سیگنال‌های آتش اینورترهای تکفاز را نسبت به هم ۱۲۰ درجه تاخیر داده و یا جلو اندخت. در اینورتر منبع ولتاژ سه فاز از شش کلید نیمه هادی با کموتاسیون خودی استفاده می‌شود.

ترانزیستورهای قدرت GTO ها و ماسفت‌ها قطعات نیمه هادی با کموتاسیون خودی نامیده می‌شوند. چون که همگی آنها توسط سیگنالی کنترلی خودشان می‌توانند خاموش شوند این کموتاسیون این امکان را فراهم می‌کند که عمل خاموش نمودن آنها مستقل از پلاریته منبع ولتاژ بار یا نوع بار باشد. از شش کلید  $D_1$  تا  $D_6$  با اتصال بصورت موازی و معکوس با هر کلید استفاده می‌شود بعلا

حضور دیودهای  $D_1$  و  $D_6$  هیچ یک از کلیدها در گرایش معکوس قرار نمی‌گیرند موتور ممکن است دارای اتصال مثلث یا ستاره باشد.

## ۲-۳-۲- کنترل ولتاژ اینورتر شش پله‌ای:

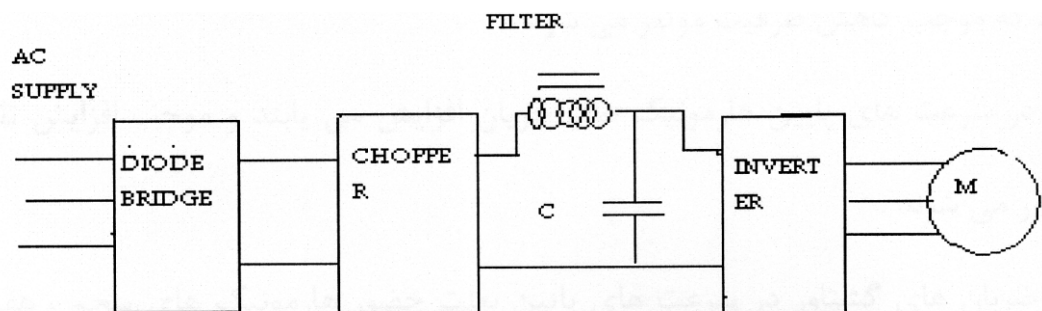
روش‌های کنترل ولتاژ خروجی اینورتر شش پله‌ای به دو دسته تقسیم می‌شوند:

۱- کنترل ولتاژ dc ورودی.

۲- کنترل ولتاژ ac خروجی با استفاده از چند اینورتر

### کنترل ولتاژ dc ورودی:

مولفه اصلی ولتاژ خروجی یک اینورتر را می‌توان با تغییر ولتاژ ورودی  $V_d$  کنترل نمود. زمانی که منبع از نوع ac است، تغییر ولتاژ ورودی اینورتر با طرح‌های همچون شکل زیر حاصل می‌شود. در این طرح‌ها نیز در خروجی یکسو کننده از فیلتر استفاده می‌شود بدلیل وجود هارمونیک‌های فرکانس پائین در ولتاژ خروجی یکسو کننده خازن فیلتر خیلی بزرگتر انتخاب می‌شود یک خازن بزرگ سبب کند شدن پاسخ گذاری محرکه می‌شود. هدف از قرار دادن فیلتر کاهش ولتاژ یا جریان هارمونیک عبوری یا تاثیر گذاری بر قسمت‌های خاص یک سیستم قدرت الکتریکی و یا هر دو این موارد می‌باشد.



۲-۱ روش کنترل ولتاژ در محرکه‌های اینورتری شش پله

می توان ضریب قدرت را بهبود و اندازه فیلتر را نیز کاهش داد در صورتیکه از یکسو کننده کنترل شده با مدولاسیون پهنای پالس استفاده شود می توان ضریب قدرت را باز هم بهتر و اندازه فیلتر را نیز کوچکتر نمود زمانی که عمل فیلتری بصورت ایده آل انجام شود شکل موج ولتاژ خروجی اینورتر با یک تغییر در دامنه اش عوض نمی شود. در اینجا می توان برای بدست آوردن مقدار ولتاژ خروجی اینورتر از فرمول زیر استفاده نمود.

(۱-۲)

$$V_{AB} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} vd \left[ \sin \left( wt + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{5} \sin \left( 5wt - \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{7} \sin \left( 7wt + \frac{\pi}{6} \right) \dots \right]$$

در عمل در فرکانسهای پایین اثر فیلتر خیلی کم می شود و این بعثت هارمونیک های فرکانس پایین در جریان ورودی اینورتر در شکل و محتویات بزرگ هارمونیک در ولتاژ خروجی یکسو کننده می باشد. نتیجتاً محتویات هارمونیک ولتاژ خروجی با کاهش سرعت موتور افزایش می یابند. این روش با مشکلات زیر مواجه است:

۱- بعثت حضور هارمونیک های فرکانس پایین، تلفات موتور در تمامی سرعتها افزایش می یابد که موجب کاهش ظرفیت موتور می شود.

۲- در سرعت های پایین هارمونیک های جریان افزایش می یابند و موجب افزایش تلفات موتور می شوند.

۳- ضربان های گشتاور در سرعت های پایین بعثت حضور هارمونیک های پنجم، هفتم، یازدهم و سیزدهم وجود دارد.

به منظور کاهش جریان هارمونیک مبدل های چند پالسی را از ترانسفرمرهای انتقال دهنده فاز تغذیه می کنند. به دلیل وجود ورودی سه فاز به کمک یک ترانسفورمر به سادگی می توان با جمع کردن بخش های مناسبی از ولتاژ انتقال فاز را به دست آورد انتقال فاز حاصل باید متناسب با تعداد مبدل ها می باشد. به طور کلی حداقل زاویه انتقال فاز مورد نیاز برای حذف جریانهای هارمونیک در مبدل های

دارای شکل موج ۶ پالسی برابر است با حداقل انتقال فاز برحسب درجه مساوی است یا شصت تقسیم بر تعداد مبدلها. در بسیاری از مدارهای چند پالسی جریان هارمونیک‌های جداگانه هر مبدل پل یکسان است. به کمک ترانسفورمر به سادگی جریانهای هارمونیک‌های مورد نیاز یک پل از پل دیگر تامین می گردد.

### **کنترل ولتاژ ac خروجی با استفاده از چند اینورتر:**

با جمع کردن ولتاژهای خروجی دو اینورتر شش پله‌ای که سیگنالهای کنترلی آنها با هم اختلاف فاز دارند می‌توان مولفه اصلی ولتاژ خروجی را تغییر داد اگر اختلاف فاز بین سیگنال‌های کنترلی  $\varphi$  باشد آنگاه اختلاف فاز ولتاژهای خروجی اینورترها  $\varphi$  خواهد بود. با کنترل  $\varphi$  از صفر تا  $180^\circ$  درجه می‌توان مولفه اصلی ولتاژ خروجی را از بیشترین مقدار تا صفر تغییر داد. ولتاژ نتیجه همان هارمونیک‌های مشابه با حالت تک اینورتری را دارد اما با کاهش مولفه اصلی نسبت آنها سریعاً افزایش می یابد. بنابراین حوزه سرعت به  $25^\circ$  تا  $30^\circ$  درصد سرعت مبنا محدود می شود چون اینورترها می‌توانند با یک پل دیودی مشترک کار کنند لذا ضریب قدرت وردی بزرگ و پاسخ گذرا نیز سریع است.

### **۲-۳-۳- محرکه‌های اینورتر منبع ولتاژ فرکانس متغیر:**

معیار کنترل ماشین‌های القائی براساس شار تقریباً تا سرعت مبنا و ولتاژ تغذیه ثابت در بالاتر از سرعت مبنا می باشد. جریان نامی اینورتر بنحوی انتخاب می شود که با جریان‌های گذرای نامی موتور تطبیق داشته باشد. برای پاسخ گذرای سریع، جریان موتور می‌تواند از مقدار نامی تجاوز کند. جریان موتور می‌تواند مقداری بین جریان نامی و جریان مربوط به نقطه گشتاور فرار باشد جریان نامی اینورتر با حداکثر جریان موتور برابر انتخاب می شود. در صورتی که سرعت پاسخ گذرای سریع نیاز نباشد جریان نامی اینورتر برابر با جریان نامی موتور انتخاب می شود. کنترل جریان ممکن است بصورت غیر مستقیم

با کنترل سرعت لغزش نیز اجرا شود. در یک شار ثابت مقدار سرعت لغزش موتور برای جریان مشخص استاتور ثابت است. بنابراین در ناحیه گشتاور ثابت حداکثر مقدار جریان بطور غیر مستقیم با اعمال محدودیت روی سرعت لغزش کنترل می‌شود. در ناحیه قدرت ثابت، سرعت لغزش برای یک جریان معین موتور بطور خطی با فرکانس تغییر می‌کند. بنابراین با محدود نمودن سرعت لغزش به یک حد مشخص حداکثر جریان کنترل می‌شود. اگر کار در سرعت‌های بالاتر از سرعت بحرانی لازم باشد در آن صورت محرکه می‌تواند در یک سرعت لغزش ثابت که کمی کوچکتر از سرعت لغزش نقطه شکست می‌باشد کار کند. در این حالت جریان استاتور نیز از مقدار مجاز پایین تر است. محدود کننده جریان ضمن محدود نمودن جریان، شرایطی را ایجاد می‌کند که فرکانس اینورتر، سرعت موتور را دنبال نماید. لذا لغزش همواره از لغزش متناظر با گشتاور شکست کوچکتر است. هر افزایش در سیگنال مرجع سرعت، محدود کننده جریان را فعال می‌نماید. در نتیجه افزایش فرکانس به آرامی صورت می‌پذیرد و موتور با حداکثر جریان و گشتاور مجاز شتاب گیری می‌نماید وقتی که سرعت موتور به سرعت مرجع نزدیک گردید محدود کننده جریان از مدار خارج می‌گردد و موتور در گشتاور معادل بار و سرعت مورد نظر قرار می‌گیرد. بر طریق مشابه، محرکه با دریافت سیگنال کاهش سرعت می‌دهد در این شرایط فرکانس اینورتر خروجی محدود کننده جریان معکوس می‌شود و وقتی که سرعت موتور به سرعت مورد نظر نزدیک شد کنترل کننده جریان از مدار خارج می‌شود و کار در محرکه به حالت موتوری یعنی در سرعت پایین منتقل می‌شود

## ۲-۳-۴- اینورتر PWM:

مشکلات اینورتر شش پله‌ای با استفاده از اینورتر PWM بر طرف می‌شود. در اینورترهای PWM می‌توان ولتاژ AC خروجی را کنترل نمود لذا می‌توان آنرا با ولتاژ dc ثابت تغذیه نمود. زمانی که منبع از نوع AC است اینورتر از یک پل دیودی استفاده می‌شود. با استفاده از روش PWM محتویات



هارمونیک ولتاژ خروجی اینوتر کوچک می‌شوند در نتیجه کار محرکه در سرعت های پایین آرام است و ضربان های گشتاور و حرکت جهشی در آن وجود ندارد و همچنین راندمان بالاتر و افت ظرفیت موتور کمتر خواهد بود. اینورترها می‌توانند ولتاژ متناوب تکفاز یا سه فاز را از منبع dc ثابت و یا متغیر تامین کنند. روشهای مختلفی برای کنترل ولتاژ وجود دارد که محدوده‌ای از هارمونیک‌ها را در خروجی ایجاد می‌کنند. مدولاسیون پهنای پالس سینوس (SPWM) برای کاهش هارمونیک‌های مرتبه‌های پایین تر موثر است.

#### مدولاسیون پهنای پالس سینوسی:

برای کنترل ولتاژ خروجی می‌توان پهنای پالسها را تغییر داد. اگر در هر نیم سیکل  $P = \frac{f_c}{f}$  پالس با پهنای برابر وجود داشته باشد حداکثر پهنای یک پالس  $\frac{\pi}{p}$  خواهد بود. اما ممکن است پهنای پالس‌ها یکسان نباشد. می‌توان پهنای پالس را طوری انتخاب کرد که هارمونیک‌های خاصی حذف شوند. تعداد پالسها در هر نیم شکل به فرکانس حامل ( $f_c$ ) بستگی دارد. حد مدولاسیون سینوسی در  $m=1$  مقداری بزرگتر از ۱ منجر به افزایش مولفه اصلی می‌شود. منتها تغییرات آن دیگر خطی نیست. هارمونیک های مضر فرد فرکانس مولفه اصلی (فرکانس مرجع) نیز ظاهر است. تعداد پالسها در شکل موج نیز کاهش می‌یابد زمانیکه شاخص مدولاسیون به اندازه کافی بزرگ می‌شود. VAO یک موج مرجع مربع شکل می‌شود و شکل موج ولتاژ خط بصورت شش پله‌ای در می‌آید و اینورتر مشابه یک اینورتر شش پله‌ای عمل می‌کند هنگامی که کار بصورت PWM انجام می‌شود برای حداقل نمودن اثر هارمونیک‌ها بر روی عملکرد موتور بایستی P در بیشترین مقدار مجاز خود تنظیم شود و بدین منظور بایستی کلیدها در بالاترین فرکانس ممکن کار کنند

## **فصل سوم**

### **کنترل بدون سنور درایو موتور القایی**

## فصل سوم

### کنترل بدون سنور درایو موتور القایی

#### ۳-۱- مقدمه :

اصول کنترل برداری انعطاف پذیری بیشتری را برای موتور القایی تامین می‌کند. اگر چه بکار بردن آن گران است بعلت نیاز به رمزگذاری سرعت محور یا موقعیت محور. کنترل بدون سنسور در مقالات مربوط به محرک‌ها (درایوها) برای فراهم کردن یک جایگزین معرفی شده است و هنوز راه حل ارزان قیمتی است. در این پروژه اصول کنترل برداری با روش کنترل بدون حسگر مبتنی بر روش MRAS و  $I_o$  مقایسه شده است رمزگذار محور در کنترل برداری برای مقایسه سرعت موتور القایی با سرعت فرمان نیاز است. این دارای برخی معایب نظیر هزینه اضافی، کاهش قابلیت اطمینان. اضافه شدن فضای مورد نیاز و غیره دارد. برای حذف حسگر سرعت باید از روش تخمین سرعت استفاده نمود. در این روش‌ها سرعت توسط ولتاژ و جریان استاتور ماشین القایی تخمین زده می‌شود و این سرعت برای مقایسه با سرعت فرمان استفاده می‌شود.

این تحقیق عمدتاً روی عملکرد کنترل برداری بدون حسگر ماشین القایی متمرکز است. مدل مرجع تطابقی سیستم (MRAS) و (LO) دو روش کنترل بدون حسگر هستند که برای مقایسه غیر مستقیم با کنترل برداری استفاده می‌شوند. تحقیق و پیشرفت روی کنترل بدون حسگر ماشین القایی در دو دهه

اخیر بطور پیوسته ادامه داشته است. موثرترین روش‌های کنترل بدون حسگر ذکر شده در نوشتجات و تحقیقات MRAS و LO می‌باشد در MRAS سرعت با استفاده از اختلاف بین خروجی مدل مرجع و خروجی مدل قابل تنظیم تخمین زده می‌شود. یک مسئله که در روش MRAS مواجه می‌شویم این است که سیگنال‌های ولتاژ خالص باهم دیگر جمع می‌شوند.

به خاطر حضور این فیلتر پایین گذر یک تاخیر طبیعی مربوط به فیلتر وجود خواهد داشت. تاجیمار هوری کار اسکادر را با پیشنهاد کردن شار محکم ناظر بهبود بخشیدند که قطب‌ها باتابعی از سرعت روتور و ثابت زمانی روتور طراحی شده‌اند.

در کنترل برداری، سرعت روتور از موتور بصورت فیدبک به کنترلر می‌رود و در برابر سرعت مرجع مقایسه می‌گردد. اختلاف میان سرعت فرمان و سرعت واقعی موتور به کنترل کننده سرعت داده می‌شود. خروجی این کنترل کننده مولفه گشتاور مرجع است که برای بازسازی جریان مرجع استاتور در محور  $q-d$  استفاده شده است. بعد از تبدیل به اجزای  $abc$  این جریان مرجع با جریان استاتور مشاهده شده از موتور مقایسه می‌شود میزان وخطا به تنظیم کننده جریان فرستاده می‌شود.

سرعت روتور همیشه به بازسازی زاویه روتور  $\theta$  نیاز دارد. جریان  $abc$  استاتور از موتور با استفاده از این زاویه به محور  $q-d$  تبدیل می‌شود. مولفه  $d$  در جریان استاتور برای بدست آوردن شار روتور استفاده شده‌اند.

سیگنال‌های سوئیچینگ مدوله شده پالس عرضی (PWM) تولید می‌شوند با استفاده از جریان تنظیم کننده جریان برای سوئیچ یکسو کننده IGBT برای رسیدن به ولتاژ استاتور مطلوب. بنابراین خروجی موتور، سرعت روتور، گشتاور الکترو مغناطیسی، جریان استاتور روتور می‌باشند.

### ۳-۲- کنترل بدون حسگر محرک موتور القایی:

حسگر سرعت به بهره‌برداری از کنترل برداری موتور القایی نیاز دارد. این حسگر سرعت برای احساس سرعت موتور که به بلوک کنترل برای مقایسه با سرعت فرمان فیدبک شده استفاده می‌شود. یک محور افزاینده رمزگذار سرعت برای رسیدن هدف استفاده می‌شود. اگر چه چون به فضای گارد روی محور برای حسگر سرعت نیاز است. آن قابلیت اطمینان را کاهش و هزینه محرک را افزایش می‌دهد. حسگر سرعت شاید حذف شود اگر سرعت و شار بتوانند از طریق ولتاژ و جریان خروجی ماشین تخمین زده شوند.

روش‌های شناسایی سرعت به مدل اساسی ماشین بستگی دارد. جمع برداری ولتاژ استاتور در معادله ولتاژ استاتور در تمام روش‌ها متداول است. بنابراین یک مدل باید ولتاژ استاتور را حساب کند.

تخمین سرعت پیچیده و به سختی به پارامترهای ماشین وابسته است. تاثیر این پارامترها در تخمین در سرعت کم به قدری درست است که عملکرد حسگر سرعت توجه می‌کند به ناچیزترین مقدار در محدوده سرعت بسیار کم. چندین روش در نوشتجات برای رسیدن اطلاعات سرعت موتور به جای استفاده از رمزگشای سرعت پیشنهاد شده است. این‌ها می‌توانند به طور وسیعی رده‌بندی شوند بعنوان

(۱) کنترل سرعت حلقه باز با تخمین لغزان

۲- کنترل حلقه بسته با تخمین سرعت در کنترل

در کنترل سرعت حلقه باز، سرعت سنکرون موتور با فرکانس تنظیم می‌شود در حالی که فرکانس لغزشی تخمین زده شده فقط برای جبران تغییرات بار استفاده شده است در کنترل حلقه بسته سرعت موتور تخمین زده می‌شود و به عنوان سیگنال فیدبک برای تنظیم سرعت حلقه بسته استفاده می‌شود. میان روش‌های کنترل حلقه بسته MRAS و ناظر شار تطابقی سرعت مشهورترین روش‌ها و دارای بیشترین هستند. در این مقاله هر دو روش MRAS و LO بحث می‌شوند و عملکرد آنها با روش‌های کنترل برای برداری مقایسه می‌گردد.

### ۳-۳- مدل مرجع تطابقی سیستم:

کنترل تطبیقی به عنوان راه حل بالقوه برای اجرا کردن عملکرد سیستم کنترل بوجود آمده است. به ویژه زمانی که مشخصات دینامیکی تاسیسات ناشناخته است یا دارای تغییرات بزرگ و غیر قابل پیش بینی می باشد. روش MRAS سطح کارآیی عالی داد زیرا حضور مدل مرجع عملکرد مطلوب را معین می کند. طرح تطابقی ولتاژ و جریان استاتور را جایی که خروجی مدل مرجع مقایسه می شود تا خروجی مدل تطابقی، استفاده می کند. سپس سرعت روتور بر پایه اختلاف میان متغیرهای حالت تخمین زده می شود بلوک دیاگرام کلی برای MRAS در شکل ۱ نشان داده شده است.

معادله ولتاژ استاتور برای  $V_{ds}^s$  می تواند به صورت زیر نوشته شود:

$$(1) V_{ds}^s = i_{ds}^s R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} (i_{ds}^s) + \frac{d}{dt} (\psi_{dm}^s)$$

$$(2) \psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \psi_{dm}^s - L_{lr} j_{ds}^s$$

اجزای برای شار روتور می تواند بصورت زیر بیان کرد:

$$(3) \psi_{dr}^s = \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dm}^s + L_{lr} j_{ds}^s)$$

ساختار  $r$  و  $s$  به روتور استاتور بر می گردد و منظور از  $m$  مولفه های مغناطیسی می باشد با جانشینی

$\psi_{dm}^s$  در معادله  $V_{ds}^s$  می دهد.

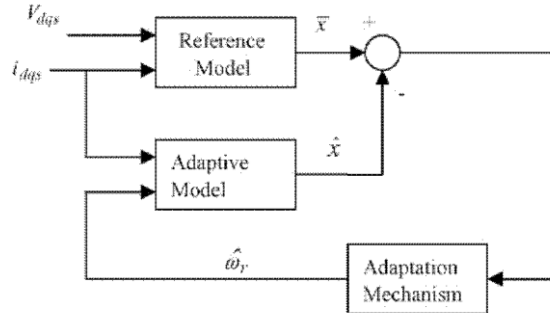
$$(4) V_{ds}^s = \frac{L_m}{L_r} \frac{d(\psi_{dr}^s)}{dt} + (R_s + S L_s) i_{ds}^s$$

$$(5) \frac{J(\psi_{dr}^s)}{dt} = \frac{L_r}{L_m} V_{ds}^s - \frac{L_r}{L_m} (R_s + S L_s) i_{ds}^s$$

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

به طور مشابه  $\psi_{qr}^s$  می تواند به صورت زیر بیان گردد.

$$(6) \frac{d(\psi_{qr}^s)}{dt} = \frac{L_r}{L_m} V_{qr}^s - \frac{L_r}{L_m} (R_s + S L_s s) i_{qs}^s$$



شکل (۳-۱): بلوک دیاگرام برای کنترل MRAS

روابط (۵) و (۶) مدل مرجع را مدل ولتاژ را فراهم می‌کنند. این مدل شاررئوتور را از ولتاژ استاتور ماشین و سیگنال‌های جریان حساب می‌کند. مدل قابل تنظیم یا سازگار با استفاده از معادله مدل جریان شار ساخته می‌شود. معادله‌های روتور مدار در محور d-q ممکن است به صورت زیر نوشته شوند:

$$(7) \frac{d(\psi_{qr}^s)}{dt} = R_r i_{dr}^s + \omega_r \psi_{qr}^s = 0$$

$$(8) \frac{d(\psi_{dr}^s)}{dt} = R_r i_{qr}^s - \omega_r \psi_{dr}^s = 0$$

اضافه کردن  $(L_m R_r) i_{qs}^s$  و  $(L_m R_r) i_{ds}^s$  در دو طرف معادله‌های بالا نتیجه می‌دهد:

$$(9) \psi_{dr}^s = L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s$$

$$(10) \psi_{qr}^s = L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s$$

همچنین داریم :

$$(11) \frac{d\psi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \omega_r \psi_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{dr}^s$$

$$(12) \frac{d\psi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s + w_r \psi_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{qr}^s$$

جایی که  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  است  $T_r$  را ثابت زمانی مدار روتور می‌نامیم. از این رو تطابقی (سازگار) ممکن

است به صورت زیر نشان داده شود.

$$(13) \begin{bmatrix} \psi_{dr}^s \\ \psi_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & -w_r \\ w_r & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{dr}^s \\ \psi_{qr}^s \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix}$$

معادله‌های بالا شار روتور را به صورت تابعی از جریان استاتور و سرعت روتور می‌دهد. بنابراین اگر ما سیگنال‌های سرعت و جریان استاتور را بشناسیم ممکن است شار روتور تخمین زده شود این معادلات به عنوان مدل تطابقی یا مدل جریان برای تخمین شار تعریف شده‌اند که در اصل توسط Blachke فرمول بندی شده‌اند و معادلات Blaschke نامیده می‌شوند.

تخمین زننده که با مقدار تخمین زده شده (سرعت روتور) درگیر نشده به عنوان مدل مرجع مطرح شده است و سایر تخمین زننده‌ها که سرعت روتور را ملاحظه می‌کنند به عنوان مدل قابل تنظیم مطرح می‌شوند. اگر ما ارزش تمام پارامترها و سرعت روتور را بدانیم باید خروجی مدل مرجع و قابل تنظیم یکی باشد.

$$\psi_{qr}^s = \hat{\psi}_{qr}^s, \quad \psi_{dr}^s = \hat{\psi}_{dr}^s$$

جایی که  $\hat{\psi}_{qr}^s$  و  $\hat{\psi}_{dr}^s$  شارهایی که از مدل قابل تنظیم و مرجع هستند. هر گونه عدم تطابق میان خروجی سرعت موتور و مدل قابل تنظیم باید به طور اتوماتیک ایجاد خطا کند میان خروجی دو تخمین زن. خطا میان شار روتور مرجع و شار روتور تخمین زده شده موجود است که برای تنظیم سرعت مدل تطابقی مورد استفاده قرار می‌گیرد. خطای میان مقادیر تخمین زده شده بدست آمده توسط دو مدل برای سازگاری مناسب که سرعت روتور تخمینی را تولید می‌کند، استفاده می‌شود. (WF)



خطا به کنترل کننده PI فیدبک می‌شود که یک الگوریتم تطابقی برای تنظیم سرعت  $w_r$  مورد استفاده قرار می‌گیرد پس خطا صفر می‌شود.  $\Sigma=0$  مدل تطابقی تا بدست آمدن عملکرد رضایت بخش تنظیم می‌شود. الگوریتم تطابقی سرعت استفاده شده روی پایداری و عملکرد دینامیکی حلقه بسته MRAS تاثیر می‌گذارد در بسیاری از موارد کنترل کننده PI برای رضایت بخش نمودن طرح‌های تطابقی مورد استفاده قرار می‌گیرد.

شکل ۱- بلوک دیاگرام سرعت تخمینی را برای کنترل MRAS شبیه سازی شده نشان می‌دهد. صحت این تخمین به تغییرات پارامترهای ماشین بستگی دارد. مخصوصاً تغییرات مقاومت روتور با درجه حرارت و تاثیرات پوسته قابل تغییر است. جبران این پارامتر سخت است زیرا غیر قابل دسترسی می‌باشد. معیار پوپوف برای پایداری مجانبی سیستم مورد استفاده قرار می‌گیرد.

$$(14) \hat{w}_r = \varepsilon(k_p + \frac{k_I}{s})$$

$$(15) \varepsilon = X - Y = \hat{\psi}_{dr}^s \psi_{qr}^s - \psi_{dr}^s \hat{\psi}_{qr}^s$$

پارامتر  $\varepsilon$  صفر خواهد شد زمانی که  $\hat{\psi}_{qr}^s = \psi_{qr}^s$  و  $\psi_{dr}^s = \hat{\psi}_{dr}^s$  در حالت دائم.

سرعت تخمین زده شده از کنترل MRAS به کنترل کننده سرعت فیدبک می‌شود و با سرعت مرجع مقایسه می‌گردد برای گرفتن خروجی فرمان.

### ۴-۳- Luenberger abserver

Luenberger یک روش پیشرفته برای تخمین سرعت می‌باشد. که براساس مشاهده شار تطابقی حلقه بسته عمل می‌کند اگر چه یک تخمین زن می‌تواند در یک فرم حلقه بسته و حلقه باز عمل کند مهم ترین عیب تخمین زن حلقه باز تاثیر پذیری آن از انحراف پارامتر در سرعت کم در دو حالت پایدار و گذرا می‌باشد. Luenberger در این مقاله یک مشاهده کننده قطعی نشان داده شده است که

قابلیت اجرای خطی تغییر ناپذیر با زمان دارد Luenberger توسط اضافه شدن جبران ساز خطا به ماشین القایی ساخته شده است در مرجع ساکن.

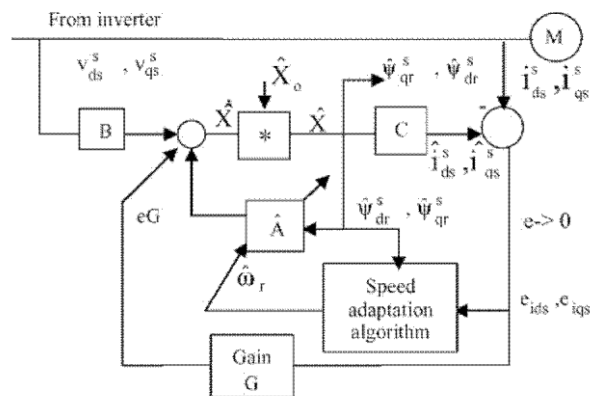
بسیاری از سیستم های موجود امروزی می توانند توسط فضای حالت نشان داده شده در معادلات ۱۶ و ۱۷ مدوله شوند.

$$(16) \frac{dx(t)}{dt} = A(t)x(t) + Bu(t) + Gd(t)$$

$$(17) y(t) = cx(t) + Hd(t)$$

جایی که  $x(t)$  یک بردار حالت است،  $y(t)$  بردار خروجی و  $A, B, G, H$  ماتریس هایی از اندازه می باشند مفهوم اصلی این تئوری تخمین  $x(t)$  با استفاده از  $u(t)$ ،  $y(t)$  می باشد. بنابراین معادله حالت بار بردار تخمین حالت  $\hat{x}$  می تواند به صورت زیر نشان داده شود.

$$(18) \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + k(c\hat{x}(t) - y(t))$$



شکل (۲-۳) : ناظر شار تطابقی سرعت

جایی که  $(c\hat{x}(t) - y(t))$  به عنوان محاسبه کننده خطا و  $k$  بهره شاهده معلوم است. توسط مشاهده دینامیکی خطا  $(\hat{x}(t) - x(t)) + e(t)$  مشاهده تاثیر می تواند سودمند باشد. معادله حالت ممکن است به صورت زیر اظهار شود.

$$(19) \frac{de(t)}{dt} = (A + kc)e(t) + G + KHd(t)$$

دینامیک (پویایی) معادله های بالا توسط مقدار مشخصه ماتریس  $(A+kc)$  کنترل می شود اگر این مقدار مشخصه دارای مقادیر حقیقی منفی باشد مقدار تخمین زده شده  $x$  به مقدار واقعی  $x$  نزدیک می شود. محاسبه ماتریس  $G$  در پیوست  $B$  نشان داده شده است. برای رسیدن به یک سیستم پایدار بلوک دیاگرام عمومی Luenberger برای کنترل موتور در شکل ۲ نشان داده شده است حالت ها به طور پیوسته با استفاده از طرح تصحیح فیدبک اصلاح می شود. این دوره تصحیح محتوی اختلاف وزن سیگنال های خروجی است. (اختلاف با بهره فیدبک شاهد  $G$  ضرب می شود) Luenberger با معادلات ماشین القایی در مرجع ساکن ساخته می شود و با اضافه کردن جبران کننده خطا. اگر جریان های استاتور  $i_s$  و شار روتور  $\psi_r^{-1}$  به عنوان متغیرهای حالت انتخاب شوند معادلات حالت بصورت زیر خواهند بود.

$$(20) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[ \frac{1}{T_s'} + \frac{1-s}{T_r} \right] & - \left[ \frac{L_m}{L_s L_r} \right] \left( \frac{-1}{T_r} + J\omega_r \right) \\ \frac{L_m}{T_r} & \frac{-1}{T_r} + J\omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_s}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$(21) \bar{U} = U_s [U_s D, U_s Q]^2 \quad \bar{U}_s \text{ بردار نهایی از ولتاژ استاتور است}$$

از آنجایی که  $J = i_s D, J i_s Q$  ما می توانیم معادلات بالا را در معادله زیر بگذاریم

$$\psi_r' = \psi_{rd} + J\psi_{rq}$$

$$(dx / dt = Ax + Bu \quad 22)$$

خطا توسط مقایدر ویژه A-GC شرح داده می‌شود و اگر چه برای تعیین پایداری ما می‌توانیم از قضیه پایداری پوپوف یا قضیه پایداری لیاپانوف استفاده کنیم.

### ۳-۵- اجرای نرم افزار:

نرم افزار متلب برای شبیه سازی موتور القایی انتخاب شده است. مزیت عمده مناسب اجرای ساده هر نوع الگوریتم کنترلی آن است شامل کنترل خطی منطق فازی، شبکه عصبی و سایرین. ابزارهای گرافیکی بسیار جامع و آسان برای استفاده هستند. البته برخی معایبی نیز دارد. ترکیب مدل‌ها برای قدرت واقعی نیمه‌هادی‌ها هنوز ممکن نیست و پیچیدگی بلوک‌ها با افزایش تعداد نیمه هادی‌های استفاده شده در مدار افزایش می‌یابد. بنابراین جعبه ابزار سیستم قدرت (PSB) هنوز مورد استفاده است. PSB جعبه ابزار مخصوصی در شبیه سازی است که مدارهای قدرت را با اتصال دادن اجزای مختلفی شبیه سازی می‌کند. به طور یقین بلوک‌های مخصوصی برای شبیه سازی موتورهای ac , dc دارد. تنظیم مقادیر بلوک‌ها در PSB در این مقاله بسیاری از بلوک‌ها توسط شبیه سازی نشان داده شده است اما بلوک‌های معین مانند مدل IGBT به طور مستقیم از PSB برداشته شده است.

### ۳-۶- نتیجه:

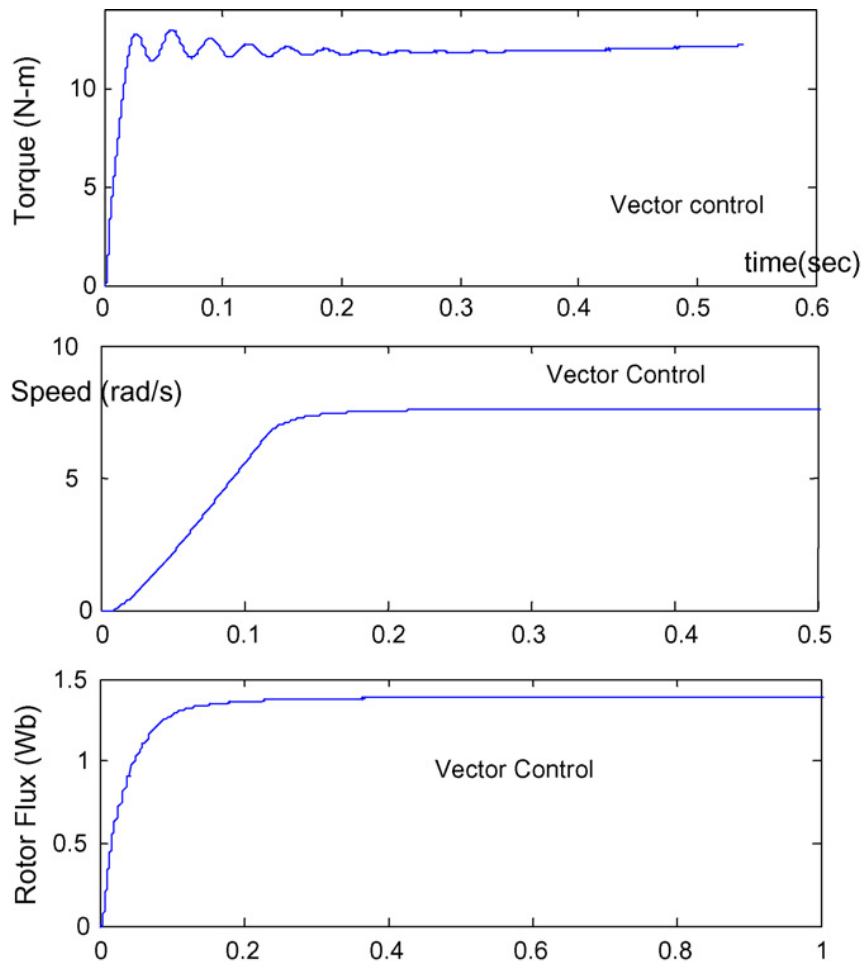
هدف از مقایسه دو روش کنترل بدون حسگر برای موتور القایی با روش کنترل برداری است. شاخص‌های مورد استفاده برای مقایسه خطای حالت ماندگار پاسخ دینامیکی برای ورودی سرعت پله و پاسخ دینامیکی برای ورودی گشتاور پله می‌باشد. حساسیت پارامترهای موتور نیز مورد مطالعه قرار می‌گیرند با اضافه کردن رفتار سرعت پایین محرک. بطور ویژه تنظیم مقاومت روتور مورد مطالعه قرار

می‌گیرد. در دمای ( $45^{\circ}\text{C}$ ) و نویز روی متغیرها شبیه سازی می‌شود. در نهایت پیچیدگی هر متد برای درک قابلیت اجرای کاربردهای صنعتی ارزیابی می‌گردد.

### ۳-۶-۱- مقایسه مشخصات کنترل پایه:

مشخصات کنترل اساسی حسگر سرعت و طرح کنترل برداری بدون حسگر با آزمایش تاثیر استراتژی کنترل عملکرد محرک مطالعه و مقایسه شده است. این نتایج به شبیه سازی برنامه متلب بدست می‌آید. این ابزارهای شبیه سازی اجازه می‌دهد که مدارهای قدرت و سیستم کنترل همان نمودار را نمایش دهند. و مکانیزم کنترل در هر دو روش با حسگر و بدون حسگر یکسان است مهمترین اختلاف میان روش‌های تخمین و احساس سرعت روتور می‌باشد. در کنترل برداری انکار محور برای احساس سرعت ماشین القایی استفاده می‌شود و از آن جایی که در روش MRAS و LO روش‌های تخمین سرعت به جای احساس سرعت مورد استفاده قرار می‌گیرد.

یک موتور القایی 3hp و 220v که از اینورتر IGBT سه فاز تغذیه می‌شود و با تنظیم کننده جریان راه اندازی می‌گردد برای مقایسه انتخاب شده است. اینورتر dc ولتاژ ورودی را از یک منبع ایده‌آل  $V_{dc}$  تامین می‌کند. اشباع مغناطیسی در موتور مدل نمی‌شود. کنترل برداری بر پایه این فرض که موتور از منبع جریان سه فاز تغذیه می‌شود است. از آن جایی که اینورتر منبع ولتاژ استفاده شده است. کنترل کننده های طرح جریان نیازمند تحمیل جریان استاتور می‌باشد، کنترل کننده‌های سریع مانند کنترل کننده‌های هیستریزس برای رسیدن به عملکرد بهتر استفاده می‌شوند. این کنترل کننده‌های هیستریزس پاسخ بهینه را تولید می‌کنند و ورودهای کنترل اصلی گشتاور شار مرجع هستند. شرایط عملیاتی و احساس تغییرات به طور ایده‌آل مطرح شده‌اند.



شکل (۳-۳): پاسخ کنترل برداری

### ۳-۶-۲- پاسخ حالت دائمی:

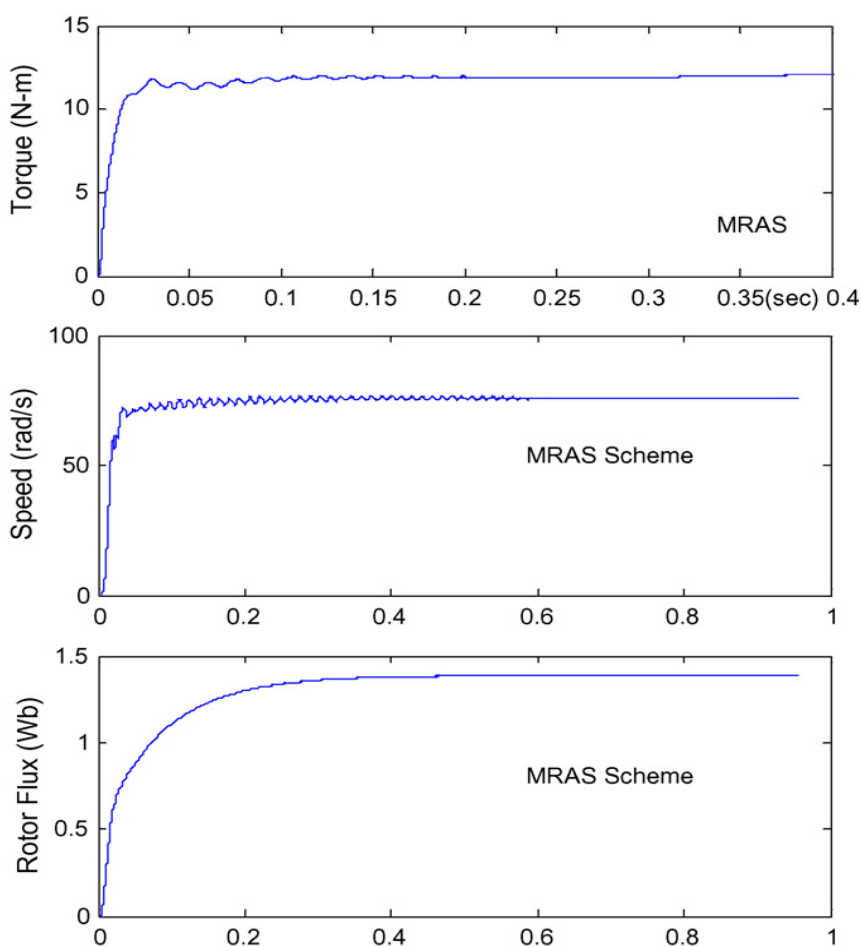
گشتاور، شار و سرعت موتور بر مبنای کنترل برداری و دو روش کنترل بدون حسگر در شکل ۳-۵ نشان داده شده است. در هر سه مورد ماشین به گشتاور فرمان 11.9Nm و شار کامل ( $\psi_1 = 1/4 \text{wb}, i_{ds}^* = 20/19$ ) سرعت را در 75rad/s نگه می‌دارد. شکل‌هایی زیر نشان می‌دهد که در خلال راه اندازی در روش کنترل برداری شار گشتاور سریع‌تر از روش بدون حسگر می‌باشد. در کنترل برداری گشتاور تقاضا به مقدار شار نامی نمی‌رسد. بدلیل اینکه کنترل کننده PI در

حلقه تخمین سرعت وجود دارد، یک خطای حالت ماندگار در سرعت موتور ایجاد می‌شود. این خطا به مقادیر مرجع بستگی دارد.

\* مدل تطابقی مرجع خطای حالت ماندگار در شرایط بی باری ندارد. اما زمانی که موتور بارگذاری می‌شود خطا ظاهر می‌شود.

\* LO خطای حالت ماندگار برای سرعت بالا و پایین و در هر باری صفر است.

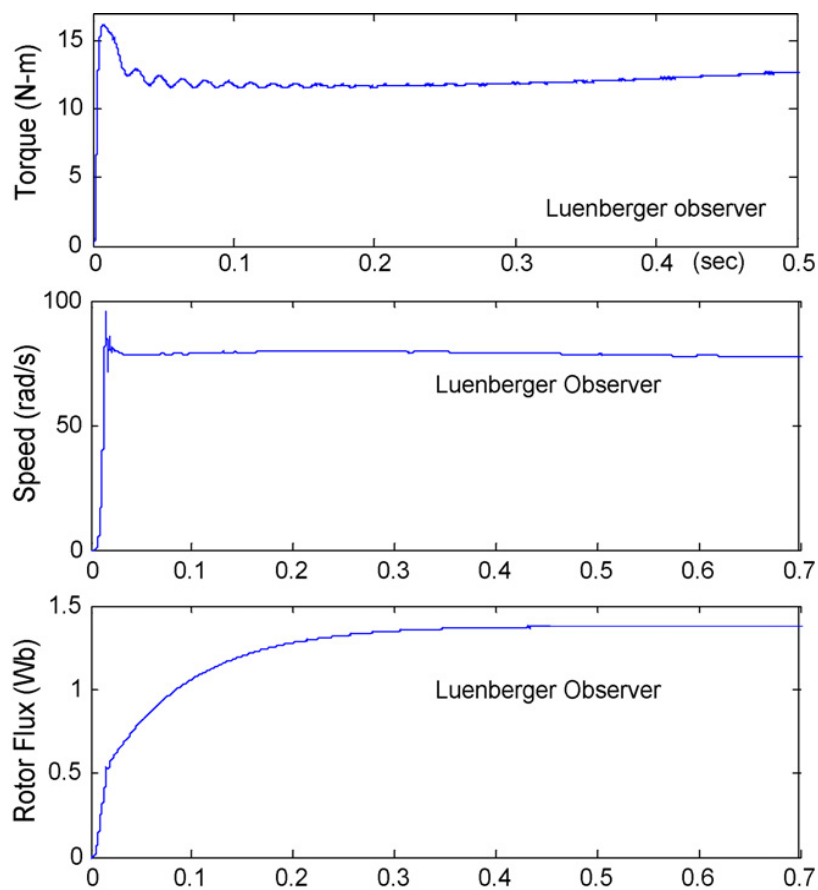
\* از پاسخ‌های بالا می‌توان فهمید که موج‌های گشتاور برای متد بودن حسگر بیشتر از کنترل برداری است زمانی که نمونه‌برداری یکسان برای هر دو طرح استفاده می‌شود.



شکل (۳-۴) : پاسخ کنترل MRAS

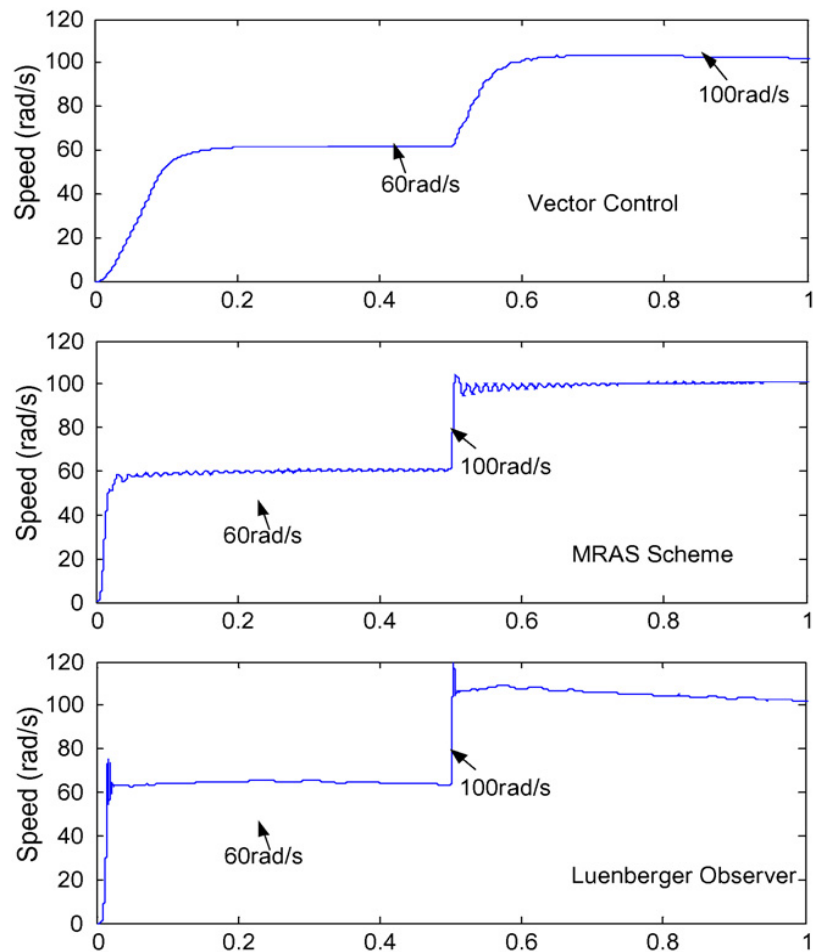
\* روش LO دارای اختلاف سرعت زیادی نسبت به روش MRAS و کنترل برداری می‌باشد. طرح

MRAS همچنین اختلاف ناچیزی در مقایسه با کنترل برداری دارد.



شکل (۳-۵) : پاسخ LO





شکل (۳-۶): پاسخ سرعت پله درایو موتور القایی

پاسخ سرعت MRAS در مقایسه با LO فقیرتر است زیرا موج گشتاور زیادی دارد.

### ۳-۶-۳- پاسخ دینامیکی سرعت :

به منظور آزمایش عملکرد دینامیکی هر روش کنترل موج پله 60-100rad/s بعنوان سرعت

مرجع داده می‌شود و پاسخ در هر سه روش در شکل ۶ نشان داده شده است.

### ۳-۶-۴- پاسخ شار دینامیکی :

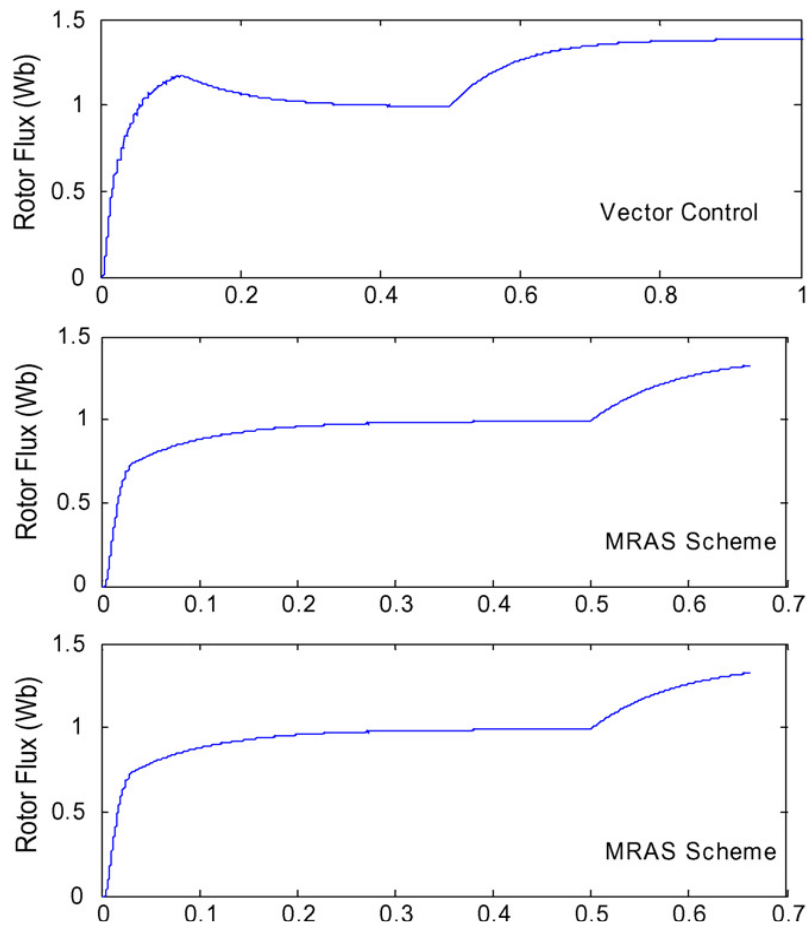
شارپله اعمالی به موتور القایی برای هر سه روش به کار برده می‌شود و پاسخ در شکل ۷ نشان داده شده است.

### ۳-۶-۵- متغیرهای تخمین زده شده:

#### ۳-۶-۵-۱- کنترل برداری: عملکرد هر سه طرح کنترل به متغیرهای سیستم که از روی

کمیات اندازه‌گیری تخمین زده می‌شوند بستگی دارد. صحت این متغیرهای تخمین زده شده تاثیر مستقیمی روی عملکرد کنترل دارد. زاویه شار روتور  $\theta_e$  یک متغیر تخمین زده شده است که به هماهنگی در کنترل برداری نیاز دارد. محاسبه زاویه شار روتور به اندازه‌گیری سرعت روتور  $w_m$  و فرکانس لغزش تخمین زده شده  $w_{s2}$  نیاز دارد این فرکانس لغزش به ثابت زمان روتور  $Z_r = \frac{L_r}{R_r}$  و

دامنه شار روتور تخمین زده شده وابسته است. از آن جایی که  $\theta_e$  از انتگرال مجموع  $(w_m + w_{s1})$  بدست می‌آید، هرگونه خطای متحمل انباشته می‌شود و بعضی محاسبات می‌تواند برای اصلاح این خطا ضروری باشد.



شکل (۷-۳) : پاسخ شار پله درایو موتور القایی

### ۳-۶-۵-۲- کنترل بدون حسگر سرعت :

برای تخمین سرعت روتور بعضی متغیرهای دیگر باید تخمین زده شوند که به الگوریتم تخمین سرعت وابسته‌اند.

MRAS . در MRAS مولفه‌های هر دو محور  $q, d$  شار روتور برای مدل مرجع و قابل تنظیم

تخمین زده می‌شوند. این متغیرها توسط ولتاژ استاتور و جریان‌های موتور تخمین زده می‌شوند. سرعت روتور به اختلاف میان خروجی‌های مدل مرجع و مدل قابل تنظیم بستگی دارد.

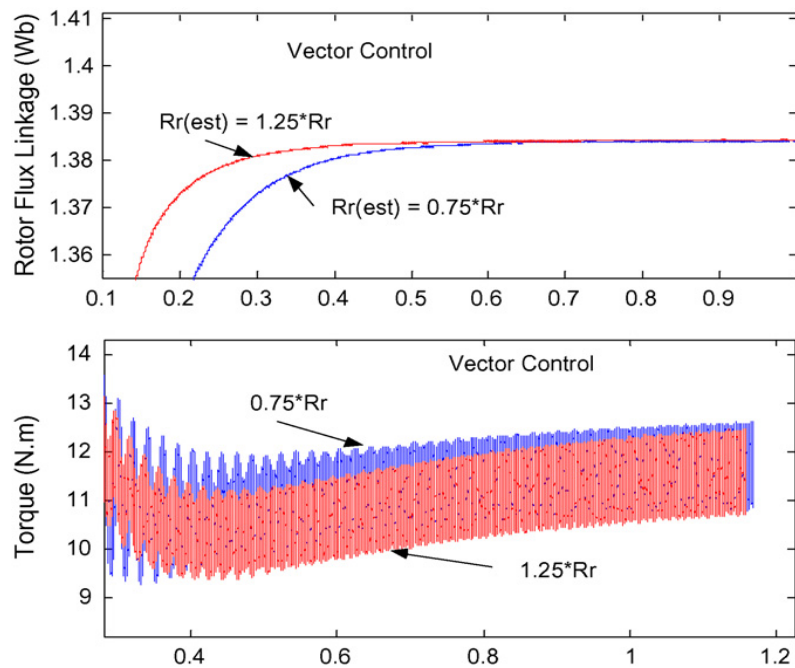
LO. در LO مولفه‌های شار روتور جریان استاتور هر دو محور  $q, d$  تخمین شده می‌شوند. بلوک

تخمین سرعت به این متغیرهای تخمینی وابسته است. خطای میان این متغیرها به کنترل کننده PI برای گرفتن سرعت روتور داده می‌شود.

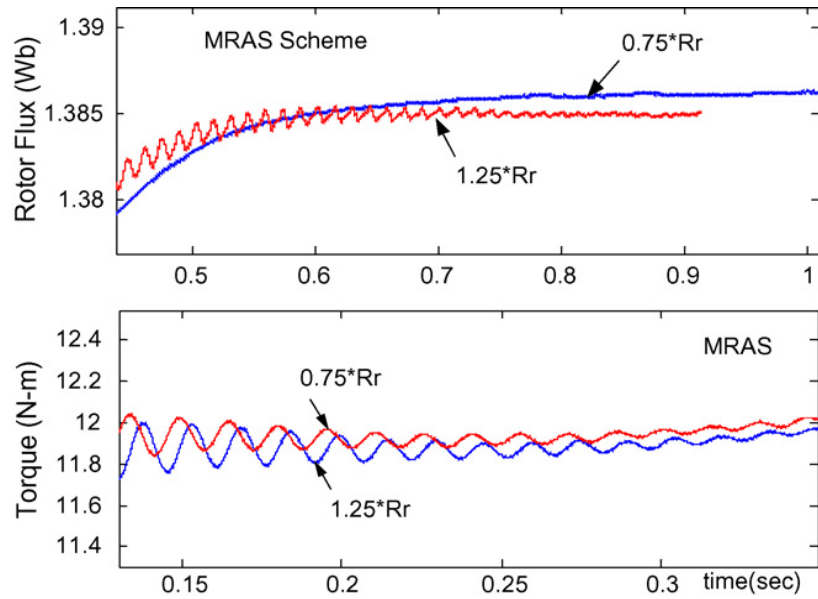
### ۳-۶-۶- پارامتر حساسیت:

طرح کنترل برداری بر پایه تخمین فرکانس لغزش استوار است که به ثابت زمانی روتور  $Z_r = \frac{L_r}{R_r}$

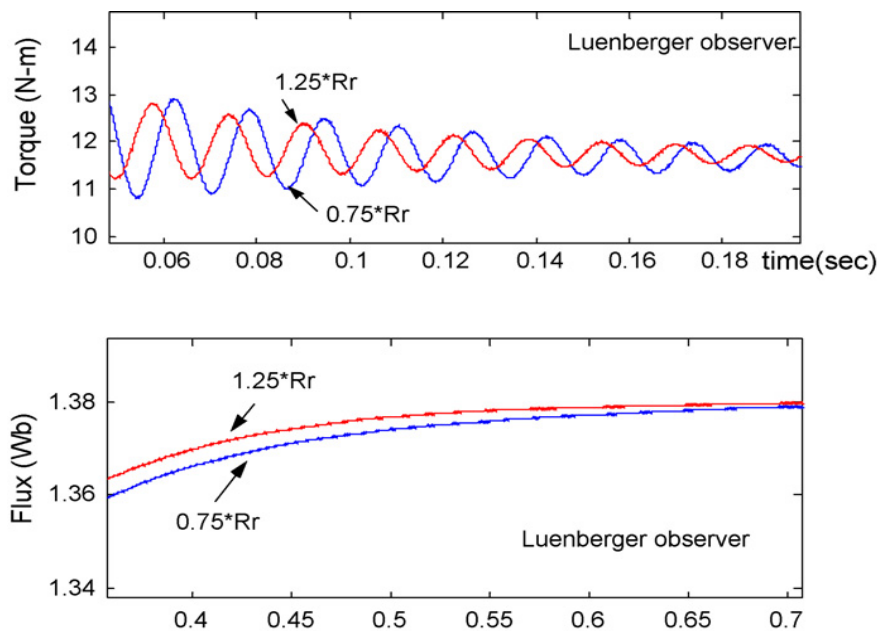
وابسته می‌باشد. مقاومت روتور به صورت تابعی از دما تغییر می‌کند در حالی که اندوکتانس روتور با سطح شار تغییر می‌کند.



شکل (۳-۸): شار و گشتاور در کنترل برداری



شکل (۳-۹): شار و گشتاور در کنترل MRAS



شکل (۳-۱۰): شار و گشتاور در LO

این ثابت زمانی روتور ممکن است از 75% تا 150% تغییر می‌کند یک خطای می‌تواند عملکرد کنترل برداری را خراب کند. تاثیر تخمین  $R_r$  استفاده شده در تخمین زن فرکانس لغزشی در حالی که

موتور با بار ثابت 11.9Nm کار می کند مطالعه شده است. شکل 8-10 گشتاور، شار، سرعت را برای سه روش کنترل زمانی که مقاومت روتور تغییر می کند نشان می دهد

### ۳-۷- نتیجه گیری:

کنترل بودن حسگر سرعت و کنترل برداری روش هایی برای درایو موتور القایی هستند که شبیه سازی شده اند و گشتاور و مشخصات سرعت بدست آمده از این روش ها باهم مقایسه شده است. در آزمایش های شبیه سازی شده، بدیهی است که روش های کنترل بدون حسگر به خوبی روش کنترل برداری کار می کنند تفاوت میان دو راه حل کنترل بودن حسگر از نقطه نظر حس استافزار در تعداد حسگرهای سرعت و جریان می باشد که ضروری می باشد حسگرها به طور معمول در قیمت ها ایجاد اختلاف می نمایند مزیت موتورهای القایی بدون حسگر افزایش قابلیت اطمینان و از میان رفتن کابل های حسگر می باشد. اگر چه برخی محدودیت هایی در تخمین سرعت بدون حسگر وجود دارد روش های تخمین سرعت در سرعت پایین مشکل ساز می شوند. در سرعت کم به علت تغییرات پارامترها دقت عمل کاهش می یابد. تغییرات محدود پارامترها به طور ویژه در مقاومت استاتور و روتور وجود دارد اگر چه دقت تخمین سرعت با روش LO افزایش می یابد وقتی سرعت به صفر می رسد دامنه خطا افزایش می یابد. به علت اجتماع خالص سیگنال های ولتاژ مدل مرجع تطابقی به سختی اجرا می شود مخصوصاً در سرعت پایین بجای جمع کردن اگر سیگنال های با فیلتر پایین گذر MRAS مقایسه شوند الگوریتم تخمین سرعت همچنان معتبر باقی می ماند.

در حال حاضر کنترل برداری موتور القایی هنوز بطور وسیع در صنعت و عمل توسل موتور استفاده می گردد. که این موضوع به خاطر مزایای ذاتی این روش در شرایط محیطی و هزینه پایین آن می باشد.

## **فصل چہارم**

### **مروری بر استراتژی کنترل مستقیم گشتاور**

## فصل چهارم

### مروری بر استراتژی کنترل مستقیم گشتاور

#### ۴-۱- اصول کارکرد درایوهای موتور القائی با متد کنترل مستقیم گشتاور (DTC):

در حالت کلی در یک موتور القائی سه فاز متقارن، گشتاور الکترومغناطیسی لحظه‌ای با حاصلضرب

بردارى بردار شار استاتور  $\vec{\Phi}_s$  و بردار فضائی جریان استاتور متناسب است.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\vec{\Phi}_s \times \vec{i}_s) \quad (۱-۴)$$

از طرفی در ماشین القائی روابط شارهای پیوندی به صورت زیر می باشند :

$$\vec{\Phi}_s = L_s \cdot \vec{i}_s + L_m \cdot \vec{i}_r \quad (۲-۴)$$

$$\vec{\Phi}_r = L_r \cdot \vec{i}_r + L_m \cdot \vec{i}_s \quad (۳-۴)$$

که دراین رابطه  $\vec{i}_s, \vec{i}_r, L_m, L_r, \vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r$  به ترتیب جریان استاتور و جریان روتور، شار استاتور، شار

روتور، اندوکتانس مغناطیس کنندگی، اندوکتانس استاتور روتور می‌باشند.

با فرض اندوکتانس پراکندگی استاتور برابر با  $L_{ls} = L_s - L_m$  و به دست آوردن مقدار  $\vec{i}_s$  از دو رابطه

بالا خواهیم داشت.

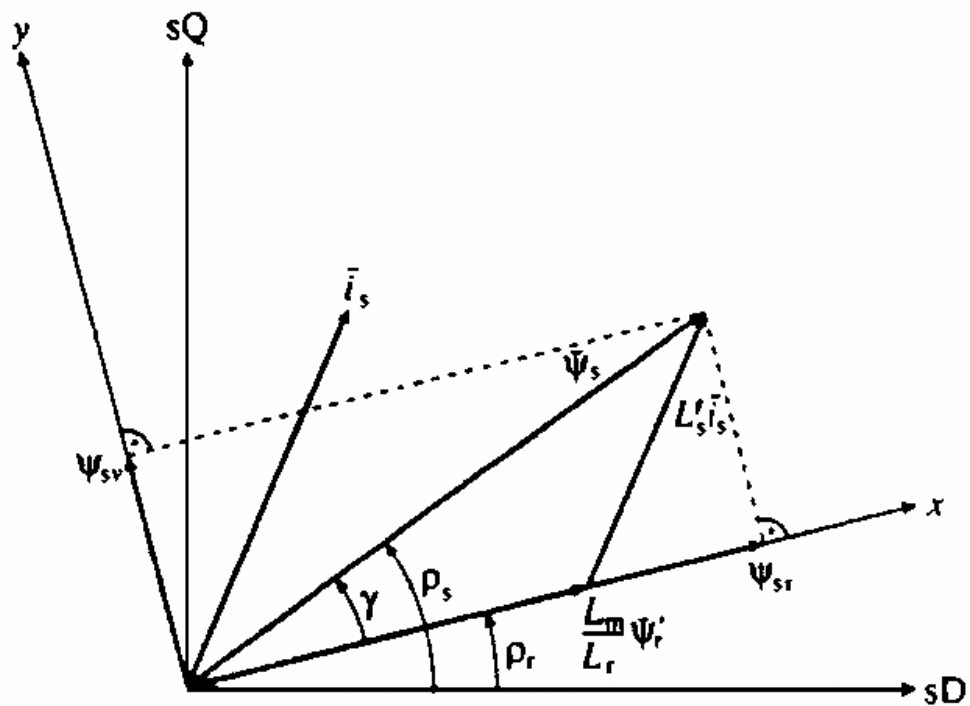


$$\vec{i}_s = \frac{\vec{\Phi}_s}{L_{ls}} - \frac{L_m}{L_r \cdot L_{ls}} \cdot \vec{\Phi}_r \quad (4-4)$$

حال با جایگزینی رابطه (4-5) در رابطه (1-5) به رابطه زیر برای گشتاور الکترومغناطیسی خواهیم رسید.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r \cdot L_{ls}} \cdot |\vec{\Phi}_r| \cdot |\vec{\Phi}_s| \cdot \sin \gamma \quad (5-4)$$

در رابطه (5-4)، زاویه بین شار پیوندی روتور و شار پیوندی استاتور و P تعداد قطبهای ماشین می باشد. بردارهای ذکر شده در شکل زیر آورده شده اند.



شکل (1-4): بردارهای فضایی شار روتور و استاتور و زاویه بین آنها

با توجه به اینکه ثابت زمانی رتور بزرگ است شار پیوندی رتور بسیار کند تر از شار پیوندی استاتور تغییر می کند بطوریکه می توان برای زمان های بسیار کوتاه آنرا ثابت فرض کرد. این موضوع را می توان به کمک نوشتن رابطه شار پیوندی استاتور با شار پیوندی رتور در مرجع رتور به صورت زیر به وضوح مشاهده کرد

$$\vec{\Phi}_r^r = \frac{\frac{L_m}{L_s}}{1 + s\sigma\tau_r} \vec{\Phi}_s^r \quad (۴-۶)$$

همان طور که از رابطه بالا بر می آید شار رتور دارای یک تاخیر مرتبه اول نسبت به شار استاتور می باشد و بنابراین فرض ثابت بودن آن برای زمان های بسیار کوتاه صحیح است. با استفاده از معادلات بیان شده می توان نتیجه گرفت در صورتیکه دامنه بردار شار پیوندی استاتور ثابت بماند، باتغییر  $\gamma$  (زاویه بین شار رتور و شار استاتور) درجهت مناسب می توان تغییرات سریع در گشتاور الکترومغناطیسی ایجاد کرد. به بیانی دیگر با افزایش زاویه  $\gamma$  گشتاور الکترومغناطیسی افزایش و با کاهش زاویه  $\gamma$  گشتاور الکترومغناطیسی کاهش می یابد.

زاویه  $\gamma$  با اعمال سوئیچینگ مناسب در اینورتر منبع ولتاژ که وظیفه تغذیه موتور القائی را به عهده دارد به راحتی تغییر داده می شود. علاوه بر زاویه  $\gamma$  دامنه بردار شار پیوندی استاتور نیز با انتخاب بردار ولتاژ مناسب در اینورتر کنترل می شود.

بطور خلاصه در سیستم درایو کنترل مستقیم گشتاور کنترل تغییرات لحظه‌ای گشتاور با تغییرات سریع در موقعیت فضایی شار پیوندی استاتور (نسبت به بردار فضایی شار پیوندی رتور) صورت می‌گیرد. در موتور القایی رابطه ولتاژ استاتور  $\vec{V}_s$  با شار پیوندی استاتور  $\vec{\Phi}_s$  به صورت زیر می‌باشد.

$$\frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} = \vec{V}_s - R_s \vec{I}_s \quad (7-4)$$

با صرف نظر از افت ولتاژ مقاومتی استاتور ( $R_s \vec{I}_s$ ) در مقابل ولتاژ ترمینال استاتور می‌توان رابطه (7-5) را به صورت زیر نوشت :

$$\frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} = \vec{V}_s \quad (8-4)$$

همانطور که مشاهده می‌شود ولتاژ خروجی اینورتر مستقیماً روی شار استاتور تاثیر می‌گذارد. بنابراین می‌توان اندازه و مکان شار پیوندی استاتور را با انتخاب بردار ولتاژ مناسب به طور دلخواه تغییر داد. برای فاصله زمانی کوتاه  $\Delta t$  رابطه (8-5) را می‌توان به صورت زیر بیان کرد.

$$\Delta \vec{\Phi}_s \cong \vec{V}_s \Delta t \quad (9-4)$$

از روی رابطه فوق معلوم می‌شود که بردار فضایی شار استاتور به اندازه  $\vec{\Phi}_s$  در جهت بردار فضایی ولتاژ استاتور (که همان ولتاژ خروجی اینورتر است) با سرعتی متناسب با دامنه ولتاژ استاتور (که متناسب با دامنه باس ولتاژ DC) حرکت می‌کند. با انتخاب مرحله به مرحله بردارهای ولتاژ مناسب می‌توان شار استاتور را در جهت مورد نظر تغییر داد.

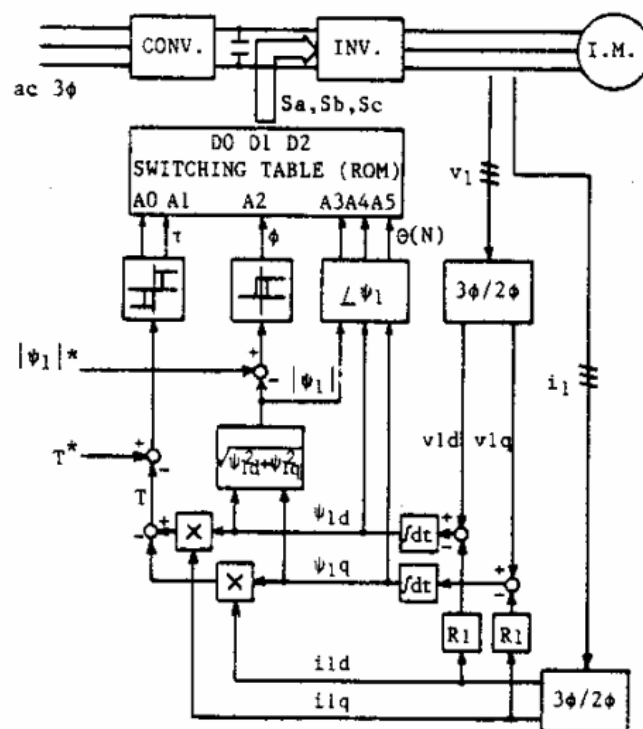
درحقیقت با کنترل مناسب بر روی مولفه‌های شعاعی و مماسی بردار شار استاتور می‌توان مقدار شار و گشتاور موتور را به طور مجزا کنترل کرد که این کار مستقیماً با انتخاب بردارهای ولتاژ مناسب انجام می‌شود.

#### ۴-۲- استراتژی DTC مبتنی بر جدول سوئیچینگ:

در یک درایو DTC که بر مبنای این روش کار می‌کند شار و گشتاور موتور توسط تخمین‌گرها و به کمک مقادیر ولتاژ و جریان موتور تخمین زده شده و سپس با مقادیر مرجع مقایسه می‌شوند. نتیجه این مقایسه که خطای شار و گشتاور می‌باشد به دو کنترل کننده مجزای هیستریزس شار و هیستریزس گشتاور فرستاده شده و در آنجا با توجه به دو کنترل مجزای هیستریزس شار و هیستریزس گشتاور فرستاده شده و در آنجا با توجه به مقدار خطا، خروجی هیستریزس‌ها تعیین می‌شوند. سپس این اطلاعات وارد یک جدول سوئیچینگ شده و باتوجه به وضعیت خروجی کنترل کننده‌های هیستریزس و موقعیت فضایی بردار شار استاتور، بردار ولتاژ مناسب انتخاب شده و فرمان سوئیچینگ مناسب جهت تولید این بردار ولتاژ به اینورتر فرستاد می‌شود.

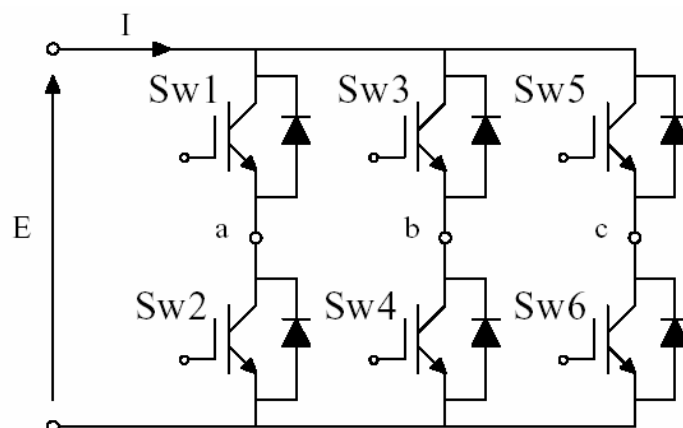
لازم به یادآوری می‌باشد که بطور معمول در کنترل مستقیم گشتاور با اینورتر دو سطحی، برای شار از هیستریزس دو سطحی و برای گشتاور از هیستریزس سه سطحی استفاده می‌شود. در این کنترلرها فرمان گشتاور ( $dT$ ) که از مقدار خطای حاصل از مقایسه آن با مقدار مرجع گشتاور در هر لحظه حاصل می‌گردد به سه انتخاب محدود می‌شود افزایش  $dT=1$ ، کاهش  $dT=-1$  و یا عدم تغییر  $dT=0$ . اما فرمان شار ( $d\Phi$ ) تنها دارای دو حالت می‌باشد، افزایش  $d\Phi=1$  و یا کاهش  $d\Phi=-1$  که انتخاب این وضعیت‌ها نیز با توجه به مقدار خطای شار در هر لحظه انجام می‌پذیرد.

در شکل زیر بلوک دیاگرام روش DTC بر پایه جدول سوئیچینگ آورده شده است.



شکل (۴-۲): بلوک دیاگرام کلی روش DTC بر پایه جدول سوییچینگ

حال از آنجاییکه روش کنترل مستقیم گشتاور در ابتدا برای اینورتر دو سطحی مطرح شد و همچنین درک عملکرد آن با اینورتر دو سطحی ساده تر می باشد، در ادامه بطور مختصر به بررسی بردارهای ولتاژ خروجی یک اینورتر دو سطحی ولتاژ (VSI) پرداخته خواهد شد. به این منظور در شکل زیر اینورتر دو سطحی ولتاژ نشان داده شده که از ۶ سوئیچ تشکیل شده است.

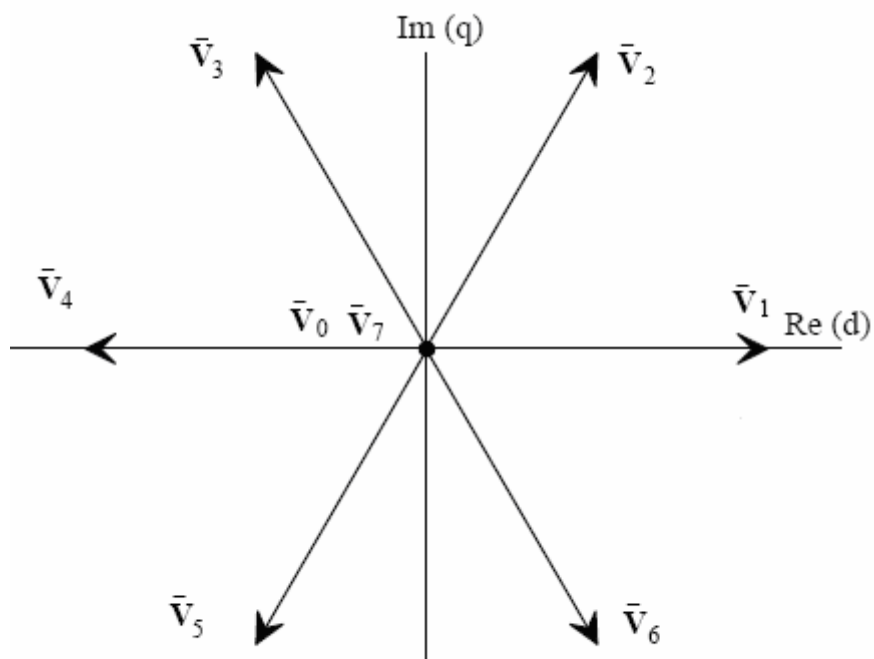


شکل (۴-۳): شکل اینورتر دو سطحی ولتاژ

هر یک از این سوئیچ‌ها می‌توانند روشن و یا خاموش باشند که در کل ۸ وضعیت سوئیچینگ مطابق جدول زیر حاصل می‌شود، از این ۸ وضعیت، ۶ وضعیت باعث ایجاد بردارهای فعال و ۲ وضعیت باعث ایجاد بردارهای صفر می‌شوند. جدول مربوطه و بردارهای ولتاژ تولیدی به صورت فضای برداری در جدول (۵-۱) آورده شده است.

جدول (۴-۱): وضعیت سوئیچ‌های اینورتر دو سطحی برای تولید هر بردار فضایی ولتاژ

Sw1	Sw2	Sw3	Sw4	Sw5	Sw6	$S_a(t)$	$S_b(t)$	$S_c(t)$	$\bar{v}_k$
OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	0	0	0	$\bar{v}_0$
ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	1	0	0	$\bar{v}_1$
ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	1	1	0	$\bar{v}_2$
OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	0	1	0	$\bar{v}_3$
OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	0	1	1	$\bar{v}_4$
OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	0	0	1	$\bar{v}_5$
ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	1	0	1	$\bar{v}_6$
ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	1	1	1	$\bar{v}_7$

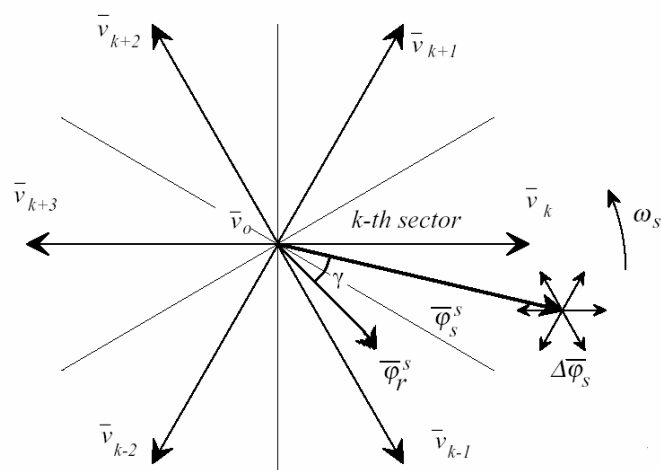


*Inverter output voltage vectors*

شکل (۴-۴): بردار های فضایی ولتاژ تولید شده توسط اینورتر دو سطحی

حال با توجه به رابطه (۴-۹) و با فرض اینکه بردار فضایی شار در  $K$  امین سکتور ( $k=1, \dots, 6$ ) واقع شده باشد می توان به نتایج زیر رسید.

اندازه شار با انتخاب بردارهای ولتاژ  $V_{k-1}, V_k$  و افزایش و توسط بردارهای  $V_{k+1}, V_{k+2}$  و  $V_{k+3}$  و  $V_{k-1}$  کاهش می یابد.



شکل (۵-۴) نمایی از وضعیت بردار فضایی شار روتور و استاتور

اگر جهت چرخش بردار شار پیوندی استاتور و رتور در جهت خلاف عقربه‌های ساعت و مطابق شکل (۵-۵) در نظر گرفته شود، با انتخاب  $V_{k+1}$  و  $V_{k+2}$  گشتاور افزایش و با انتخاب  $V_{k-1}$  و  $V_{k-2}$  گشتاور کاهش پیدا می‌کند.

با اعمال بردار ولتاژ صفر شار استاتور از حرکت می‌ایستد و شار رتور به آن نزدیک شده و نتیجه زاویه  $\gamma$  کاهش یافته و در پایان گشتاور کاهش پیدا می‌کند.

با توجه به مسائل مطرح شده در رابطه با تاثیر هر بردار روی شار و گشتاور ماشین جدولی به صورت جدول (۲-۴) به عنوان جدول سوئیچینگ برای کنترل مستقیم گشتاور دو سطحی مطرح می‌گردد که در آن  $S(x)$  شماره سکتور قرارگیری بردار شار استاتور می باشد.



جدول (۲-۴): جدول سوئیچینگ کنترل مستقیم گشتاور دو سطحی

$d \Phi$	$dT$	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
-1	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

برای انتخاب بردار ولتاژ مناسب از جدول (۲-۵) نیاز به دانستن سکتور محل بردار شار پیوندی استاتور در صفحه مختصات می باشد. برای این کار می توان به دو روش عمل کرد.

روش اول پیدا کردن زاویه بردار شار به کمک روابط مثلثاتی و سپس مقایسه آن با زاویه هر سکتور و در پایان پیدا کردن سکتور مربوطه می باشد که این روش به خاطر حجم محاسبات بالا مطلوب نیست.

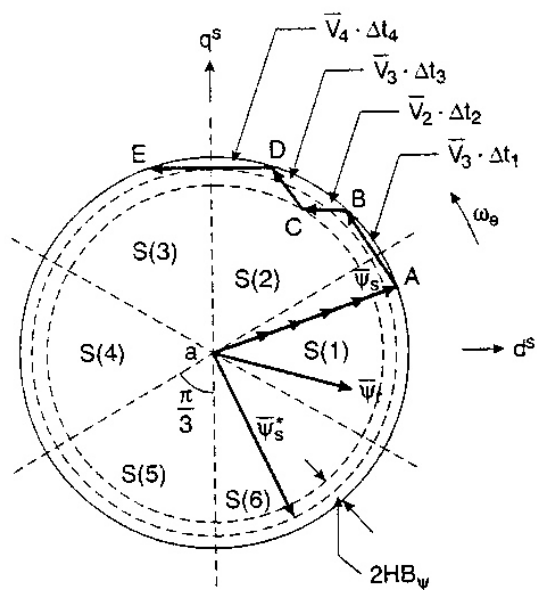
در روش دوم، از آنجاییکه در کنترلرهای DTC دانستن محل دقیق بردار شار پیوندی استاتور ضروری نمی باشد و تنها پیدا کردن سکتوری که بردار شار پیوندی استاتور در آن قرار دارد کفایت می کند، با استفاده از علامت های مولفه های شار پیوندی استاتور در جهت محورهای  $(\Phi_{sq}, \Phi_{sd})$  و علامت عبارت ساده  $([\Phi_{sq}] - [\Phi_{sd}]) \times \sqrt{3}$  مطابق جدول (۳-۴) محل بردار شار پیوندی استاتور مشخص می شود.

جدول (۴-۳): تشخیص موقعیت بردار فضایی شار استاتور

سکتور	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
علامت $\Phi_{sd}$	+	+	-	-	-	+
علامت $\Phi_{sq}$	+ -	+	+	+ -	-	-
$\sqrt{3} \Phi_{sq}  -  \Phi_{sd} $	-	+	+	-	+	+

بطور خلاصه می‌توان روند کارکرد یک درایو DTC با استراتژی جدول سوئیچینگ را به صورت با توجه به شکل (۴-۶) و با فرض اینکه فرمان گشتاور مبنی بر افزایش آن ( $dT=1$ ) باشد با در نظر گرفتن وضعیت فرمان شار، بردار  $V_{k+1}$  می‌تواند جهت افزایش شار و بردار  $V_{k+2}$  می‌تواند جهت کاهش آن انتخاب شود. با انتخاب هر یک از این بردارها بردار فضایی شار استاتور در جهت خلاف ساعتگرد می‌چرخد و زاویه بین بردار فضایی شار استاتور و رتور زیاد شده و گشتاور نیز زیاد می‌گردد. این روند تا زمانی که مقدار مقداری خطای گشتاور به میزان قابل قبولی برسد ادامه دارد. در این لحظه فرمان گشتاور مبنی بر عدم تغییر آن ( $dT=0$ ) صادر می‌گردد و بنابراین بردار صفر انتخاب می‌شود.

با انتخاب بردار ولتاژ صفر بردار فضایی شار استاتور از چرخش می‌ایستد و در طول این زمان بردار فضایی شار رتور به آرامی به آن نزدیک شده و در نتیجه با کاهش زاویه بین آنها گشتاور به آرامی و به تدریج کاهش می‌یابد. این عمل تا زمانی که مقدار گشتاور به اندازه خطای مورد قبول  $\Delta T_e$  از مقدار مرجع آن کوچکتر شود ادامه دارد و با کوچکتر شدن آن دوباره به وضعیت قبلی که افزایش گشتاور و چرخش بردار فضایی شار در فضا بود باز می‌گردد.



شکل (۴-۶): نمایی از چگونگی عملکرد روش کنترل مستقیم گشتاور

در اینجا چند نکته قابل توجه می‌باشد:

۱- انتخاب بردار صفر بجای بردارهای  $V_{k-1}$  و  $V_{k-2}$  جهت کاهش گشتاور در حالت کارکرد عادی به منظور کاهش فرکانس سوئیچینگ اینورتر انجام می‌گردد. البته در زمانیکه مقدار گشتاور به هر دلیلی (مانند کاهش پله‌ای مقدار مرجع گشتاور) از مقدار مرجع آن به اندازه بیشتر از خطای قابل قبول  $\Delta T_e$  زیاده‌تر شود ( $dT=-1$ ) بردارهای  $V_{k-1}$  و  $V_{k-2}$  انتخاب می‌شوند تا با چرخش بردار شار استاتور در جهت عقربه‌های ساعت (در خلاف جهت چرخش موتور) به سرعت زاویه بین شار استاتور و رتور را کاهش داده و باعث کاهش گشتاور شوند.

۲- انتخاب بردار صفر  $V_0$  و یا  $V_7$  در هر بخش با توجه به بردارهای مجاور می‌باشد. بطوریکه کمترین تغییر در وضعیت سوئیچیها صورت گرفته و در نتیجه فرکانس سوئیچینگ حداقل شود.

### ۴-۳- تخمین‌های شار و گشتاور:

در این پروژه از تخمین‌گر شار با مدل ولتاژ بهره جسته شده است. در این نوع تخمین‌گرها از بردار ولتاژ استاتور  $\vec{V}_s$  و جریان استاتور  $\vec{I}_s$  جهت تعیین شار استاتور به صورت زیر استفاده شده است.

$$\vec{\Phi}_s = \int_0^t (\vec{V}_s - \vec{I}_s \cdot R_s) \cdot dt \quad (۴-۱۰)$$

بعد از تخمین شار، می‌توان گشتاور را به کمک شار و جریان استاتور به کمک رابطه زیر محاسبه کرد

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} (\vec{\Phi}_s \times \vec{I}_s) = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} (\psi_{sd} I_{sq} - \psi_{sq} I_{sd}) \quad (۴-۱۱)$$

که در آن  $\psi_{sd}$  و  $\psi_{sq}$  به ترتیب مولفه‌های شار استاتور در جهت محور d و q می‌باشند.

۴-۵- استفاده از درایو کنترل مستقیم گشتاور برای موتورهای فشار متوسط:

امروزه بیشتر شرکت‌های سازنده درایوهای کنترل دور برای مصارف فشار متوسط، از اینورترهای چند سطحی در سیستم خود بهره جسته‌اند. دلیل این امر را می‌توان در مزایایی که استفاده از این اینورترها برای طراح به ارمغان می‌آورد جستجو کرد.

در اینورترهای چند سطحی برای ایجاد تعداد بیشتر سطوح ولتاژ در هر فاز از تعداد بیشتری کلید استفاده شده است. به همین دلیل اگر در اینورتر دو سطحی در هنگام خاموشی یک کلید در هر فاز تمام ولتاژ لیک DC، به طور معکوس، در دو سر کلید قرار می‌گرفت، در اینورترهای چند سطحی این ولتاژ دو سر کلیه کلیدهایی که در هر فاز خاموش هستند تقسیم می‌گردد. به این ترتیب با استفاده از توپولوژی‌های چند سطحی می‌توان به ولتاژهای بالاتری در لیک DC دست یافت.

علاوه بر مسائل فوق باید به این موضوع توجه داشت که با افزایش سطوح ولتاژ مصرفی، لزوم افزایش کیفیت ولتاژ تحویلی به بار احساس می‌گردد. دلیل این موضوع را می‌توان به این صورت بیان کرد که

سطح توان تلفاتی قابل تخلیه توسط سیستمهای خنک کننده در بارهای مختلف با نرخ کمتری در مقایسه با سطح توان مورد استفاده در سیستمهای قدرت رشد می کند.

در صورت استفاده از اینورتر دو سطحی کاهش محتویات هارمونیک جریانی فازهای خروجی اینورتر با افزایش فرکانس حاصل می گردد. اما در سطوح فشار متوسط بخاطر بالا بودن سطح ولتاژ و جریان، افزایش فرکانس کلید زنی بخاطر افزایش توان تلفاتی از یک حد معینی بالاتر امکان پذیر نمی باشد.

بنابراین استفاده از توپولوژی های چند سطحی امکان تولید ولتاژ با شکل موجی نزدیکتر به موج سینوسی را در خروجی اینورتر فراهم آورده که با اینکار مقدار محتویات هارمونیک در فرکانس سوئیچینگ یکسان کاهش یافته و به دنبال آن مقدار توان تلفاتی نیز کاهش می یابد.

به همین منظور این پروژه با هدف تعمیم روش کنترل مستقیم گشتاور برای کنترل دور موتور القایی فشار متوسط و با استفاده از اینورتر سه سطحی تعریف گردید.

با بررسی گزارشات ارائه شده در مقالات مربوط به کنترل مستقیم گشتاور توسط اینورتر سه سطح برای موتور القایی، می توان مشاهده کرد که تمام روشهای مطرح شده در این مقالات بدون بررسی دقیق اثر اعمال هر بردار ولتاژ حاصل از اینورتر بر ماشین روشی را پیشنهاد داده اند. این موضوع تنها در دو مقاله به طور مختصر بررسی شده که ایده اصلی بررسی دقیق اثرات هر بردار ولتاژ بر روی شار و گشتاور ماشین را در این پروژه بوجود آورده است.

## **فصل پنجم**

### **اثر بردار های ولتاژ روی تغییرات شار و گشتاور**

## فصل پنجم

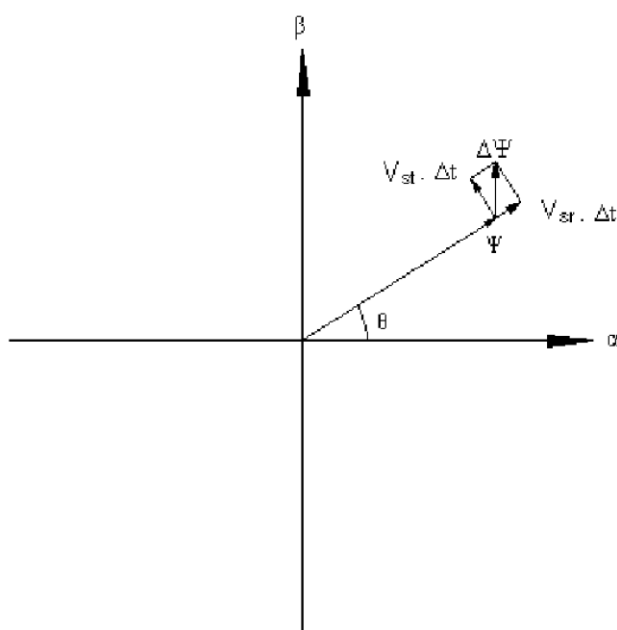
### اثر بردار های ولتاژ روی تغییرات شار و گشتاور

#### ۵-۱- استخراج روابط حاکم بر تغییرات شار و گشتاور:

در ماشین القایی با صرفنظر از افت اهمی استاتور، رابطه تغییر بردار شار  $\overrightarrow{\Delta\psi}$  در اثر اعمال بردار ولتاژ تولیدی توسط اینورتر  $\vec{V}_s$  به کمک رابطه زیر توصیف می گردد.

$$\overrightarrow{\Delta\psi} = \vec{V}_s \cdot \Delta t \quad (۵-۱)$$

با توجه به شکل (۵-۱) و به دلیل کوچک بودن اندازه  $\overrightarrow{\Delta\psi}$  نسبت به اندازه بردار شار می توان ادعا کرد که با دقت قابل قبولی مولفه شعاعی ولتاژ  $V_{sr}$  اعمال شده باعث تغییر در اندازه بردار شار استاتور و مولفه مماسی  $V_{st}$  باعث تغییر در زاویه آن می گردد.



شکل (۱-۵): تغییر اندازه شار استاتور با ولتاژ اعمالی توسط اینورتر

، زیر

توصیف می گردد.

$$\Delta|\psi_s| = |\vec{\Psi}_2| - |\vec{\Psi}_1| \approx V_{sr} \cdot \Delta t \quad (۲-۵)$$

که در این رابطه  $\Delta t$  زمان اعمال بردار ولتاژ مورد نظر،  $|\vec{\Psi}_1|$ ،  $|\vec{\Psi}_2|$  به ترتیب اندازه بردار شار استاتور قبل و بعد از اعمال بردار ولتاژ توسط اینورتر و  $\Delta|\psi_s|$  مقدار تغییر در اندازه شار استاتور می باشد.

از طرفی مولفه شعاعی و مماسی بردار ولتاژ اعمال شده در مرجع مختصات  $\alpha, \beta$  به صورت زیر توصیف می گردند.

$$V_{sr} = (V_s \alpha \cdot \cos \theta + V_s \beta \cdot \sin \theta)$$

$$V_{st} = (V_s \beta \cdot \cos \theta - V_s \alpha \cdot \sin \theta) \quad (۳-۵) \text{ و } (۴-۵)$$



که در آنها  $\theta$  زاویه بردار شار استاتور با محور  $\alpha$  می باشد. با کمک روابط فوق تغییر اندازه شار استاتور با ولتاژ اعمالی توسط اینورتر به صورت زیر محاسبه می گردد.

$$\Delta|\psi_s| = (Vs\alpha.\cos\theta + Vs\beta.\sin\theta).\Delta t \quad (5-5)$$

در ماشین القایی گشتاور تولیدی توسط رابطه زیر حاصل می گردد.

$$Te = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot |\psi_s| \cdot |\psi_r| \cdot \sin\delta \quad (6-5)$$

که در این رابطه  $\psi_s, \psi_r, L_m, L_s, L_r$  به ترتیب شار استاتور، شار روتور، اندوکتانس مغناطیس کنندگی، اندوکتانس استاتور و روتور می باشد.

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}, \quad \delta \text{ زاویه بین بردار شار استاتور و روتور بوده و معروف به ضریب نشتی می باشد.}$$

حال برای بدست آوردن رابطه تغییرات کوچک گشتاور در اثر بردار ولتاژ اعمالی حول نقطه کار

ماشین با معرفی ثابت جدید  $k_m$  برابر با  $\frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}$  و همچنین فرض ثابت ماندن اندازه شار روتور

در مدت زمان کوچک  $\Delta t$  (بخاطر بزرگ بودن ثابت زمانی روتور)، از رابطه فوق دیفرانسیل گرفته شده و نتیجه به صورت زیر حاصل خواهد شد.

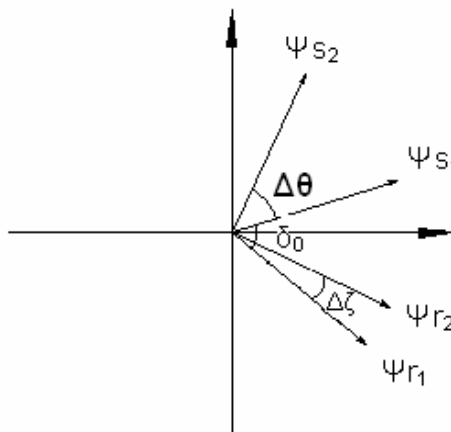
$$\Delta Te = k_m \cdot |\Psi_r| \cdot \left( \frac{d|\Psi_s|}{dt} \cdot \sin\delta + \frac{d(\sin\delta)}{dt} \cdot |\Psi_s| \right) \Big|_{t_0} \cdot \Delta t$$

$$\Delta Te = k_m \cdot |\Psi_r| \cdot \left( \frac{d|\Psi_s|}{dt} \Big|_{t_0} \cdot \sin\delta_0 + \frac{d\delta}{dt} \Big|_{t_0} \cdot \cos\delta_0 \cdot |\Psi_{s0}| \right) \cdot \Delta t$$

(7-5) و (8-5)

که در این رابطه مقادیر با اندیس صفر نشانگر مقادیر این پارامترها در نقطه کار ماشین می باشد.

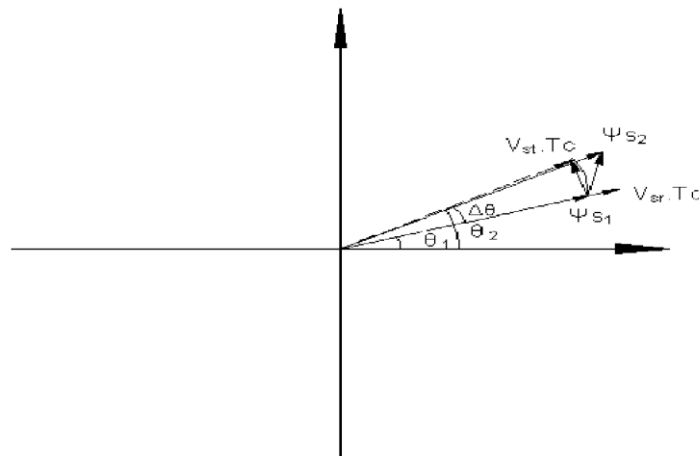
زوایای موجود در رابطه فوق در شکل (5-2) نشان داده شده اند.



شکل (۲-۵) : وضعیت تغییر بردار های شار در اثر اعمال بردار ولتاژ

در شکل (۲-۵) مقادیر با اندیس ۱ نشانگر مقادیر ابتدایی ماشین قبل از اعمال بردار ولتاژ اینورتر بوده و مقادیر با اندیس ۲ نشانگر وضعیت بعد از اعمال بردار ولتاژ به ماشین می باشند. در شکل فوق  $\Delta\theta$  تغییر زاویه شار استاتور،  $\Delta\zeta$  تغییر زاویه شار روتور و  $\Delta\delta$  تغییر در زاویه بین بردار شار استاتور و روتور ناشی از اعمال بردار ولتاژ به ماشین در زمان کوچک  $\Delta t$  می باشند. این زوایا به صورت زیر با یکدیگر در ارتباط می باشند.  $\Delta\delta = \Delta\theta - \Delta\zeta$  (۹-۵)

برای به دست آوردن مقدار تغییر در زاویه شار استاتور  $\Delta\theta$  در زمان کوچک  $\Delta t$  از شکل زیر استفاده می گردد. که در آن مقادیر با اندیس ۱ نشانگر مقادیر ابتدایی ماشین قبل از اعمال بردار ولتاژ اینورتر بوده و مقادیر با اندیس ۲ نشانگر وضعیت بعد از اعمال بردار ولتاژ به ماشین می باشد.



شکل (۳-۵) : تغییر زاویه استاتور در اثر اعمال بردار ولتاژ

با توجه به شکل (۳-۵)، تغییر در زاویه بردار شار استاتور در اثر اعمال بردار ولتاژ به ماشین از رابطه زیر محاسبه می‌گردد.

$$\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1 \quad (۱۰-۵)$$

با توجه به شکل و با در نظر گرفتن این واقعیت که طول کمانی از یک دایره که در مقابل یک زاویه محاطی باشد برابر حاصلضرب زاویه مورد نظر در شعاع دایره است، می‌توان با تقریب بسیار خوب (به دلیل کوچک بودن  $\Delta\Psi$  نسبت به اندازه بردار شار) به رابطه زیر رسید.

$$Vst \times \Delta t = \Delta\theta \times \psi_s \Rightarrow \Delta\theta = \frac{(Vs\beta.\cos\theta - Vs\alpha.\sin\theta) \times \Delta t}{|\psi_s|} \quad (۱۱-۵)$$

بنا بر این رابطه زیر استخراج می‌گردد.

$$\left. \frac{d\theta}{dt} \right|_{t_0} = \frac{(Vs\beta.\cos\theta_0 - Vs\alpha.\sin\theta_0)}{|\psi_{s_0}|} \quad (۱۲-۵)$$

با فرض ثابت بودن سرعت چرخش بردار شار روتور در زمان کوچک  $\Delta t$  بخاطر بزرگ بودن ثابت زمانی روتور در مقابل زمان  $\Delta t$ ، مقدار چرخش این بردار از رابطه زیر محاسبه می‌گردد.

$$\Delta\zeta = \omega_s . \Delta t \Rightarrow \left. \frac{d\zeta}{dt} \right|_{t_0} = \omega_s \quad (۱۳-۵)$$

که در آن  $\omega_s$  سرعت زاویه‌ای (زاویه مکانیکی) چرخش شار روتور می‌باشد.

با استفاده از روابط (۱۲-۵) و (۱۳-۵) رابطه زیر استخراج می‌گردد.

$$\left. \frac{d\delta}{dt} \right|_{t_0} = \left. \frac{d\theta}{dt} \right|_{t_0} - \left. \frac{d\zeta}{dt} \right|_{t_0} = \frac{(Vs\beta \cdot \cos \theta_0 - Vs\alpha \cdot \sin \theta_0)}{|\psi_{s_0}|} - \omega_s$$

(۱۴-۵)

از رابطه (۵-۶) می‌توان به رابطه زیر رسید.

$$\left. \frac{d|\psi_s|}{dt} \right|_{t_0} = (Vs\alpha \cdot \cos \theta_0 + Vs\beta \cdot \sin \theta_0)$$

(۱۵-۵)

به کمک نتایج فوق و جایگزاری آنها در رابطه (۸-۶) می‌توان به رابطه تغییرات گشتاور القایی ماشین

در اثر اعمال بردار ولتاژ توسط اینورتر در زمان کوچک  $\Delta t$  رسید.

$$\Delta Te = K_m \cdot |\Psi_r| \cdot ((Vs\alpha \cdot \cos \theta_0 + Vs\beta \cdot \sin \theta_0) \cdot \sin \delta_0 + ((Vs\beta \cdot \cos \theta_0 - Vs\alpha \cdot \sin \theta_0) - \omega_s \cdot |\Psi_{s_0}|) \cdot \cos \delta_0) \cdot \Delta t$$

(۱۶-۵)

با اعمال بردارهای ولتاژ تولیدی توسط اینورتر سه سطحی به روابط (۵-۵) و (۱۶-۵) می‌توان تاثیر

اعمال هر یک از این بردارها را بر روی شار و گشتاور ماشین بررسی کرد

## ۵-۲- بررسی تاثیر بردارهای ولتاژ اینورتر سه سطحی بر روی شار و گشتاور ماشین:

در این بخش در ابتدا به منظور بررسی تاثیر اعمال هر یک از بردارهای ولتاژ تولیدی توسط اینورتر

سه سطحی (۱۹) بردار ولتاژ بر روی شار و گشتاور ماشین روابط (۵-۵) و (۱۶-۵) پیرونیت شده و در

پایان هر بردار ولتاژ به روابط پیرونیت شده اعمال می‌شود تا تاثیر هر بردار مشخص گردد.

## ۵-۲-۱- پریونیت کردن روابط مربوط به تغییرات شار و گشتاور:

برای پریونیت کردن رابطه شار با توجه به رابطه  $V = N \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d\psi}{dt}$  و با فرض  $\psi = \psi_m \cdot \sin \omega t$ ، رابطه ولتاژ به صورت  $V = \omega \cdot \psi_m \cdot \cos \omega t$  حاصل شده و در نتیجه رابطه زیر استخراج خواهد شد.

$$V_m = \omega \cdot \psi_m \Rightarrow \psi_{base} = \frac{V_{base}}{\omega_{base}} \quad (۱۷-۵)$$

در این رابطه  $V_{base}$  ولتاژ نامی ماشین (ماکزیمم)،  $\psi_{base}$  شار نامی ماشین و  $\omega_{base} = 2\pi \cdot f_{base}$  بود که  $f_{base}$  برابر فرکانس نامی ماشین انتخاب می‌گردد.

با تقسیم رابطه (۵-۵) به رابطه (۱۷-۵)، رابطه پریونیت شده تغییرات شار به صورت زیر حاصل می‌گردد.

$$\Delta \psi_{pu} = \frac{\Delta \psi}{\psi_{base}} = \frac{(Vs\alpha \cdot \cos \theta_0 + Vs\beta \cdot \sin \theta_0) \cdot \Delta t}{\frac{V_{base}}{\omega_{base}}} \Rightarrow \Delta \psi_{pu} = (Vs\alpha_{pu} \cdot \cos \theta_0 + Vs\beta_{pu} \cdot \sin \theta_0) \cdot K_1$$

$$K_1 = \Delta t \cdot \omega_{base} \quad (۱۸-۵)$$

در رابطه فوق  $Vs\alpha_{pu}$ ،  $Vs\beta_{pu}$  مولفه‌های بردار ولتاژ اعمالی اینورتر به ماشین در جهت محورهای  $\alpha, \beta$  می‌باشند که به مقدار نامی ماشین (مقدار ماکزیمم ولتاژ فاز) پریونیت شده‌اند.

برای پریونیت کردن رابطه تغییرات گشتاور (۵-۱۶) از رابطه (۵-۶) به صورت زیر استفاده شده و مقدار گشتاور نامی ماشین به عنوان گشتاور مبنا برای پریونیت کردن انتخاب می‌گردد.

$$Te = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{Lm}{\sigma \cdot Ls \cdot Lr} \cdot |\psi_s| \cdot |\psi_r| \cdot \sin \delta \Rightarrow Te_{base} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{Lm}{\sigma \cdot Ls \cdot Lr} \cdot |\psi_{s_{base}}| \cdot |\psi_{r_{base}}| \cdot \sin \delta_{base}$$

(۱۹-۵)

با تقسیم رابطه (۵-۱۶) به رابطه (۵-۱۹) خواهیم داشت.

$$\frac{\Delta Te}{Te_{base}} = \frac{K_m \cdot |\Psi_r| \cdot (x + y)}{K_m \cdot |\psi_{s_{base}}| \cdot |\psi_{r_{base}}| \cdot \sin \delta_{base}}$$

$$x = (Vs\alpha \cdot \cos \theta_0 + Vs\beta \cdot \sin \theta_0) \cdot \sin \delta_0 \cdot \Delta t$$

$$y = ((Vs\beta \cdot \cos \theta_0 - Vs\alpha \cdot \sin \theta_0) - \omega_s \cdot |\Psi s_0|) \cdot \cos \delta_0 \cdot \Delta t$$

$$\frac{\Delta Te}{Te_{base}} = |\Psi_{rpu}| \cdot \left( \frac{x' + y'}{|\psi_{s_{base}}| \cdot \sin \delta_{base}} \right) \cdot \Delta t$$

$$x' = (Vs\alpha \cdot \cos \theta_0 + Vs\beta \cdot \sin \theta_0) \cdot \sin \delta_0$$

$$y' = ((Vs\beta \cdot \cos \theta_0 - Vs\alpha \cdot \sin \theta_0) - \omega_s \cdot |\Psi s_0|) \cdot \cos \delta_0$$

$$\Delta Te_{pu} = |\Psi_{rpu}| \cdot \left[ \Delta \psi_{spu} \cdot \sin \delta_{0pu} + ((Vs\beta_{pu} \cdot \cos \theta_0 - Vs\alpha_{pu} \cdot \sin \theta_0) \cdot K_1 - \frac{2}{P} \omega_{s_{pu}} \cdot K_1 \cdot |\Psi s_{0pu}| \cdot \sqrt{K_2 - \sin^2 \delta_{0pu}} \right]$$

(۵-۲۰)

رابطه فوق مقدار تغییرات گشتاور ناشی از اعمال بردار ولتاژ در مدت زمان کوچک  $\Delta t$  را نشان می‌دهد

$$\text{که در آن } \omega_{base} = \frac{1}{\sin^2 \delta_{base}}, K_1 = \Delta t \cdot \omega_{base} \text{ و } P \text{ تعداد قطبهای ماشین می‌باشد.}$$

تنها نکته قابل ذکر این است که در روابط فوق  $\omega_s$  به صورت رادیان مکانیکی بوده اما  $\omega_{base}$  به

صورت رادیان الکتریکی می‌باشد و به همین دلیل ضریب  $\frac{2}{P}$  در روابط اولیه ظاهر شده است.

## ۵-۲-۲- بررسی تاثیر بردارهای ولتاژ اینورتر سه سطحی بر روی شار استاتور

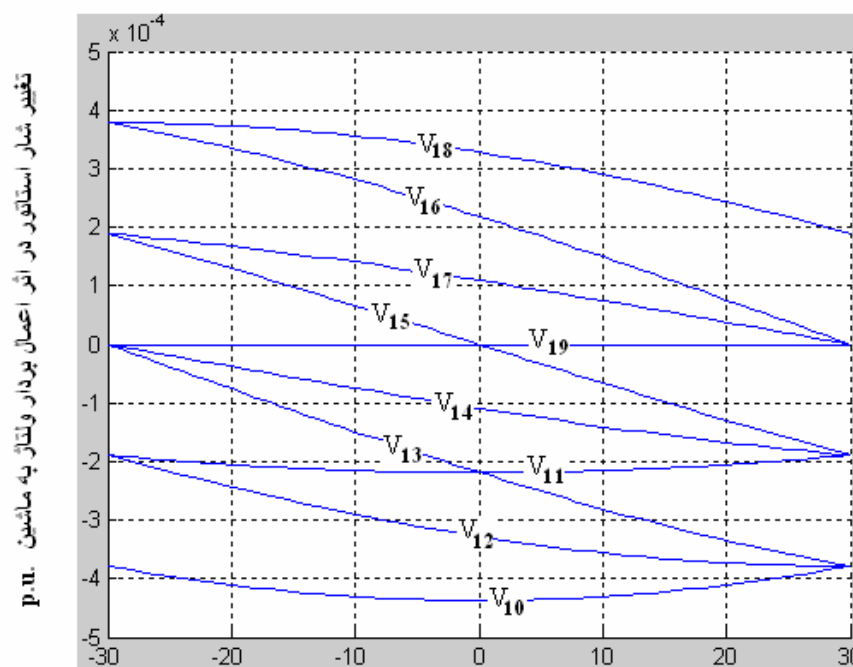
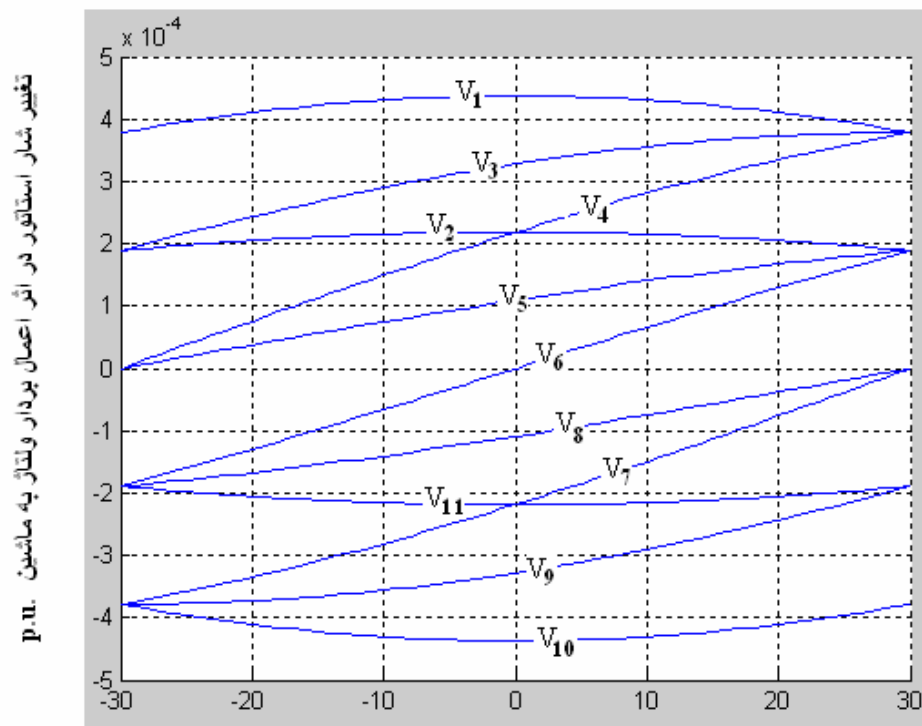
در این قسمت با استفاده از مقادیر مولفه‌های بردارهای ولتاژ حاصل از اینورتر سه سطحی در جهت محور  $\alpha, \beta$  با کمک رابطه (۶-۱۸) تاثیر هر یک از بردارهای ولتاژ خروجی اینورتر روی تغییر شار استاتور بررسی خواهد شد.

برای این منظور ولتاژ لینک DC بگونه‌ای انتخاب شده است که با استفاده از مدولاسیون SVM و اندیس مدولاسیون برابر ۱.۱۵ حداکثر ولتاژ فاز ماشین حاصل گردد. بنابراین با توجه به رابطه (۶-۲۱) مقدار پریونیت شده ولتاژ لینک DC، برابر ۱.۷۳۹ پریونیت می باشد.

$$m = \frac{V_{base}}{\frac{V_{dc}}{2}} \Rightarrow 1.15 = \frac{V_{base}}{\frac{V_{dc}}{2}} \Rightarrow \frac{V_{dc}}{V_{base}} = V_{dc_{PU}} = 1.739 \quad (۵-۲۱)$$

در رابطه فوق  $V_{base}$  مقدار ماکزیمم ولتاژ نامی فاز ماشین می باشد.

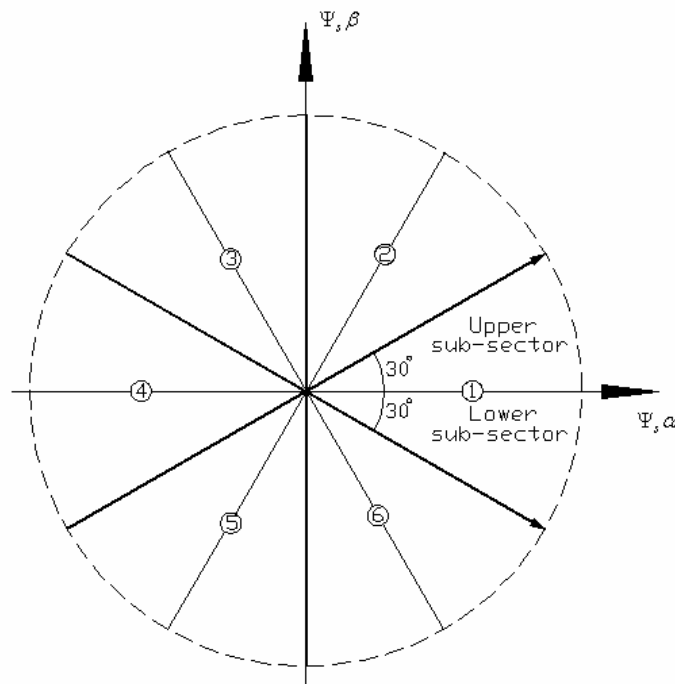
با اعمال مقادیر مولفه‌های ولتاژ حاصل از اینورتر سه سطحی در جهت محور  $\alpha, \beta$  با در نظر گرفتن ولتاژ لینک DC برابر ۱.۷۷۳۹ پریونیت و زمان نمونه برداری  $\Delta t = T_c = 1e-6$  ثانیه مقدار تغییرات شار ناشی از هر بردار تولیدی اینورتر زمانیکه بردار فضایی شار استاتور بین بازه  $[-30^0, 30^0]$  (سکتور اول) قرار دارد به صورت شکل (۵-۴) خواهد بود.



شکل (۴-۵): تاثیر اعمال بردارهای ولتاژ بر شار استاتور در سکتور اول



لازم به یادآوری است که مقادیر شکل فوق به صورت پریونیت می باشند. با دقت در شکل فوق می توان مشاهده کرد که بردارهای شماره ۶ و ۱۵ در نیمی از سکتور  $60^0$  باعث افزایش شار و در نیمه دیگر آن باعث کاهش آن می گردند، بنابراین چنانچه فضای برداری به ۶ سکتور  $60^0$  تقسیم شود استفاده از این بردارها در سکتور اول غیر ممکن می باشد. اما در صورت تقسیم فضای برداری به صورت ۱۲ سکتور  $30^0$  می توان از این بردارها با در نظر گرفتن تاثیر آنها بر شار استفاده کرد. بنابراین با تقسیم سکتور  $60^0$  به دو زیر سکتور  $30^0$  بالایی و پایینی به صورت شکل (۵-۶) تاثیر هر بردار ولتاژ اینورتر روی شار استاتور زمانیکه بردار فضایی شار استاتور بین بازه  $[-30^0, 30^0]$  قرار دارد به صورت جدول (۵-۱) خلاصه خواهد شد.



شکل (۵-۵): تقسیم سکتورهای  $60^0$  به دو سکتور  $30^0$  بالایی و پایینی

جدول (۵-۱) : تاثیر بردارهای ولتاژ روی شار استاتور در سکتور اول

بردار	زیر سکتور پایینی	زیر سکتور بالایی
$V_1$	افزایش شار	افزایش شار
$V_2$	افزایش شار	افزایش شار
$V_3$	افزایش شار	افزایش شار
$V_4$	افزایش شار	افزایش شار
$V_5$	افزایش شار	افزایش شار
$V_6$	افزایش شار	افزایش شار
$V_7$	افزایش شار	افزایش شار
$V_8$	افزایش شار	افزایش شار
$V_9$	افزایش شار	افزایش شار
$V_{10}$	افزایش شار	افزایش شار
$V_{11}$	افزایش شار	افزایش شار
$V_{12}$	افزایش شار	افزایش شار
$V_{13}$	افزایش شار	افزایش شار
$V_{14}$	افزایش شار	افزایش شار
$V_{15}$	افزایش شار	افزایش شار
$V_{16}$	افزایش شار	افزایش شار
$V_{17}$	افزایش شار	افزایش شار
$V_{18}$	افزایش شار	افزایش شار

$V_{19}$	افزایش شار	افزایش شار
----------	------------	------------

در فصل چهارم نشان داده خواهد شد که به خاطر وجود تقارن در فضای برداری نتایج به دست آمده در جدول (۵-۱) قابل تعمیم برای دیگر سکتورها در کل فضای برداری می باشد.

### ۵-۲-۳- بررسی تاثیر بردارهای ولتاژ اینورتر سه سطحی بر روی گشتاور ماشین

#### ۵-۲-۳-۱- بررسی عوامل موثر بر تغییرات گشتاور

با دقت در رابطه (۵-۲۰) می توان مشاهده کرد که مقدار سرعت ماشین  $\omega_{spu}$  و همچنین مقدار زاویه بار ماشین  $\sin \delta_0$  که با گشتاور بار متناسب است، تاثیر مستقیمی بر مقدار تغییرات گشتاور حاصله از بردار ولتاژ اعمال شده توسط اینورتر دارد. بنابراین بررسی تاثیر هر بردار ولتاژ در سرعت و بارهای مختلف ضروری می باشد.

با توجه به همین رابطه می توان مشاهده کرد که مسائل ساختاری ماشین از جمله تعداد قطبهای و زاویه بار حاصل از اعمال گشتاور نامی به ماشین  $\sin \delta_{base}$  در میزان تغییرات گشتاور ماشین موثر می باشند. به همین دلیل پارامترهای یک موتور نمونه فشار متوسط در جدول (۵-۲) آورده شده است و در طول پروژه طراحی براساس پارامترهای این موتور انجام خواهد گرفت.

در اینجا لازم به ذکر است که روش ارائه شده در پروژه عمومیت کامل خود را دارا بوده، لذا پارامترهای ماشین تنها در استخراج جهت اهداف کنترلی برنامه ای در محیط Matlab نوشته شده است که در آن با دریافت مقدار پریونیت ولتاژ لیک و DC و زاویه بار در اثر اعمال گشتاور نامی، بردارهای مناسب جهت اهداف کنترلی استخراج می گردند.

جدول (۵-۲): پارامترهای موتور فشار متوسط نمونه

J	R <sub>r</sub>	X <sub>lr</sub>	X <sub>M</sub>	X <sub>ls</sub>	R <sub>s</sub>	I <sub>B</sub> (ab	T <sub>B</sub>	R <sub>p</sub>	Vol	HP
kg/m <sup>2</sup>	ohms	ohms	ohms	Ohms	ohms	amps	N.m	ohms	Volts	
63.8	0.0	0.2	13.	0.22	0.02	420	890	178	230	225

با استفاده از مقادیر پارامترهای جدول فوق و رابطه (۵-۶) مقدار  $\sin \delta_{base}$  به دست آورده شده است.

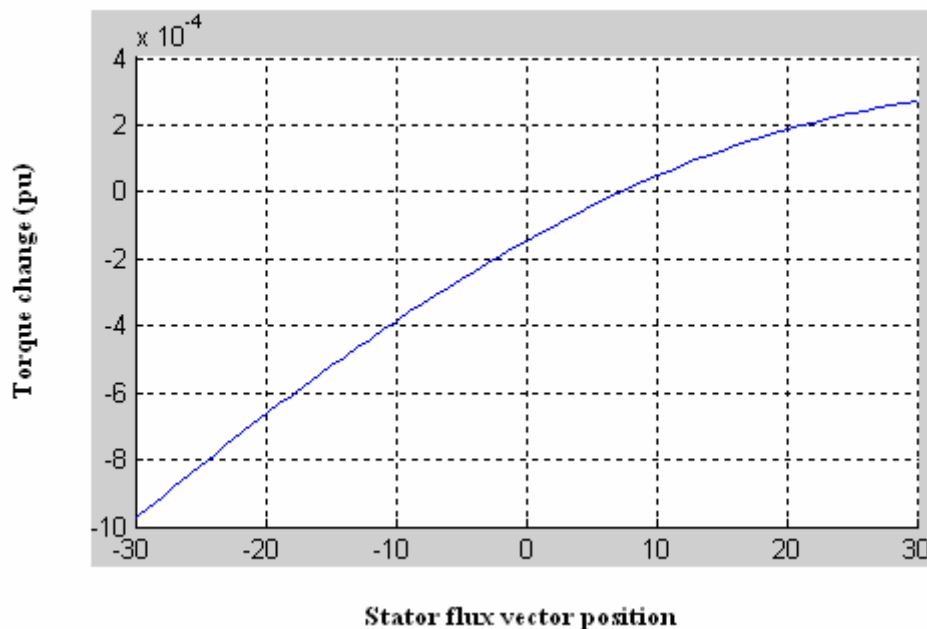
دراین قسمت با استفاده از مقادیر مولفه‌های یک بردار ولتاژ انتخابی (بردار شماره ۸) در جهت

محور  $\alpha, \beta$  و جایگزاری آن در رابطه (۵-۲۰) و انتخاب  $V_{de} = 1p.u., \omega_m = 1p.u., T_L = 1p.u.$  و زمان نمونه

بردارى برابر یک میکروثانیه مقدار تغییرات گشتاور ناشی از اعمال بردار شماره ۸ به موتور فشار متوسط

مذکور برای زمانی که بردار فضایی شار استاتور بین بازه  $[-30^\circ 30^\circ]$  قرار دارد به صورت شکل زیر حاصل

می‌گردد.



شکل (۵-۶): تغییرات گشتاور ناشی از اعمال بردار شماره ۸ در بازه  $\{-30^\circ 30^\circ\}$

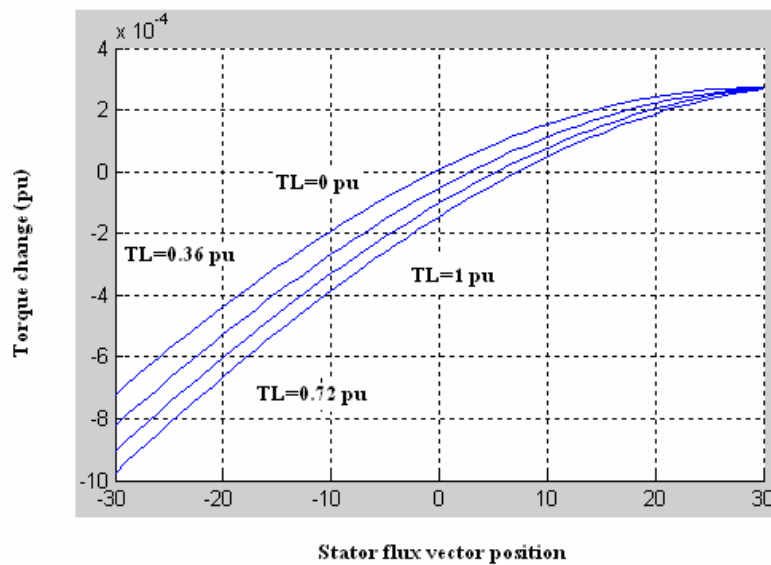
با توجه به شکل فوق می‌توان مشاهده کرد که مرز تغییر رفتار مشخصه اثر گذاری بردار ولتاژ شماره ۸ بر روی گشتاور القایی در ماشین زاویه  $8^0$  درجه می‌باشد، به این معنی که در صورت استقرار بردار فضایی شار استاتور در بازه  $[8^0 30^0]$  این بردار ولتاژ باعث افزایش گشتاور شده در حالیکه در بازه  $[-30^0 8^0]$  این بردار سبب کاهش گشتاور می‌گردد. بنابراین در اینجا به نظر می‌رسد که در صورت استفاده از زیر سکتورهای  $30^0$  می‌توان از این بردار تنها برای کاهش گشتاور در زمان استقرار بردار فضایی شار استاتور در زیر سکتور پایینی استفاده کرد.

برای بررسی تاثیر تغییرات گشتاور بار با تغییر رفتار مشخصه اثر گذاری بردار شماره ۸ به صورت زیر عمل می‌گردد.

از آنجائیکه در روش کنترل مستقیم گشتاور، شار استاتور در تمام وضعیت‌های گشتاور بار روی مقدار نامی نگاه داشته می‌شود بنابراین در زمان تغییر گشتاور بار تنها زاویه بار یعنی زاویه بین بردار شار استاتور و روتور افزایش یافته و به این ترتیب گشتاور القایی افزایش می‌یابد.

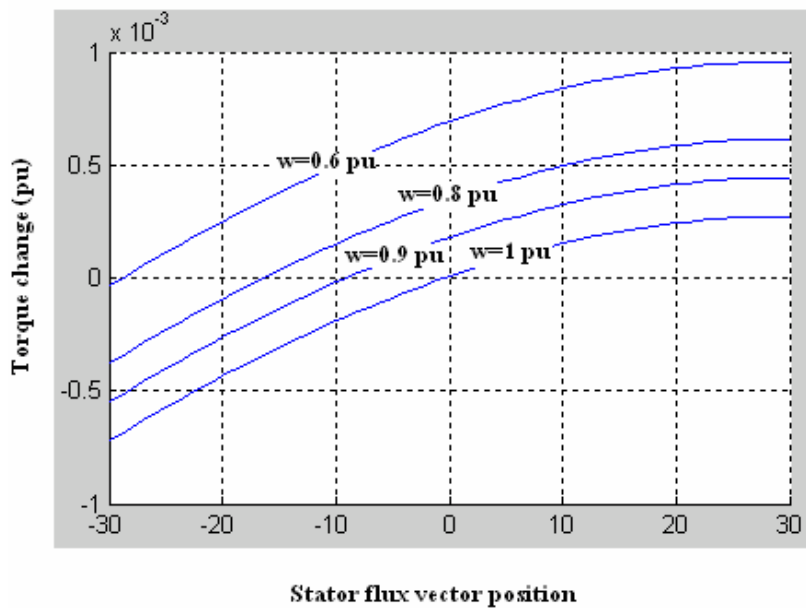
بنابراین با کاهش این مقدار در زمان کم شدن گشتاور بار می‌توان تاثیر بار را بر روی رفتار بردار مورد نظر مورد بررسی قرار داد.

در شکل (۵-۷) تاثیر بردار شماره ۸ بر روی تغییرات گشتاور، برای بارهای مختلف و سرعت نامی نشان داده شده است.



شکل (۵-۷): تاثیر بردار شماره ۸ بر روی تغییرات گشتاور برای بارهای مختلف

همانطور که در شکل دیده می‌شود با تغییر گشتاور بار زاویه مرزی تغییر رفتار مشخصه اثر گذاری این بردار روی گشتاور جابجا شده اما علارغم آن می‌توان مشاهده کرد که برای تمام بارها در سرعت نامی و هنگامیکه بردار فضایی شار استاتور در زیر سکتور پایینی قرار دارد می‌توان از این بردار برای کاهش گشتاور ماشین استفاده کرد. اما استفاده از این بردار در زیر سکتور بالایی مجاز نمی‌باشد. در شرایط بی باری موتور ( $\sin \delta_0 = 0$ )، با تغییر مقدار سرعت آن در رابطه (۵-۲۰) می‌توان تاثیر سرعت موتور بر تغییرات گشتاور حاصل از اعمال بردار شماره ۸ به ماشین را به صورت زیر نشان داد.



شکل (۵-۸): تاثیر بردار شماره ۸ بر روی تغییرات گشتاور برای سرعت های مختلف و شرایط بی باری موتور  
در سرعت نامی

با توجه به شکل فوق می توان مشاهده کرد که بردار شماره ۸ در سرعت ۶، پیرویت حتی در زیر سکتور پایینی نیز باعث افزایش گشتاور می شود.

بنابراین هنگامیکه بردار فضایی شار استاتور در سکتور  $60^0$  اول قرار دارد نمی توان از این بردار برای کاهش گشتاور در بارهای مختلف و سرعت های مختلف استفاده کرد و بطور کل استفاده از این بردار به خاطر عدم ثبات رفتار آن غیر مجاز بوده و این بردار باید از لیست بردارهای مناسب کنار گذاشته شود.

در قسمت بعد تاثیر هر ۱۹ بردار ولتاژ تولیدی توسط اینورتر سه سطحی بر روی تغییرات گشتاور در بارهای مختلف و سرعت های مختلف بررسی شده و در پایان بردارهایی که داراهای مشخصه اثر گذاری ثابتی در زیر سکتورهای  $30^0$  بالایی و یا پایینی باشند بعنوان بردارهای مناسبی معرفی خواهند شد.

## ۵-۲-۳-۲- تأثیر بردارهای ولتاژ ۱۹ گانه بر تغییرات گشتاور در بارها و سرعتهای مختلف:

با استفاده از رابطه (۵-۲۰) و با فرض ولتاژ لیک DC برابر با ۱۰۷۳۹ پریونیت و زمان نمونه برداری برابر یک میکرو ثانیه نوع اثر گذاری هر یک از بردارهای ۱۹ گانه اینورتر روی تغییرات گشتاور (افزایش، کاهش-) و زاویه تغییر رفتار مشخصه اثر گذاری برای زمانیکه بردار فضایی شار استاتور در بازه- $[30^0 30^0]$  قرارداد برای بارها و سرعتهای مختلف بدست آورده شده و نتایج آن به صورت مقادیر پریونیت درجداول موجود در پیوست الف آورده شده است.

این نتایج بخاطر وجود تقارن در فضای برداری قابل تعمیم به دیگر سکتورهای شار می باشد. به این موضوع در بخش چهارم پرداخته خواهد شد.

برای نمونه جدول (۵-۶) مقدار تغییرات گشتاور ناشی از اعمال بردارهای شماره ۱ تا ۵ را در شرایط بارهای مختلف و سرعت نامی نشان می دهد.

در این جداول علامت "-" به معنی کاهش گشتاور و علامت "+" به معنی افزایش آن می باشد. لازم به ذکر است که دراستخراج نتایج برای جداول آورده شده در پیوست الف شار استاتور و روتور در رابطه (۵-۲۰) برای سرعتهای کمتر از یک پریونیت یعنی ناحیه عملکرد شار ثابت موتور، برابر مقدار نامی و برای سرعتهای بالاتر از آن جهت حصول عملکرد تضعیف میدان کاهش تناسبی مقدار شار استاتور و روتور به نسبت افزایش سرعت در نظر گرفته شده است.

با دقت در نتایج ارائه شده در جداول پیوست الف می توان مشاهده کرد که مشخصه اثرگذاری بعضی از بردارها در طول یک سکتور  $60^0$  تغییر می یابد. لذا استفاده از این بردارها در سکتورهای  $60^0$  مقدور نمی باشد. اما با دقت بیشتر در نتایج می توان به این نکته پی برد که تعداد زیادی از این بردارها در سکتورهای  $30^0$  بالایی و یا پایینی دارای مشخصه اثر گذاری با رفتار ثباتی می باشند، بنابراین با تقسیم فضای برداری حرکت بردار شار استاتور به ۱۲ سکتور  $30^0$  می توان استفاده از این بردارها را در حداقل



یکی از این سکتورهای  $30^0$  ممکن ساخت و درجه‌های آزادی کنترلر را برای کنترل دیگر پارامترهای ضروری سیستم به کار گرفت.

جدول ( ۵-۳ ) : نحوه تغییرات اثر گذاری بردارهای ۱ تا ۵ روی تغییر گشتاور در بارهای مختلف در سرعت نامی

$\omega=1pu$				
تأثیر بردار بعد از تغییر مشخصه اثر گذاری	زاویه تغییر مشخصه اثر گذاری	تأثیر بردار قبل از تغییر مشخصه اثر گذاری	گشتاور بار (پریونیت)	بردار
+	-۲۵.۵۵	-	۰	$V_1$
	-۲۲.۰۶	-	۰.۳۶	
	-۱۹.۰۶۸	-	۰.۷۲	
	-۱۶.۴۲۷	-	۱	
-	-	-	۰	$V_2$
	-	-	۰.۳۶	
	-	-	۰.۷۲	
	-	-	۱	
+	۰.۱۳۱۵۳	-	۰	$V_3$
	۳.۶۳	-	۰.۳۶	
	۶.۶۴۵۸	-	۰.۷۲	
	۹.۳۱۸۵	-	۱	
+	+	+	۰	$V_4$
	+	+	۰.۳۶	
	+	+	۰.۷۲	

	۱	+	+	+
$V_5$	۰	-	۰.۳۹۰۶۸	+
	۰.۳۶	-	۴.۰۰۹۴	+
	۰.۷۲	-	۷.۲۹۴۲	+
	۱	-	۱۰.۳۲۳	+

با بررسی جداول آورده شده در پیوست الف، تاثیر هر بردار ولتاژ روی گشتاور ماشین در زیر سکتورهای  $30^0$  پایینی و  $30^0$  بالایی برای بارها و سرعت‌های مختلف می‌تواند استخراج شود. این نتایج در جدول (۴-۶) آورده شده است.

در این جدول علامت + به معنی مناسب بودن برای منظور افزایش گشتاور، - به معنی مناسب بودن برای منظور کاهش گشتاور و n.u به معنی عدم امکان استفاده از این بردار در سکتور مورد نظر می‌باشد.

جدول (۴-۵) : نتیجه بررسی تاثیر بردار های مختلف بر روی تغییرات گشتاور

سرعت بردار	$\omega = 0.6 \text{ p.u.}$		$\omega = 0.8 \text{ p.u.}$		$\omega = 1 \text{ p.u.}$		$\omega = 1.2 \text{ p.u.}$		$\omega = 1.4 \text{ p.u.}$	
	$-30^\circ \leq \theta < 0^\circ$	$0^\circ < \theta \leq 30^\circ$	$-30^\circ \leq \theta < 0^\circ$	$0^\circ < \theta \leq 30^\circ$	$-30^\circ \leq \theta < 0^\circ$	$0^\circ < \theta \leq 30^\circ$	$-30^\circ \leq \theta < 0^\circ$	$0^\circ < \theta \leq 30^\circ$	$-30^\circ \leq \theta < 0^\circ$	$0^\circ < \theta \leq 30^\circ$
V <sub>1</sub>	n.u	-	n.u	-	n.u	-	n.u	-	n.u	-
V <sub>2</sub>	n.u	-	-	-	-	-	-	-	-	-
V <sub>3</sub>	+	n.u	+	n.u	+	n.u	+	n.u	+	n.u
V <sub>4</sub>	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
V <sub>5</sub>	+	n.u	+	n.u	+	n.u	+	n.u	+	n.u
V <sub>6</sub>	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
V <sub>7</sub>	+	+	+	+	n.u	+	n.u	+	n.u	+
V <sub>8</sub>	n.u	+	n.u	+	-	n.u	-	n.u	-	n.u
V <sub>9</sub>	n.u	+	n.u	n.u	-	n.u	-	n.u	-	n.u
V <sub>10</sub>	-	n.u	-	n.u	-	n.u	-	n.u	-	n.u
V <sub>11</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
V <sub>12</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
V <sub>13</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
V <sub>14</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
V <sub>15</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
V <sub>16</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
V <sub>17</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
V <sub>18</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
V <sub>19</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

به منظور ارائه یک جدول سوئیچینگ واحد برای تمام سرعتهای و گشتاورهای مختلف بار می توان

اشتراک جدول (۴-۵) را بعنوان بردارهای مناسب با مشخصه اثر گذاری پایدار و ثابت برای بازه سرعت

[0.6 1.4] پریونیت و تمامی بارها در این ناحیه ارائه داد

جدول (۵-۵): بردارهای مناسب با مشخصه اثر گذاری پایدار و ثابت برای بازه سرعت

{۰.۶ ۱.۴} پایونیت و تمام بارها

$\omega = 0.6 - 1.4 pu$		
بردار	$-30^\circ \leq \theta < 0^\circ$	$0^\circ < \theta \leq 30^\circ$
$V_1$	n.u	-
$V_2$	n.u	-
$V_3$	+	n.u
$V_4$	+	+
$V_5$	+	n.u
$V_6$	+	+
$V_7$	n.u	+
$V_8$	n.u	n.u
$V_9$	n.u	n.u
$V_{10}$	-	n.u
$V_{11}$	-	-
$V_{12}$	-	-
$V_{13}$	-	-
$V_{14}$	-	-
$V_{15}$	-	-
$V_{16}$	-	-
$V_{17}$	-	-
$V_{18}$	-	-
$V_{19}$	-	-

### ۵-۳- استخراج بردارهای مناسب جهت اهداف کنترلی

با ترکیب نتایج حاصل از جدول (۵-۱) و جدول (۵-۵) می‌توان بردارهای مناسب جهت اهداف کنترلی یعنی کاهش و یا افزایش شار و گشتاور را برای زمانیکه بردار فضایی شار استاتور بین بازه  $[-30^\circ 30^\circ]$  قرار دارد، استخراج کرد. این نتایج در جدول (۵-۶) آورده شده است.

در جدول فوق علامت+ به معنی افزایش و علامت- به معنی کاهش می باشد. آشکار است که در جدول فوق در بعضی از حالات چندین بار اثر گذاری مشابه دارند. این موضوع حقیقت وجود درجه‌های

آزاد در انتخاب بردار ولتاژ برای اهداف کنترلی DTC با استفاده از اینورتر سه سطحی را توصیف می‌کند. از این درجه‌های آزادی می‌توان در جهت بهبود عملکرد و اصلاح دیگر پارامترهای عملکرد درایو کنترل مستقیم گشتاور استفاده کرد.

#### ۵-۴- خلاصه:

در این فصل تاثیر اعمال هر یک از برداری ولتاژ ۱۹ گانه تولیدی توسط اینورتر سه سطحی بر روی تغییرات شار و گشتاور ماشین به تفکیک برای شرایط مختلف سرعت و بار ماشین به کمک روابط تحلیلی استخراج و بررسی شد و در پایان جدولی ارائه گردید که در آن بردارهای مناسب جهت اهداف کنترلی (کاهش و یا افزایش شار و گشتاور) برای زمانیکه بردار فضایی شار استاتور در بازه  $[-30^0, 30^0]$  قرار داشت معرفی شدند.

در فصل بعد وجود تقارن بین سکتورهای شار در فضای برداری نشان داده شده و نتایج حاصله در این فصل برای دیگر سکتورها تعمیم داده خواهد شد. در پایان استراتژی انتخاب بهترین بردار از میان بردارهای ممکن ارائه خواهد گردید.

## **فصل ششم**

### **شبه سازی و مقایسه نتایج**

## **فصل ششم**

### **شبیه سازی و مقایسه نتایج**

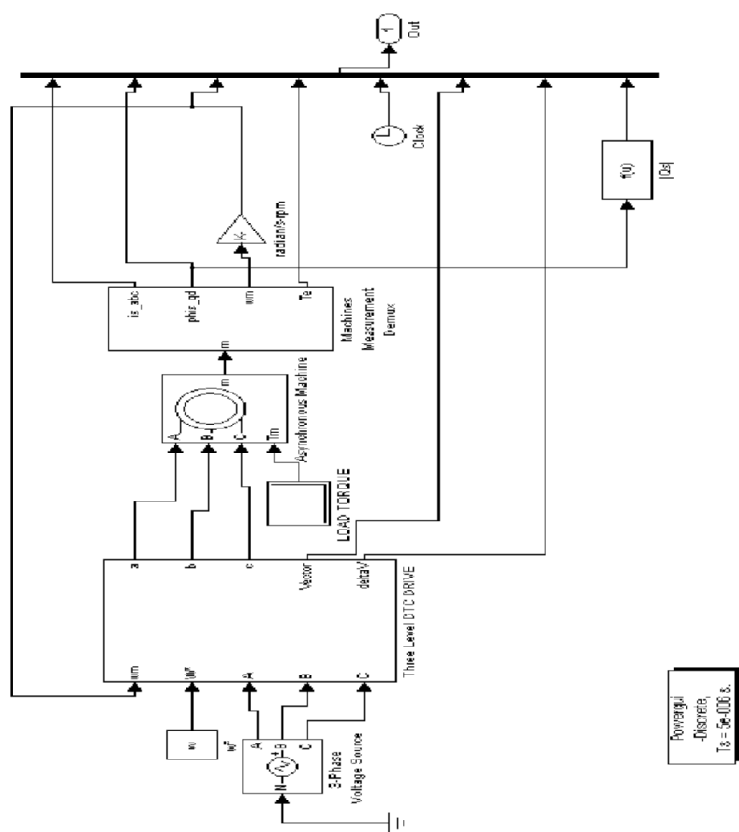
#### **۶-۱- مقدمه**

در این فصل در ابتدا چگونگی شبیه سازی روش پیشنهادی در پروژه آورده می شود. سپس معیارهایی برای مقایسه عملکرد سیستم کنترل مستقیم گشتاور معرفی می گردد. یک روش پیشنهادی برای کاربرد مشابه معرفی شده و در پایان نتایج حاصل از شبیه سازی استراتژی پیشنهادی در پروژه با نتایج حاصل از شبیه سازی استراتژی ارائه شده در مقاله مقایسه می گردد و نقاط ضعف و قوت هر استراتژی آشکار می گردد.

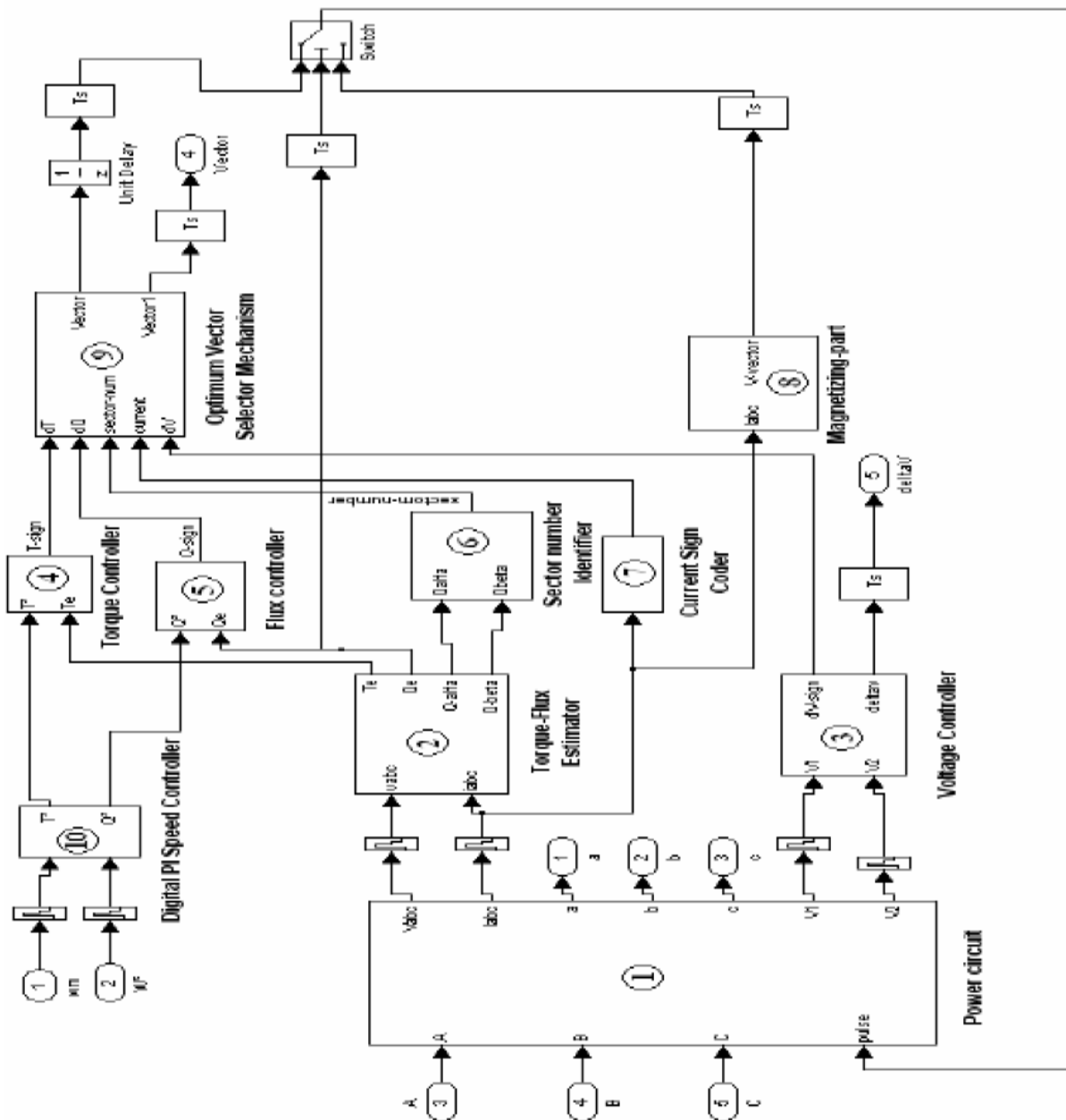
#### **۶-۲- شبیه سازی سیستم کنترل مستقیم گشتاور پیشنهادی پروژه با اینورتر سه سطحی:**

در این قسمت روش پیشنهاد شده در بخش چهارم جهت ارزیابی چگونگی عملکرد آن در نرم افزار Matlab- Simulink شبیه سازی شده است. لازم به ذکر است که در این شبیه سازی از مدل موجود در نرم افزار سیمولینک برای موتور القایی استفاده شده است و پارامترهای موتور از جدول (۵-۲) در مدل مذکور جایگزین شده اند. شکل (۶-۱) نمایی از بلوک دیاگرام کلی سیستم شبیه سازی شده را نشان می دهد.





شکل (۶-۱): نمایی از بلوک دیاگرام کلی سیستم شبیه سازی شده



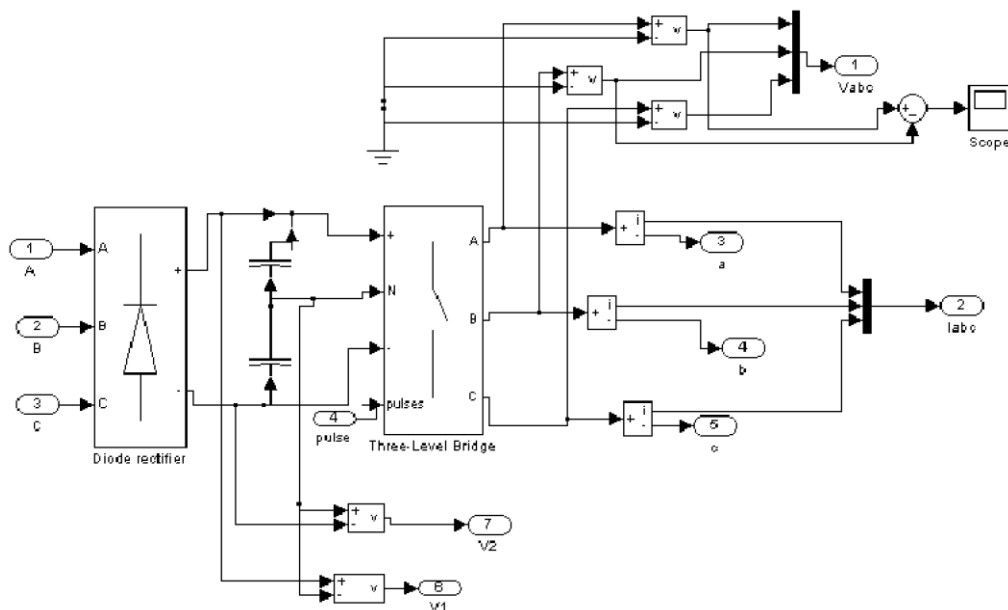
شکل (۶-۲): اجزای سازنده بلوک کنترل مستقیم گشتاور

شکل (۲-۶) اجزای سازنده بلوک کنترل مستقیم گشتاور را نشان می‌دهند که به ترتیب شماره

عبارتد از:

۱- مقدار قدرت : این مدار شامل یک یکسو ساز پل سه فاز دیودی، دو خازن لینک DC و یک اینورتر

سه سطحی به صورت شکل (۳-۶) می باشد.



۲- تخمینگر شار و گشتاور: این بلوک به کمک روابط (۴-۱۰) و (۴-۱۱) شار و گشتاور ماشین را

تخمین می‌زند.

۳- کنترلر ولتاژ: این کنترلر از نوع هیستریزیس سه سطحی بوده که به منظور متعادل کردن ولتاژ

نقطه خنثی به کار می رود.

۴- کنترلر گشتاور: این کنترلر از نوع هیستریزیس چهار سطحی بوده که به منظور نگاه داشتن خطای

گشتاور در یک بازه محدود طراحی شده است.

۵- کنترلر شار : این کنترلر از نوع هیستریزیس دو سطحی بوده که به منظور نگاه داشتن خطای شار

در یک بازه از پیش تعیین شده طراحی شده است.

۶- بلوک تشخیص مکان بردار فضای شار استاتور: این بلوک از نوع بلوکهای S-function بوده که

در آن جدول (۴-۳) به کمک برنامه نویسی در ام- فایل و ارتباط دادن آن با بلوک مذکور مدل شده

است. خروجی این بلوک شماره سکتوری است که شار استاتور در آن قرار دارد و به صورت عددی صحیح از بازه [1 12] می‌باشد.

۷- کد کننده وضعیت جریان : این بلوک نیز از نوع بلوکهای S-function<sup>۷</sup> بوده و وظیفه آن نمونه برداری از جریان سه فاز و در پایان کدگذاری وضعیت جریان با توجه به جدول (۵-۴) می‌باشد. خروجی این بلوک عددی صحیح در بازه [1 6] است.

۸- مکانیزم محدود کننده جریان در زمان مغناطیس شدن ماشین : این بلوک وظیفه برقراری شار در لحظه استارت ماشین را به عهده دارد.

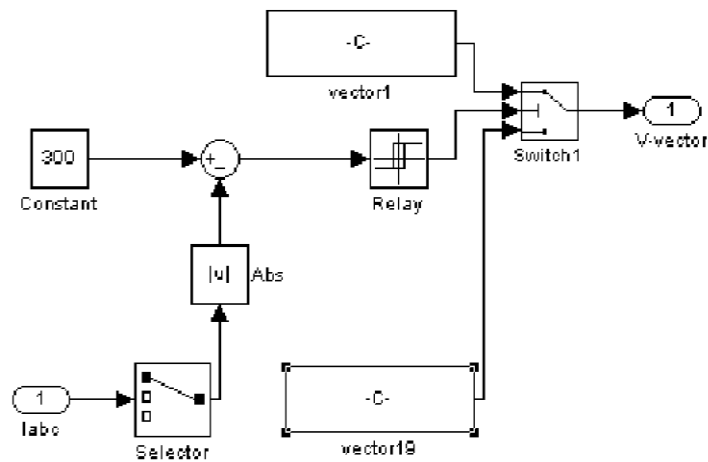
در زمان مغناطیس شدن ماشین، یک بردار ولتاژ ثابت به ماشین اعمال می‌شود (بردار شماره ۱) تا اندازه شار استاتور به مقدار مرجع خود  $\Phi_{ref}$  برسد.

در این حالت بردار شار استاتور هیچ چرخشی ندارد و تنها مقدار آن به صورت طولی زیاد می‌شود. با زیاد شدن مقدار شار استاتور، جریان استاتور نیز به سرعت افزایش می‌یابد. در این روش برای کنترل مقدار جریان از حد مجاز  $I_{lim}$  به اندازه  $\Delta I$  زیاده‌تر می‌شود با اعمال بردار ولتاژ صفر (بردار ولتاژ شماره ۱۹) به ماشین، افزایش آن محدود شده و جریان کاهش می‌یابد و این روند تا زمانی که مقدار جریان به اندازه  $\Delta I$  از  $I_{lim}$  کمتر شود ادامه دارد. سپس دوباره بردار فعال مورد نظر سوئیچ شده تا شار افزایش پیدا کند و در پایان به مقدار مرجع برسد.

نکته دیگری که در اینجا لازم است ذکر شود این است که برای محدود کردن جریان در زمان مغناطیس شدن ماشین، مقدار مرجع گشتاور تا زمان اتمام دوره مغناطیس شوندگی ماشین به آن اعمال نمی‌شود. شکل (۶-۴) بلوک دیاگرام شبیه سازی شده این مکانیزم در محیط سیمولینک را نشان می‌دهد.

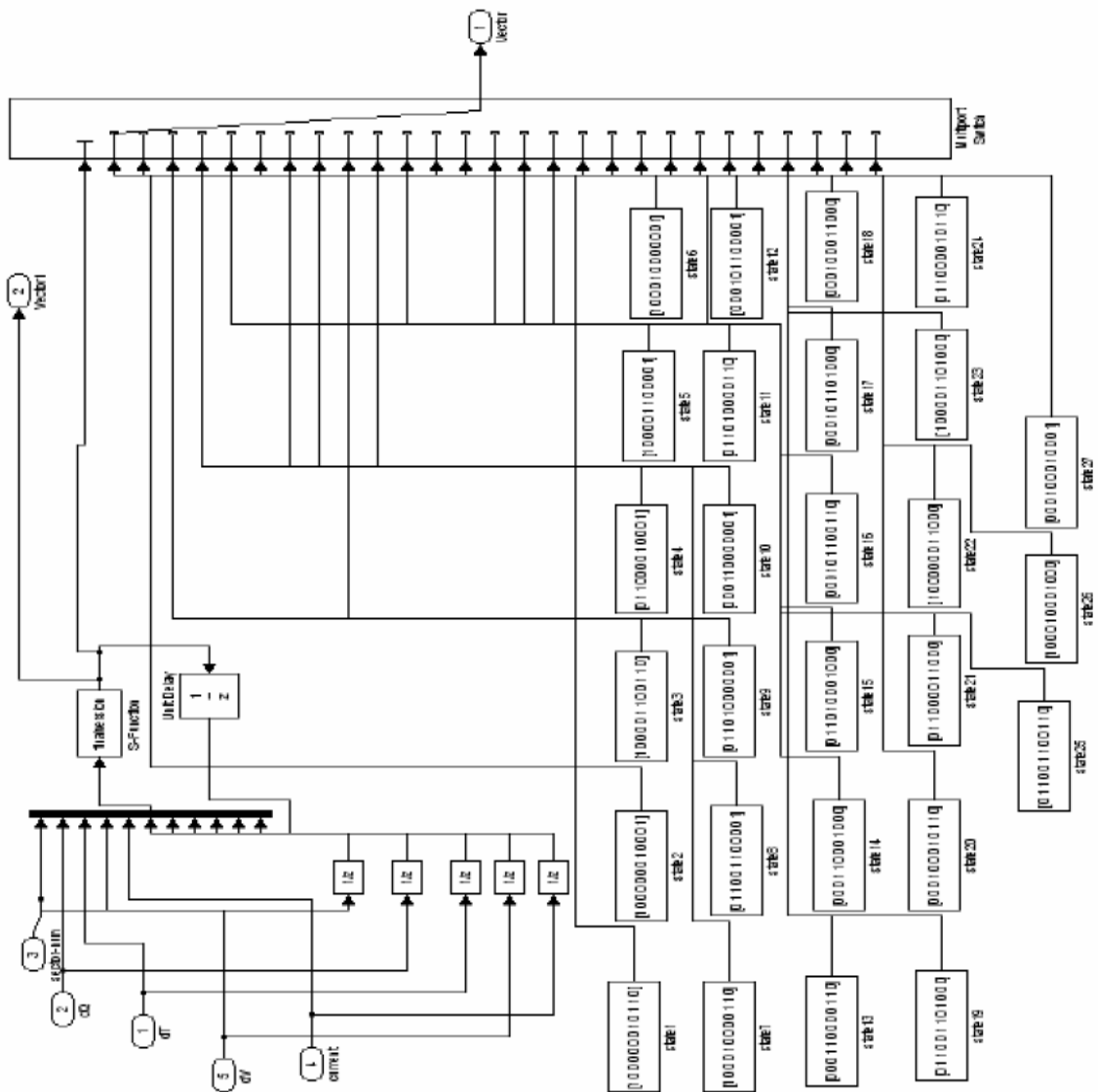
---

<sup>۷</sup> - بلوکهای S-function به منظور تولید بلوکهای دلخواه کاربر در محیط سیمولینک ساخته شده‌اند. این بلوکها با ارتباط یافتن با یک برنامه ام-فایل دقیقاً همانند یک بلوک سیمولینک در هر قدم شبیه سازی فراخوانی، مقدار دهی شده و خروجی آنها محاسبه می‌گردد.



شکل (۳-۶) : مکانیزم محدود کننده جریان در زمان مغناطیس شدن ماشین

۹- مکانیزم انتخاب وضعیت سوئیچینگ بهینه : این بلوک مهم ترین بلوک سیستم شبیه سازی شده می باشد که به صورت ترکیبی از بلوکهای سیمولینک و بلوک S-function ساخته شده است. استراتژی اصلی انتخاب بهترین وضعیت سوئیچینگ نشان داده شده در فلوچارت شکل (۶-۱۱) در این بلوک قرار داده شده است.



شکل (۴-۴) : مکانیزم انتخاب بهترین وضعیت سوئیچینگ

این بلوک بهترین وضعیت سوئیچینگ ممکن را با هدف نگاه داشتن انحراف ولتاژ خازنها در یک بازه از پیش تعیین شده و مینیمم کردن فرکانس سوئیچینگ اینورتر انتخاب می‌کند. در شکل (۴-۵) این بلوک نشان داده شده است.

در برنامه نوشته شده برای این بلوک به منظور افزایش سرعت محاسبات، وضعیت هر ورودی (فرمان شار، فرمان گشتاور، فرمان متعادل کننده ولتاژ نقطه خنثی و شماره سکتور قرارگیری بردار فضایی شار

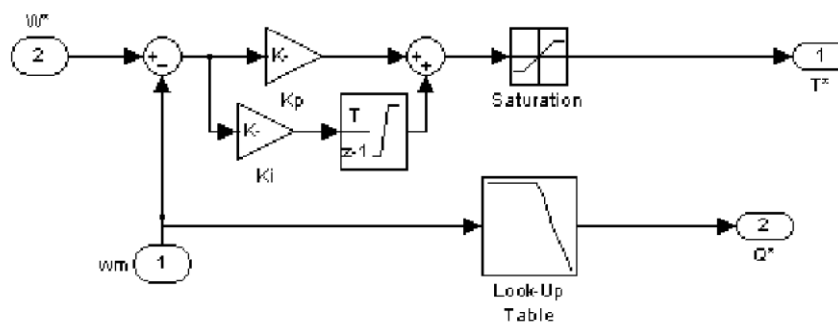
استاتور) با نمونه قبلی آن مقایسه شده و در صورت عدم تغییر در همه آنها خروجی نمونه فعلی برابر خروجی نمونه قبلی در نظر گرفته می شود تا از انجام محاسبات بی مورد جلوگیری گردد. با این حال در صورت تغییر در هر یک از ورودی ها خروجی باید طبق فلوچارت شکل (۶-۱) محاسبه شود.

۱۰- کنترلر سرعت : این بلوک یک کنترلر PI دیجیتال بوده که وظیفه آن تولید مرجع گشتاور با

توجه به خطای سرعت و تولید مرجع شار با در نظر گرفتن مقدار سرعت موتور می باشد.

از آنجائیکه طراحی بهینه کنترلر سرعت خارج از محدوده کار پروژه بوده است، پارامترهای مورد نیاز

تنها با هدف افزایش سرعت شبیه سازی و سرعت رسیدن به حالت دائمی انتخاب شده اند.



شکل (۶-۵) : بلوک دیاگرام کنترلر سرعت

بلوک اشباع به کار گرفته شده در خروجی مرجع گشتاور باعث می شود تا مرجع گشتاور تولیدی در

محدود گشتاور ماکزیمم قابل تحقق در ماشین باقی بماند. همچنین استفاده از

look up table به منظور تولید مرجع شار و اعمال مسئله تضعیف میدان در سرعت های بالا از

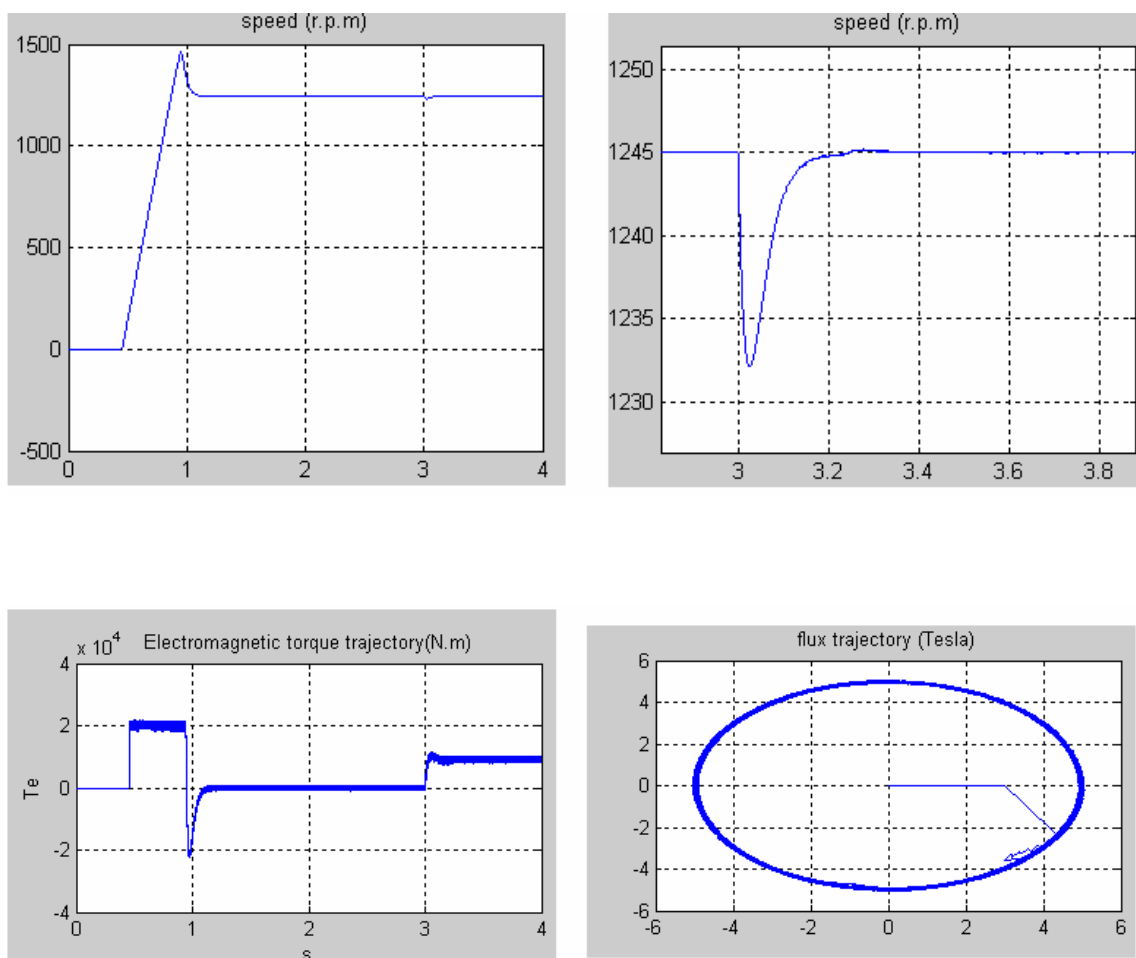
سرعت نامی می باشد.

نتایج اجرای مدل مذکور برای موتور فشار متوسط (۱۸۰۰ دور) با پارامترهای نشان داده شده در

جدول (۴-۲) با فرض مبنای سرعت برابر ۱۲۴۵ دور در شکل (۷-۵ - الف) و مرجع ۲۴۴۶۵ دور در

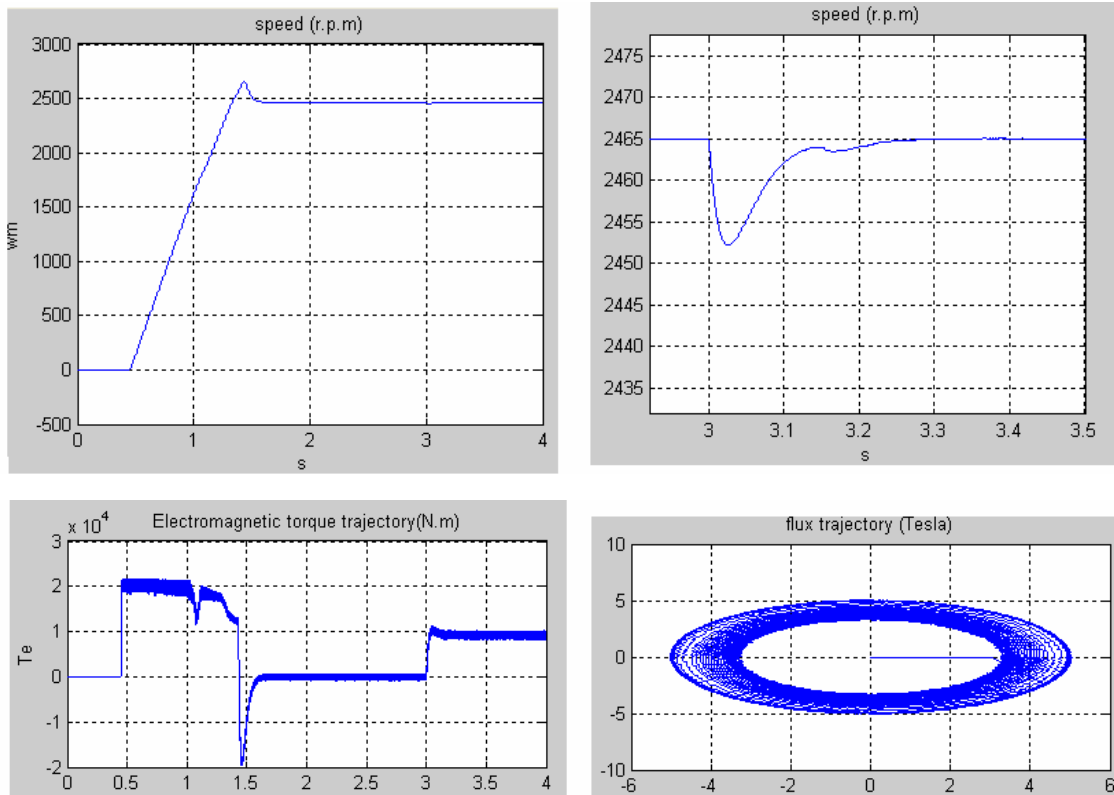
شکل (۷-۵-ب) آورده شده است.

با دقت در شکل (۶-۵-ب) می‌توان مشاهده کرد که شیب افزایش سرعت بعد از سرعت ۱۸۰۰ دور کاهش یافته است. این پدیده را می‌توان ناشی از کاهش شار و به دنبال آن کاهش گشتاور ماکزیمم به خاطر ورود به ناحیه تضعیف میدان دانست. لازم به ذکر است که در هر دو حالت فوق بار نامی در ثانیه سوم به ماشین اعمال شده است. اما در هر دو حالت درایو با دقت بالایی مرجع سرعت را دنبال کرده است.



شکل (۶-۶-الف): نتیجه اجرای شبیه سازی با مبنای سرعت برابر ۱۲۴۵ دور





شکل (۶-۶) :: نتیجه اجرای شبیه سازی با مبنای سرعت برابر ۲۴۶۵ دور

### ۶-۳- معیارهای ارزیابی عملکرد درایو:

به منظور بررسی چگونگی عملکرد درایو پیشنهادی در پروژه و مقایسه آن با استراتژی مطرح شده (تعمیم DTC دو سطحی به سه سطحی) در این قسمت پارامترهایی جهت ارزیابی عملکرد درایو معرفی می‌شوند.

۱- ضریب کلی اعوجاج جریان THD : این ضریب معیاری از مقدار هارمونیکهای موجود در

شکل موج جریان بوده که به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$THD = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (۶-۱)$$

که در آن  $I$  مقدار موثر شکل موج جریان و  $I_1$  مقدار موثر هارمونیک اول آن می‌باشد. هر چه مقدار هارمونیکهای موجود در شکل موج بیشتر باشد مقدار این ضریب نیز افزایش یافته و با نزدیک شدن شکل موج به حالت سینوسی مقدار آن به صفر میل می‌کند. تلفات هارمونیکی در موتور با توان دوم این ضریب متناسب می‌باشد.

لازم به ذکر است که این ضریب را می‌توان برای هر شکل موجی از جمله شکل موج ولتاژ محاسبه کرد.

۲- ضریب کلی اعوجاج ولتاژ THD: این ضریب معیاری از مقدار هارمونیکهای موجود در شکل موج ولتاژ بوده که به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$THD = \frac{\sqrt{V^2 - V_1^2}}{V_1} \quad (۲-۶)$$

۳- ضریب انحراف گشتاور: این ضریب معیاری برای مقدار رپیل گشتاور الکترومغناطیسی و لرزش ایجاد شده در ماشین می‌باشد و به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$\delta_T = \frac{1}{T_0} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_i^n (T_i - T_0)^2} \quad (۳-۶)$$

که در آن  $T_0$  مقدار گشتاور مورد نظر (معمولاً گشتاور مرجع)،  $T_i$  مقدار گشتاور در نمونه  $i$ -ام و  $n$  تعداد نمونه‌ها می‌باشد.

۴- ضریب انحراف شمار: این ضریب نیز به منظور سنجش مقدار نوسانات و رپیل شار به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$\delta_{\Psi} = \frac{1}{\Psi_0} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_i^n (\Psi_i - \Psi_0)^2}$$

(۵-۶)

که در آن  $\Psi_0$  مقدار مرجع شار،  $\Psi_i$  مقدار شار در نمونه  $i$ -ام و  $n$  تعداد نمونه ها می باشد.

لازم به ذکر است که ضرایب انحراف شار و گشتاور مفهومی نزدیک به مقدار موثر (rms) شکل موج ریپل شار و ریپل گشتاور در تعداد  $n$  نمونه، نرمالیزه شده به مقدار مرجع را دارا می باشند.

۵- فرکانس سوئیچینگ اینورتر: فرکانس سوئیچینگ اینورتر به صورت تعداد یکبار روشن و خاموش شدن هر سوئیچ در طول مدت زمان یک ثانیه تعریف می گردد. از آنجاییکه فرکانس سوئیچینگ در سیستم کنترل مستقیم گشتاور مقدار ثابتی نبوده و پیوسته در حال تغییر است برای نشان دادن چگونگی تغییر آن در طول کار درایو می توان از رابطه زیر استفاده کرد.

$$F_s = \frac{N_s}{t_c}$$

(۵-۶)

که در آن  $N_s$  تعداد کلید زنی به مدت زمان  $t_c = n \times T_c$  می باشد.  $n$  تعداد نمونه ها و  $T_c$  مدت زمان یک پریود نمونه برداری است به عبارت دیگر به کمک رابطه فوق فرکانس سوئیچینگ در مدت زمان  $n$  پریود نمونه برداری محاسبه می گردد.

متوسط مقادیر فرکانس سوئیچینگ بدست آمده برای بازه های مختلف با طول  $n$  نمونه، در طول یک بازه زمانی را متوسط فرکانس سوئیچینگ در طول آن بازه زمانی می نامند.

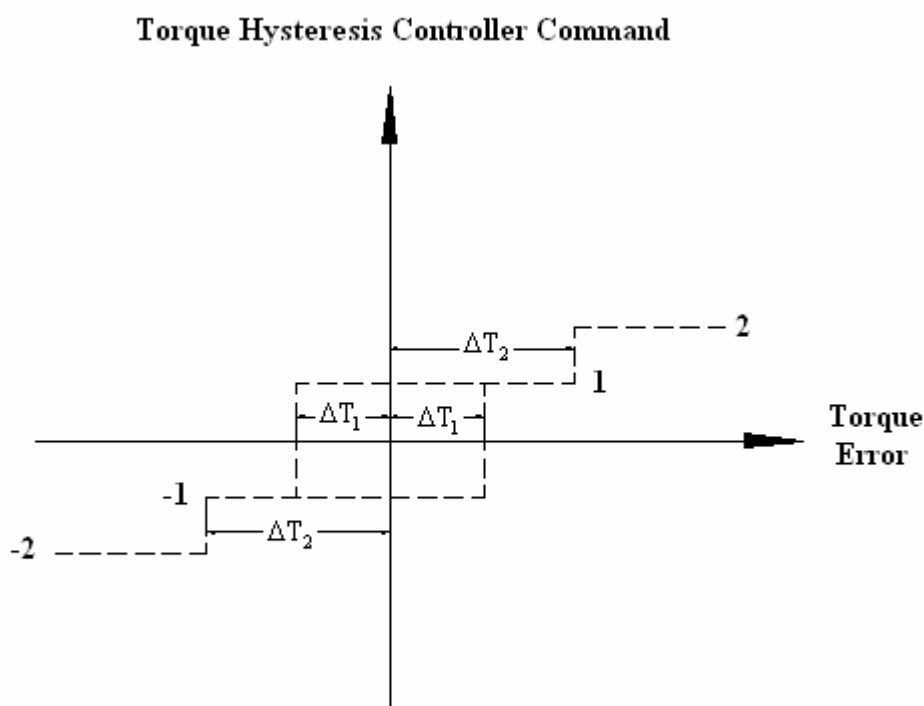
۶- انحراف ولتاژ نقطه خنثی : یکی دیگر از معیارهای ارزیابی، توانایی استراتژی در متعادل نگاه داشتن ولتاژ خازنهای لینک DC بدون افزایش غیر متعارف فرکانس سوئیچینگ می باشد. در فرکانس

سوئیچینگ برابر انحراف ولتاژ کمتر در ولتاژ خازنها باعث کاهش مقدار ظرفیت مورد نیاز می‌گردد و این به نوبه خود کاهش هزینه ساخت درایو را به دنبال خواهد داشت.

در بخش بعد استراتژی مطرح شده در مقاله که به گفته مولف آن تعمیم منطقی استراتژی DTC دو سطحی به سه سطحی می‌باشد معرفی خواهد شد.

#### ۶-۴- روش پیشنهادی مقاله برای کنترل دور موتور القایی با DTC سه سطحی:

این روش تعمیمی طبیعی از روش کنترل مستقیم گشتاور در اینورترهای دو سطحی به اینورترهای سه سطحی می‌باشد. در این استراتژی از دو کنترلر مجزای شار و گشتاور ۴ سطحی به صورت شکل (۶-۶)، به منظور نگاه داشتن خطای شار و گشتاور در بازه از پیش تعیین شده استفاده شده است.



شکل (۶-۷): نمایی از کنترلر هیستریزس چهار سطحی نمونه

در استراتژی کنترلی مطرح شده در این مقاله از بردارهای صفر (شماره ۱۹) بخاطر کند کردن دینامیک کاهش گشتاور و از بردارهای با طور متوسط (شماره های ۳ و ۶ و ۹ و ۱۲ و ۱۵ و ۱۸) بخاطر آنچه که ایجاد مشکل در تعادل خازنهای لینک مطرح گردیده استفاده نشده است.

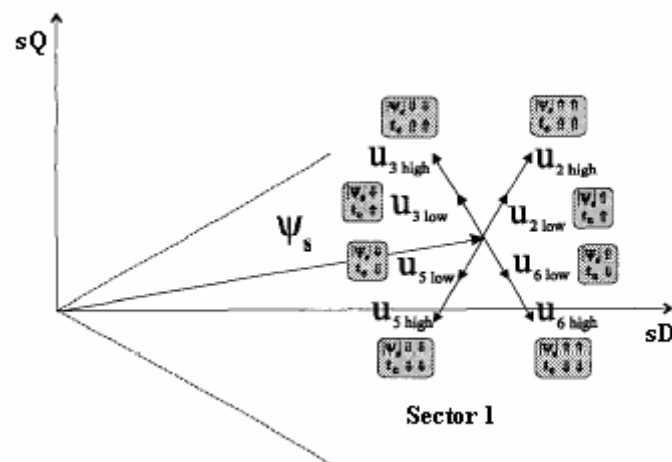
در این استراتژی اگر فرمان هر یک از کنترلرهای شار یا گشتاور برابر ۲ و یا ۲- باشد بردارهای با طول بلند انتخاب شده و در غیر این صورت بردارهای کوتاه مدت استفاده قرار می گیرند.

انتخاب بردارها با توجه به شماره سکتوری که شار استاتور در آن قرار دارد و به کمک جدول (۶-۱) و شکل (۶-۹) انجام می پذیرد.

جدول (۶-۱): استراتژی انتخاب بردار با توجه به شماره سکتور I و فرمان کنترلرها

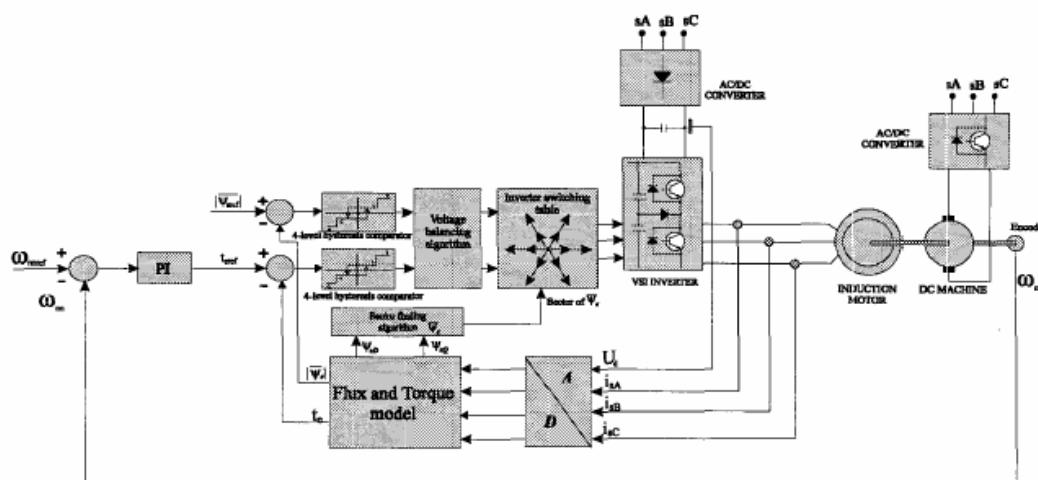
	$t_c \uparrow \quad \psi_s \uparrow$	$t_c \uparrow \quad \psi_s \downarrow$	$t_c \downarrow \quad \psi_s \uparrow$	$t_c \downarrow \quad \psi_s \downarrow$
Control strategy (i sector)	$u_{i+1}$	$u_{i+2}$	$u_{i-1}$	$u_{i-2}$

(arrow up = increase, arrow down = decrease)



شکل (۶-۸): چگونگی انتخاب بردار با توجه به اهداف کنترلی در سکتور اول

در شکل فوق یک پیکان به سمت بالا به معنی افزایش، دو پیکان به معنی افزایش شدید، یک پیکان به سمت پایین به معنی کاهش و دو پیکان به سمت پایین به معنی کاهش شدید می باشد. لازم به ذکر است که در این استراتژی کل فضای برداری به ۶ سکتور  $60^0$  تقسیم شده است. نمایی از بلوک دیاگرام روش پیشنهادی در شکل (۶-۱۰) آورده شده است.

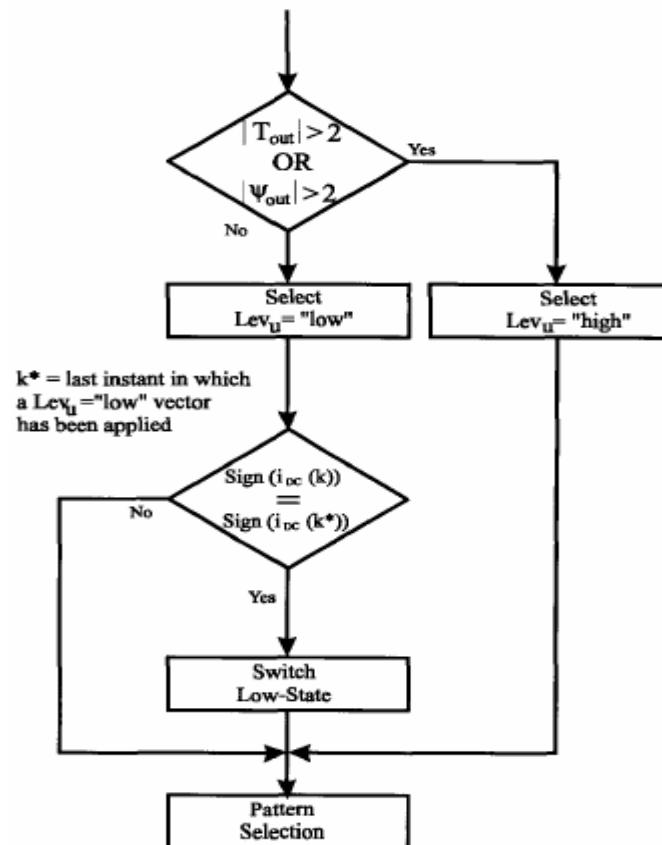


شکل (۶-۹): نمایی از بلوک دیاگرام روش پیشنهادی در مقاله

بردارهای بلند در زمان انتخاب هیچ انحرافی را در ولتاژ خازنهای لینک ایجاد نمی کنند اما انتخاب بردارهای کوتاه باعث انحراف در ولتاژ نقطه خنثی می گردد. به همین منظور در این مقاله استراتژی زیر جهت کنترل انحراف نقطه خنثی پیشنهاد شده است.

از آنجاییکه هر بردار کوتاه نشان دهنده دو وضعیت سوئیچینگ برای اینورتر بوده و این دو وضعیت دقیقاً تاثیر عکس بر ولتاژ نقطه خنثی ایجاد می کنند در این مقاله پیشنهاد شده است که بردارهای کوتاه به دو گروه مثبت و منفی تقسیم بندی شوند. حال برای انتخاب بردار کوتاه در نمونه فعلی علامت فعلی جریان نقطه خنثی با آخرین نمونه ای که در آن بردار کوتاه انتخاب شده، مقایسه می شود. در صورت عدم تغییر علامت این جریان یک بردار کوتاه از گروهی انتخاب می شود که در آخرین نمونه انتخاب

نشده است. به عبارت دیگر چنانچه در آخرین انتخاب بردار کوتاه، یک بردار کوتاه از گروه مثبت انتخاب شده باشد در این نمونه در صورت عدم تغییر علامت جریان لینک باید یک بردار کوتاه از گروه منفی انتخاب گردد تا تعادل ولتاژ نقطه خنثی حاصل گردد.



شکل (۶-۱۰) : فلوچارت روش ارائه شده در مقاله برای کنترل انحراف لینک dc

## ۶-۵- خلاصه :

در این فصل چگونگی شبیه سازی استراتژی مطرح شده در پروژه در نرم افزار Matlab Simulink نشان داده شد.

سپس معیارهایی برای مقایسه عملکرد سیستم کنترل مستقیم گشتاور معرفی شد و یک استراتژی پیشنهادی کنترل مستقیم گشتاور با اینورتر سه سطحی برای موتور القایی برای نمونه معرفی گردید. فصل بعد به نتیجه گیری و پیشنهاد چند موضوع برای تحقیقات آینده اختصاص داده شده است.



## **فصل هفتم**

### **نتیجه گیری و پیشنهاد**

## فصل هفتم

### نتیجه گیری و پیشنهاد

نتایج حاصل از این پروژه را می‌توان به صورت زیر خلاصه کرد:

- ۱- در نوع اثر گذاری بردارهای ولتاژ روی تغییرات شار استاتور محل قرار گیری شار استاتور موثر می‌باشد.
- ۲- در نوع اثر گذاری بردارهای ولتاژ روی تغییرات گشتاور علاوه بر محل قرارگیری بردار شار استاتور، شرایط بار و سرعت موتور نیز موثر می‌باشند.
- ۳- با بررسی دقیق اثر گذاری هر بردار در شرایط مختلف درجه‌های آزادی واقعی موجود در DTC سه سطحی آشکار می‌گردد.
- ۴- تقسیم فضای برداری به ۱۲ سکتور باعث افزایش درجه‌های آزادی در انتخاب بردار می‌گردد.
- ۵- ضای برداری ۱۲ سکتوری متقارن می‌باشد. به این معنی که سکتورهای فرد (زوج) از نظر فرمت مشابه یکدیگر می‌باشند.
- ۶- وجود تقارن در فضای برداری تعمیم نتایج به دست آمده در سکتور اول را برای کل سکتورهای فضای برداری ممکن می‌سازد.

۷- با استفاده از یک روش کدگذاری بردارها می‌توان جدول سوئیچینگ مورد استفاده را ساده‌تر کرد.

۸- استفاده از بردارهای با طول متوسط به منظور متعادل کردن ولتاژ نقطه خنثی با در نظر گرفتن علامت جریان کشیده شده از آن نقطه امکان پذیر است.

۹- انتخاب بردارهای با اثر گذاری کوچک روی شار بجای بردارهای با اثر گذاری کوچک روی گشتاور باعث کاهش فرکانس سوئیچینگ می‌گردد.

۱۰- استراتژی به کار گرفته شده در پروژه توانست هدف پروژه را که کاهش فرکانس سوئیچینگ بود برآورده سازد. اما این استراتژی باعث افزایش رپیل گشتاور می‌شود.

به عنوان پیشنهاد برای کارهای آینده می‌توان به موارد زیر اشاره کرد.

۱- بررسی مقدار بهینه ولتاژ لینک DC : با توجه به روابط ارائه شده در بخش سوم می‌توان مشاهده کرد که مقدار ولتاژ لینک DC تاثیر مستقیمی بر اندازه بردارهای تولیدی اینورتر و اثر آنها بر تغییرات شار و تغییرات گشتاور ماشین دارد. بنابراین با تغییر مقدار ولتاژ لینک DC تعداد بردارهای مناسب جهت اهداف کنترلی تغییر می‌کند. به همین دلیل بررسی مقدار بهینه ولتاژ لینک DC با توجه به مسائل مربوطه آن می‌تواند به عنوان یک موضوع تحقیقاتی برای کارهای آینده مطرح گردد.

۲- بررسی مقدار بهینه ظرفیت خازنهای لینک DC: کاهش ظرفیت خازنهای لینک DC سبب افزایش نوسانات ولتاژ نقطه نوترال و انحراف ولتاژ خازنهای لینک می‌گردد. این موضوع باعث افزایش فرکانس سوئیچینگ در اینورتر برای محدود کردن انحراف ولتاژ در مقدار ثابت می‌شود. از طرفی دیگر افزایش فرکانس سوئیچینگ نیز باعث افزایش تلفات در سیستم می‌گردد. بنابراین بررسی مقدار بهینه ظرفیت خازنهای لینک DC جهت مصالحه‌ای بین هزینه نصب خازن و تلفات سوئیچینگ در اینورتر می‌تواند به عنوان موضوعی جهت تحقیقاتی آتی مطرح گردد.

۳- استفاده از توپولوژی های دیگر اینورتر سه سطحی: بررسی دقیق توپولوژی های مختلف مطرح شده برای اینورتر سه سطحی و مقایسه آن با اینورتر کلمپ دیودی برای کاربرد خاص درایوهای کنترل مستقیم گشتاور و انتخاب مناسب ترین آنها می تواند به عنوان یک موضوع برای تحقیقات آتی شناخته شود.

## منابع ومراجع

## منابع فارسی

- ۱- م. ه. رشید - الکترونیک قدرت - انتشارات آشینا - ۱۳۸۰
- ۲- میلی منفرد - کنترل دور موتور القایی - انتشارات امیر کبیر - ۱۳۷۹
- ۳- پایگاه علمی پژوهشگاه اطلاعات و مدارک علمی

## References

1. Scott D.sudhoff and tin D tran, "a voltage control strategy for current-regulated PWM inverter" IEEE 1992 .
- 2- j.Holtz, „The Representation of Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs" , IEEE Trans.Ind. Electronics, Vol 42, No. 3, June 1995, pp. 263-271.
- 3- B.K.bose, Modern Power Electronics and AC Drives,Prentice Hall, Upper Saddle River,2002.
- 4- Anitha Paladugu, Badrul H.Chowdhury,"sensorless control of inverter-fed induction motor drives"Elsevier 2006.
- 5- P.C.Krause,O. Wasynczuk, S.D.Sudhoff,Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, IEEE Press,2002.

## Abstract

Sensorless control is considered to be a lower cost alternative than the position or speed encoder-based control of induction motors. Two popular sensorless control methods, namely, the model reference adaptive system (MRAS) and the Luenberger observer (LO) methods are compared for speed and torque control characteristics. They are also compared against the well-known vector control principle. For the drive system simulated, the torque and speed obtained from sensorless control are almost identical to those obtained from the vector control method. However, the torque ripple for the sensorless methods is observed to be higher than vector control-based method. The MRAS method introduces higher torque ripple when compared to the Luenberger observer. In addition, speed estimation methods employed in sensorless control are more sensitive to motorparameter variations.



