



دانشگاه کاشان
دانشکده مهندسی، گروه مهندسی برق

مبحث کنترل موتور BLDC از
درس
سیستم‌های کنترل حرکت پیشرفته

بخش سوم:

مبدل‌های کاهش ساختار یافته در
درایو موتور BLDC سه فاز

مدرس:

دکتر ابوالفضل حلوائی نیاسر

فهرست مطالب

۱	چکیده
۲	۱- مقدمه
۳	۲- اینورترهای با ساختار کاهش یافته
۴	۳- کاربرد اینورترهای نیم موج در درایو موتور BLDC
۴	۳-۱- اینورتر نیم موج Split-Supply
۶	۳-۲- اینورتر نیم موج C-Dump
۸	۳-۳- اینورتر نیم موج با ولتاژ لینک dc متغیر
۹	۴- کاربرد اینورترهای تمام موج در درایوهای الکتریکی
۱۴	۵- درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ تمام موج
۱۵	۵-۱- مقایسه رفتار دو اینورتر ۴ سوئیچ و ۶ سوئیچ در درایو موتور BLDC
۱۸	۵-۲- بررسی مدهای مختلف کاری اینورتر ۴ سوئیچ در درایو موتور BLDC
۲۱	۵-۲- بررسی مدهای مختلف کاری اینورتر ۴ سوئیچ در درایو موتور BLDC
۲۵	۵-۴- بررسی اثر ولتاژ ضدمحرکه فاز C بر شکل موج جریان دو فاز A و B
۲۶	۵-۵- مقایسه قیمت دو اینورتر ۶ سوئیچ و ۴ سوئیچ
۲۷	۵-۶- مدلسازی درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ
۳۱	۶- شبیه سازی درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ
۳۷	۷- نتیجه گیری
۳۸	۸- مراجع

چکیده

در این گزارش به بررسی ویژگیها و عملکرد انواع اینورترهای الکترونیک قدرت با ساختار کاهش یافته مورد استفاده در درایو الکتریکی موتورهای BLDC پرداخته می‌شود. ابتدا انواع اینورترهای با ساختار کاهش یافته نیم موج شامل اینورترهای Split Supply، C-Dump و نیم موج با ولتاژ با لینک dc متغیر مورد بررسی قرار می‌گیرند و عملکرد و ویژگیهای هر یک تحلیل می‌شوند. این اینورترها بیشتر در کاربردهای توان پائین مورد استفاده قرار می‌گیرند.

در ادامه به بررسی اینورتر تمام موج با ساختار کاهش یافته (اینورتر ۴ سوئیچ) پرداخته می‌شود. مدهای مختلف کاری این اینورتر مورد بحث قرار می‌گیرد و مشکلات مترتب بر آن بیان می‌شوند. نشان داده می‌شود که در صورت استفاده از الگوریتم کنترلی مناسب، عملکرد موتور همانند موقعی است که از اینورتر ۶ سوئیچ استفاده می‌شود. همچنین اثر ولتاژ ضدمحرکه فاز خاموش بر جریانهای فازها در اینورتر تحلیل می‌شود. بمنظور رفع این مشکلات از الگوریتم کنترل مستقیم جریان PWM استفاده می‌گردد که در آن جریانهای فازهای A و B مستقلاً کنترل می‌شوند. پس از آن با استفاده از ایده توابع سوئیچینگ، درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ مدلسازی شده و مدل بدست آمده در محیط Matlab/Simulink پیاده سازی می‌گردد.

در نهایت درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ با استفاده از مدلسازی انجام گرفته، شبیه سازی شده و عملکرد آن با درایو موتور BLDC با اینورتر ۶ سوئیچ مقایسه می‌گردد. نتایج شبیه سازیها نشان می‌دهند که شباهت زیادی بین عملکرد این دو درایو وجود دارد. البته مشکلات جزئی از قبیل نوسانات گشتاور نیز وجود دارد که با شبیه سازی این مطلب نشان داده می‌شود و لازم ست تا با استفاده از تکنیکهای مناسب این نوسانات را تا حد ممکن کاهش داد.

۱- مقدمه

موتور BLDC بدلیل انجام عمل کموتاسیون بصورت الکترونیکی، چه در کاربردهای سرعت ثابت و چه در کاربردهای سرعت متغیر نیاز دائمی به مبدل توان (اینورتر) الکترونیک قدرت دارد و این نکته وجه تمایز بین موتور BLDC و سایر موتورهای الکتریکی نظیر موتورهای DC، القایی و سنکرون است. با توجه به نوع کاربرد، قابلیت اطمینان، هزینه ساخت، رفتار دینامیکی و سرعت پاسخ مورد نیاز، راندمان کلی درایو و تغذیه ورودی، آرایشهای مختلف برای مبدل توان درایو موتور BLDC پیشنهاد شده است.

بطور کلی مبدلها را می توان به دو گروه عمده زنجیره ای^۱ (پشت سر هم) و یکپارچه^۲ تقسیم بندی نمود. در نوع زنجیره ای، یک مبدل PWM برای تصحیح ضریب توان ورودی بکار رفته است و یک اینورتر PWM برای کنترل سرعت موتور بطور سری از طریق یک لینک DC خازنی به مبدل ورودی متصل شده است. دو مبدل قدرت استاتیکی بصورت مجزای از یکدیگر کنترل می شوند. در نوع زنجیره ای تعداد معینی سوئیچ در مبدل و اینورتر مورد نیاز می باشد که در حالت عادی و با ثابت بودن روش کنترلی، این تعداد سوئیچ قابل کاهش نمی باشد. از طرف دیگر در نوع یکپارچه، مفاهیم متعارف مبدلها و اینورترهای PWM با یکدیگر ترکیب شده و عمل تصحیح ضریب توان و کنترل موتور همزمان انجام می شود. از مزایای این توپولوژی می توان به حذف سلف ورودی که در مبدل PWM برای تصحیح ضریب توان بکار می رود اشاره نمود که بجای آن از سلف نشتی موتور استفاده می شود. تعداد سوئیچ ها در این نوع توپولوژی نسبت به توپولوژی زنجیره ای قابل کاهش یافتن است [1-6].

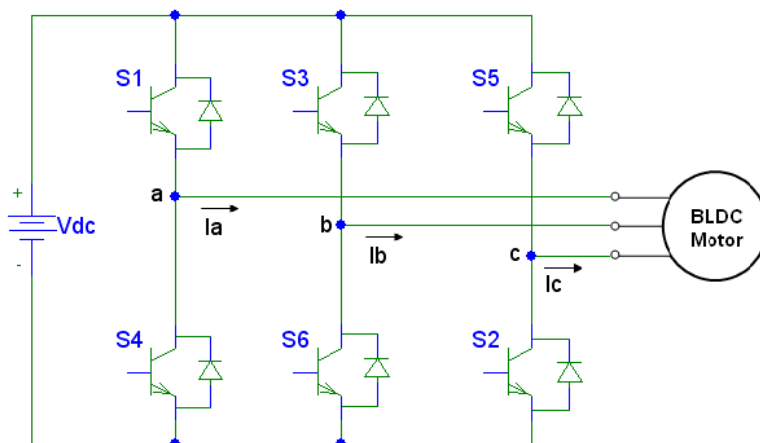
از آنجا که منبع توان الکتریکی در یک خودروی برقی یا هیبرید بصورت DC و حاصل از انرژی پیل سوختی یا انرژی ذخیره شده در باتریها می باشد، در نتیجه توپولوژیهای توپولوژیهای که منبع توان ورودی آنها از نوع AC است، از بحث ما خارج هستند. در ادامه این گزارش به بررسی توپولوژیهای مختلف مبدلهای توان (اینورترهای) بکار رفته در درایوهای موتورهای BLDC پرداخته می شود و توپولوژی مناسب با ساختار کاهش یافته برای ادامه پروژه انتخاب شده و رفتار اینورتر طراحی شده با شبیه سازی بررسی می گردد.

¹Cascade Converter²Unified Converter

۲- اینورترهای با ساختار کاهش یافته

درایوهای سرعت متغیر به منظورهای مختلف در صنعت مورد استفاده قرار می‌گیرند. اگر چه عملکرد آنها در حالت کلی قابل قبول است اما محققان در صدد بالا بردن قابلیت اطمینان و هم چنین کاهش هزینه کلی ساخت یک درایو هستند. برای بالا بردن قابلیت اطمینان علاوه بر استفاده از قطعات مرغوب و اتخاذ روشهای کنترلی مناسب، می‌توان سخت افزار سیستم درایو را نیز کاهش داد. بعنوان مثال بکار بردن روشهای کنترل بدون سنسور مناسب در کنار استفاده از سنسورهای وضعیت و سرعت مورد نیاز، قابلیت اطمینان درایو را به نحو قابل ملاحظه‌ای افزایش خواهد داد.

کاهش هزینه نیز از دو راه تغییر توپولوژی اینورتر و بکار بردن استراتژی کنترلی مناسب امکان پذیر است. تغییر توپولوژی اینورتر با کاهش دادن تعداد قطعات اینورتر نظیر سوئیچهای قدرت انجام می‌شود. در عوض برای بهبود عملکرد اینورتر با ساختار کاهش یافته می‌باید از روش کنترلی مناسب استفاده نمود [12]. در گذشته، اینورترهای با ساختار کاهش یافته فقط برای درایوهای موتور القایی به کار می‌رفته است، اما امروزه به دلیل اهداف فوق الذکر، از این اینورترها در درایوهای موتور BLDC نیز استفاده می‌شود. شکل ۱ ساختار اینورتر متعارف بکار رفته در درایو موتور BLDC را نمایش می‌دهد. اینورترهای با ساختار کاهش یافته درایوهای موتورهای BLDC به دو دسته عمده نیم موج و تمام موج تقسیم بندی می‌گردند که در ادامه بحث، به بررسی انواع مختلف آنها پرداخته می‌شود.



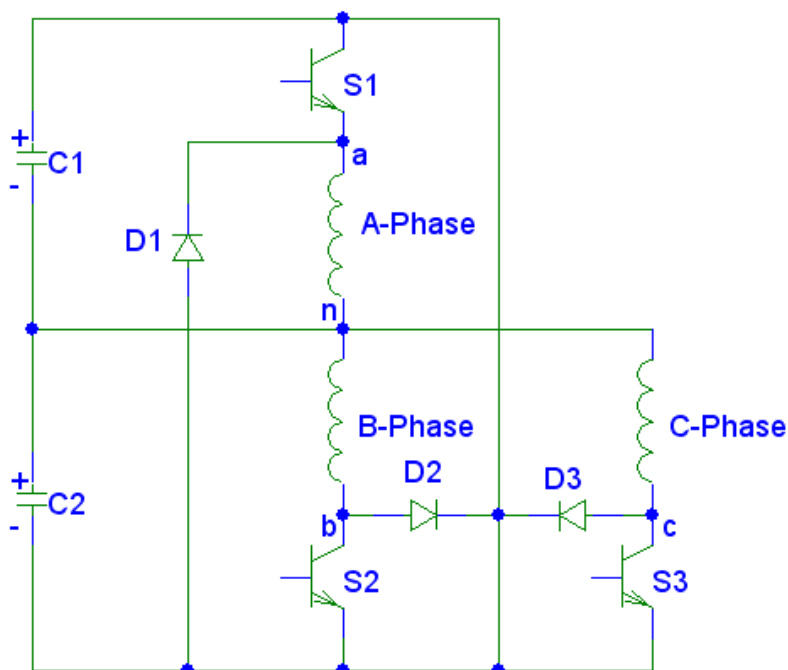
شکل ۱: اینورتر ۶ سوئیچی متعارف بکار رفته در درایو موتور BLDC

۳- کاربرد اینورترهای نیم موج در درایو موتور BLDC

در اینورترهای نیم موج، جریان هر فاز فقط در ۱۲۰ درجه از بازه کاری ماشین هدایت نموده و پلاریته جریان بدون تغییر باقی می ماند. کاربردهای آن شامل پمپها، دمنده ها، ماشینهای لباسشویی و سیستمهای HVDC نیازمند درایوهای مجتمع، کم هزینه و با حداقل قیمت می باشند. کاهش در تعداد سوئیچها منجر به کاهش حجم Heatsink، اندازه محفظه و حجم کلی درایو می شود. توپولوژیهای نیم موج^۳ برای طیف وسیعی از این کاربردها کارآیی دارند که در ادامه به اهم این توپولوژیها پرداخته می شود.

۳-۱- اینورتر نیم موج Split-Supply

شکل ۲ ساختار درایو با اینورتر از نوع نیم موج از نوع Split-Supply را نمایش می دهد که حداقل تعداد سوئیچ در هر فاز را داراست. فلوی جریان در این توپولوژی یک جهته است اما فلوی توان در دو جهت امکان پذیر است [7].



شکل ۲: اینورتر با توپولوژی Split-Supply

³Half Wave

برای درک عملکرد این اینورتر، جدول ۱ حالت‌های مختلف کاری برای زمانیکه فاز A در حال هدایت است را نشان می‌دهد. حالت موتوری راستگرد با توالی فازی ABC بدست می‌آید. در این حالت با روشن شدن سوئیچ S_1 ، جریان مثبت در فاز A بمدت 120° جاری می‌شود (ربع اول). بسته به استراتژی کنترل (جریان هیستریزس یا PWM)، با افزایش جریان فاز A از مقدار نامی آن، سوئیچ S_1 خاموش می‌شود. در این حالت جریان فاز A از دیود D_1 عبور نموده و ولتاژ منفی در دو سر فاز A قرار می‌گیرد. برای ایجاد حالت ترمزی راستگرد (ربع چهارم) بدلیل آنکه جریان نمی‌تواند منفی شود، می‌باید هدایت جریان مثبت را تا لحظه منفی شدن ولتاژهای ضدمحرکه به تاخیر انداخت تا توان فاصله هوایی مقداری منفی شده و عمل ترمزی انجام گردد. برای کار در حالت موتوری و ترمزی چپگرد (ربعهای دوم و سوم کاری) می‌توان توالی هدایت فازها را از abc به acb بسادگی تغییر داد.

از مزایای این اینورتر می‌توان به موارد ذیل اشاره نمود: بدلیل سری بودن سوئیچ با هر فاز موتور از حفاظت ذاتی در مقابل اتصال کوتاه برخوردار می‌باشد. همچنین بدلیل تعداد کمتر سوئیچهای بکار رفته، تلفات هدایت در این ساختار کمتر می‌باشد. این توپولوژی دارای معایب متعددی نیز هست: فرکانس نوسانات ریپل گشتاور، نصف مقدار متناظر با توپولوژی تمام موج می‌باشد، لذا این اینورتر ریپل گشتاور بیشتری را داراست. همچنین از تعداد خازنهای بیشتری در لینک dc این اینورتر استفاده شده است که باعث کاهش سرعت پاسخ دینامیکی می‌گردد. در نهایت اینکه این اینورتر از ظرفیت گشتاور موتور بطور کامل بهره نمی‌برد. لذا استفاده از این اینورتر برای کاربردهای توان پائین (کسری از اسب بخار) پیشنهاد می‌شود.

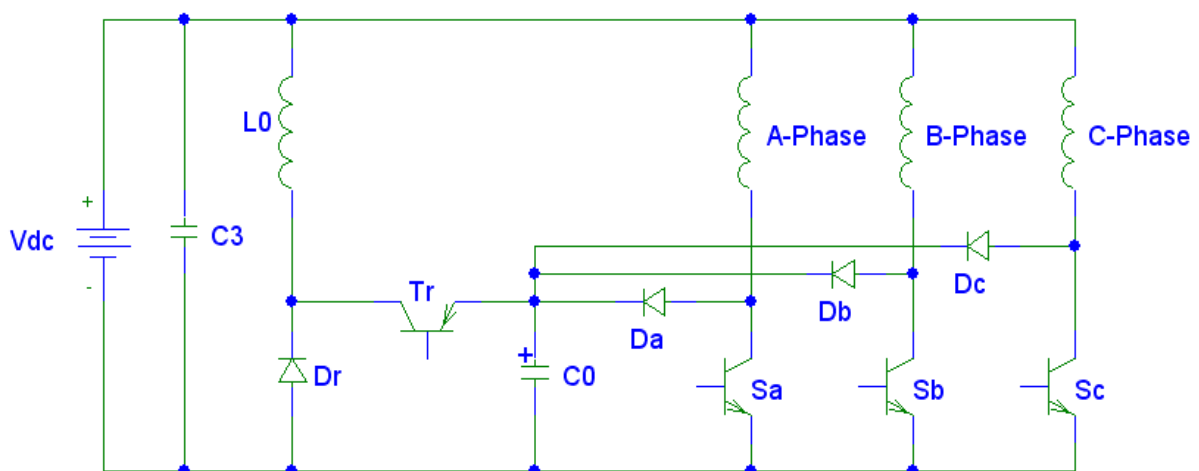
جدول ۱: حالات مختلف کاری در اینورتر نیم موج Split-Supply

حالت کاری	S_1	S_2	D_1	D_2	i_{as}	i_{bs}	V_{as}	V_{bs}
۱	on	off	off	off	> 0	0	V_s	0
۲	off	off	on	off	> 0	0	$-V_s$	0
۳	on	on	on	off	> 0	> 0	$-V_s$	V_s
۴	off	on	on	on	> 0	> 0	$-V_s$	$-V_s$

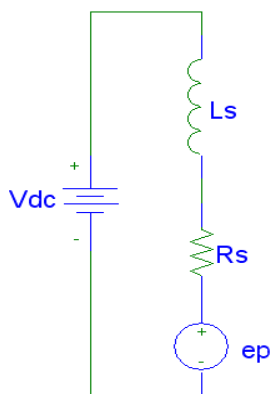
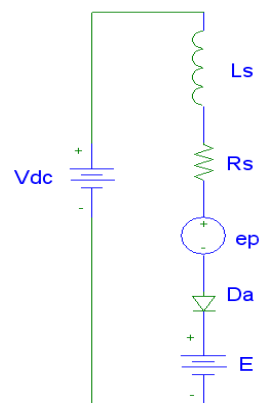
۳-۲- اینورتر نیم موج C-Dump

عیب اصلی اینورتر نوع Split-Supply آنست که همواره از نصف ولتاژ لینک dc استفاده می‌کند که علت آن نیز کاهش تعداد سوئیچها است. می‌توان با افزایش تعداد سوئیچها ولی نه به اندازه اینورتر تمام موج این مشکل را مرتفع نمود. استفاده از ساختار C-Dump این مشکل را رفع می‌کند. برای یک موتور n فاز، با استفاده از توپولوژی C-Dump، فقط $n+1$ سوئیچ مورد نیاز خواهد بود در حالیکه برای توپولوژی تمام موج نیاز به تعداد $2n$ سوئیچ می‌باشد [7,8,9]. شکل ۳ ساختار یک اینورتر C-Dump را نمایش می‌دهد. این اینورتر شامل ۴ سوئیچ بوده و از چهار دیود قدرت نیز بهره می‌برد. فلوی جریان نیز در این اینورتر یک طرفه می‌باشد، اما این اینورتر قابلیت عملکرد چهار ربعی را داراست. از دیود D_r و سوئیچ T_r برای بازیابی انرژی از انباره خازنی C_0 استفاده می‌شود.

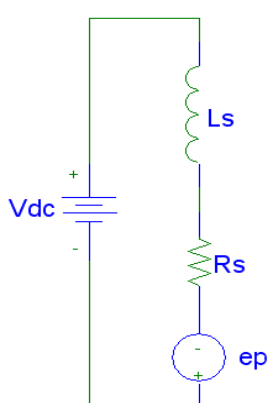
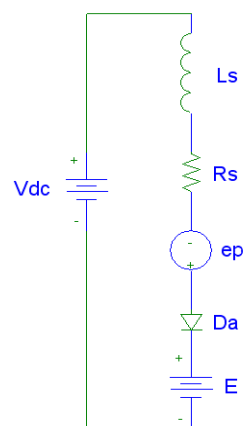
بفرض در حالت موتوری راستگرد، توالی فازها بصورت abc باشد لذا عملکرد اینورتر را می‌توان اینگونه تحلیل نمود: در حالتیکه خطای جریان $(i_{a,ref} - i_a)$ مثبت باشد، سوئیچ S_a وصل می‌گردد (شکل ۴-i). در این حالت جریان متناسب با ولتاژ V_{dc} بوده و شروع به افزایش می‌نماید. با منفی شدن خطای جریان، سوئیچ S_a خاموش گشته و مسیر جریان از طریق دیود D_a و خازن C_0 بسته شده و توان مثبت در انباره خازنی C_0 ذخیره می‌گردد (شکل ۴-ii). ولتاژ خازن C_0 با کلیدزنی سوئیچ T_r همواره در مقدار ثابت E تثبیت می‌شود. در تمام حالات کاری درایو، مقدار مرجع و مقدار واقعی جریان فازها مثبت هستند.



شکل ۳: اینورتر با توپولوژی C-Dump

(i) Switch S_a is On(ii) Switch S_a is Off and D_a is On

شکل ۴: عملکرد ربع اول (موتوری راستگرد) برای فاز A در اینورتر C-Dump

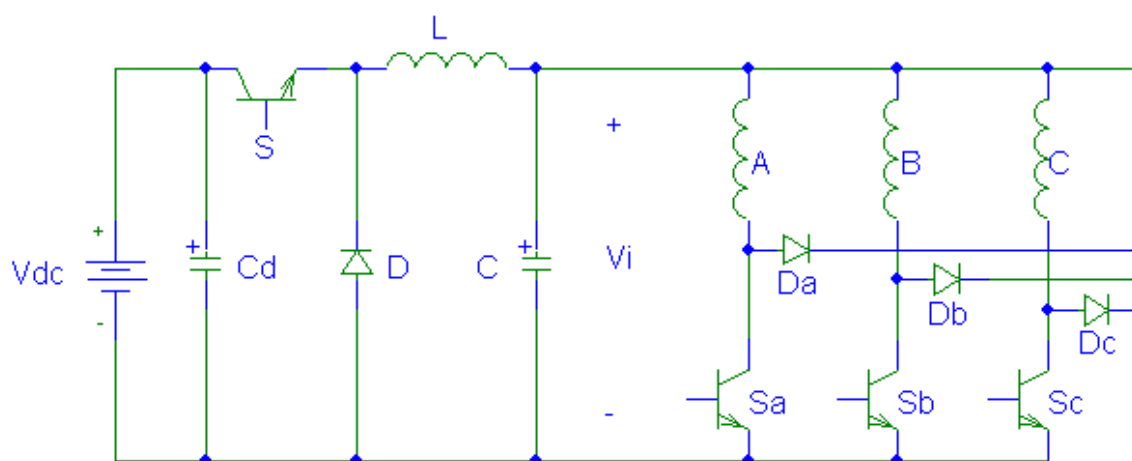
(i) Switch S_a is On(ii) Switch S_a is Off and D_a is On

شکل ۵: عملکرد ربع چهارم (ترمزی چپگرد) برای فاز A در اینورتر C-Dump

شکل ۴، مدار معادل عملکرد موتوری راستگرد را برای بازه 120° فاز A از اینورتر C-Dump را نمایش می‌دهد. در حالت (ii)، مقدار جریان متناسب با مقدار $(E - V_{dc})$ بوده و لذا مقدار جریان کاهش می‌یابد. حالت موتوری چپگرد نیز با تغییر توالی فازها از abc به acb انجام می‌شود. بدلیل یکطرفه بودن جهت جریان در این اینورتر، مشابه اینورتر با توپولوژی Split-supply، در اینورتر C-Dump نیز کار در حالت ترمزی بازباز (ربعهای دوم و سوم) با هدایت جریان مثبت در بازه‌های زمانی که ولتاژ ضدمحرکه موتور منفی می‌باشد انجام می‌پذیرد. این مطلب در شکل‌های (i-۵ و ii-۵) بوضوح نمایش داده شده است. در این حالت توان فاصله‌هوایی منفی شده و لذا جهت فلوی توان عوض می‌شود.

۳-۳- اینورتر نیم موج با ولتاژ لینک dc متغیر

بمنظور بهره بردن از مزایای توپولوژیهای Split-Supply و C-Dump می توان از یک اینورتر نیم موج با ولتاژ متغیر در لینک dc استفاده نمود. شکل ۶ توپولوژی چنین اینورتری را نمایش می دهد. ورودی اینورتر همانند یک اینورتر ولتاژ dc کاهنده عمل می نماید [9].

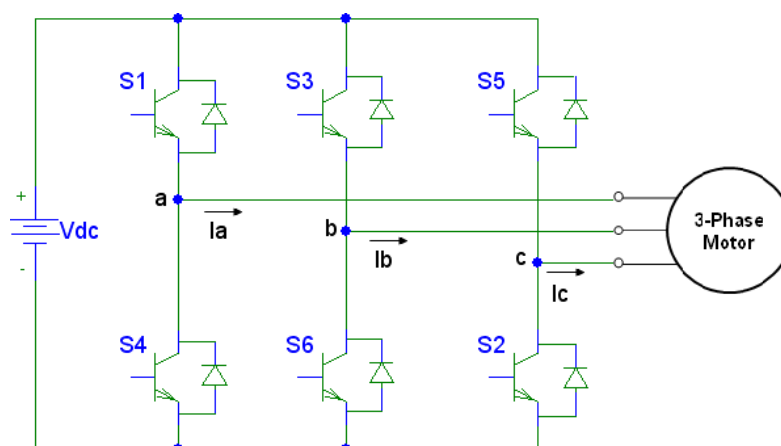


شکل ۶: اینورتر نیم موج با ولتاژ لینک dc متغیر

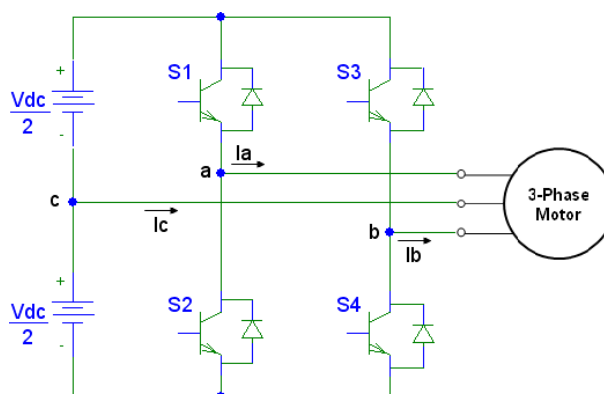
در حالت عملکرد موتوری، فرض نمائید که موتور در جهت مثبت (جهت عقربه های ساعت) با ترتیب فازی abc می چرخد. با روشن شدن سوئیچ S_a ، فاز A تحریک می گردد. برای تنظیم جریان در مقدار نامی آن، S_a خاموش و روشن می شود. در حالت خاموش بودن S_a ، جریان از دیود D_a عبور می نماید. حالت موتوری چپگرد نیز به ترتیبی مشابه انجام می شود با این تفاوت که ترتیب کلیدزنی فازها بصورت acb انجام می گردد (ربع کاری سوم). مزایای این توپولوژی عبارتند از: قابلیت عملکرد چهار ربعی، کاهش تلفات حالت هدایت و سوئیچینگ، سری بودن سوئیچ با موتور و لذا حفاظت اتصال کوتاه. این توپولوژی معایب عمومی اینورترهای نیم موج شامل بهره نبردن از ظرفیت کامل ماشین و ثابت زمانی بزرگتر را داراست. بعلاوه بدلیل تبدیل دوگانه توان راندمان کمی پائین تر است. اما در مقایسه با توپولوژی C-Dump این اینورتر بدلیل نداشتن انرژی چرخشی از راندمان بهتری برخوردار است.

۴- کاربرد اینورترهای تمام موج در درایوهای الکتریکی

برای کاربردهای توان بالا نظیر خودروهای برقی و هیبرید اینورترهای نیم موج چه از لحاظ ایجاد توان مورد نیاز و چه از لحاظ پاسخ دینامیکی، کارایی دلخواه را ندارند و اینورترهای تمام موج، انتخاب اول خواهند بود. این بخش به مقایسه مشخصه‌های رفتاری اینورترهای تمام موج متعارف و اینورترهای تمام موج با ساختار کاهش یافته در درایو موتورهای سه فاز می‌پردازد. در این بخش نشان داده می‌شود که مشخصه عملکردی اینورتر با ساختار کاهش یافته همانند اینورترهای تمام موج متعارف می‌باشند. بحث انجام شده در مورد موتورهای با تغذیه سینوسی بوده که قابل تعمیم به موتورهای BLDC نیز بوده و در بخش بعد مفصلاً به آن پرداخته می‌شود. در شکل ۷ ساختار دو اینورتر تمام موج ۶ سوئیچی و ۴ سوئیچی نشان داده شده است [10,11,12].



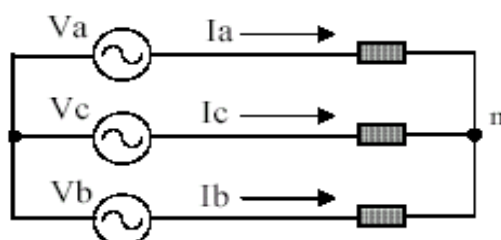
(الف) اینورتر با آرایش ۶ سوئیچی



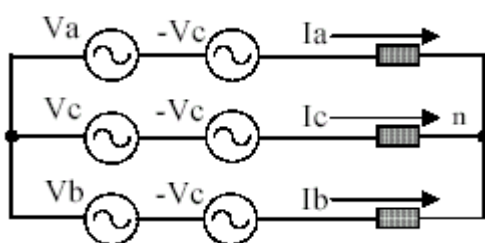
(ب) اینورتر با آرایش ۴ سوئیچی

شکل ۷: آرایشهای مختلف اینورتر PWM DC-AC تمام موج برای موتور سه فاز AC

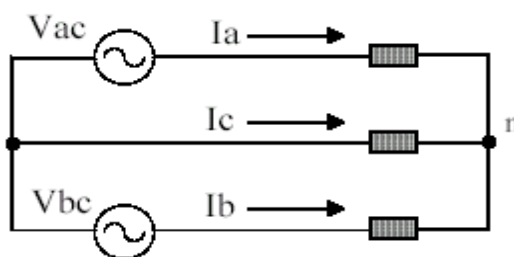
در آرایش ۴ سوئیچی، برای بدست آوردن جریانهای متعادل ۱۲۰ درجه سه فاز، استراتژی کنترل PWM شیف‌ت فازی ۶۰ درجه^۴ استفاده شده است که با استفاده از شکل ۸ بصورت ذیل قابل بیان است: شکل ۸-الف مدار معادل یک بار سه فاز متعادل متصل به یک منبع سه فاز متعادل را نمایش می‌دهد [35]. با اضافه کردن یک منبع ولتاژ با مقدار V_c در هر فاز و با پلاریته مخالف ولتاژ منبع، شکل ۸-ب نتیجه می‌شود. از لحاظ مقادیر جریانی، اضافه کردن منبع V_c هیچ‌گونه تاثیری بر مقادیر جریان فازها ندارد. تنها تفاوت بین سیستم ولتاژ سه فاز متعادل $V_a - V_b - V_c$ و سیستم با شیف‌ت فازی ۶۰ درجه $V_a - V_b$ ، مطابق شکل ۸-ج، انتقال نقطه ستاره منبع با ولتاژ پریودیک V_c است.



(الف) مدار معادل سیستم سه فاز متعادل



(ب) اضافه نمودن ولتاژ توالی صفر

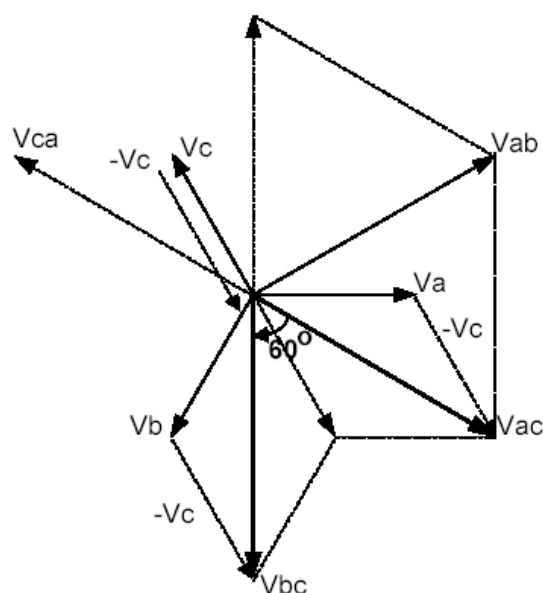


(ج) مدار منتهی از اضافه نمودن ولتاژ توالی صفر

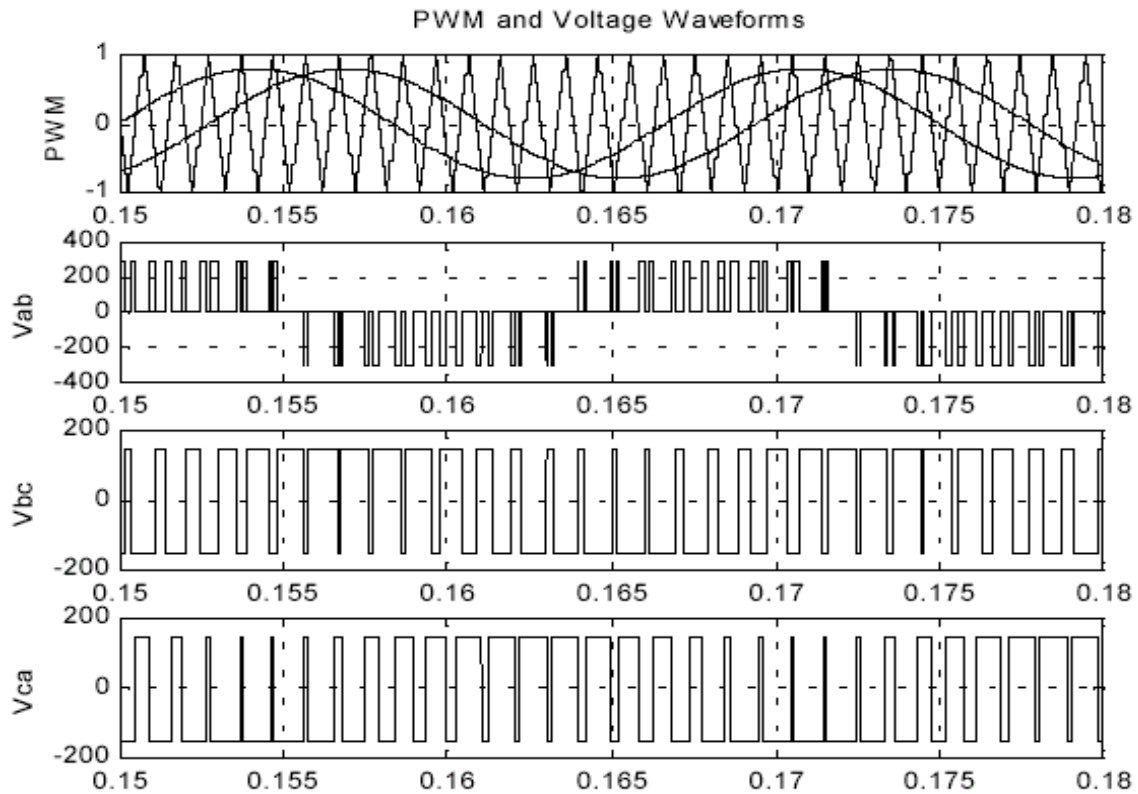
شکل ۸: تغذیه یک بار سه فاز از دو منبع ولتاژ با اختلاف فاز ۶۰ نسبت به یکدیگر

⁴ 60° Phase-Shifted PWM

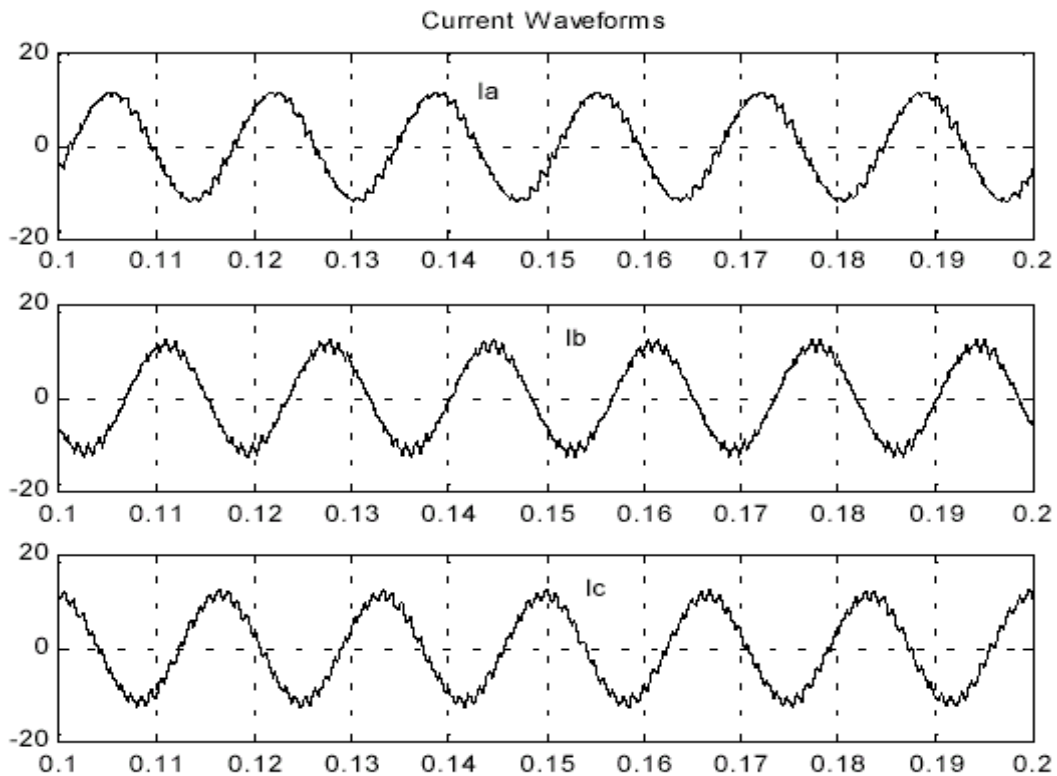
در شکل ۹ دیاگرام برداری سیستم مذکور نمایش داده شده است. جریانهای سه فاز در سیستم جدید هنوز هم متعادل می‌باشند. اگر بار سیستم ۶۰ درجه $V_a - V_b$ یک ماشین سه فاز متعادل باشد، فقط گشتاور توالی مثبت تولید خواهد گردید. پیاده سازی سیستم شیفت فازی ۶۰ درجه مطابق با آرایش شکل ۸-ب انجام می‌شود. ولتاژهای خط به خط V_{ac} و V_{bc} با الگوی سوئیچ زنی PWM با شیفت فازی ۶۰ درجه تولید می‌شوند. ولتاژ خط به خط V_{ab} بطور طبیعی از جمع دو ولتاژ V_{ac} و V_{bc} بدست می‌آید. برای تست صحت تحلیل فوق، اینورتر چهار سوئیچی برای کنترل درایو یک موتور القایی با الگوی کلیدزنی PWM شبیه سازی گردیده است که شکل موجهای ولتاژ و جریان آن در شکل ۱۰ ترسیم شده اند. مطابق شکل ۱۰-الف، از روش PWM سینوسی برای کلیدزنی اینورتر استفاده شده است. دو سیگنال کنترل سینوسی که نسبت به یکدیگر ۶۰ درجه شیفت فاز دارند توسط یک موج دندان اره ایی مدوله می‌شوند. لذا ولتاژهای خط به خط تغذیه نامتقارن بعنوان تغذیه به موتور اعمال می‌گردد. با وجود آنکه این ولتاژها نامتقارن هستند، جریانهای سه فاز متقارن و متعادل می‌باشند. شکل ۱۰-ب مؤید این مطلب است [16].



شکل ۹: دیاگرام برداری شیفت فازی ۶۰ درجه



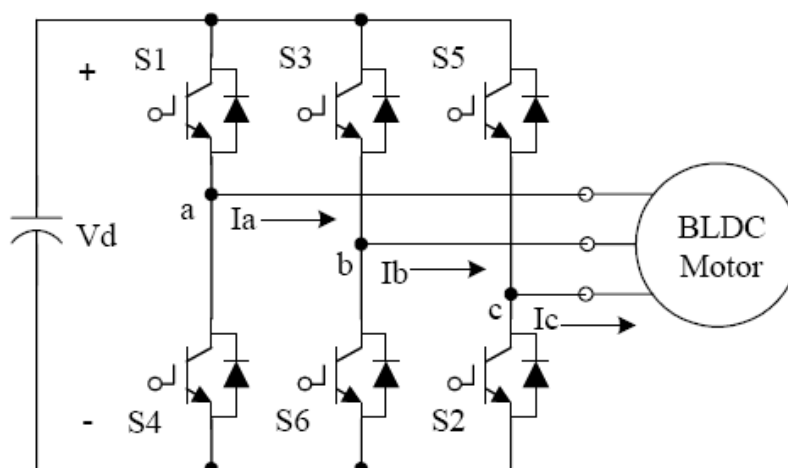
(الف) استراتژی PWM و ولتاژهای خط به خط



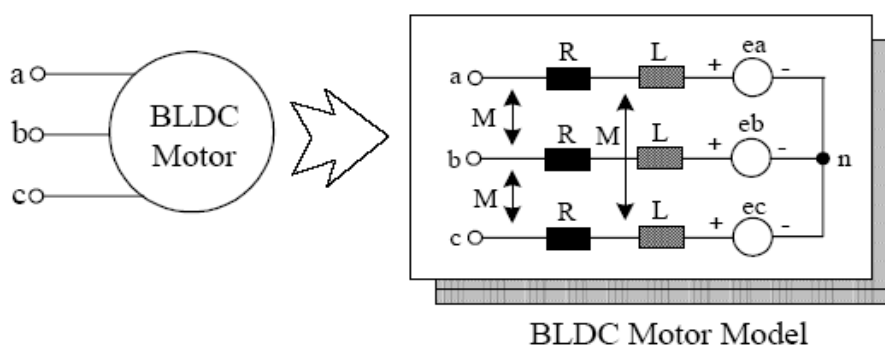
(ب) جریان فازها

شکل ۱۰: شکل موجهای ولتاژ و جریان یک اینورتر چهار سوئیچی در درایو یک موتور القایی

شکل ۱۱، نیز ساختار یک اینورتر ۶ سوئیچه متعارف برای موتور BLDC سه فاز و همچنین معادل مداری این موتور را نمایش می‌دهد. مشاهده می‌گردد که یک ساق (دو سوئیچ) از اینورتر می‌تواند حذف شده و بعنوان Redundant بکار رود.



الف: ساختار اینورتر ۶ سوئیچی متعارف برای موتور BLDC



BLDC Motor Model

ب: مدل مداری موتور BLDC

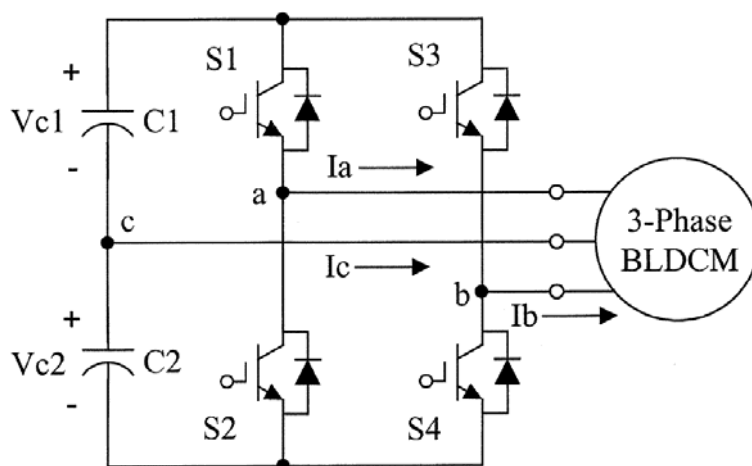
شکل ۱۱: سیستم درایو موتور BLDC با اینورتر ۶ سوئیچه متعارف

کاهش تعداد سوئیچها سبب بروز برخی مشکلات در عملکرد موتور BLDC خواهد گردید. در بخش بعد پس از تحلیل عملکرد درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچه، به مدلسازی این درایو پرداخته و چگونگی حل مشکلات بوجود آمده ناشی از کاهش ساختار درایو ارائه و سیستم کلی درایو شبیه سازی خواهد گردید.

۵- درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ تمام موج

در این بخش، جزئیات عملکرد درایو موتور BLDC با استفاده از اینورتر تمام موج ۴ سوئیچ تجزیه و تحلیل گشته و با نتایج بدست آمده از درایو موتور BLDC با اینورتر ۶ سوئیچ متعارف مقایسه می‌شود. در نهایت، نتایج تحلیلهای بدست آمده بوسیله شبیه سازی صحنه گذاری می‌شوند.

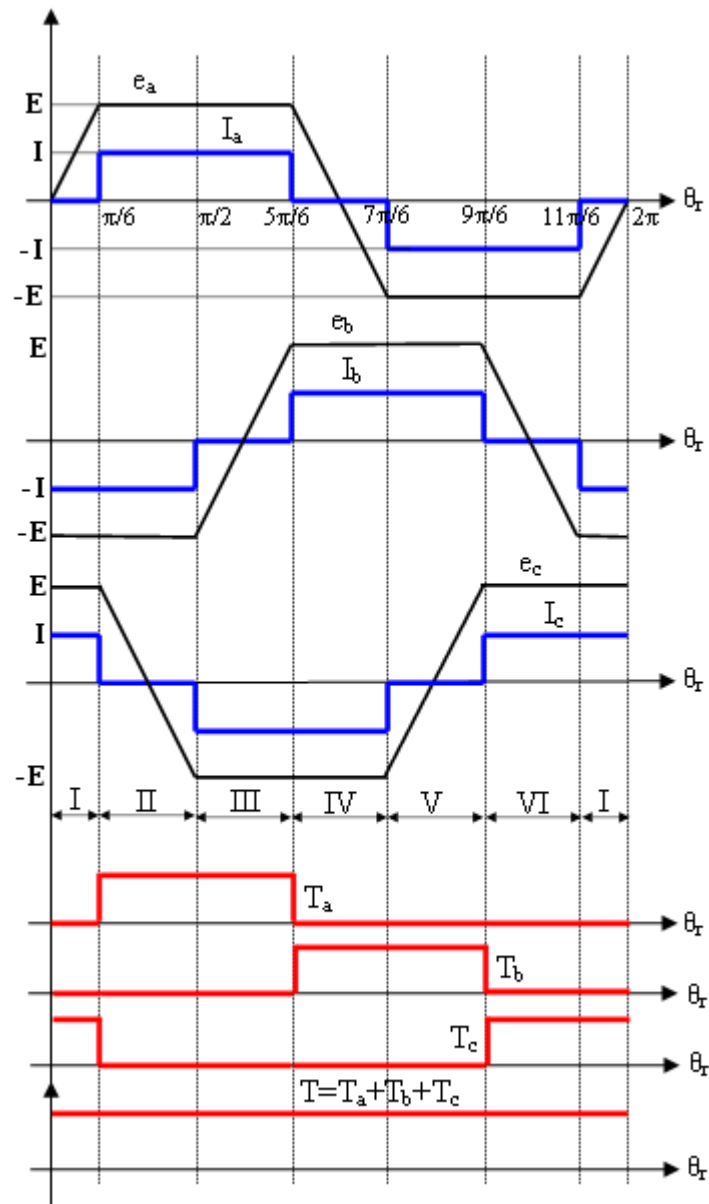
شکل ۱۲ ساختار درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ را نشان می‌دهد. مساله PWM برای ولتاژ نامتقارن به خوبی شناخته شده است و همانطور که در بخش قبل به آن اشاره شد، اینورتر ۴ سوئیچ به راحتی برای موتورهای القایی بکار رفته است. اما به همان راحتی نمی‌توان اینورتر ۴ سوئیچ مورد استفاده در موتور القایی را برای BLDC استفاده نمود. در اینورترهای ۴ سوئیچ، ایجاد پروفیل جریانی با زوایای ۱۲۰ درجه مشکل می‌باشد و نشان داده می‌شود که روشهای بکار رفته در کنترل درایو موتور القایی با اینورتر ۴ سوئیچ می‌باید اصلاح شود [4,12,13,14,15].



شکل ۱۲: سیستم درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ

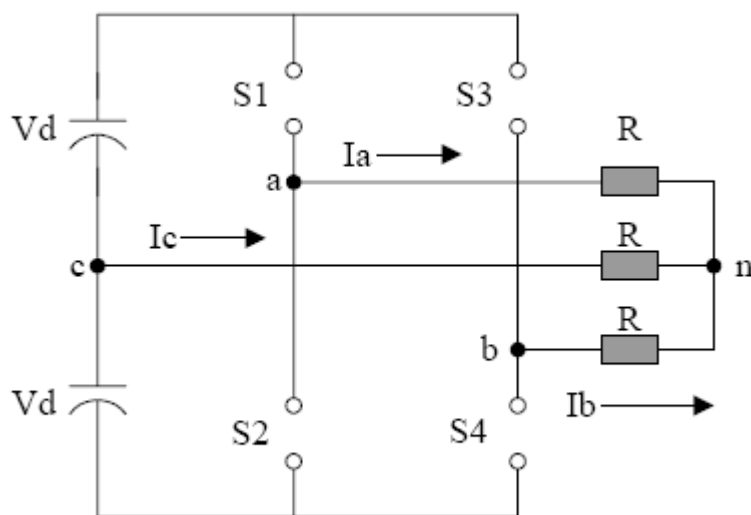
۵-۱- مقایسه رفتار دو اینورتر ۴ سوئیچ و ۶ سوئیچ در درایو موتور BLDC

مطابق شکل ۱۳، یک موتور BLDC برای تولید گشتاور ثابت خروجی، نیاز به شکل موج جریان شبه مربعی سنکرون با ولتاژ ضدمحرکه با بازه هدایت 120° و ناحیه قطع 60° دارد. همچنین در هر لحظه دو فاز در حال هدایت بوده و یک فاز دیگر قطع می‌باشد. در ادامه بحث نشان داده می‌شود که در اینورتر ۴ سوئیچ، ایجاد جریانهای 120° متقارن نیازمند روشهای کنترلی خاص می‌باشد.



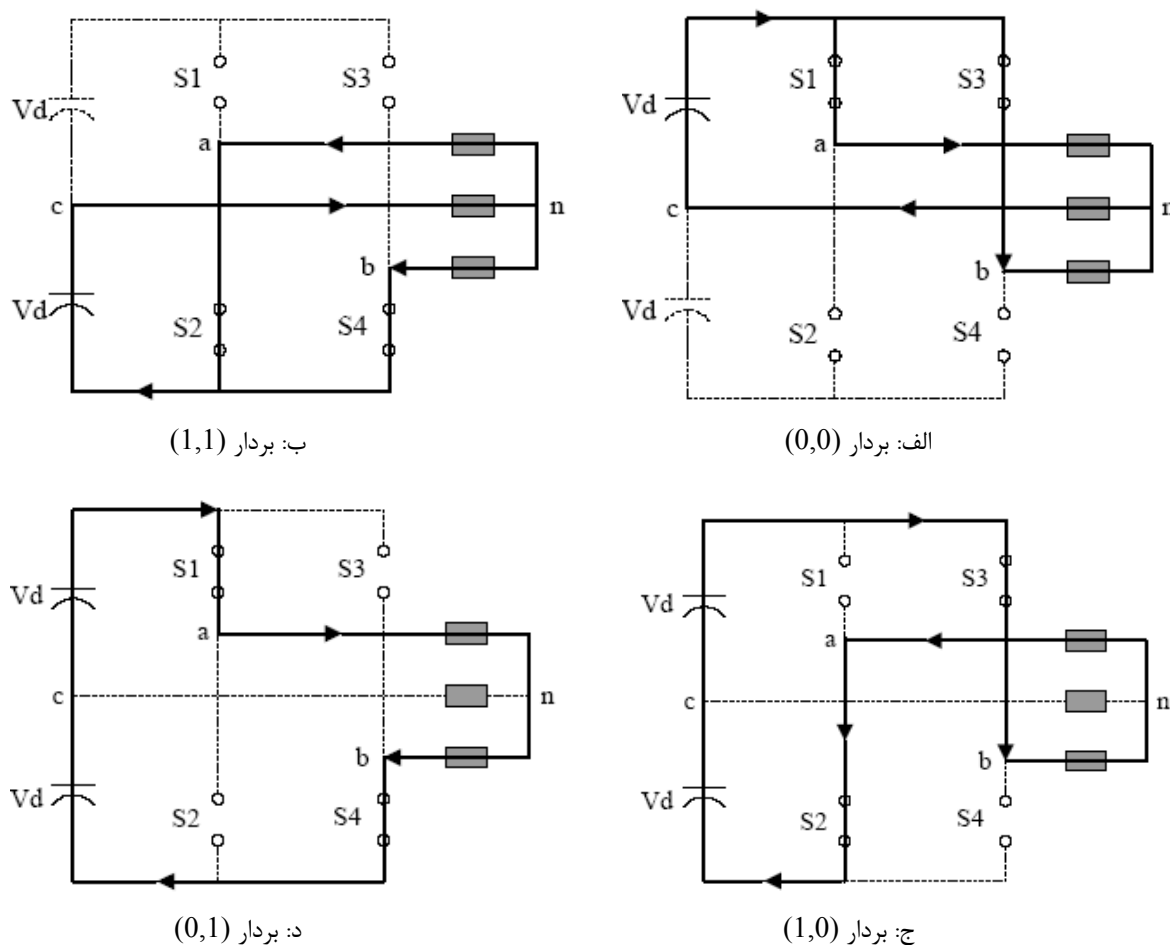
شکل ۱۳: شکل موجهای ولتاژ ضدمحرکه، جریان فازها و گشتاور تولیدی در یک موتور BLDC در حالت ایده آل

در آرایش ۴ سوئیچ چهار حالت کلیدزنی شامل (0,0)، (0,1)، (1,0) و (1,1) وجود دارد. مطابق شکل ۱۴، موتور بعنوان بار مقاومتی برای اینورتر در نظر گرفته شده است و سوئیچ‌های اینورتر نیز با سوئیچ‌های ساده ایده آل جایگزین شده‌اند. برای سوئیچ‌ها، علامت "0" مبین آن است که سوئیچ بالایی وصل بوده و علامت "1" نیز مبین آن است که سوئیچ پائینی در حالت وصل قرار دارد. دو سوئیچ واقع بر یک فاز هیچگاه همزمان وصل نمی‌شوند. در اینورتر ۶ سوئیچ، حالت‌های (0,0) و (1,1) بعنوان بردارهای صفر^۵ در نظر گرفته می‌شوند که در این حالتها ولتاژ لینک dc بر سر بار قرار نمی‌گیرد و لذا جریان موتور در این دو حالت برابر با مقدار صفر خواهد بود. اما در آرایش ۴ سوئیچ یک فاز از موتور (فاز C) همواره به نقطه وسط خازنهای لینک dc متصل بوده و در نتیجه حتی در حالت‌های بردار صفر یعنی (0,0) و (1,1) از فازهای موتور جریان عبور خواهد کرد (شکل‌های ۱۵-الف و ۱۵-ب). علاوه بر آن در حالت‌های (0,1) و (1,0)، جریان فازی که به سر وسط لینک dc (جریان فاز C) متصل است، غیر قابل کنترل می‌باشد و عملاً برآیند جریان دو فاز دیگر (فازهای A و B) خواهد بود. در حالتی که بار سه فاز متقارن باشد، جریان فاز C برابر با صفر خواهد شد.



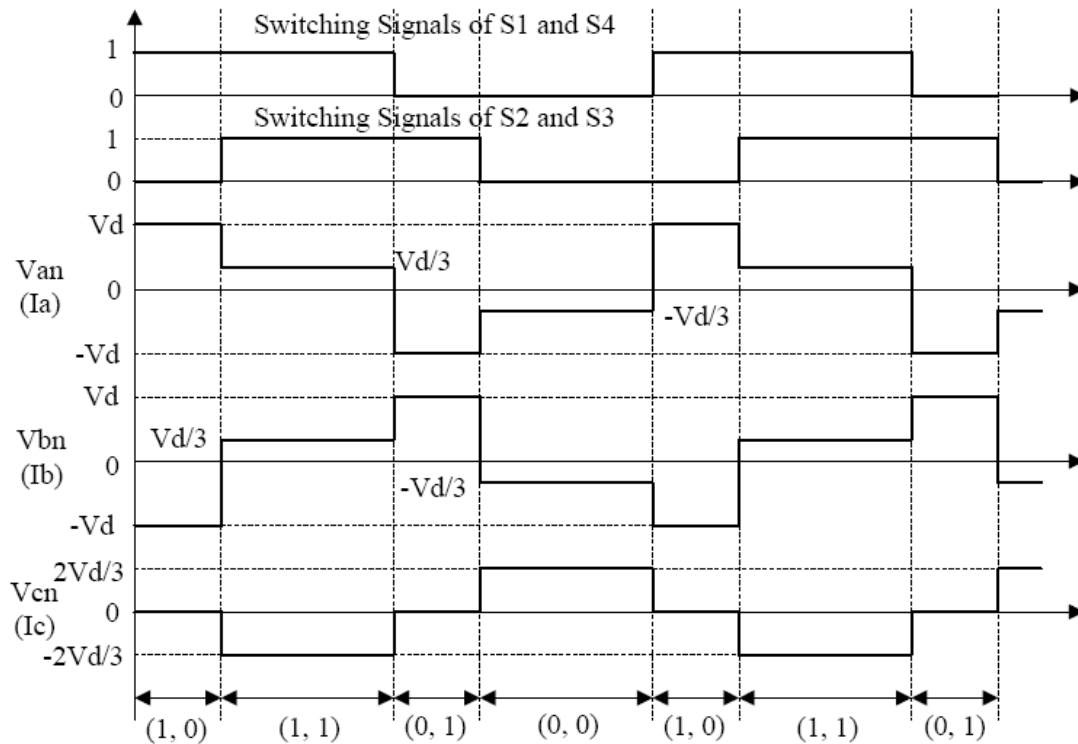
شکل ۱۴: مدار معادل ساده شده اینورتر و موتور BLDC

⁵Zero Vectors



شکل ۱۵: بردارهای ولتاژ و عملکرد اینورتر ۴ سوئیچه

با توجه به عملکرد اینورتر ۴ سوئیچه و بردارهای چهارگانه ولتاژ می‌توان شکل موجهای ولتاژ و جریان فازهای موتور BLDC را بدست آورد که نتایج در شکل ۱۶ آورده شده است. واضح است که بدست آوردن پروفیل‌های جریان شکل ۱۳ که شامل ۱۲۰ درجه هدایت و ۶۰ درجه غیرهدایت می‌باشد با استفاده از ولتاژهای بدست آمده در شکل ۱۶، ذاتا مشکل است. لذا استفاده از روشهای کنترل PWM بکار رفته در کنترل اینورتر ۴ سوئیچه موتورهای القایی نمی‌تواند مستقیما در درایو موتور BLDC بکار رود و این روشهای کنترلی می‌باید اصلاح گردند. اصلاح روشهای کنترل PWM ولتاژ و استفاده از روشهای PWM بردار فضایی از جمله این روشهاست که البته نیازمند حجم محاسبات پیچیده و استفاده از فضاهای برداری $\alpha - \beta$ می‌باشد. لذا در این پروژه از روش کنترل PWM جریانی بجای روش کنترل PWM ولتاژی استفاده خواهد شد که عملکرد آن بسیار قابل توجه بوده و پیاده سازی آن نیز ساده می‌باشد [12].



شکل ۱۶: شکل موجهای ولتاژ و جریان درایو موتور BLDC با استفاده از اینورتر ۴ سوئیچ

۵-۲- بررسی مدهای مختلف کاری اینورتر ۴ سوئیچ در درایو موتور BLDC

از نقطه نظر موتور BLDC، برای ایجاد گشتاور ثابت، چه موتور از اینورتر ۴ سوئیچ و چه از اینورتر ۶ سوئیچ تغذیه شود، پروفیل‌های ولتاژ ضدمحرکه و جریان فازها می‌باید همانند شکل موجهای ارائه شده در

شکل ۱۸ باشند. در صورت متعادل بودن فازهای موتور BLDC، جریانهای ۳ فاز همواره در رابطه ذیل

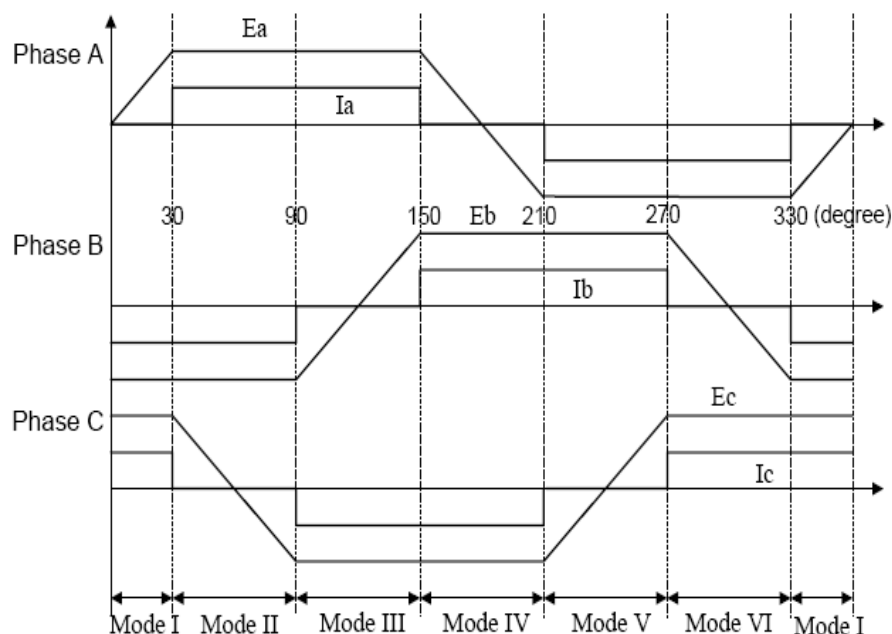
$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (۶)$$

صدق می‌نمایند. این رابطه به صورت ذیل قابل اصلاح است:

$$I_a + I_b = -I_c \quad (۷)$$

شکل ۱۸ و رابطه ۷ نشان می‌دهند که جریان فاز C در درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ غیرقابل کنترل بوده و فقط می‌باید جریان دو فاز A و B با کلیدزنی مناسب سوئیچها کنترل شوند. کنترل مستقل

جریان فازهای A و B به روش کنترل جریان هیستریزیس به کنترل مستقیم جریان PWM نامگذاری شده است که در این گزارش نیز از آن استفاده می‌گردد. در جدول ۲ وضعیت فازهای مختلف، جریانهای فازها و ترتیب کلید زنی سوئیچها در مودهای ۶ گانه شکل ۱۸ لیست شده اند.

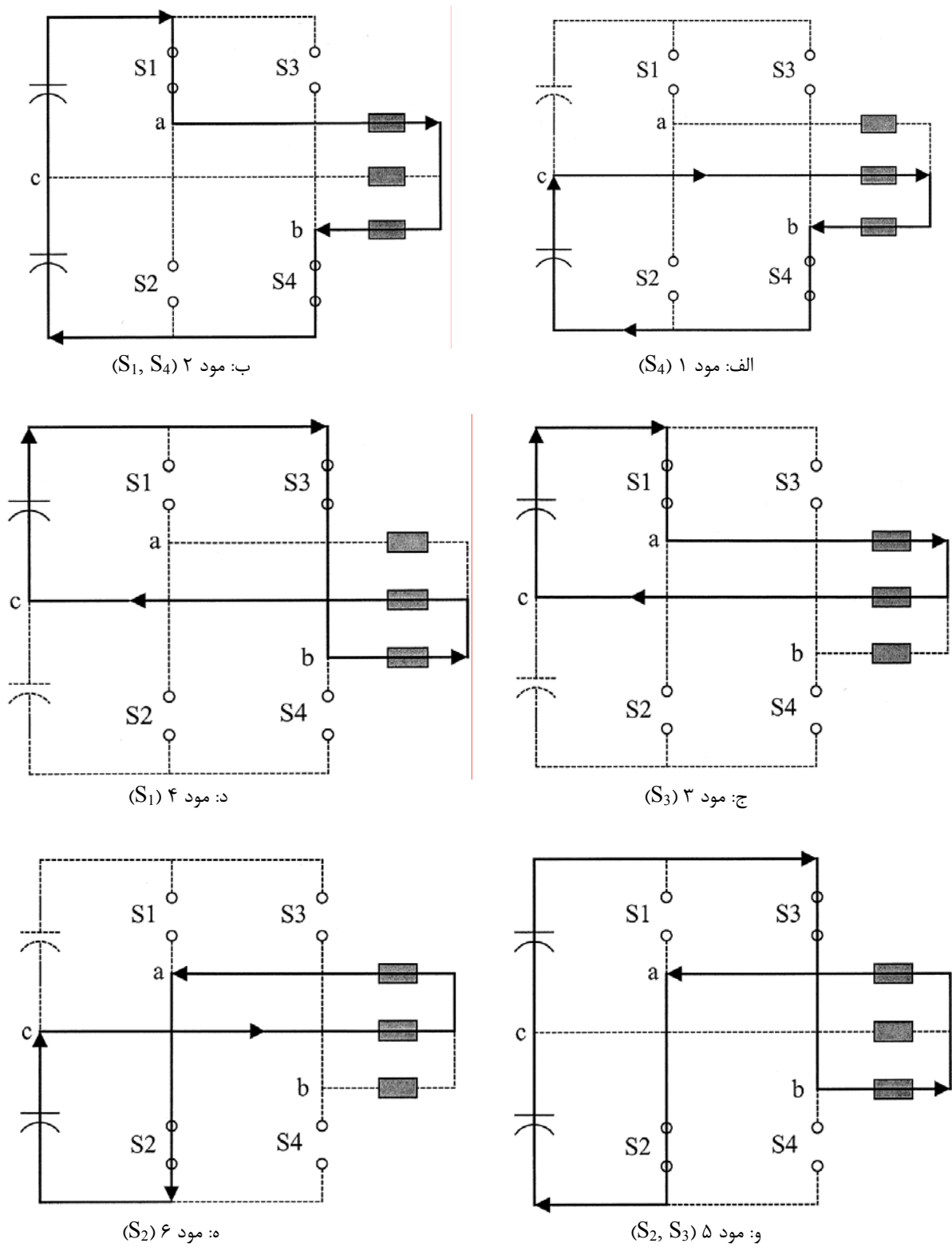


شکل ۱۸: پروفیل‌های ولتاژ و جریان مورد نیاز موتور BLDC برای داشتن گشتاور ثابت

جدول ۲: مودهای کاری، وضعیت فازها و جریانها و ترتیب کلیدزنی سوئیچها در درایو BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ

مود کاری درایو	زاویه الکتریکی روتور	فازهای فعال	فاز خاموش	ادوات کلید زنی
Mode I	$0^0 < \theta < 30^0$	B, C	A	$I_b + I_c = 0$ $I_a = 0$ S_4
Mode II	$30^0 < \theta < 90^0$	A, B	C	$I_a + I_b = 0$ $I_c = 0$ S_1, S_4
Mode III	$90^0 < \theta < 150^0$	A, C	B	$I_a + I_c = 0$ $I_b = 0$ S_1
Mode IV	$150^0 < \theta < 210^0$	B, C	A	$I_b + I_c = 0$ $I_a = 0$ S_3
Mode V	$210^0 < \theta < 270^0$	A, B	C	$I_a + I_b = 0$ $I_c = 0$ S_2, S_3
Mode VI	$270^0 < \theta < 330^0$	A, C	B	$I_a + I_c = 0$ $I_b = 0$ S_2

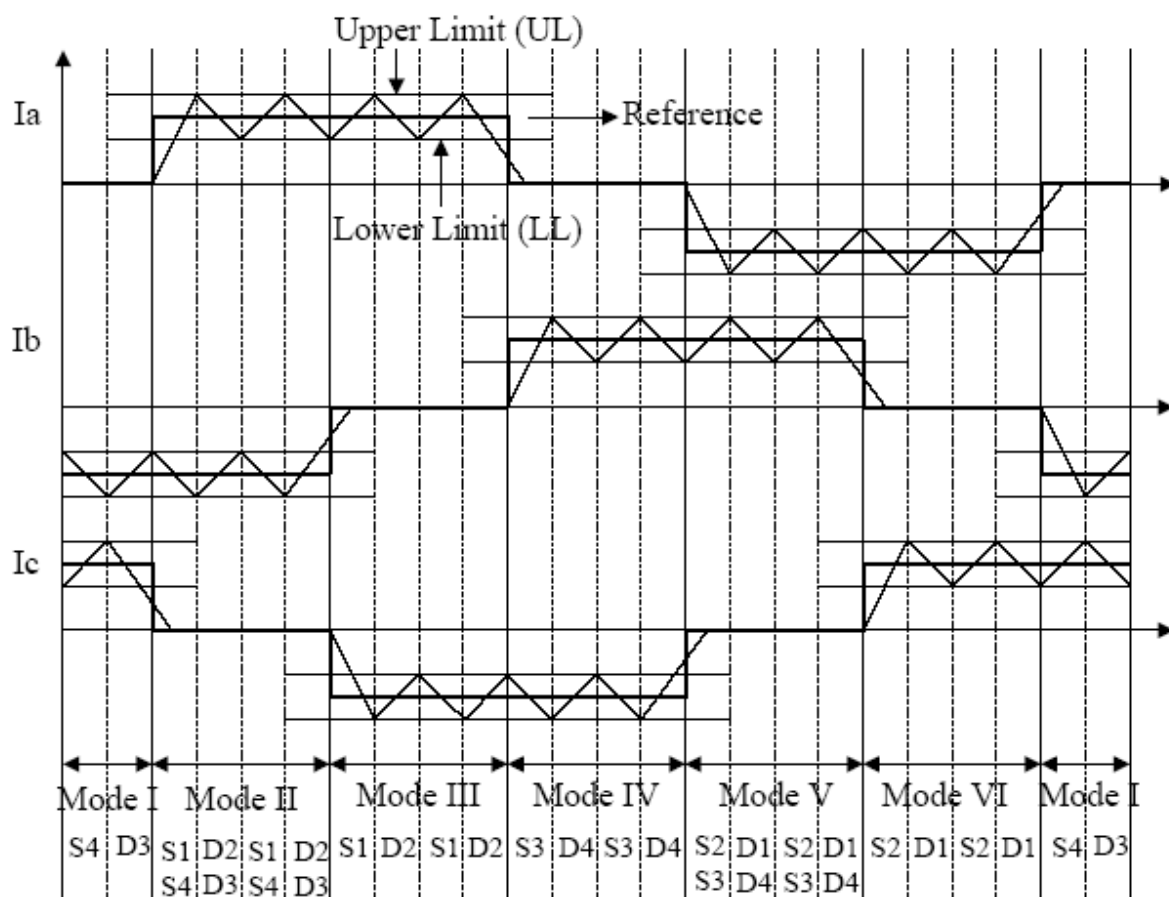
در شکل ۱۹ نیز فلوی جریان در مدهای مختلف کاری تصویر شده است.



شکل ۱۹: فلوی جریان فازها در مدهای مختلف درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچه

۵-۳- تنظیم جریان فاز

هدف از تنظیم جریان، نگه داشتن شکل شبه مربعی جریان فازها با سطح قابل قبولی از ریبیل جریان می‌باشد. جدول ۲، نشان می‌دهد که در هر مود چه جریانهایی باید کنترل شوند. شکل ۲۰ جزئیات تغییرات شکل موج جریانها ترتیب کلیدزنی سوئیچها را به وضوح نشان می‌دهد. خط پر رنگ تر سطح جریان مرجع را نشان می‌دهد که توسط کنترل کننده سرعت یا گشتاور ایجاد می‌شود. فرکانس کلیدزنی و ریبیل گشتاور دو معیار مهم در تعیین حدود بالا و پائین تنظیم جریان هستند. باند هیستریزس کوچکتر، ریبیل گشتاور کمتر اما فرکانس کلیدزنی بالاتری را نتیجه خواهد داد [12].



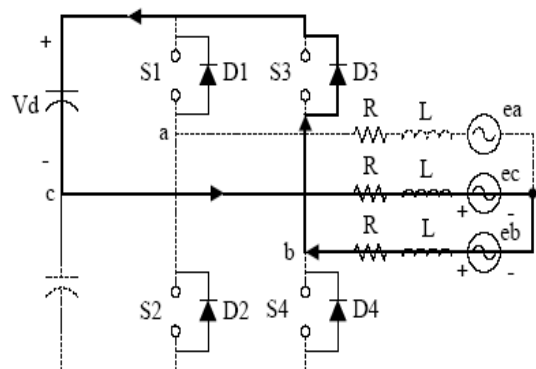
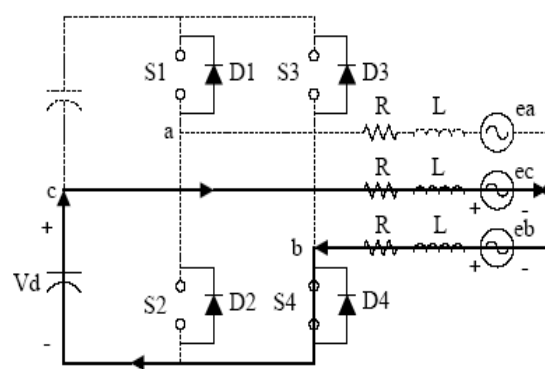
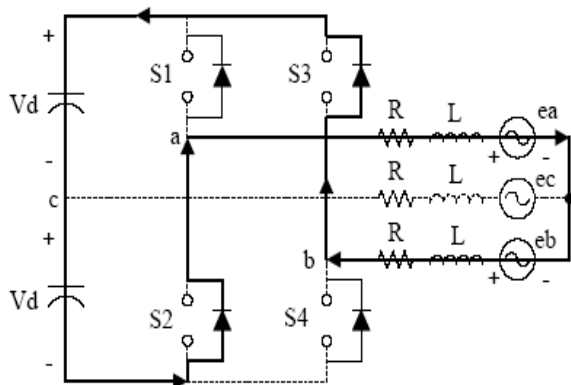
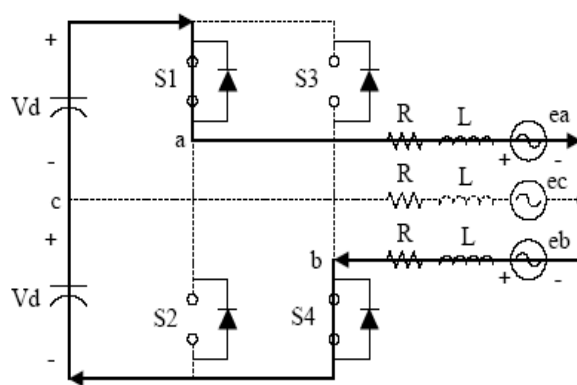
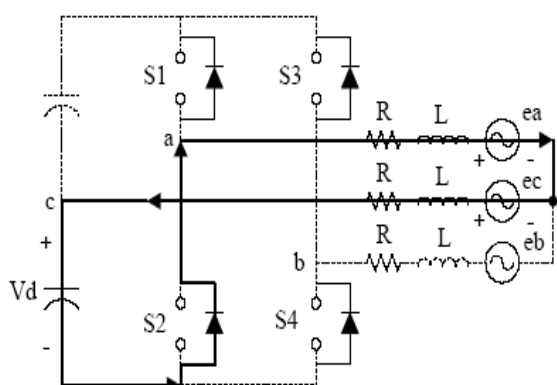
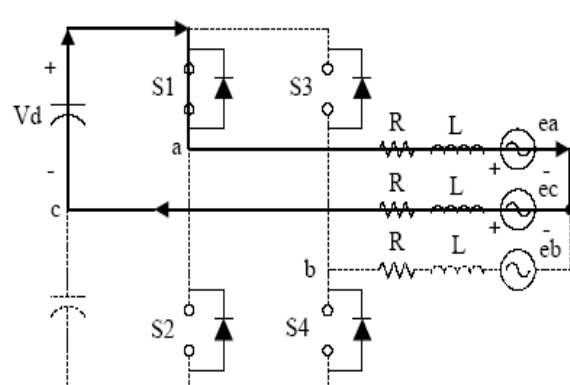
شکل ۲۰: تنظیم جریان فازها و ترتیب کلیدزنی سوئیچها در درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ

برای قریب به ذهن شدن مطلب، تنظیم جریان در مدهای کاری ۲ و ۳ بصورت ذیل قابل بیان است: در

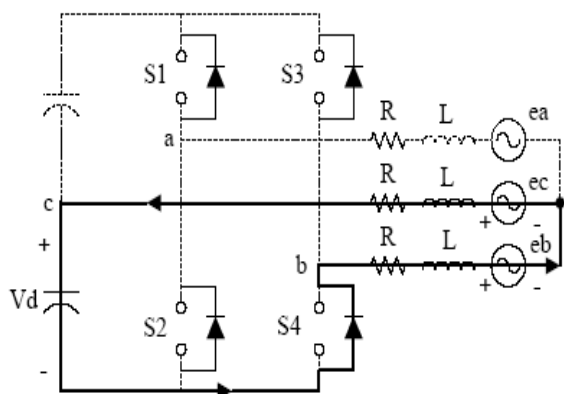
مود ۲، جریان در فازهای A و B ($I_a > 0$ و $I_b < 0$) وجود دارد و جریان فاز C نیز صفر می باشد. می توان مود ۲ را به دو بخش مجزا به صورت $\left(\frac{di_a}{dt} > 0, \frac{di_b}{dt} < 0\right)$ و $\left(\frac{di_a}{dt} < 0, \frac{di_b}{dt} > 0\right)$ تقسیم بندی نمود. مطابق شکل ۱۹-ب، در این مود، سوئیچهای S_1 و S_4 بکار می روند. تا زمانیکه جریان I_a (I_b) به حد بالایی (پائینی) خود نرسیده است، سوئیچهای S_1 و S_4 روشن باقی می مانند تا ولتاژ لینک dc بمنظور افزایش جریان در دو سر فاز A قرار گیرد. وقتی جریان به حد بالایی خود رسید، سوئیچهای S_1 و S_4 خاموش شده و جریان از دیودهای اتصال معکوس D_2 و D_3 عبور می نماید. در همین زمان، ولتاژ منفی لینک dc بمنظور کاهش جریان در دو سر فاز قرار می گیرد. از طرف دیگر در مود ۳، فقط جریان فاز A کنترل پذیر می باشد. این بدان معناست که مطابق شکل ۱۹-ج، فقط سوئیچ S_1 روشن می شود. تحلیل فوق برای کنترل جریان فاز A در این مود نیز معتبر است، یعنی با افزایش جریان فاز A از حد بالایی، سوئیچ S_1 خاموش شده و در صورت کاهش آن از حد پائینی سوئیچ S_1 روشن می شود. بر مبنای تنظیم جریان ارائه شده در فوق و برای مدهای مختلف کاری شکل ۱۹، در شکل ۲۱ فلوی جریان در فازهای مختلف ترسیم شده اند. همچنین در جدول ۳ معادلات ولتاژ و جریان در مدهای مختلف خلاصه گردیده اند.

جدول ۳: معادلات ولتاژ و جریان در مدهای مختلف کاری

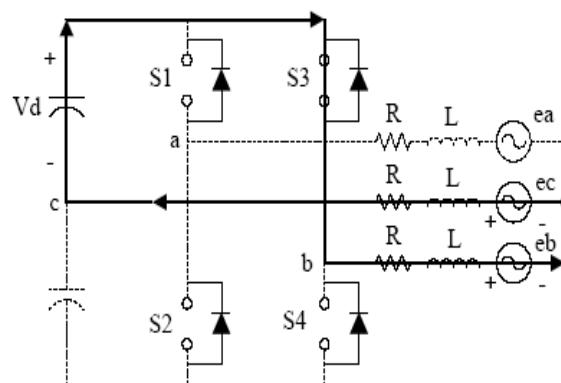
مود کاری درایو	$\frac{di}{dt} > 0$	$\frac{di}{dt} < 0$
Mode I	$\frac{di_c}{dt} = -\frac{R}{L}i_c + \frac{1}{2L}(V_d - e_{cb})$	$\frac{di_c}{dt} = -\frac{R}{L}i_c + \frac{1}{2L}(V_d + e_{cb})$
Mode II	$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{2L}(2V_d - e_{ab})$	$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{2L}(2V_d + e_{ab})$
Mode III	$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{2L}(V_d - e_{ac})$	$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{2L}(V_d + e_{ac})$
Mode IV	$\frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{2L}(V_d - e_{bc})$	$\frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{2L}(V_d + e_{bc})$
Mode V	$\frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{2L}(2V_d - e_{ba})$	$\frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{2L}(2V_d + e_{ba})$
Mode VI	$\frac{di_c}{dt} = -\frac{R}{L}i_c + \frac{1}{2L}(V_d - e_{ca})$	$\frac{di_c}{dt} = -\frac{R}{L}i_c + \frac{1}{2L}(V_d + e_{ca})$

(b): مود ۱ $\left(\frac{di_c}{dt} < 0\right)$ (a): مود ۱ $\left(\frac{di_c}{dt} > 0\right)$ (d): مود ۲ $\left(\frac{di_a}{dt} < 0\right)$ (c): مود ۲ $\left(\frac{di_a}{dt} > 0\right)$ (f): مود ۳ $\left(\frac{di_a}{dt} > 0\right)$ (e): مود ۳ $\left(\frac{di_a}{dt} > 0\right)$

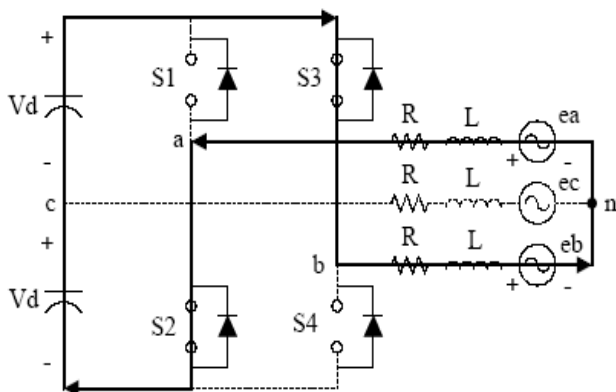
شکل ۲۱: فلوی جریان فازها در مودهای مختلف کاری



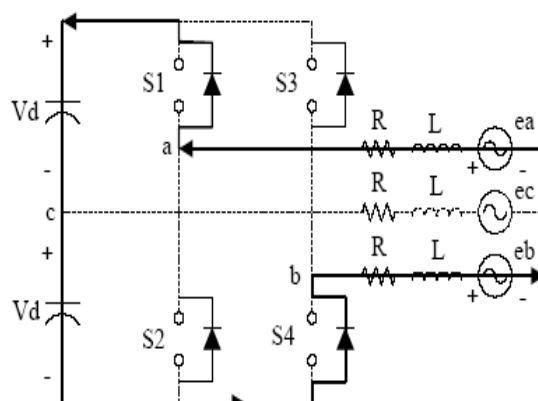
(h): مود ۴ $\left(\frac{di_b}{dt} < 0\right)$



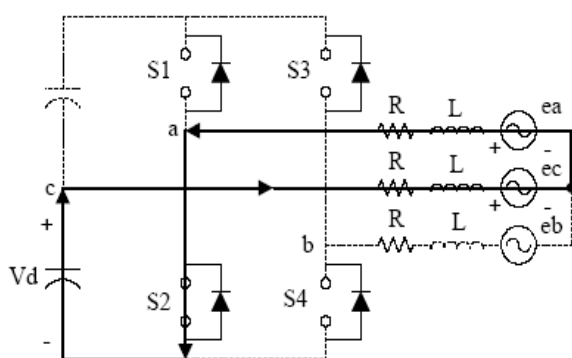
(g): مود ۴ $\left(\frac{di_b}{dt} > 0\right)$



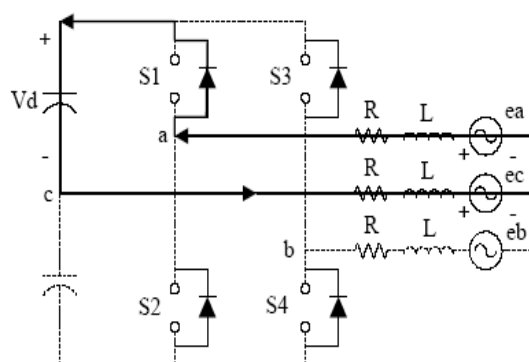
(g): مود ۵ $\left(\frac{di_b}{dt} < 0\right)$



(i): مود ۵ $\left(\frac{di_b}{dt} > 0\right)$



(l): مود ۶ $\left(\frac{di_c}{dt} < 0\right)$



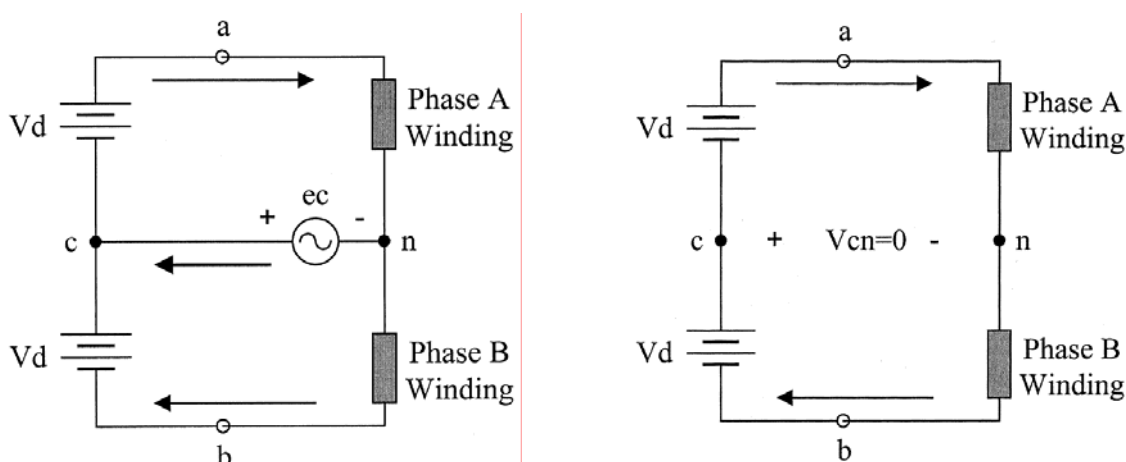
(k): مود ۶ $\left(\frac{di_c}{dt} > 0\right)$

(ادامه) شکل ۲۱: فلوی جریان فازها در مودهای مختلف کاری

۵-۴- بررسی اثر ولتاژ ضدمحرکه فاز C بر شکل موج جریان دو فاز A و B

با توجه به مطالب ارائه شده در بخش قبل، می باید توجه ویژه ایی به عملکرد درایو در مدهای کاری ۲ و ۵ داشت. در این مدها، فازهای A و B در حال هدایت بوده و فاز C بعنوان فاز خاموش در نظر گرفته می شود. لذا انتظار داریم تا هیچگونه جریانی در فاز C وجود نداشته باشد. با این وجود، ولتاژ ضدمحرکه فاز C می تواند همانند یک منبع جریان عمل نموده و سبب ایجاد جریانه‌های ناخواسته شده و لذا شکل موج جریانه‌های دو فاز A و B را تحت تاثیر قرار دهد. لذا در بکار بردن استراتژی کنترل جریان فازها می باید توجه ویژه ایی به جبرانسازی ولتاژ ضدمحرکه فاز C نمود.

پدیده فوق را می توان بصورت تصویری در شکل ۲۲ مشاهده نمود. بعنوان مثال در مود کاری ۲، برای حالت ایده آل، فقط جریان یک فاز (فاز A یا فاز B) نیاز به کنترل دارد و سیگنالهای سوئیچینگ کلیدهای S_1 و S_4 یکسان می باشند. در حالتیکه جریان فاز A کنترل شود، سیگنال سوئیچینگ کلید S_1 مستقلا تعیین می شود و سیگنال سوئیچینگ کلید S_4 به آن وابسته است. بنابراین جریان فاز A می تواند بعنوان یک منبع جریان با مقدار ثابت در نظر گرفته شود. اما در این حالت جریان فاز B می تواند تحت تاثیر جریان فاز C دچار اعوجاج شود. از طرف دیگر اگر جریان فاز B کنترل شود، می توان فاز B را بعنوان منبع جریان در نظر گرفت که در این حالت جریان فاز A متاثر از جریان فاز C خواهد بود و ممکن است دچار اعوجاج ناخواسته شود. همین مشکل می تواند در مود کاری ۵ نیز اتفاق بیفتد [12].

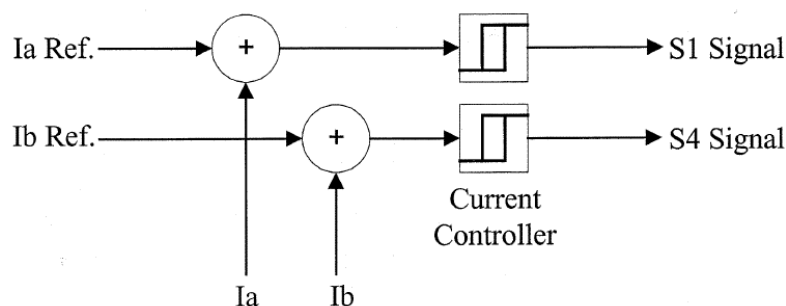


ب: حالت واقعی (ایجاد جریان در فاز C بعلت اثر ولتاژ ضدمحرکه فاز C)

الف: حالت ایده آل

شکل ۲۲: مدار معادل ساده شده درایو در مدهای کاری ۲ و ۵

برای حل مشکل ذکر شده، با اندکی توجه به مدار معادل شکل ۲۲، می‌توان راه حل را پیدا نمود. اگر جریانهای دو فاز A و B بعنوان منابع جریان مستقل در نظر گرفته شوند، اثر نامطلوب ولتاژ ضدمحرکه فاز C حذف شده و فاز C بعنوان یک منبع جریان با مقدار جریان صفر عمل خواهد نمود. برای آنکه جریانهای دو فاز A و B همانند منابع جریان ثابت و مستقل عمل نمایند، می‌باید جریانهای این دو فاز مستقلاً اندازه‌گیری شده و از سیگنالهای سوئیچینگ مستقل S_1 (S_3) و S_4 (S_2) برای کنترل جریانهای این دو فاز استفاده نمود. روش کنترلی فوق به روش کنترل مستقیم جریان PWM^۶ نامگذاری شده است. شکل ۲۳ این استراتژی کنترل را نشان می‌دهد.



شکل ۲۳: استراتژی کنترل مستقیم جریان PWM برای حذف اثر ولتاژ ضدمحرکه فاز C

۵-۵- مقایسه قیمت دو اینورتر ۶ سوئیچه و ۴ سوئیچه

در بخشهای قبل عملکرد دو اینورتر ۶ سوئیچه و ۴ سوئیچه در درایو موتور BLDC به تفصیل مورد بحث قرار گرفت و بصورت تحلیلی نشان داده شد که با استفاده از روش کنترل مستقیم جریان PWM رفتار دو اینورتر یکسان می‌باشد و این مطلب در بخشهای بعد و با انجام چند شبیه‌سازی ثابت خواهد شد. در ادامه یک مقایسه قیمتی بین دو اینورتر مطروحه انجام می‌گیرد و نشان داده می‌شود که اینورتر ۴ سوئیچه در حدود ۲۵٪ ارزانتر از اینورتر ۶ سوئیچه می‌باشد و در واقع، پیچیدگی در سخت افزار به پیچیدگی در نرم افزار تبدیل شده است که البته با وجود پردازشگرهای سرعت بالا و DSP ها، این مساله مشکلی در استفاده از اینورتر ۴ سوئیچه در درایو موتورهای BLDC ایجاد نمی‌کند. جدول ۴ نتایج این مقایسه را نشان می‌دهد.

⁶ Direct Current Controlled PWM

دهد. می باید به این نکته نیز توجه گردد که کاهش قیمت ۲۵٪ ذکر شده برای محدوده توان پائین بوده و این نسبت برای کاربردهای توان بالا بمقدار قابل توجهی افزایش می یابد.

جدول ۴: مقایسه قیمت دو اینورتر ۴ سوئیچه و ۶ سوئیچه برای کاربردهای توان پائین

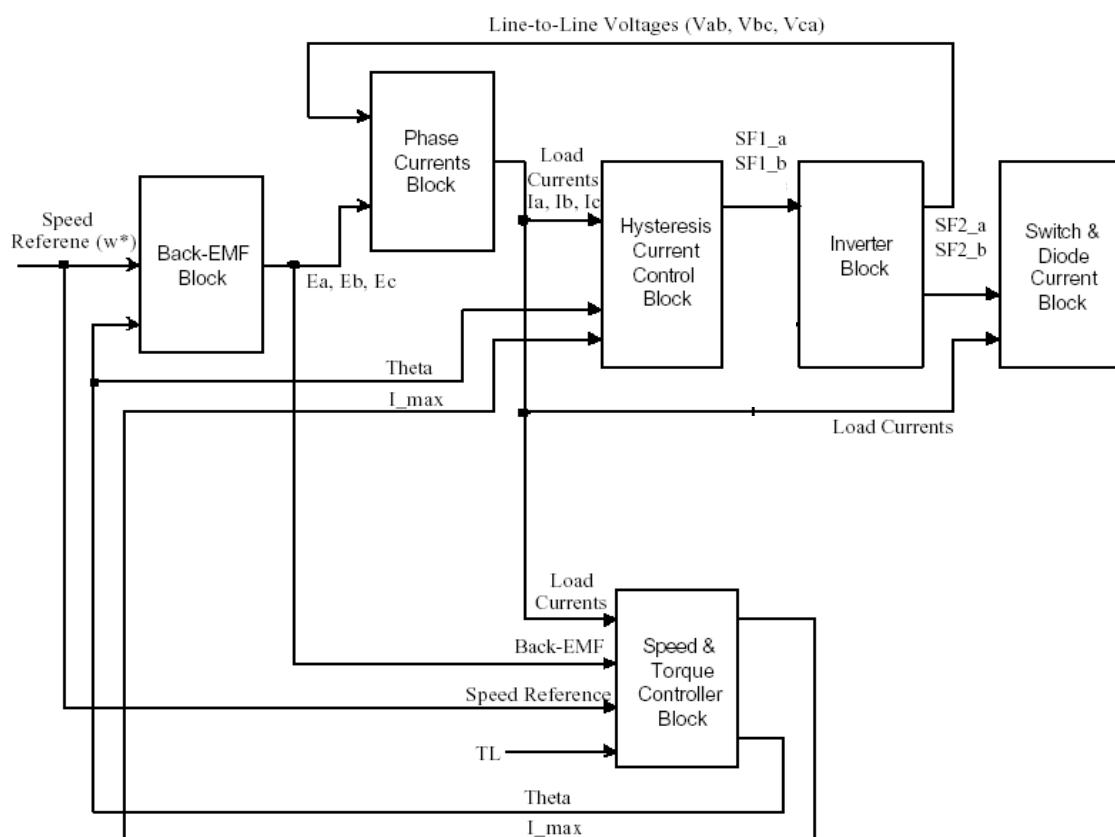
اینورتر ۴ سوئیچه		اینورتر ۶ سوئیچه		قیمت واحد	آیتم
\$18.40	۲ عدد	\$9.20	۱ عدد	\$9.20	خازنهای لینک dc
\$24.80	۴ عدد	\$37.20	۶ عدد	\$6.20	سوئیچها (IGBTs)
\$21.00	۴ عدد	\$31.50	۶ عدد	\$5.25	درایور گیت
\$29.76	۴ عدد	\$44.64	۶ عدد	\$7.44	منبع تغذیه
\$93.96		\$122.54		قیمت کلی	

۵-۶- مدلسازی درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچه

در بخش دوم، چگونگی مدلسازی درایو موتور BLDC و اینورتر ۶ سوئیچه با استفاده از مفهوم توابع سوئیچینگ^۷ (SFM) بطور کامل تجزیه و تحلیل شد. در این گزارش، مدلسازی درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچه نیز با استفاده از روش SFM انجام خواهد شد. از طرفی مدلسازی درایو با اینورتر ۴ سوئیچه شباهتی بسیار به مدلسازی درایو با اینورتر ۶ سوئیچه دارد، لذا در این گزارش بصورت مختصر به مدلسازی درایو با اینورتر ۴ سوئیچه پرداخته و وجوه افتراق با روش ارائه شده در گزارش فاز اول ذکر خواهند گردید. برای بررسی بیشتر جزئیات مدلسازی به گزارش فاز اول پروژه رجوع شود [12,16].

شکل ۲۴، بلوک دیاگرام کلی سیستم درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچه را نمایش می دهد. این شکل با شکل مشابه گزارش دوم، تقریباً مشابه بوده و عملاً تنها نکات وجه تمایز، کاهش تعداد توابع سوئیچینگ از ۳ به ۲ عدد می باشد. در ادامه، جزئیات داخل این بلوکها مختصراً توضیح داده می شوند.

⁷ Switching Function Method (SFM)



شکل ۲۴: بلوک دیاگرام کلی مدل سیستم درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچه

بلوک ولتاژ ضدمحرکه (Back-EMF Block) تولید کننده ولتاژهای ضدمحرکه برحسب وضعیت زاویه ایی روتور است

در **بلوک** کنترل کننده سرعت و گشتاور (Speed & Torque Controller Block)، با استفاده از معادلات حرکتی موتور، جریان مرجع موتور و وضعیت زاویه ایی روتور تعیین می شوند. در **بلوک** کنترل جریان هیستریز (Hysteresis Current Control block)، جریانهای دو فاز A و B به روش کنترل هیستریز کنترل شده و توابع سوئیچینگ مناسب ایجاد می گردند تفاوت این بلوک با بلوک مشابه در اینورتر ۶ سوئیچه، حذف تابع سوئیچینگ SF_{1_c} بدلیل حذف سوئیچهای تغذیه کننده فاز C می باشد. توابع سوئیچینگ SF_{1_a} و SF_{1_b} نیز بصورت روابط ۸ و ۹ اصلاح می گردند. در این روابط، علاوه بر کنترل جریان دو فاز A و B در بازه های هدایت 120^0 ، این جریانها در بازه های 60^0 غیرهدایت نیز حول مقدار صفر (با باند هیستریز 0.15) کنترل می شوند. باند هیستریز برای بازه های هدایت 120^0 ، برابر با $\pm 5\%$ است.

$$\begin{aligned}
SF_{1_a} = & (u[4] < (\pi/6)) * (\\
& +(u[1] < -0.15) + & \% S_1 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > +0.15) + & \% S_1 \text{ is Off, } D_2 \text{ is On.} \\
& +(u[1] > -0.15) * (u[1] < 0.15) * (u[1] > u[2]) + & \% S_1 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > -0.15) * (u[1] < 0.15) * (u[1] < u[2])) & \% S_1 \text{ is Off, } D_2 \text{ is On.} \\
& +(u[4] > (\pi/6)) * (u[4] < (5 * \pi/6)) * (\\
& +(u[1] < u[3] * 0.95) + & \% S_1 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > u[3] * 1.05) + & \% S_1 \text{ is Off, } D_2 \text{ is On.} \\
& +(u[1] > u[3] * 0.95) * (u[1] < u[3] * 1.05) * (u[1] > u[2]) + & \% S_1 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > u[3] * 0.95) * (u[1] < u[3] * 1.05) * (u[1] < u[2])) & \% S_1 \text{ is Off, } D_2 \text{ is On.} \\
& +(u[4] > (5 * \pi/6)) * (u[4] < (7 * \pi/6)) * (\\
& +(u[1] < -0.15) + & \% S_1 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > +0.15) + & \% S_1 \text{ is Off, } D_2 \text{ is On.} \\
& +(u[1] > -0.15) * (u[1] < 0.15) * (u[1] > u[2]) + & \% S_1 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > -0.15) * (u[1] < 0.15) * (u[1] < u[2])) & \% S_1 \text{ is Off, } D_2 \text{ is On.} \\
& +(u[4] > (7 * \pi/6)) * (u[4] < (11 * \pi/6)) * (\\
& -(u[1] > -u[3] * 0.95) + & \% S_2 \text{ is On.} \\
& +(u[1] < -u[3] * 1.05) + & \% S_2 \text{ is Off, } D_1 \text{ is On.} \\
& -(u[1] < -u[3] * 0.95) * (u[1] > -u[3] * 1.05) * (u[1] < u[2]) + & \% S_2 \text{ is On.} \\
& +(u[1] < -u[3] * 0.95) * (u[1] > -u[3] * 1.05) * (u[1] > u[2])) & \% S_2 \text{ is Off, } D_1 \text{ is On.} \\
& +(u[4] > (11 * \pi/6)) * (u[4] < (2 * \pi)) * (\\
& +(u[1] < -0.15) + & \% S_2 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > +0.15) + & \% S_2 \text{ is Off, } D_1 \text{ is On.} \\
& +(u[1] > -0.15) * (u[1] < 0.15) * (u[1] > u[2]) + & \% S_2 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > -0.15) * (u[1] < 0.15) * (u[1] < u[2])) & \% S_2 \text{ is Off, } D_1 \text{ is On.}
\end{aligned} \tag{A}$$

$$\begin{aligned}
SF_{1_b} = & (u[4] < (3 * \pi/6)) * (\\
& -(u[1] > -u[3] * 0.95) + & \% S_4 \text{ is Off, } D_3 \text{ is On.} \\
& +(u[1] < -u[3] * 1.05) + & \% S_4 \text{ is On.} \\
& -(u[1] < -u[3] * 0.95) * (u[1] > -u[3] * 1.05) * (u[1] < u[2]) + & \% S_4 \text{ is Off, } D_3 \text{ is On.} \\
& +(u[1] < -u[3] * 0.95) * (u[1] > -u[3] * 1.05) * (u[1] > u[2])) & \% S_4 \text{ is On.} \\
& +(u[4] > (3 * \pi/6)) * (u[4] < (5 * \pi/6)) * (\\
& +(u[1] < -0.15) + & \% S_3 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > +0.15) + & \% S_3 \text{ is Off, } D_4 \text{ is On.} \\
& +(u[1] > -0.15) * (u[1] < 0.15) * (u[1] > u[2]) + & \% S_3 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > -0.15) * (u[1] < 0.15) * (u[1] < u[2])) & \% S_3 \text{ is Off, } D_4 \text{ is On.} \\
& +(u[4] > (5 * \pi/6)) * (u[4] < (9 * \pi/6)) * (\\
& +(u[1] < u[3] * 0.95) + & \% S_3 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > u[3] * 1.05) + & \% S_3 \text{ is Off, } D_4 \text{ is On.} \\
& +(u[1] > u[3] * 0.95) * (u[1] < u[3] * 1.05) * (u[1] > u[2]) + & \% S_3 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > u[3] * 0.95) * (u[1] < u[3] * 1.05) * (u[1] < u[2])) & \% S_3 \text{ is Off, } D_4 \text{ is On.} \\
& +(u[4] > (9 * \pi/6)) * (u[4] < (11 * \pi/6)) * (\\
& +(u[1] < -0.15) + & \% S_3 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > +0.15) + & \% S_3 \text{ is Off, } D_4 \text{ is On.} \\
& +(u[1] > -0.15) * (u[1] < 0.15) * (u[1] > u[2]) + & \% S_3 \text{ is On.} \\
& -(u[1] > -0.15) * (u[1] < 0.15) * (u[1] < u[2])) & \% S_3 \text{ is Off, } D_4 \text{ is On.} \\
& +(u[4] > (11 * \pi/6)) * (u[4] < (2 * \pi)) * (\\
& -(u[1] > -u[3] * 0.95) + & \% S_4 \text{ is Off, } D_3 \text{ is On.} \\
& +(u[1] < -u[3] * 1.05) + & \% S_4 \text{ is On.} \\
& -(u[1] < -u[3] * 0.95) * (u[1] > -u[3] * 1.05) * (u[1] < u[2]) + & \% S_4 \text{ is Off, } D_3 \text{ is On.} \\
& +(u[1] < -u[3] * 0.95) * (u[1] > -u[3] * 1.05) * (u[1] > u[2])) & \% S_4 \text{ is On.}
\end{aligned} \tag{9}$$

در **بلوک** اینورتر (Inverter Block)، ولتاژهای خط به خط موتور محاسبه می‌شوند. ولتاژهای

فاز V_{ao} ، V_{bo} و V_{co} به صورت ذیل بدست می‌آیند:

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{V_d}{2} \cdot SF_{1_a} = \frac{V_d}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t) \\ V_{bo} = \frac{V_d}{2} \cdot SF_{1_b} = \frac{V_d}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n(\omega t - 120^\circ) \end{cases} \quad (10)$$

در نتیجه می‌توان ولتاژهای خط به خط موتور را بدست آورد:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = \frac{V_d}{2} \cdot (SF_{1_a} - SF_{1_b}) \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = +\frac{V_d}{2} \cdot SF_{1_b} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = -\frac{V_d}{2} \cdot SF_{1_a} \end{cases} \quad (11)$$

همچنین در این بلوک، برای محاسبه جریانهای سوئیچها و دیودها، دو تابع سوئیچینگ SF_{2_a} و SF_{2_b} ایجاد می‌گردند. در این بلوک تابع سوئیچینگ SF_{2_c} نیز حذف شده است. در قدم بعد می‌توان در **بلوک** جریانهای فاز (Phase Currents Block) جریان فازهای موتور را با استفاده از ولتاژهای خط به خط و ولتاژهای ضدمحرکه، با حل معادلات مداری موتور بدست آورد و سرانجام می‌توان در **بلوک** جریان سوئیچ و دیود (Switch & Diode Current Block) با استفاده از توابع سوئیچینگ SF_{2_a} و SF_{2_b} ، جریانهای هر دیود و سوئیچ را بدست آورد. دو خازن لینک dc در درایو ارائه شده برای کاربرد در خودرو، مبین مجموعه باتریهای خودرو بوده و جریان آنها نیز جریان کشیده شده از باتری توسط درایو موتور تراکشن می‌باشند. جریان هر دو خازن C_1 و C_2 را می‌توان از روابط ذیل محاسبه نمود:

$$\begin{cases} I_{C_1} = I_{S_1} + I_{S_3} \\ I_{C_2} = I_{S_2} + I_{S_4} \end{cases} \quad (12)$$

مدل درایو ارائه شده در محیط Matlab/Simulink به راحتی قابل پیاده سازی است.

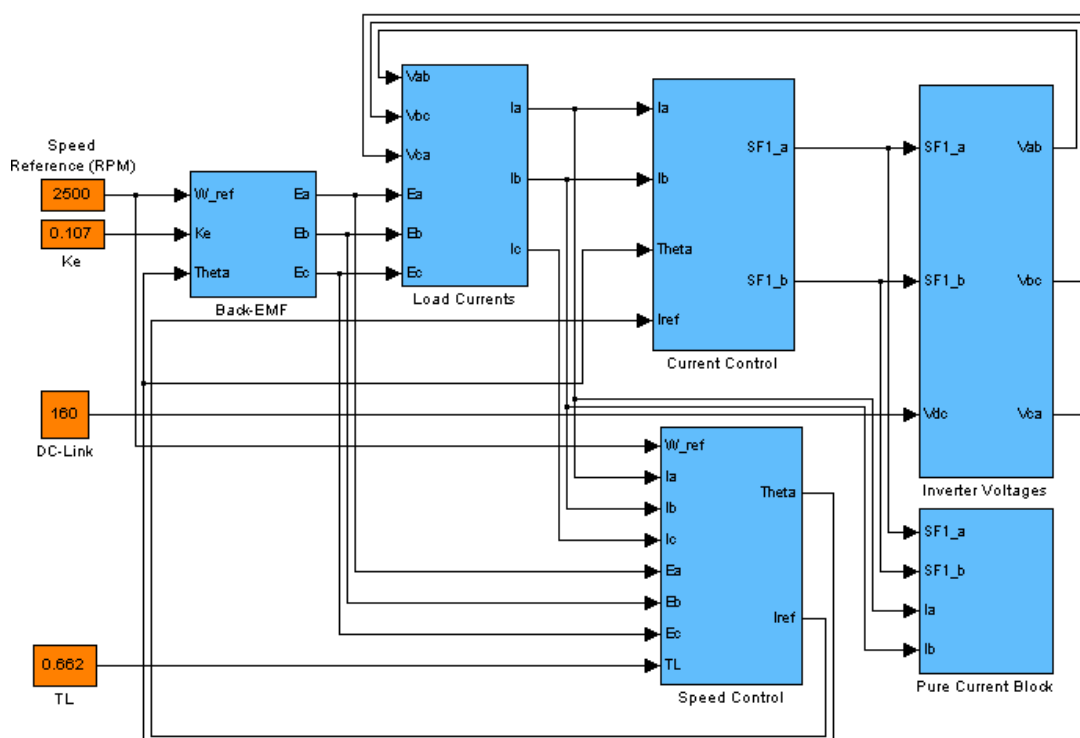
۶- شبیه سازی درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ

بمنظور صحت گذاری عملکرد درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ، در این بخش عملکرد این درایو با چند شبیه سازی ارزیابی شده و نتایج آن با نتایج بدست آمده برای درایو با اینورتر ۶ سوئیچ مقایسه می گردند. شکل ۲۵ بلوک دیاگرام سیستم درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ را در محیط Matlab/Simulink نمایش می دهد. جدول ۵ مشخصات موتور BLDC بکار رفته در شبیه سازی را لیست نموده است. برای پیاده سازی روش کنترل مستقیم جریان PWM از دو تابع سوئیچینگ SF_{1_a} و SF_{1_b} بدست آمده از روابط ۸ و ۹ استفاده شده است.

جدول ۵: مشخصات موتور BLDC

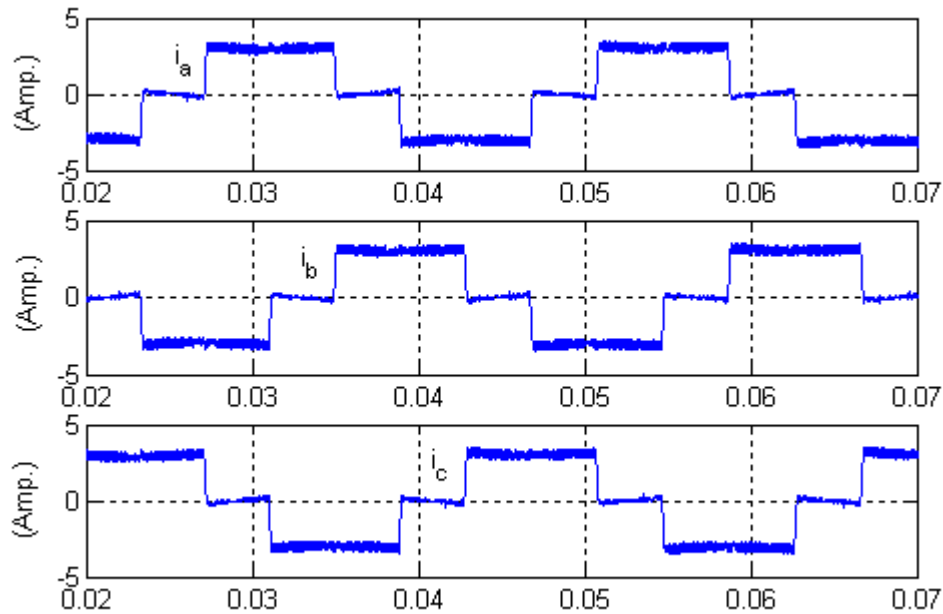
پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
K_t	0.21476 [Nm]	R_{LL}	1.5 [Ω]
$K_{e_{LL}}$	0.21486 [V/(rad/sec)]	(L-M) LL	6.1 [mH]
J	8.2614e-5 [kgm^2]	P	1 [HP]
T_L	0.662 [Nm]	ω_{rated}	3500 [rpm]

Four-Switch Inverter with Constant DC-Link for 3-Phase BLDC Motor Drive (November, 2004)

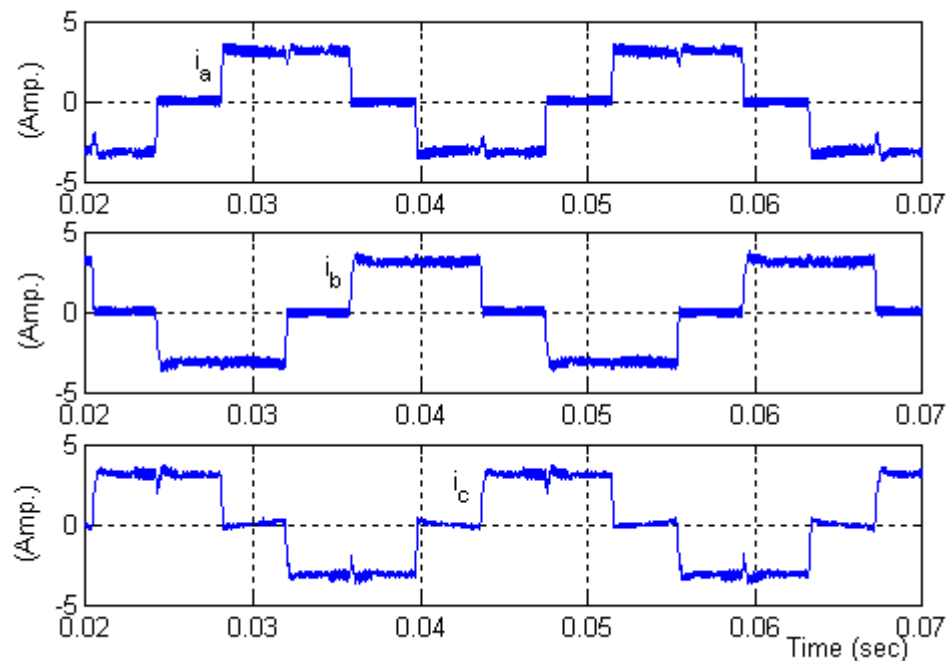


شکل ۲۵: پیاده سازی سیستم درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ در محیط Matlab/Simulink

شکل ۲۶، شکل موج جریان فازهای موتور BLDC برای دو اینورتر ۴ سوئیچ و ۶ سوئیچ را برای سرعت مرجع 2500 rpm نمایش می‌دهد. مشاهده می‌گردد که با استفاده از روش کنترل مستقیم جریان PWM رفتار درایو با اینورتر ۴ سوئیچ مشابه با رفتار درایو با اینورتر ۶ سوئیچ است.



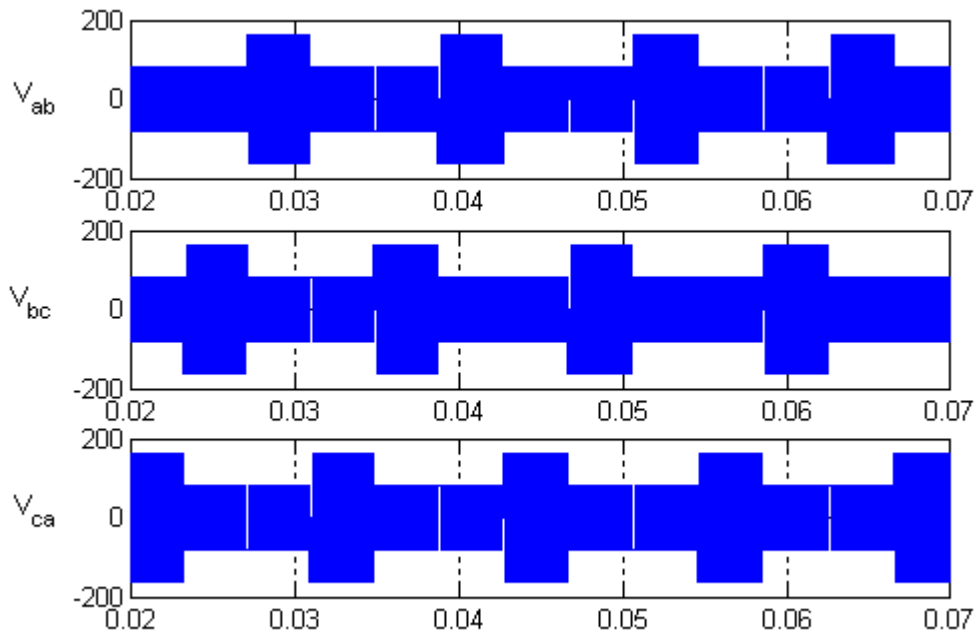
الف: با اینورتر ۶ سوئیچ



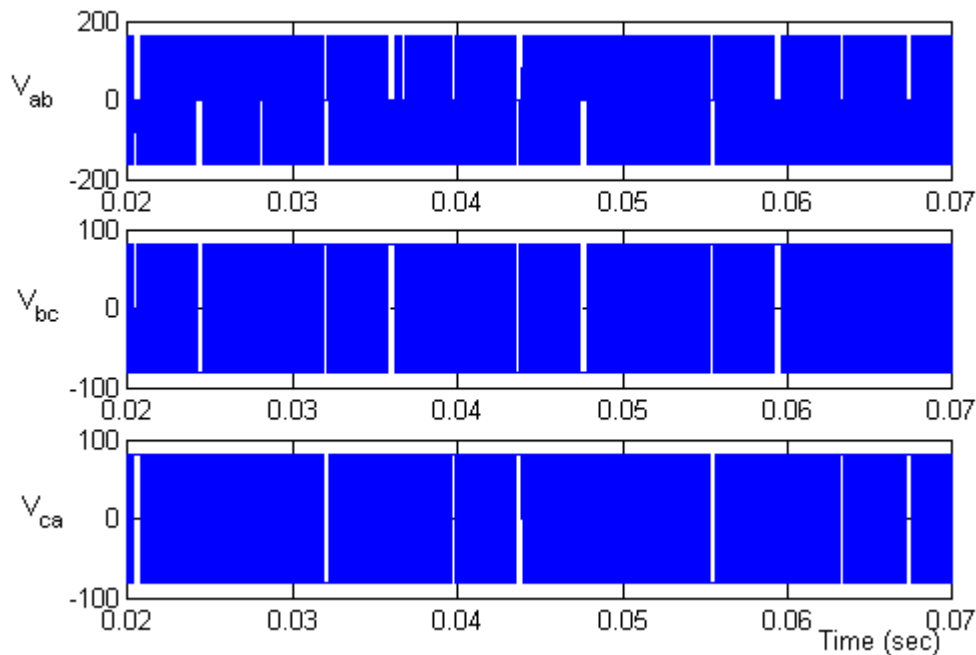
ب: با اینورتر ۴ سوئیچ

شکل ۲۶: شکل موجهای جریان فازهای مختلف درایو موتور BLDC

شکل ۲۷، شکل موج ولتاژهای خط به خط موتور BLDC برای دو اینورتر ۴ سوئیچ و ۶ سوئیچ را نشان می‌دهد. مشاهده می‌گردد که سطح ولتاژهای خط به خط برای اینورتر ۴ سوئیچ، نامتعالی می‌باشد در حالیکه در اینورتر ۶ سوئیچ این ولتاژها متقارن هستند.



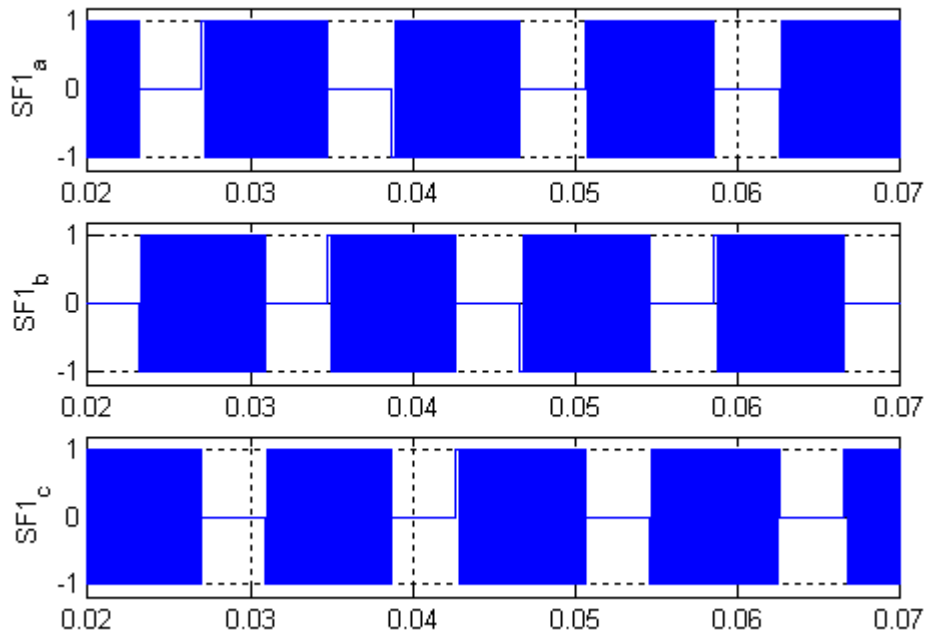
الف: با اینورتر ۶ سوئیچ



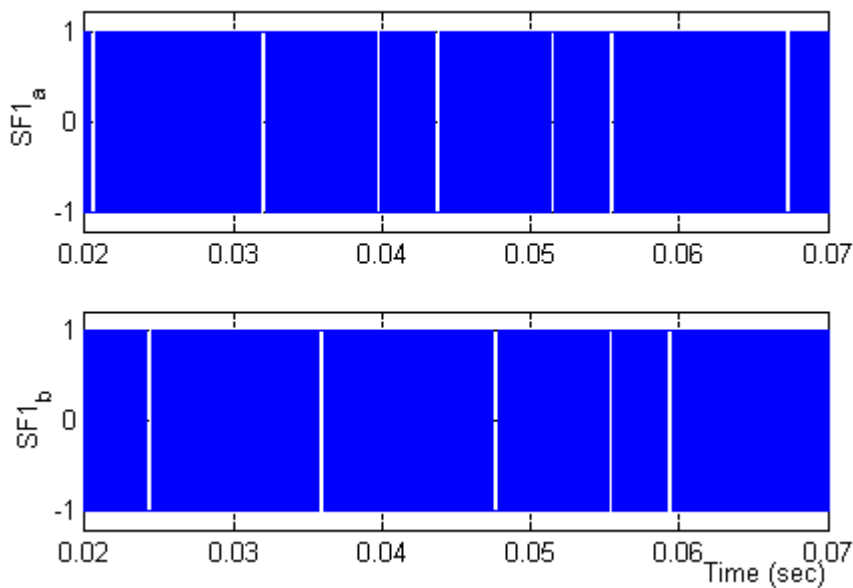
ب: با اینورتر ۴ سوئیچ

شکل ۲۷: شکل موجهای ولتاژهای خط به خط درایو موتور BLDC

شکل ۲۸، تغییرات توابع سوئیچینگ را برای دو اینورتر ۴ سوئیچه و ۶ سوئیچه را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که تعداد تغییرات حالت توابع سوئیچینگ در اینورتر ۴ سوئیچه از اینورتر ۶ سوئیچه بیشتر است. دلیل اصلی این تفاوت، کنترل جریان در سطح صفر در اینورتر ۴ سوئیچه است.



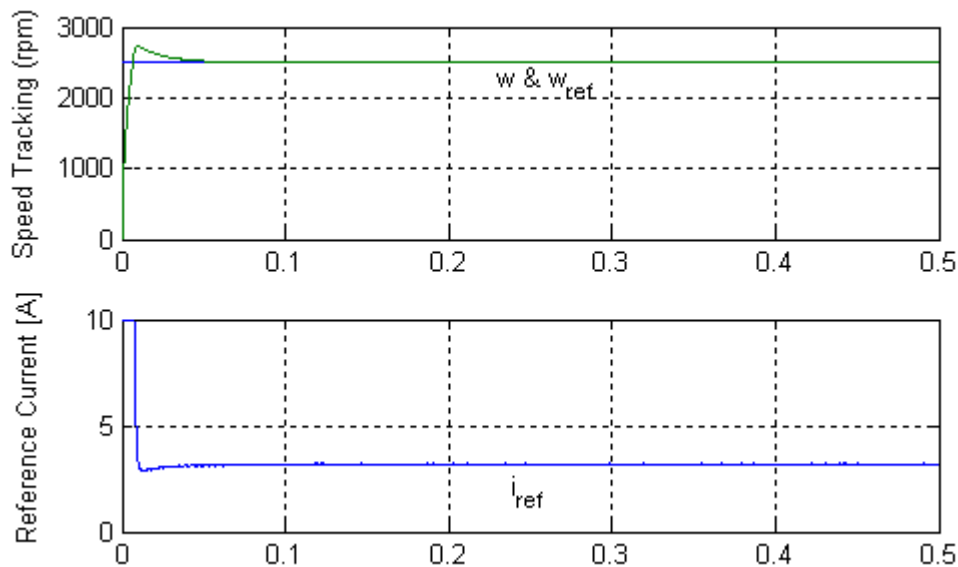
الف: با اینورتر ۶ سوئیچه



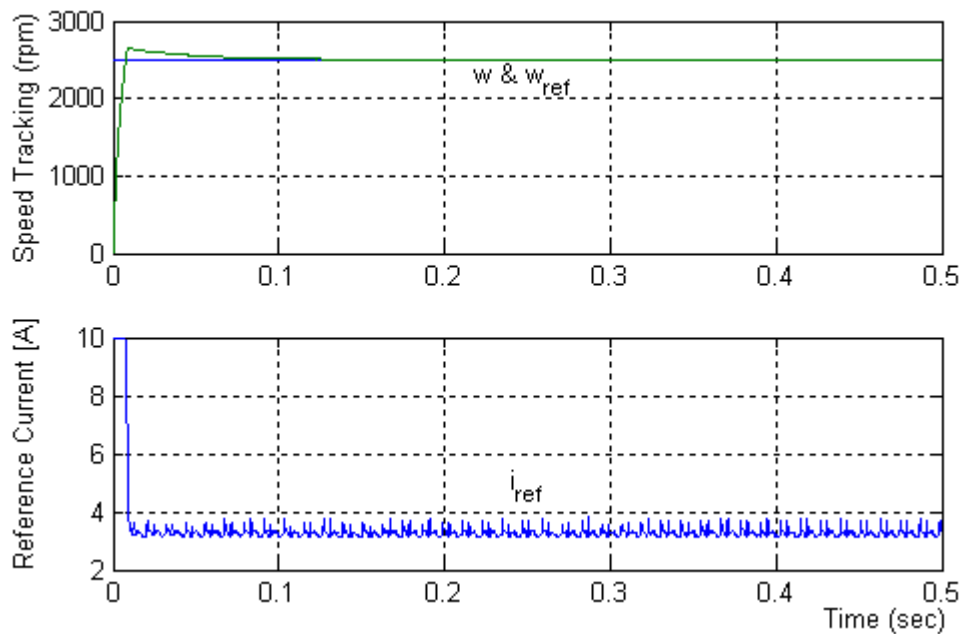
ب: با اینورتر ۴ سوئیچه

شکل ۲۸: تغییرات توابع سوئیچینگ در سیستم کنترل جریان درایو موتور BLDC

شکل ۲۹، ردیابی سرعت مرجع و تغییرات جریان مرجع برای دو اینورتر ۴ سوئیچ و ۶ سوئیچ را نشان می‌دهد. ردیابی سرعت در هر دو حالت بخوبی انجام می‌شود. همچنین مشاهده می‌شود که ریبیل جریان مرجع در حالت ۴ سوئیچ بیشتر است.



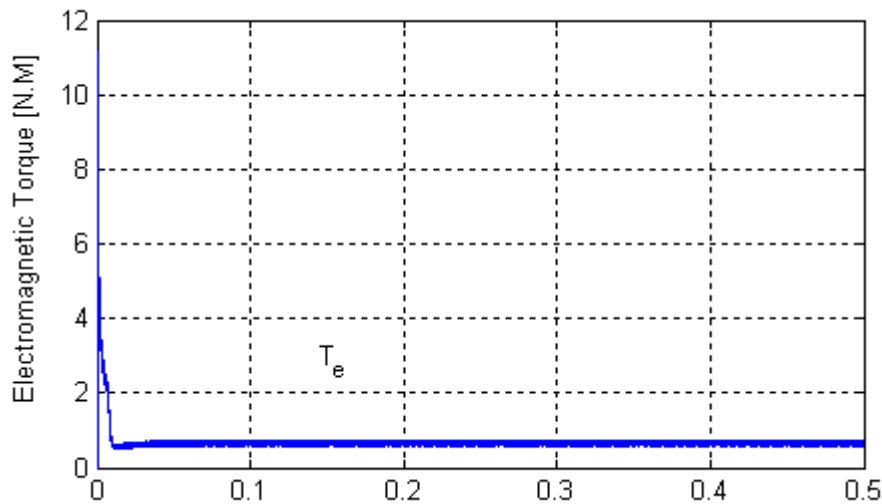
الف: با اینورتر ۶ سوئیچ



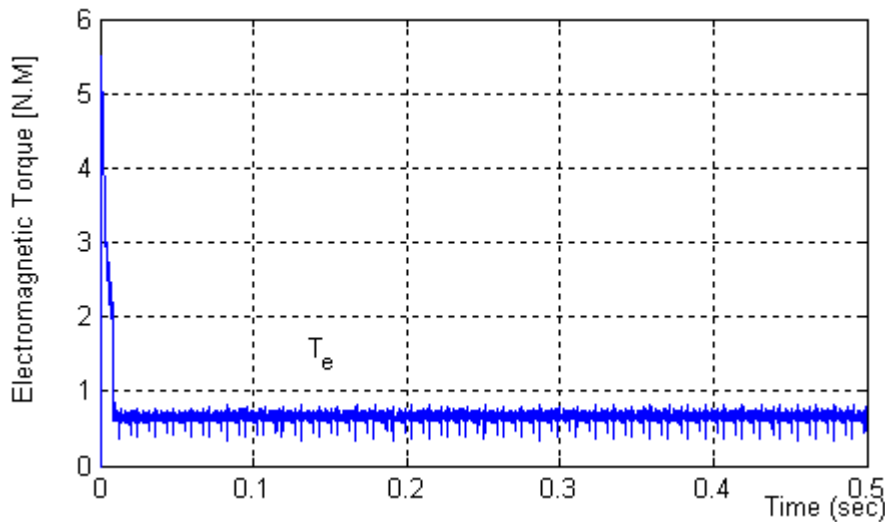
ب: با اینورتر ۴ سوئیچ

شکل ۲۹: ردیابی سرعت مرجع و تغییرات جریان مرجع در درایو موتور BLDC

شکل ۳۰ گشتاور الکترومغناطیسی تولید شده در درایو موتور BLDC را برای دو اینورتر ۴ سوئیچ و ۶ سوئیچ نمایش می‌دهد. مشاهده می‌شود که ریبیل گشتاور در حالت ۴ سوئیچ بیشتر است و لذا با استفاده از تکنیک‌های مناسب می‌باید به کاهش ریبیل گشتاور موجود پرداخت. در فازهای بعدی پروژه، به این مساله مفصلاً پرداخته می‌شود.



الف: با اینورتر ۶ سوئیچ



ب: با اینورتر ۴ سوئیچ

شکل ۳۰: گشتاور الکترومغناطیسی تولید شده در درایو موتور BLDC

۷- نتیجه گیری

در این گزارش انواع اینورترهای الکترونیک قدرت با ساختار کاهش یافته مورد بررسی قرار گرفتند. چگونگی عملکرد و ویژگیهای این اینورترها تشریح شدند. این اینورترها به دو دسته عمده نیم موج و تمام موج تقسیم بندی شدند و نتیجه گرفته شد که اینورترهای نیم موج بدلیل ویژگیهای خاصشان تنها برای کاربردهای توان پائین در حد توانی زیر یک اسب بخار مناسب می باشند. لذا برای کاربردهای توان بالا نظیر خودرو می باید از اینورترهای تمام موج استفاده نمود.

در ادامه، ساختار اینورتر تمام موج با ساختار کاهش یافته (اینورتر ۴ سوئیچ) مورد بررسی دقیق قرار گرفت و عملکرد آن در مدهای مختلف تحلیل شد. نشان داده شد که به دلیل مشکلات ذاتی اینورترهای ۴ سوئیچ، استفاده از روشهای کنترلی که برای کنترل موتورهای القایی در درایوهای ۴ سوئیچ موتور القایی بکار گرفته شده اند در مورد موتور BLDC ناکارآمد بوده و نیاز به استفاده از روشهای کنترلی جدید می باشد. لذا از تکنیک کنترل مستقیم جریان PWM که از جدیدترین روشهای کنترلی برای درایو موتور BLDC است برای کنترل جریان در درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ استفاده شد. استفاده از این روش عملکرد درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ را همانند درایو موتور BLDC با اینورتر ۶ سوئیچ می نماید. مقایسه قیمت این دو درایو نیز نشان داد که درایو با اینورتر ۴ سوئیچ برای کاربردهای توان بالا، تفاوت قیمت زیادتری با درایو با اینورتر ۶ سوئیچ خواهد داشت. کاهش سخت افزار سیستم و قوی نمودن نرم افزار همچنین به بالا بردن قابلیت اطمینان سیستم درایو کمک شایانی می کند که فاکتوری بسیار اساسی برای سیستمهای درایوی است که در محیط نامناسب مانند خودرو قرار دارند.

در نهایت، سیستم درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ طراحی شده، شبیه سازی گردید. مقایسه نتایج بدست آمده از شبیه سازی با نتایج بدست آمده از درایو با اینورتر ۶ سوئیچ نشان داد که عملکرد درایو ۴ سوئیچ بسیار مناسب بوده و شباهت بسیاری به درایو ۶ سوئیچ دارد. تنها مشکل موجود برای درایو مذکور وجود نوسانات گشتاور بیشتری است که با تکنیکهای مناسب می باید کاهش یابد.

۸- مراجع

- [1]. *B. K. Lee, B. Fahimi, M. Ehsani*; “**Review of reduced parts converter topologies for ac motor drives**”, in Conf. Rec. IEEE-PESC, pp. 2019-2024, October, 2001.
- [2]. *J. I. Itoh, K. Fujita*; “**Novel unity power factor circuits using zero-vector control for single-phase input system**”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 1, pp. 36-43, January 2000.
- [3]. *M. D. Bellar, B. K. Lee, B. Fahimi, M. Ehsani*; “**An ac motor drive with power factor control for low cost applications**”, in Conf. Rec. IEEE-APEC, pp. 601-607, 2001.
- [4]. *S.M. Madani, L. Hao, H.A. Toliyat*; “**A low-cost four-switch BLDC motor drive with active power factor correction**”, IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, pp. 579-584.
- [5]. *G. T. Kim, T. A. Lipo*; “**VSI-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count**”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 32, no. 6, pp. 1331-1337, November/December 1996.
- [6]. *H. Mao, F. C. Lee, D. Boroyevich, S. Hiti*; “**Review of high-performance three-phase power-factor correction circuits**”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, no. 4, pp. 437-446, August 1997.
- [7]. *R. Krishnan, Sh. Lee*; “**PM Brushless DC Motor Drive With A New Power-converter Topology**”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 4, July/August 1997, PP. 973-982.
- [8]. *F.L. Luo, H.G. Yeo*; “**Advanced PM brushless DC motor control & system for electric vehicles**”, Record of the Industry Applications Conference, 2000 IEEE, pp. 1336-1343.
- [9]. “*Permanent-Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*”, R. Krishnan, 2002.
- [10]. *A.M. Tuckey, D.J. Patterson*, “**A New Resonant Dc Link/boost Converter Topology Applied To Extended Speed Operation Of A Brushless DC Motor Drive**”, Conference Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998, APEC '98, pp. 294-300.
- [11]. *H. Tan, H.S. Hao*; “**A novel single current sensor technique suitable for bldcm drives**”, Proceedings of the IEEE 1999 International Co Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. ", pp. 133-138.
- [12]. *B.K. Lee, T.H. Kim, M. Ehsani*; “**On the feasibility of four-switch three-phase BLDC motor drives for low cost commercial applications: topology and control**”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, pp. 164-172, January 2003.
- [13]. *J. H. Lee, S. Chan AHN, D.S. Hyun*, “**A BLDCM drive with trapezoidal back EMF using four-switch three phase inverter**”, Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 2000. ", pp. 1705-1709.
- [14]. *B.K. Lee and M. Ehsani*; “**Advanced BLDC Motor Drive for Low Cost and High Performance Propulsion System in Electric and Hybrid Vehicles**”, IEEE 2001 International Electric Machines and Drives Conference, 2001, Cambridge, MA, June 2001, pp. 246-251.
- [15]. *B.K. Lee, J.P. Hong, M. Ehsani*; “**Generalized design methodology of reduced parts converters for low cost BLDC motor drives**”, Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03, pp. 277-280.
- [16]. *B.K. Lee, M. Ehsani*; “**A simplified functional simulation model for three-phase voltage-source inverter using switching functions**”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, No. 2, April 2001, pp. 309-321.