

۱- مقدمه

استفاده از درایو موتور BLDC به دلیل داشتن مزایای فراوان در کاربردهای تراکشن افزایش یافته است. از ویژگیهای مهم یک درایو مورد استفاده در کاربردهای تراکشن نظیر خودروهای هیبرید برقی، داشتن ناحیه توان ثابت وسیع و یا عبارتی قابلیت کار در بازه وسیعی از ناحیه بالای سرعت نامی موتور و همچنین دارا بودن راندمان بالا می باشد [۱].

تکنیکهای کار در ناحیه توان ثابت موتورهای DC، القایی و سنکرون، بخوبی شناخته شده اند. عبارتی با کاهش شار فاصله هوایی در این نوع موتورها، کار در ناحیه توان ثابت قابل انجام است. موتورهای PM سنکرون با تغذیه سینوسی نیز با مفهومی یکسان و به روشی مشابه موتورهای سنکرون در ناحیه توان ثابت بکار می روند. اما کار در ناحیه توان ثابت موتور BLDC مسائل خاص خود را دارد. برای افزایش سرعت یک موتور الکتریکی، باید گشتاور الکترومغناطیسی (یا جریان موتور) را زیاد نمود و یا عبارتی می باید ولتاژ ترمینال موتور را افزایش داد. بدلیل افزایش ولتاژ ضدمحرکه، امکان افزایش بیشتر جریان با افزایش ولتاژ ترمینال در سرعتهای بیشتر از سرعت نامی امکان پذیر نیست. تنها راهکار موجود، کاهش مقدار ولتاژ ضدمحرکه با کاهش دادن شار فاصله هوایی است که در اغلب موتورهای با تغذیه سینوسی با بکار بردن مدل دو محوری $d-q$ و استفاده از روشهای بهینه سازی، می توان جریان متناظر با شار موتور را در ناحیه توان ثابت بطور بهینه تنظیم نمود. اما در موتور BLDC، به دلیل شکل موج غیرسینوسی (مربعی) جریان، امکان استفاده مستقیم از مدل دو محوری $d-q$ و روشهای معمول کنترل کاهش شار^۱ که در موتورهای القایی و سنکرون بکار می روند، وجود ندارد و لذا عمل کنترل موتور BLDC در ناحیه توان ثابت با دشواری بیشتری همراه است [۲].

از طرف دیگر، از ویژگیهای مهم موتور BLDC می توان به دارا بودن دانسیته گشتاور و توان بالا و در نتیجه راندمان بالاتر نسبت به سایر موتورهای AC اشاره نمود. اما موتور BLDC عملاً به دلیل شکل موج مربعی جریان و وجود عمل کموتاسیون بین فازها، دارای مقداری ریپل گشتاور است. محققین به روشهای

^۱ Field Weakening

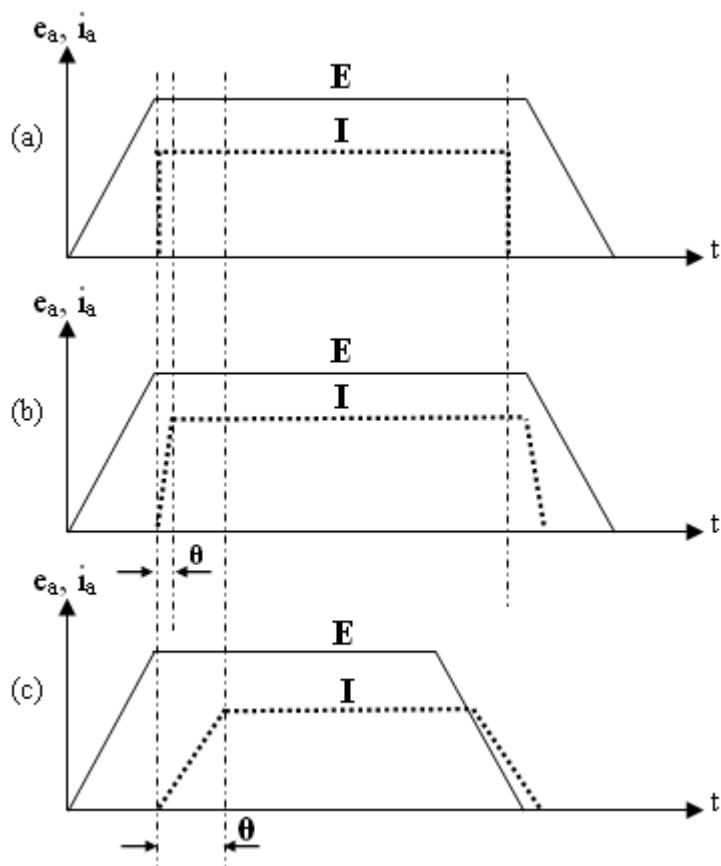
مختلف درصد کاهش ریپل گشتاور موتور BLDC برآمده اند. در مورد درایو موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ، ریپل گشتاور نمود بیشتری دارد و در سرعت‌های بالا و در ناحیه توان ثابت وجود ریپل گشتاور به یک معضل تبدیل می شود، به نحوی که سبب کاهش مقدار متوسط گشتاور و توان خروجی و در نتیجه کاهش راندمان موتور می شود. همچنین در بعضی کاربردهای موتور BLDC مواردی وجود دارند که نیازمند به گشتاور نرم و بدون لرزش و نویزهای آکوستیک هستند و نرمی گشتاور تولید شده یک نیاز اساسی برای گستره وسیعی از کاربردهای کنترل حرکت با عملکرد بالا می باشد.

در این گزارش ابتدا به بررسی عملکرد موتور BLDC در نواحی سرعت بالا (توان ثابت) پرداخته و مشکلات موجود تحلیل می شوند. سپس روشهای مختلف برای کار موتور BLDC در ناحیه توان ثابت بررسی می گردند. در ادامه به بررسی انواع روشهای کاهش یا حذف ریپل گشتاور در درایو موتور BLDC در دو ناحیه گشتاور ثابت و توان ثابت پرداخته و ویژگیهای هر یک تشریح می شوند. در نهایت یک روش جدید کاهش ریپل گشتاور در درایو با اینورتر ۴ سوئیچ تبیین گردیده و با شبیه سازی صحنه گذاری می شود.

۲- بررسی عملکرد موتور BLDC در ناحیه توان ثابت (ناحیه سرعت بالا)

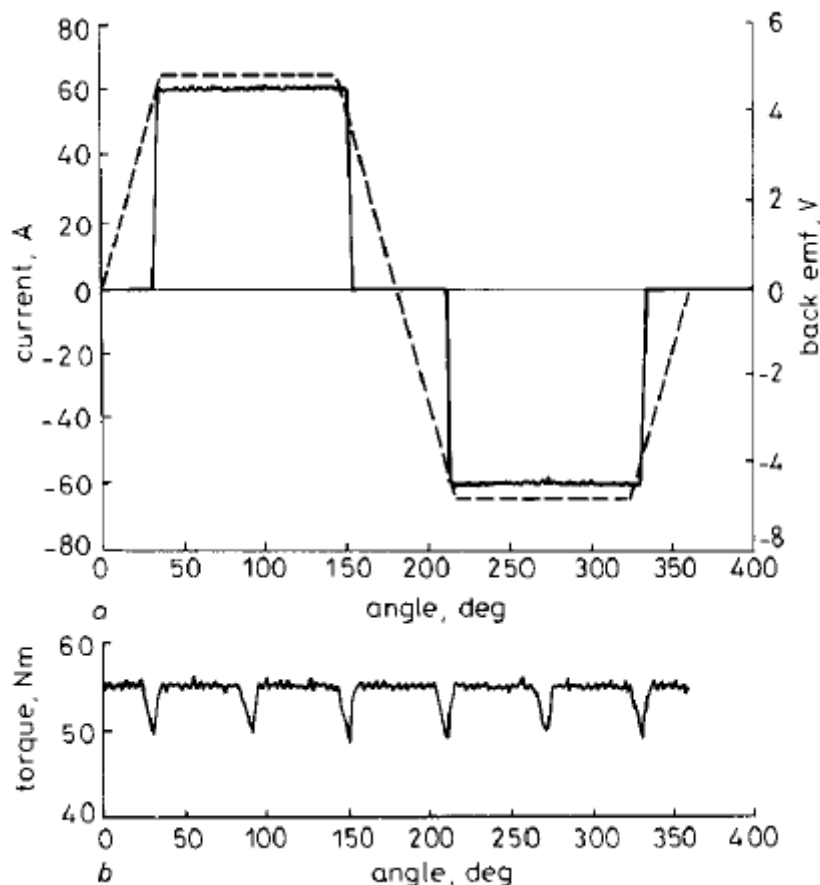
در موتور BLDC کنترل سرعت موتور در ناحیه گشتاور ثابت (محدوده سرعت صفر تا سرعت نامی موتور) با تغییر سطح ولتاژ ترمینال استاتور انجام می شود. در صورت ثابت بودن ولتاژ باس DC با روش کنترل PWM می توان سرعت را به دلخواه تنظیم نمود. در این حالت موتور BLDC همانند یک موتور DC تحریک مستقل کنترل می شود. با نزدیک شدن سرعت موتور به سرعت نامی، ولتاژ ترمینالهای استاتور به حداکثر مقدار خود (ولتاژ باس DC) می رسند و بدلیل مسائل عایقی و حفاظتی، افزایش بیشتر ولتاژ باس DC مجاز نبوده و ولتاژ استاتور نباید از مقدار نامی خود فراتر رود. لذا ایجاد جریان بیشتر برای شتاب گیری و افزایش سرعت با روش کنترل دامنه ولتاژ استاتور مقدور نبوده و می باید با روشهای مناسب جریان اضافی لازم را ایجاد نمود [۳].

از طرف دیگر، در موتور BLDC در نواحی بالای سرعت نامی، بدلیل افزایش راکتانس سلفی سیم پیچهای استاتور، ثابت زمانی الکتریکی مقدار قابل ملاحظه ایی پیدا نموده و در نتیجه جریان استاتور همزمان با ولتاژ ضدمحرکه به مقدار نامی خود نمی رسد و در سرعتهای بالا ممکن است فقط در انتهای بازه زمانی هدایت به مقدار نامی خود می رسد. این تاخیر زمانی منجر به ایجاد ریپل گشتاور موتور و کاهش مقدار متوسط گشتاور تولیدی در سرعتهای بالا خواهد شد. در شکل ۱، شکل موجهای جریان و ولتاژ ضدمحرکه در حالت‌های مختلف کاری نشان داده شده اند [۲]. (a) حالت ایده آل کار موتور را نشان می دهد که قسمتهای تخت جریان و ولتاژ ضدمحرکه هم فاز هستند. (b) حالت واقعی کار موتور است که به دلیل اندوکتانس، رسیدن جریان به مقدار نامی آن با کمی تاخیر همراه است. (c) حالت کار ماشین در سرعتهای زیاد را نشان می دهد که زاویه تاخیر بوجود آمده (θ) زیادتر شده و در نتیجه ریپل گشتاور زیادتر می شود.



شکل ۱: شکل موجهای ولتاژ ضدمحرکه و جریان استاتور موتور BLDC در
(a) حالت ایده آل (b) حالت واقعی کار در سرعتهای پائین (c) حالت واقعی کار در سرعتهای بالا

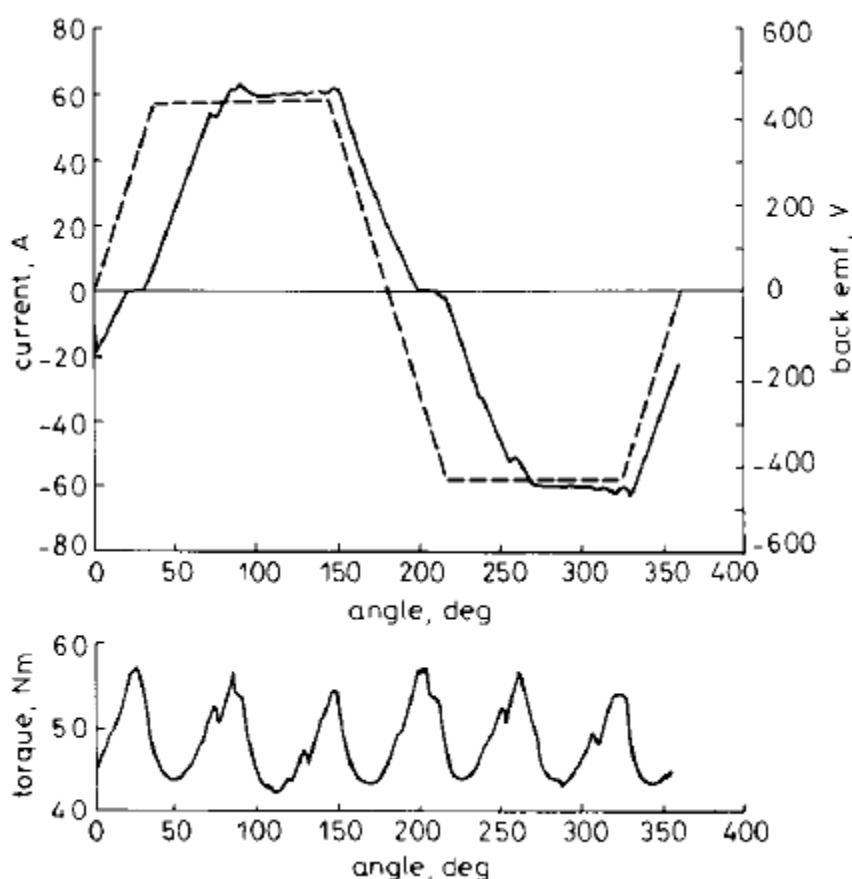
شکل ۲، ایجاد ریپل گشتاور به دلیل عمل کموتاسیون را برای سرعت‌های پائین تر از سرعت نامی یک درایو موتور BLDC نمونه نمایش می‌دهد [۳].



شکل ۲: تغییرات ولتاژ ضد محرکه، جریان استاتور و گشتاور لحظه ایی موتور BLDC در سرعت پائین (100rpm)

در شکل ۳، مشکل تاخیر ایجاد شده ناشی از اندوکتانس موتور در افزایش جریان برای سرعت‌های بالا و ریپل گشتاور بوجود آمده برای همان موتور نمایش داده شده است [۳]. ملاحظه می‌شود که مقدار ریپل گشتاور افزایش یافته است و در نتیجه گشتاور و توان متوسط موتور نیز کاهش می‌یابند. بعنوان یک راه حل، با پیشفاز نمودن جریان نسبت به ولتاژ ضد محرکه می‌توان قسمت تخت جریان را منطبق بر قسمت تخت ولتاژ ضد محرکه قرار داد و ریپل گشتاور را کاهش داد. این تکنیک، روش زاویه پیشفازی^۲ نام دارد که در قسمت‌های بعد، مفصلاً به آن پرداخته می‌شود.

^۲ Phase Advance Angle (PAA) Method



شکل ۳: تغییرات ولتاژ ضد محرکه، جریان استاتور و گشتاور لحظه ایی موتور BLDC در سرعتهای بالا (3000rpm)

لذا در ناحیه سرعت بالا، در صورت عدم استفاده از روش کنترلی مناسب، تنظیم جریان بدرستی انجام نشده و ریپل گشتاور افزایش می یابد. علاوه بر آن در سرعتهای بالا، بدلیل افزایش ولتاژ ضدمحرکه نسبت به ولتاژ باس DC در بعضی حالات هدایت دیودی، جریان در جهت معکوس از موتور به منبع باز می گردد که این پدیده سبب کاهش توان متوسط و ایجاد حالت ترمزی ناخواسته می شود که در فصل بعد مفصلا به آن پرداخته می شود.

۳- انواع روشهای کنترل موتور BLDC در ناحیه توان ثابت

در این فصل انواع روشهای کنترل موتور BLDC برای کار در ناحیه توان ثابت و سرعتهای بالا که در مورد درایو با اینورتر ۶ سوئیچ وجود دارند مورد بررسی قرار می گیرند و در فصل بعد پس از بررسی روشهای کاهش ریپل گشتاور، روشی مناسب برای موتور BLDC با اینورتر ۴ سوئیچ استخراج می گردد.

۳-۱- کنترل مولفه شار جریان استاتور در دستگاه مختصات دو محوری

سادگی روشهای کاهش شار^۳ مبتنی بر تئوری میدانهای دوار دو محوری که برای موتورهای القایی و PM سنکرون مورد استفاده قرار می گیرند، سبب گردیده است تا برخی محققین با استفاده از تکنیکهایی از قابلیتهای تئوری میدان دوار $(d-q)$ برای کنترل شار موتور BLDC و کار در ناحیه توان ثابت بهره گیرند. بدلیل مربعی بودن جریان تغذیه، استفاده مستقیم از تبدیلهای موجود (نظیر تبدیل پارک) سبب ایجاد خطاهای قابل ملاحظه خواهد گردید. لذا اگر بتوانیم هارمونیکهای غالب شکل موج جریان را در دستگاههای مرجع دو محوری چندگانه^۴ بطور مجزا بدست آورده و کنترل نمائیم، در آنصورت استفاده از روشهای کاهش شار متعارف امکان پذیر خواهد شد [۴]. با استفاده از تبدیل ذیل می توانیم متغیرهای سیستم سه فازه را به مقدار متناظر در دستگاه دو محوری هارمونیک k ام تبدیل نمود:

$$f_{qd}^{xr} = K_s^{xr} f_{abc} \quad (1)$$

که f_{qd}^{xr} و f_{abc} به ترتیب متغیرها در دستگاه سه فازه و دستگاه دو محوری هارمونیک x ام بوده که x می تواند با توجه به هارمونیکهای غالب، مقادیر ۱، ۵-، ۷ (و یا n) را بگیرد و ماتریس تبدیل K_s^{xr} عبارتست از:

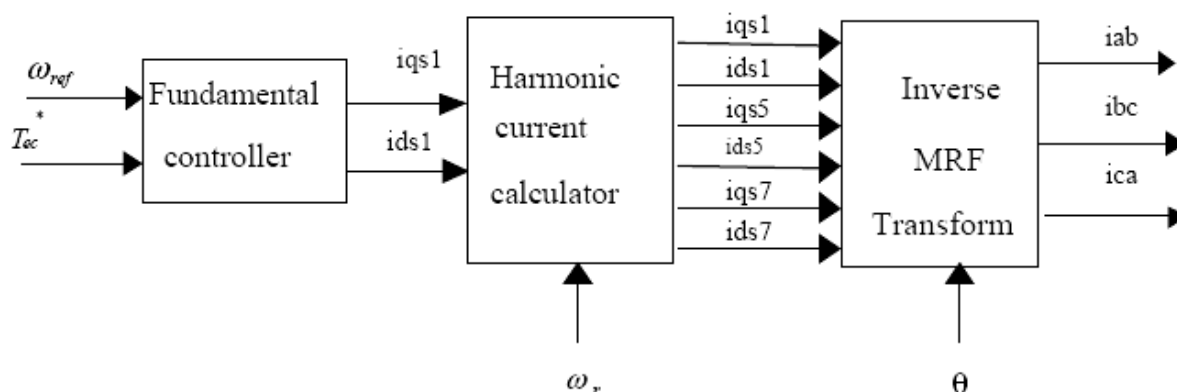
$$K_s^{xr} = \begin{bmatrix} \cos x\theta_r & \cos x(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos x(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin x\theta_r & \sin x(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin x(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

^۳ Field Weakening

^۴ Multiple Reference Frame (MRF)

به دلیل وابستگی جریانهای موتور به وضعیت روتور در مدل خط به خط موتور BLDC، مدل هارمونیک مذکور برای اهداف طراحی و کنترل مناسب نمی باشد. بمنظور حل این مشکل، [۴] از روش مدل مقدار میانگین^۵ استفاده نموده است. شکل ۴ بلوک دیاگرام کنترل کننده کاهش شار را نشان می دهد. در مدل میانگین بکار رفته، ۶ مولفه جریان شامل مولفه های d و q هارمونیکهای اصلی، پنجم و هفتم وجود دارند که باید کنترل شوند. در حالت کلی، \bar{i}_{qs}^r از معادله گشتاور بدست می آید و \bar{i}_{ds}^r نیز در ناحیه گشتاور ثابت می تواند برابر صفر قرار داده شود. در ناحیه توان ثابت بجای صفر قرار دادن \bar{i}_{ds}^r ، این جریان می تواند بر حسب سرعت از مقدار اصلی ولتاژ آرمیچر تعیین شود. مولفه های d و q هارمونیکهای ۵ و ۷ نیز به نحو دلخواه تعیین می گردند. بعنوان مثال می توانند بر اساس معیار ثابت نگه داشتن ولتاژ فاز بشکل متقارن تقریباً مربعی کنترل شوند. در بلوک کنترل کننده اصلی (Fundamental Controller)، بر اساس فرمان سرعت یا گشتاور مورد نیاز، مولفه های d و q هارمونیک اصلی تعیین می شوند. مرجع [۴] عملکرد در ناحیه ترمزی بازیاب را نیز مورد بررسی قرار داده است.

استفاده از دستگاه مختصات MRF و مدل مقدار میانگین هر چند کنترل موتور BLDC در ناحیه توان ثابت را همانند یک موتور القایی یا PM سنکرون امکان پذیر می سازد اما با پیچیدگیهای محاسباتی زیادی همراه می باشد که برای کاربردهای صنعتی و ساخت درایوهای کم قیمت مناسب نمی باشد.

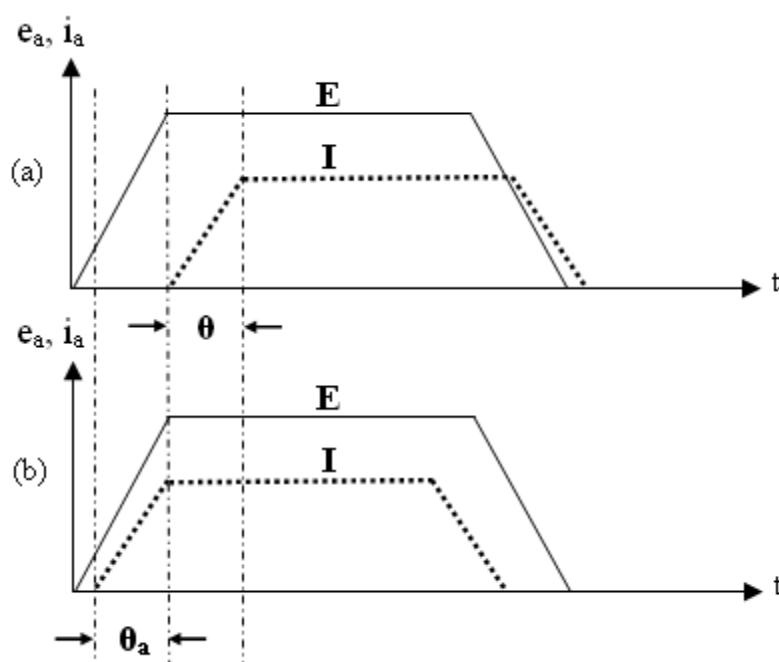


شکل ۴: دیاگرام کلی کنترل کننده کاهش شار مبتنی بر تئوری میدانهای دوار چندگانه (مدل هارمونیک)

^۵ Average-Value Model

۳-۲- کنترل موتور BLDC در ناحیه توان ثابت به روش زاویه پیشفازی (PAA)

روش موثر دیگری که در اغلب درایوهای موتور BLDC مورد استفاده قرار می گیرد، روش زاویه پیشفازی است. اساس این روش بر مبنای پیشفاز نمودن جریان استاتور نسبت به ولتاژ ضدمحرکه است تا جریان استاتور در زمانی که ولتاژ ضدمحرکه وارد ناحیه تخت خود می شود، بیشترین مقدار خود را دارا باشد. شکل ۵، چگونگی پیشفاز نمودن جریان نسبت به ولتاژ ضدمحرکه بمقدار θ_a را نشان می دهد [۱].



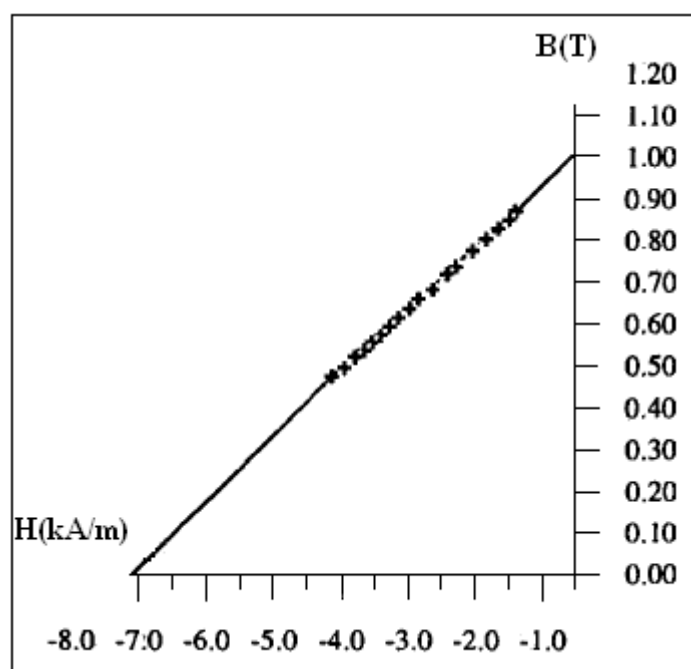
شکل ۵: شکل موجهای ولتاژ ضد محرکه و جریان استاتور موتور BLDC در سرعتهای بالا

(a) حالت کموتاسیون معمولی (b) حالت کموتاسیون به روش زاویه پیشفازی

تکنیک زاویه پیشفازی، روشی موثر برای کار در ناحیه توان ثابت موتور BLDC بوده که می تواند با روشهای دیگر ترکیب شده و مورد استفاده قرار گیرد. با این وجود نقص روش مذکور در آنست که یک رابطه دقیق و تحلیلی کلی بین گشتاور (یا سرعت) دلخواه و مقدار زاویه پیشفازی متناظر با آن وجود ندارد. در حالیکه بعنوان مثال روشهای کنترل در ناحیه توان ثابت برای موتورهای با تغذیه سینوسی نظیر القایی و PM سنکرون، از یک رابطه دقیق برای تعیین مقدار شار مورد نیاز متناظر با گشتاور (یا سرعت) دلخواه

استفاده می کنند. در ادامه این بخش، روشهای مختلف تعیین زاویه پیشفازی که برای درایو موتور BLDC با اینورتر ۶ سوئیچ، ارائه شده اند، بررسی می گردند.

پیشفاز نمودن جریان نسبت به ولتاژ ضدمحرکه سبب تغییر زاویه بین بردارهای mmf مغناطیسی روتور و استاتور شده و به دلیل عکس العمل آرمیچر، شار در فاصله هوایی کاهش می یابد. بعبارتی یک نیروی ضدمغناطیسی سبب مغناطیس زدایی از مغناطیس دائم روتور می شود. لذا مقدار زاویه پیشفازی می باید به نحوی مناسب انتخاب گردد که مغناطیس زدایی در حد مقادیر توصیه شده توسط سازنده مگنت روتور باشد. شکل ۶ منحنی مغناطیس زدایی یک موتور نمونه را برای کار در ناحیه کاهش شار نمایش می دهد. در پائین ترین نقطه منحنی B-H که متناظر با حداکثر زاویه پیشفازی است مقدار B برابر ۰.۴۷ T بوده که از حداقل مقدار توصیه شده توسط سازنده بیشتر است [۱].



شکل ۶: منحنی مغناطیس زدایی برای مغناطیس دائم موتور BLDC در شرایط کاری مختلف

• بررسی روشهای مختلف تعیین زاویه پیشفازی در درایو با اینورتر ۶ سوئیچ

در بخشهای قبل عملکرد موتور BLDC در سرعتهای بالا مورد بررسی قرار گرفت و بیان شد که برای کاهش ریپل گشتاور می توان از روش PAA استفاده نمود. چالش موجود در استفاده از این روش، تعیین مقدار دقیق زاویه پیشفازی است که می باید علاوه بر کاهش ریپل، محدودیتهای مربوط به طراحی موتور را در نظر داشته باشد. در [۱] با توجه به افزایش تلفات هسته ناشی در سرعتهای بالا و با الگوریتم جستجو در حالت ماندگار، یک روش بهینه سازی جهت تعیین مقدار زاویه پیشفازی بدست آورده است ولی یک عبارت تحلیلی بین زاویه پیشفازی و سرعت (یا گشتاور) بیان نکرده است. در [۳] روابطی تحلیلی ذیل را برای دو ناحیه مختلف کاری موتور (سرعتهای پائین و سرعتهای خیلی بالا) یعنی رژیم جریان ثابت (کنترل PWM) و رژیم ولتاژ ثابت بدست آورده است:

$$\theta_{a,I} = \frac{6pIL\omega}{V_{dc}} \quad (۳)$$

$$\theta_{a,v} = \tan^{-1}\left(\frac{2\pi}{60} \times \frac{\omega L}{R}\right) \quad (۴)$$

رابطه بدست آمده در رژیم ولتاژ ثابت بر مبنای آنالیز سینوسی موتور بوده و زاویه پیشفازی برابر با تاخیر فاز ناشی از مقاومت-اندوکتانس استاتور می باشد. برای نواحی بین دو رژیم کاری فوق (ناحیه گذرا) از ترکیب نمودن روابط تحلیلی بدست آمده یک رابطه کلی بصورت ذیل برای مقدار زاویه پیشفازی بر حسب سرعت موتور استخراج نموده است که در آن $K(\omega) = 1/\{1 + (\omega/\omega_b)\}$ است:

$$\theta_{a,T} = K(\omega) \cdot \theta_{a,I} + \{1 - K(\omega)\} \cdot \theta_{a,v} \quad (۵)$$

مرجع [۵] نیز با استفاده از مدل دو محوری موتور BLDC، از رابطه ذیل برای تعیین رابطه پیشفازی استفاده نموده است:

$$\theta_a = \tan^{-1}\left(\frac{\omega \cdot L \cdot i}{K_e \cdot \omega + R \cdot i}\right) \quad (۶)$$

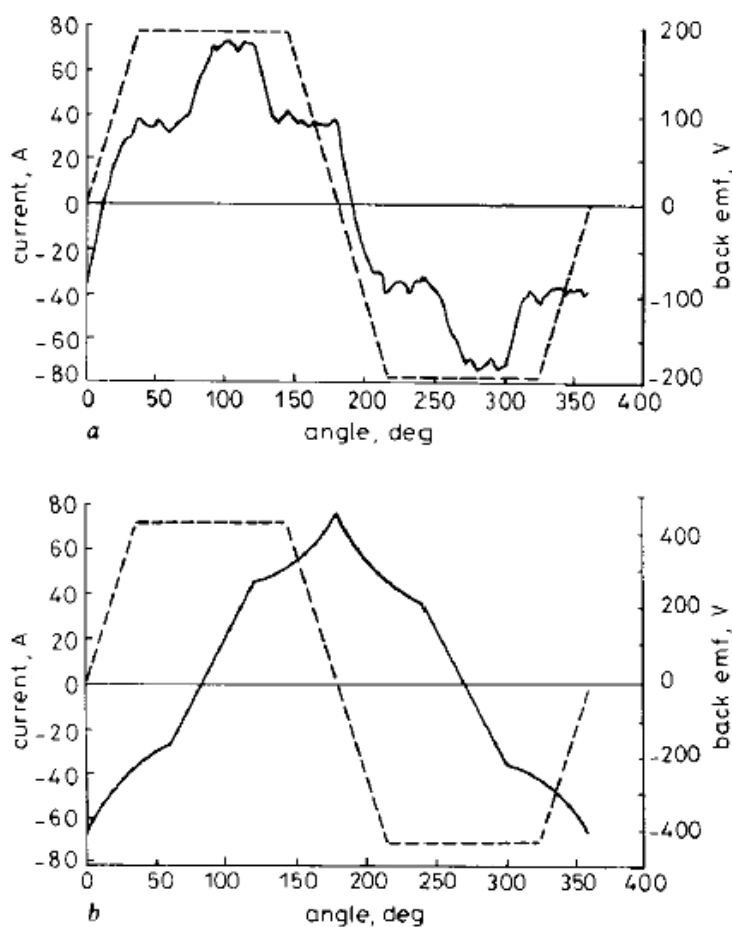
مرجع [۶] برای کاهش ریپل گشتاور از روش زاویه پیشفازی استفاده نموده است. در روش ارائه شده با استفاده از متغیرهای انتقال داده شده به دستگاه مختصات دو محوری، یک رابطه تحلیلی بصورت ذیل برای تعیین مقدار زاویه پیشفازی بدست آورده است:

$$\theta_a = \frac{e_{q_fw}}{e_{q_Base}} = \cos^{-1} \left(\frac{\omega_b}{\omega_r} \right) \quad (7)$$

که در آن e_{q_fw} و e_{q_Base} به ترتیب مولفه سرعت (یا گشتاور) ولتاژ ضدمحرکه در ناحیه کاهش شار و سرعت مبنا هستند. سادگی این روش، بارزترین ویژگی آن می باشد. مرجع [۷] نیز از روشی مشابه روش بیان شده در مرجع [۶] استفاده نموده است بنحویکه الگوریتم ارائه شده قابلیت کار در حالت‌های راستگرد موتوری، چپگرد موتوری و ژنراتوری را داراست. مرجع [۸] نیز با استفاده از یک جدول جستجو و برمبنای حداکثرسازی گشتاور، زاویه پیشفازی را برای موتور BLDC بکار رفته در یک دوچرخه برقی تعیین نموده است. مراجع [۹] و [۱۰] از یک روش بهینه سازی تطبیقی و On-Line جهت تعیین زاویه پیشفازی مورد نیاز یک موتور BLDC ۵ فازه برای کار در ناحیه توان ثابت استفاده نموده است. تابع هدف در الگوریتم بهینه سازی مذکور، کاهش توان ورودی است و شروع الگوریتم بهینه سازی با یک حدس اولیه برای زاویه پیشفازی شروع می شود. از ویژگیهای مهم این روش می توان به عدم حساسیت به مدل موتور و مقاوم و تطبیقی بودن آن اشاره نمود. در [۱۰] از ایده ایجاد ولتاژ ضدمحرکه ترانسفورمری برای اولین بار در توجیه کار در ناحیه توان ثابت موتور BLDC استفاده شده است. در [۱۱] نیز بر مبنای کاهش تلفات در همه مودهای کاری، زاویه پیشفازی را تعیین نموده است بنحویکه در بعضی از مودهای کاری از ترکیب توامان دو روش کنترل PWM و روش زاویه پیشفازی برای افزایش راندمان نیز بهره می برد. [۱۲] نیز برمبنای افزایش راندمان و کاهش دامنه جریان، از روش زاویه پیشفازی در کنترل یک موتور BLDC تکفاز در سرعت‌های بالا استفاده نموده است.

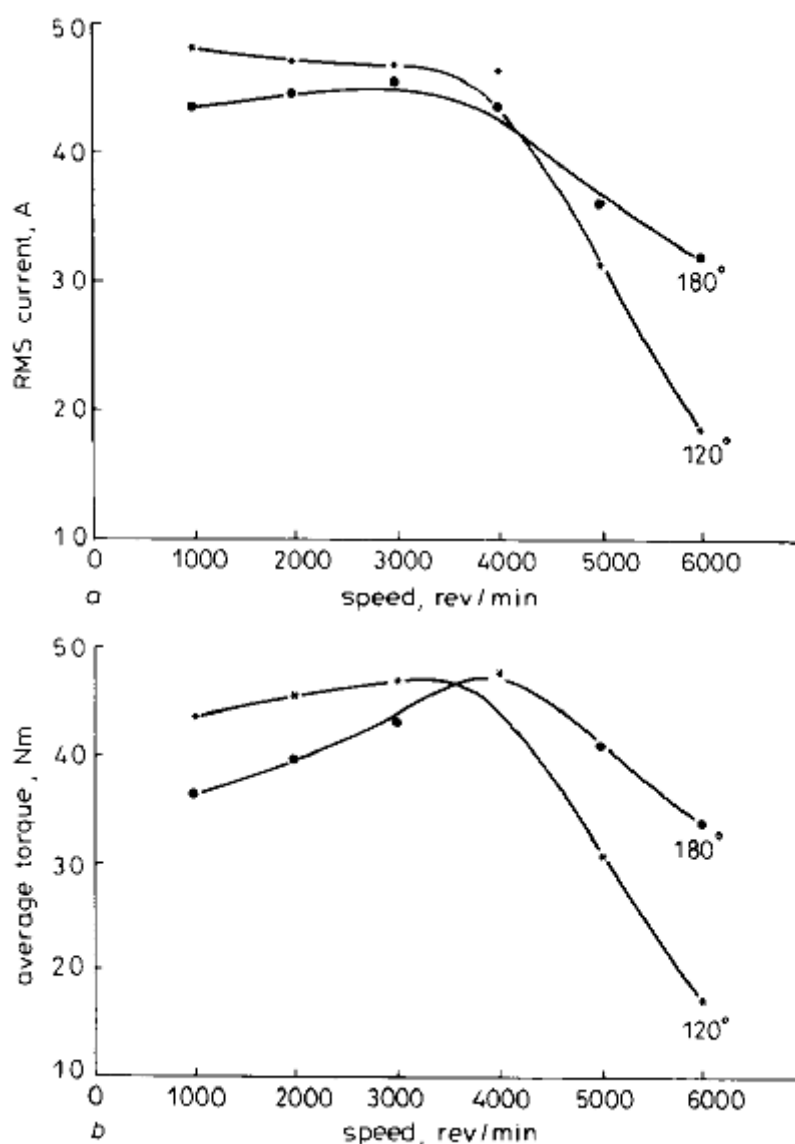
۳-۳- افزایش بازه هدایت جریانی موتور BLDC در ناحیه توان ثابت

شکل ۳ نشان داد که به دلیل افزایش ثابت زمانی استاتور در سرعت‌های بالا، کنترل کننده جریان فرصت کافی برای به مقدار نامی رساندن جریان فاز در طی ۱۲۰ درجه بازه هدایتی را ندارد و لذا شاهد ایجاد ریپله‌های گشتاور قابل ملاحظه در سرعت‌های مافوق سرعت نامی هستیم. بنظر می آید که با افزایش بازه هدایت از ۱۲۰ درجه به مقادیر بالاتر (حداکثر ۱۸۰ درجه) بتوان به کنترل کننده جریان فرصت افزایش جریان را داد. مرجع [۳] نشان داده است که در سرعت‌های بالا و با داشتن بازه هدایت ۱۸۰ درجه ایی، شکل موج جریان بطور قابل ملاحظه ایی تغییر می نماید و علت آن نیز بخاطر جریان منفی زیاد ذخیره شده در سیم پیچ‌های فاز است که در بخش جریان مثبت تاخیری زیادی تا صفر شدن جریان ایجاد می نماید. شکل ۷ این مساله را برای دو حالت سرعت نشان می دهد.



شکل ۷: تغییرات ولتاژ ضد محرکه، جریان استاتور موتور BLDC در سرعت‌های ۲۰۰۰ rpm و ۳۰۰۰ rpm با استفاده از بازه هدایت ۱۸۰ درجه

در مرجع [۳] با چند شبیه سازی و مقایسه عملکرد دو حالت هدایت ۱۲۰ و ۱۸۰ درجه، نشان داده است که افزایش بازه هدایت برای سرعت‌های خیلی بالا (بالتر از ۴ برابر سرعت نامی) و فقط با ترکیب با روش زاویه پیشفازی جواب مناسب می دهد. هر چقدر سرعت بیشتر باشد، زاویه پیشفازی بیشتری مورد نیاز است. نتایج بدست آمده در شکل ۸ نمایش داده شده اند. مطابق شکل برای سرعت‌های در محدوده ۴۰۰۰ rpm تا ۶۰۰۰ rpm مقدار متوسط گشتاور موتور برای حالت هدایت ۱۸۰ درجه مناسبتر از حالت ۱۲۰ درجه است.



شکل ۸: مقادیر موثر جریان و متوسط گشتاور موتور BLDC با ایجاد بازه های هدایت ۱۲۰ و ۱۸۰ درجه به ازای سرعت‌های مختلف و با ترکیب نمودن با روش زاویه پیشفازی

۳-۴- افزایش ناحیه توان ثابت موتور BLDC با استفاده از اینورتر دو حالت^۶ (DMIC)

۳-۴-۱- تحلیل علل افزایش دامنه جریان در ناحیه توان ثابت

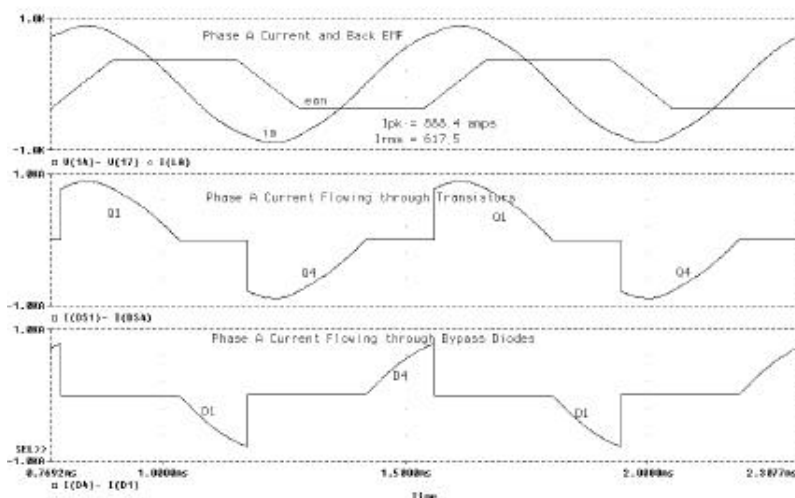
کاربردهای تراکشن مانند خودروهای سواری نیاز به نسبت سرعت ناحیه توان ثابت (CPSR)^۷ برابر با ۴:۱ و خودروهای برقی بزرگتر نظیر خودروهای باربری نیاز به CPSR برابر با ۱۰:۱ دارند. از طرفی وجه مشترک تمامی موتورهای BLDC مورد استفاده در کاربردهای تراکشن آنست که این موتورها دارای اندوکتانس داخلی پائین هستند و در نتیجه استفاده از روش متعارف زاویه پیشفازی (CPA)^۸ منجر به ایجاد جریان استاتور با دامنه چندین برابر جریان نامی موتور BLDC می شود [۱۳]. این افزایش جریان را می توان به دو عامل کم بودن اندوکتانس و عمل هدایت غیرقابل کنترل دیودهای هرزه گرد در سرعتهای بالا نسبت داد. استفاده از روش CPA برای موتورهای با اندوکتانس پائین سبب خواهد شد که اندازه اینورتر به مقدار قابل توجهی افزایش یافته و نیاز به سیستم خنک کاری اضافه تر باشد. در وهله اول شاید این فکر بنظر بیاید که با سری نمودن اندوکتانس خارجی بتوان دامنه جریان را محدود نمود. اما این کار سبب کاهش دانسیته توان و در نتیجه افزایش سطح ولتاژ منبع ولتاژ خواهد گردید.

عمل هدایت غیرقابل کنترل دیودهای هرزه گرد در سرعتهای بالا را می توان اینطور بیان نمود که با افزایش سرعت و زیاد شدن دامنه ولتاژ ضدمحرکه، ممکن است که دیودهای هرزه گرد روشن شده و لذا جریان در جهت عکس از موتور به طرف منبع سرازیر شود. این جریان سبب کاهش توان متوسط و افزایش مقدار موثر جریان موتور تا چندین برابر مقدار نامی می گردد. شکل ۹ شکل موج جریانهای سوئیچها و دیودهای هرزه گرد برای یک موتور BLDC نمونه که دارای مشخصات نامی $P_r = 49.5 \text{ hp}$, $p = 12 \text{ poles}$, $I_{r, \text{rms}} = 203.3 \text{ A}$ و $V_{dc} = 162 \text{ V dc}$, $R_s = 0.0118 \Omega$, $M = 11.8 \mu\text{H}$, $L_s = 61.8 \mu\text{H}$, $N_b = 2600 \text{ rpm}$ می باشد را وقتی که این موتور به روش پیشفازی در ناحیه توان ثابت با نسبت $\text{CPSR} = 5:1$ از یک اینورتر

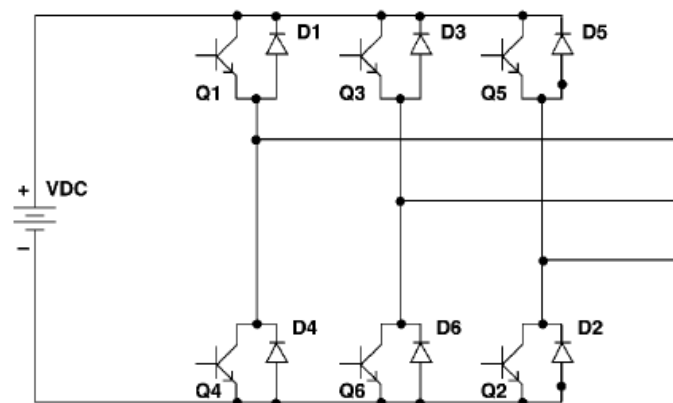
^۶ Dual Mode Inverter Control (DMIC)^۷ Constant Power Speed Ratio (CPSR)^۸ Conventional Phase Advance (CPA) Method

۶ سوئیچ متعارف مطابق شکل ۱۰ تغذیه می شود را نمایش می دهد [۱۴]. زاویه پیشفازی برای رسیدن به این سرعت برابر با ۵۰ درجه است. مقدار موثر جریان برای رسیدن به این سرعت برابر 617.5A می باشد.

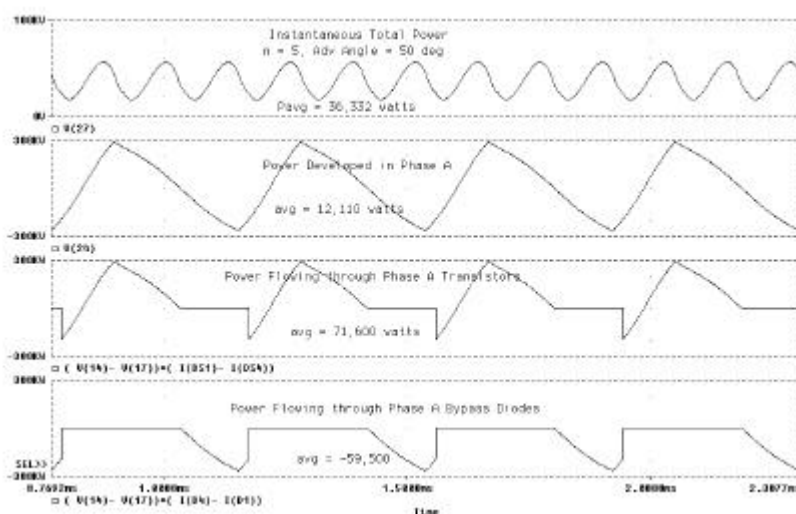
مقدار جریان برگشتی از مسیر دیودهای هرزه گرد D_1 و D_4 نسبتاً بزرگ است که سبب ایجاد ریپل توان و گشتاور و کاهش توان متوسط داده شده به موتور می شود. شکل ۱۱ منحنی های توان لحظه ایی کل، توان جاری شده در فاز a موتور BLDC و توانهای عبوری از سوئیچها و دیودهای هرزه گرد را نمایش می دهد. توان ترمزی ایجاد شده توسط جریان جاری در دیودها برابر با ۵۹.۵ kW است در حالیکه توان موتور ۳۶.۳۳۲ kW است. این نتایج نشان می دهد که روش زاویه پیشفازی برای کار ناحیه توان ثابت (بیشتر از ۲ برابر سرعت نامی) جذاب نبوده و باید اندازه توانی سوئیچها و سیستم خنک سازی افزایش یابند [۱۵].



شکل ۹: شکل موجهای جریان فاز a، ولتاژ ضدمحرکه و جریانهای سوئیچها و دیودهای هرزه گرد در درایو یک موتور BLDC با استفاده از اینورتر متعارف ۶ سوئیچ در ناحیه توان ثابت و کنترل به روش زاویه پیشفازی



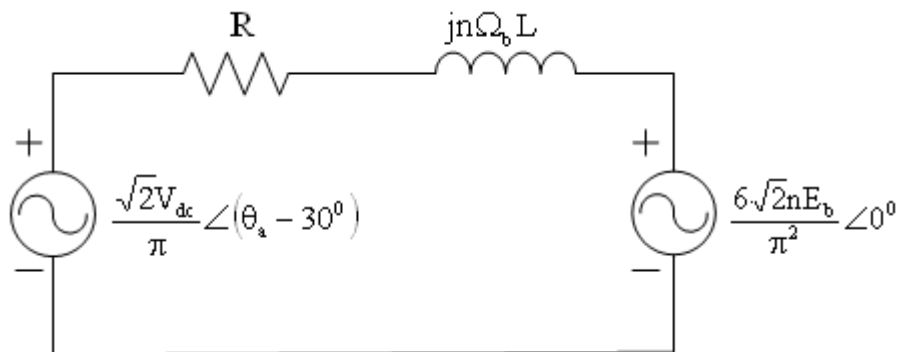
شکل ۱۰: توپولوژی اینورتر متعارف ۶ سوئیچ در درایو موتور BLDC



شکل ۱۱: منحنیهای توان لحظه ایی کل اینورتر، موتور، سوئیچها و دیودهای بایپاس

۳-۴-۲- کاهش جریان در ناحیه توان ثابت با افزایش اندوکتانس

مشکل افزایش دامنه جریان در ناحیه توان ثابت، اغلب برای موتورهای با اندوکتانس پائین اتفاق می افتد. می توان برای استفاده از روش زاویه پیشفازی و بهبود عملکرد درایو در ناحیه توان ثابت، اندوکتانس موتور را با سری نمودن اندوکتانس خارجی افزایش داده و دامنه جریان را محدود نمود. از طرفی، مطالعات نشان می دهند که شکل موج جریان در سرعتهای بالا شکل سینوسی بخود می گیرند و لذا می توان از مدل فازوری فرکانس مبنا مطابق شکل ۱۲ برای تحلیل رفتار موتور در فرکانسهای (سرعتهای) بالا استفاده نمود [۱۶].



شکل ۱۲: مدل فازوری فرکانس مبنا با روش CPA در سرعت‌های بالا

با فرض ناچیز بودن مقاومت استاتور، جریان موثر هر فاز با استفاده از مدل فازوری فوق برای نسبت $CPSR=n:1$ برابر است با

$$I_{rms} = \frac{\sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{n^2} + \frac{72E_b^2}{\pi^2} - \frac{24E_b V_{dc} \cos(\theta_a - 30^\circ)}{n\pi}}}{\pi\Omega_b L} \quad (A)$$

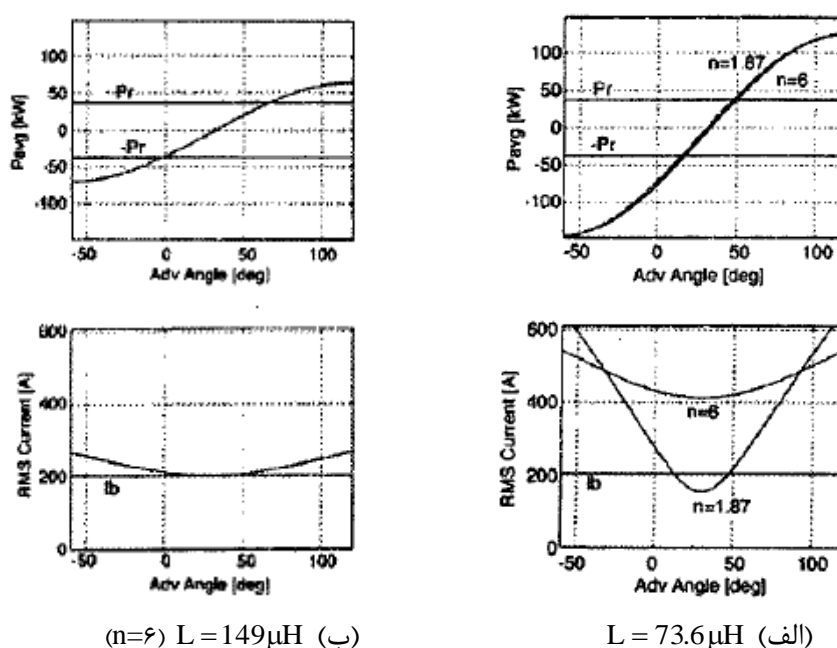
مطابق رابطه ۸، با افزایش مقدار زاویه پیشفازی (θ_a) ، دامنه جریان نیز زیاد می شود. همچنین با زیاد نمودن n نیز دامنه جریان افزایش خواهد یافت. برای موتور با مشخصات ذکر شده، به ازای $n=1.87$ جریان موتور به مقدار نامی خود خواهد رسید. هرگونه افزایش بیشتر n (و یا عبارتی افزایش θ_a) سبب افزایش غیرمجاز جریان موتور می شود. مقدار حدی جریان موتور به ازای مقدار بی نهایت برای n برابر است با:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} I_{rms} = \frac{6\sqrt{2} E_b}{\pi^2 \Omega_b L} \quad (A) \quad (9)$$

اگر مقدار L موتور افزایش یابد، دامنه جریان می تواند کاهش یابد. در صورتیکه بخواهیم به ازای تمام مقادیر n ، جریان موتور از مقدار نامی فراتر نرود، از رابطه ۸ می توانیم مقدار L مورد نیاز موتور را بصورت ذیل بازنویسی کنیم:

$$L \geq \frac{\sqrt{\frac{2V_{dc}^2}{CPSR^2} + \frac{72E_b^2}{\pi^2} - \frac{24E_b V_{dc}}{\pi \cdot CPSR}}}{\pi\Omega_b I_b} \quad (H) \quad (10)$$

افزایش اندوکتانس معادل هر فاز موتور به مقدار $192\mu\text{H}$ سبب می شود که به ازای تمام مقادیر n ، جریان موتور همواره کمتر از مقدار نامی آن شود. همچنین برای داشتن $n=6$ ، نیاز به اندوکتانس $149\mu\text{H}$ دارد. این اندوکتانس حدود دو برابر اندوکتانس معادل هر فاز موتور BLDC مذکور است. شکل ۱۳ تغییرات توان و جریان موتور برحسب مقدار زاویه پیشفازی برای دو مقدار اندوکتانس مذکور و به ازای مقادیر مختلف n را نمایش می دهد [۱۵،۱۶].

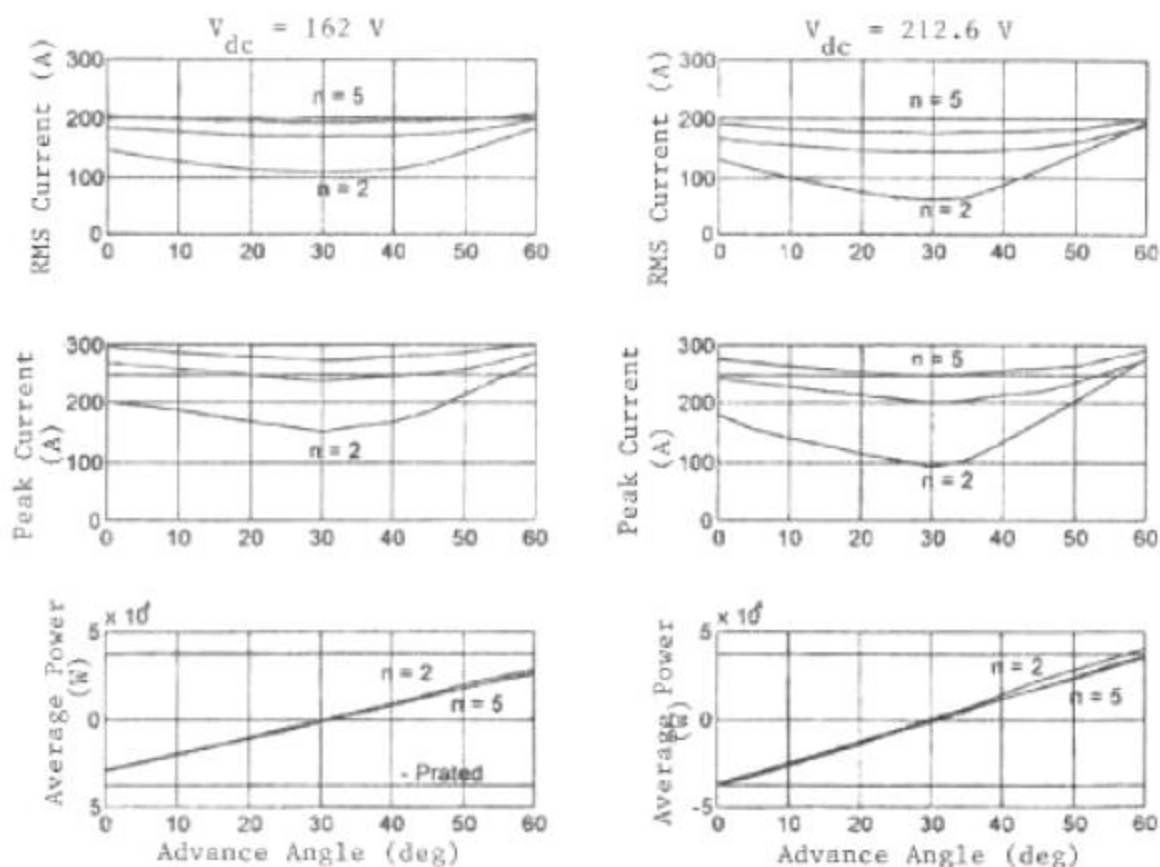


شکل ۱۳: تغییرات توان متوسط و جریان موثر برحسب زاویه پیشفازی برای مقادیر مختلف n

از شکل ۱۳ در می یابیم که با افزایش اندوکتانس مقدار جریان موثر موتور و همچنین توان متوسط کاهش می یابد. چنین رخدادی برای کاربردهای تراکشن اصلا قابل قبول نیست زیرا دانسیته توان موتور بشدت کاهش یافته است. بعنوان یک راه حل، برای افزایش توان خروجی موتور، می توان ولتاژ باس dc را زیاد نمود [۱۶].

شکل ۱۴ برای موتور مذکور، تغییرات توان متوسط، پیک جریان و جریان موثر را به ازای مقادیر مختلف زاویه پیشفازی در دو حالت مختلف ولتاژ باس dc را نمایش می دهد [۱۵]. از این شکل مشاهده می شود که

افزایش سطح ولتاژ سبب کاهش مقادیر موثر و پیک جریان و افزایش توان متوسط موتور می گردد. مرجع [۱۷] استفاده از اینورتر با لینک DC چندسطحی (MLDCL) را بررسی نموده است. برای موتورهای BLDC با توجه حساسیت روش زاویه پیشفازی به مقدار ولتاژ باس dc (باطری) و وجود نوسانات سطح ولتاژ باطری در یک خودرو به دلیل شارژ و دشارژهای مکرر، روش افزایش دامنه ولتاژ جذابیت چندانی ندارد. لذا با توجه به مطالب فوق و عنایت به اینکه علت اصلی کاهش توان موتور، عمل دیویدهای هرزه گرد است، در قسمت بعد توپولوژی اینورتر DMIC تشریح و اثر آن در افزایش توان متوسط موتور بررسی می شود.

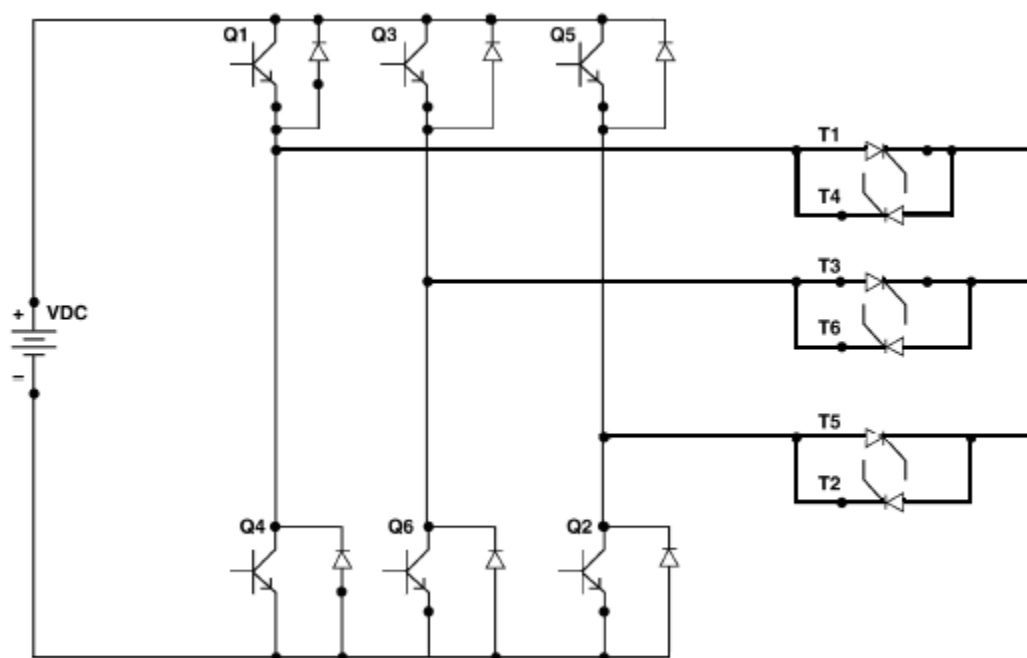


شکل ۱۴: تغییرات توان متوسط، پیک جریان و جریان موثر بر حسب زاویه پیشفازی برای مقادیر مختلف n در دو حالت مختلف ولتاژ باس dc

۳-۴-۳- استفاده از اینورتر DMIC برای افزایش ناحیه توان ثابت موتور BLDC

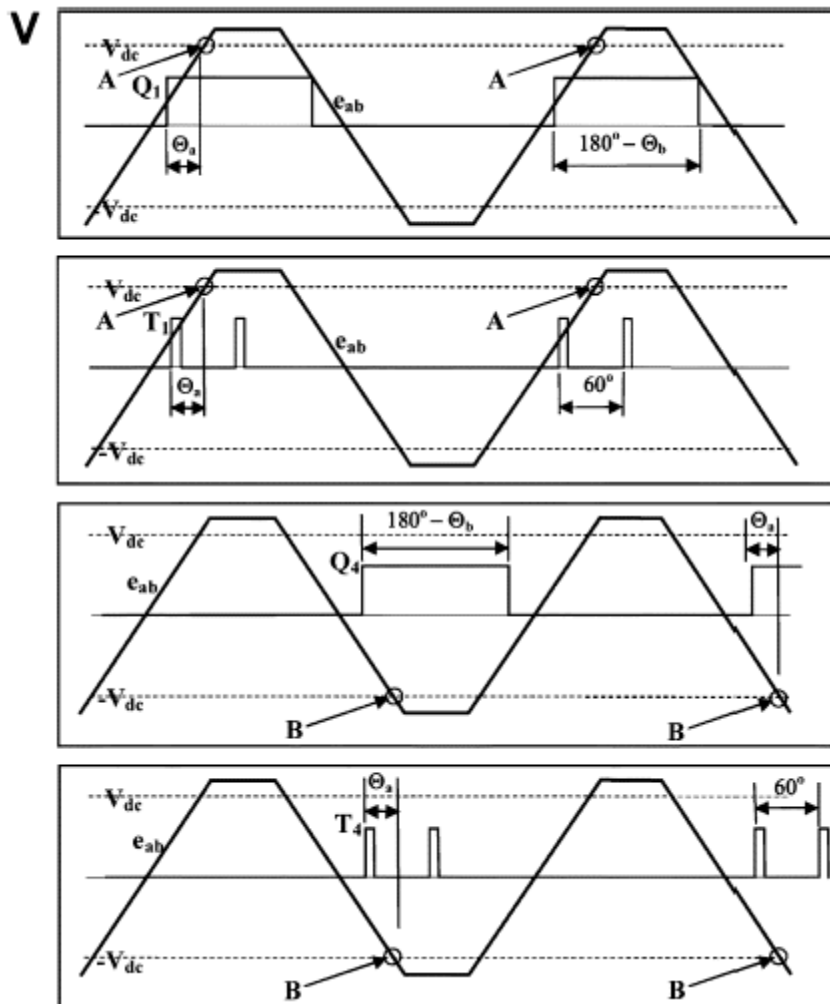
همانطور که قبلا نیز اشاره شد، در سرعت‌های بالا بدلیل هدایت دیوده‌های هرزه گرد، موتور دو عملکرد موتوری و ترمزی خواهد داشت که در نتیجه دامنه جریان افزایش قابل ملاحظه ایی خواهد داشت. با سد نمودن مسیر جریان این دیودها در زمان مناسب می توان دامنه جریان را کاهش داد. مرجع [۱۴] یک اینورتر با توپولوژی جدید بنام اینورتر با کنترل دو حالت (DMIC) ارائه نموده است که شماتیک آن در شکل ۱۵ نمایش داده شده است.

عبارت کنترل دو حالت به این حقیقت اشاره دارد که در سرعت‌های زیر سرعت نامی، جریان به روش کنترل PWM یا هیستریزس قابل کنترل است، که در این حالت اینورتر فرکانس سوئیچینگ بالایی خواهد داشت در حالیکه در بالای سرعت نامی، جریان موتور با الگوریتم سوئیچینگ زاویه پیشفازی و با فرکانس اصلی معادل با سرعت موتور کنترل می شود. ترستورهای اینورتر DMIC در هر دو حالت کنترل با فرکانس اصلی (و نه فرکانس PWM) سوئیچ زنی می شوند. کموتاسیون ترستورها طبیعی بوده و نیازی به هیچ مدار اضافی کموتاسیون برای آنها نمی باشد.



شکل ۱۵: ساختار درایو موتور BLDC با اینورتر DMIC برای کار در سرعت‌های بالا

شکل ۱۶، کنترل سوئیچها و تریستورها را در اینورتر DMIC برای کار در ناحیه سرعت بالا برای حالت موتوری را نشان می دهد. با بموقع آتش نمودن تریستورها، از فلوی معکوس جریان در مواقع غیرمقتضی جلوگیری می شود و لذا توان ترمزی در حالت‌های موتوری ایجاد نمی شود. واضح است که ۶ تریستور اضافه شده به اینورتر سبب افزایش هزینه آن می شوند. اما این افزایش هزینه بمراتب از افزایش هزینه و یا کاهش قابلیت عملکرد اینورتر برای آنکه موتور بتواند به روش CPA در ناحیه توان ثابت کار کند کمتر است.



شکل ۱۶: چگونگی آتش نمودن سوئیچها و تریستورها در اینورتر DMIC برای حالت موتوری

افزایش هزینه ناشی یا کاهش قابلیت عملکرد اینورتر ناشی از روش CPA شامل ۱- افزایش اندازه جریانی اجزاء اینورتر ۲- افزودن سیستم خنک سازی موتور و اینورتر ۳- نیاز به اندوکتورهای خارجی ۴- ولتاژ باس dc بالاتر ۵- derate شدن اندازه موتور می باشند. بطور خلاصه مزایای ناشی از استفاده از اینورتر DMIC را می توان به شرح ذیل بیان نمود:

- اندوکتانس پائین موتور یک پارامتر کلیدی نخواهد بود و می توان با اندوکتانس پائین نیز یک ناحیه توان ثابت وسیع (CPSR) بالا داشت.
- بدون وابستگی به سرعت، جریان موتور در حد مقدار نامی آن می تواند کنترل شود و نیازی به سیستم خنک ساز قویتر و یا انتخاب ادوات با rate جریانی بالاتر نخواهد بود.
- با کنترل حالات موتوری و ترمزی می توان درجه آزادی بیشتری در کنترل موتور ایجاد نمود.
- برای موتورهای با اندوکتانس بالا در بازه سرعت بالا می توان با جریان نامی به ۵۰ درصد توان بیشتر از توان نامی موتور دست یافت. مقدار دقیق این افزایش توان به مقدار اندوکتانس وابسته است.
- نیازی به سیم پیچهای کمکی برای کاهش شار موتور نیست.

علاوه بر قابلیتهای ذکر شده، برای کاربردهای خودرو برقی، اینورتر DMIC می تواند سوئیچهای اینورتر و باس DC را از موتور ایزوله نماید و لذا این ادوات در مقابل خطاهایی نظیر اتصال کوتاه و شرایط کار غیر نرمال در موتور حفاظت می شوند [۱۴].

- [۱]. *John M. Miller*; “**Power electronics in hybrid electric vehicle applications**”, Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, ۲۰۰۳. APEC '03, pp. ۲۳-۲۹.
- [۲]. *H. Zeroug, D. Holliday, D. Grant, N. Dahnoun*; “**Performance prediction and field weakening simulation of a brushless DC motor**”, Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. (IEE Conf. Publ. No. 475), pp.321 – 326.
- [۳]. *S.K. Safi, P.P. Acarnley, A.G. Jack*; “**Analysis and simulation of the high-speed torque performance of brushless DC motor drives**”, IEE Proceedings of Electric Power Applications, Volume: ۱۴۲ ۳, May ۱۹۹۵, pp. ۱۹۱ –۲۰۰.
- [۴]. *Hao Lei; H.A. Toliyat*; “**BLDC motor full speed range operation including the flux-weakening region**”, 38th IEEE IAS Annual Meeting of Industry Applications Conference, 2003, Vol.1, pp. 618 – 624.
- [۵]. *Hong-xing Wu, Shu-kang Cheng, and Shu-mei Cui*; “**A Controller of Brushless DC Motor for Electric Vehicle**”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. ۴۱, NO. ۱, January ۲۰۰۵, pp. ۵۱۹-۵۱۳.
- [6]. *Han-Woong Park, S-Jun Park, Y.W. Lee, S.H. Hong, C.U Kim*; “**Reference frame approach for torque ripple minimization of BLDCM over wide speed range including cogging torque**”, Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE ۲۰۰۱, pp. ۶۳۷-۶۴۲.
- [۷]. *Sung-In Park, Tae-Sung Kim, Sung-Chan Ahn, Dong-Seok Hyun*; “**An improved current control method for torque improvement of high-speed BLDC motor**”, Eighteenth Annual IEEE of Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03, Vol.: 1, pp. 294 - 299.
- [۸]. *Jwusheng Hu and Lon-Kou Chang*; “**Integrated Controller Development of A DC Brushless Motor for Electric Motorcycles**”, IEEE Transactions on Nuclear Science, Volume: ۴۷, Issue: ۲ Part: ۱, April ۲۰۰۰, Page(s): ۴۷۴ –۴۷۹.
- [۹]. *C.C. Chan, W. Xia, J.Z. Jiang, K.T. Chau, M.Z. Zhu*, “**Permanent Magnet Brushless Drives**”, IEEE Industry Applications Magazine, November/December ۱۹۹۸, pp. ۱۶-۲۲.
- [۱۰]. *C.C. Chan, J.Z. Jiang, W. Xia, K.T. Cau*; “**Novel wide range speed control of permanent magnet brushless motor drives**”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. ۱۰, No. ۵, September ۱۹۹۵, pp. ۵۳۹-۵۴۶.
- [۱۱]. *Craig S. Cambier, J.F. Lutz*; “**Brushless DC Motor Using Phase Timing Advancement**”, United States Patent, Patent Number: ۵,۶۷۷,۶۰۵, Date of patent: Oct. ۱۴, ۱۹۹۷.
- [۱۲]. *Z.Q. Zhu, S. Bentouati, D. Howe*; “**Control of single-phase permanent magnet brushless DC drives for high-speed applications**”, Eighth IEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, ۲۰۰۰, pp. ۳۲۷-۳۳۲.
- [۱۳]. *J. S. Lawler, J. Milton Bailey, John W. McKeever, João Pinto*; “**Extending the Constant Power Speed Range of the Brushless DC Motor Through Dual-Mode Inverter Control**”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. ۱۹, No. ۳, May ۲۰۰۴, pp. ۷۸۳-۷۹۳.

- [۱۴]. *J. M. Bailey, J. W. McKeever, M. B. Scudiere, G. J. Su*; “**Dual Mode Inverter Control Test Verification**”, Engineering Technology Division, ORNL/TM-۲۰۰۰/۱۷۲, Oak Ridge National Laboratory, ۲۰۰۱.
- [۱۵]. *J.S. Lawler, J. M. Bailey, and J. W. McKeever*, “**Extended Constant Power Speed of the Brushless DC Motor through Dual Mode Inverter Control**”, ORNL/TM-۲۰۰۰/۱۳۰, Oak Ridge National Laboratory, ۲۰۰۱.
- [۱۶]. *J.S. Lawler, J.S. Bailey*; “**Limitations of the conventional phase advance method for constant power operation of the brushless DC motor**”, Proceedings of IEEE Southeast Con., ۲۰۰۲, pp. ۱۷۴-۱۸۰.
- [۱۷]. *Gui-Jia Su, Donald J. Adams*; “**Multilevel DC link inverter for brushless permanent magnet motors with very low inductance**”, Conference Record of the Industry Applications Conference, ۲۰۰۱, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, pp. ۸۲۹-۸۳۴.
- [۱۸]. *H. Zeroug, B. Boukais, H. Sahraoui*; “**Analysis of torque ripple in a BDCM**”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. ۳۸, No. ۲, March ۲۰۰۲, pp. ۱۲۹۳-۱۲۹۶.
- [۱۹]. *Leila Parsa, L. Hao H. A. Toliyat*; “**Optimization of average and cogging torque in ۳-phase IPM motor drives**”, Record of the IEEE Industry Applications Conference, IAS ۲۰۰۲, pp. ۴۱۷-۴۲۴.
- [۲۰]. *T.M. Jahns, W.L. Soong*; “**Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives---A Review**”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. ۴۳, No. ۲, April ۱۹۹۶, pp. ۳۲۱-۳۳۰.
- [۲۱]. *A. Bolopion, D. Jouve, R. Pacaut*; “**Control of permanent magnets synchronous machines: a simulation comparative survey**”, IEEE Conference Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, ۱۹۹۰. APEC '۹۰. pp. ۳۷۴-۳۸۳.
- [۲۲]. *M. Dai, A. Keyhani, T. Sebastian*; “**Torque ripple analysis of a permanent magnet brushless DC motor using finite element method**”, IEEE International on Electric Machines and Drives Conference, IEMDC ۲۰۰۱, pp. ۲۴۱-۲۴۵.
- [۲۳]. *J.F. Gieras, M. Wing*; “**Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications**”; Second Edition, ۲۰۰۲, Marcel Dekker, Inc.
- [۲۴]. *D.C. Hanselman*; “**Brushless Permanent-Magnet Motor Design**”, New York: McGraw-Hill, ۱۹۹۴.
- [۲۵]. *C. A. Borghi, D. Casadei, A. Cristofolini, M. Fabbri, G. Serra*; “**Application of a multi objective minimization technique for reducing the torque ripple in permanent magnet motors**”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. ۳۵, No. ۵, September ۱۹۹۹.
- [۲۶]. *N. Bianchi, S. Bolognani*; “**Design Techniques for Reducing the Cogging Torque in Surface-Mounted PM Motors**”, IEEE ۲۰۰۰.
- [۲۷]. *S. Murthy, B. Derouane, B. Liu, T. Sebastian*; “**Minimization of torque pulsations in a trapezoidal back-emf permanent magnet brushless dc motor**”, Conference Record of the Industry Applications Conference, ۱۹۹۹, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, pp. ۱۲۳۷-۱۲۴۰.

- [۲۸]. *Yoon-Ho Kim, Yoon-Sang Kook, Yo Ko*; “**A New Technique of Reducing Torque Ripples for BDCM Drives**”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. ۴۴, No. ۵, October ۱۹۹۷, PP. ۷۳۵-۷۳۹.
- [۲۹]. *Y.H. Kim, B.G. Cho, yo Ko*; “**Generalized techniques of reducing torque ripples in BDCM drives**”, ۲۰th International Conference of Industrial Electronics, Control and Instrumentation, ۱۹۹۴, IECON ۱۹۴, pp. ۵۱۴-۵۱۹.
- [۳۰]. *N.A. Diaye, C. Spanet, A. Miraoui, J.M. Kauffmann*; “**Active compensation of electromagnetic torque harmonics in brushless DC motors**”, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC ۲۰۰۱, pp. ۱۹۵-۲۰۲.
- [۳۱]. *Hyung-Woo Lee, Mehrdad Ehsani*; “**Practical control for improving power density and efficiency of the BLDC generator**”, Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, ۲۰۰۴ APEC ۱۰۴, pp. ۱۱۲۴-۱۱۲۹.
- [۳۲]. *T.S. Kim, S.C. Ahn, D.S. Hyun*; “**A new current control algorithm for torque ripple reduction of BLDC motors**”, The ۳۷th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, ۲۰۰۱, IECON ۱۰۱, pp. ۱۵۲۱-۱۵۲۶.
- [۳۳]. *S. J. Park, H.W. Park, M. H. Lee, F. Harashima*; “**A New Approach for Minimum-Torque-Ripple Maximum-Efficiency Control of BLDC Motor**”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. ۴۷, No. ۱, February ۲۰۰۰, pp. ۱۰۹-۱۱۴.
- [۳۴]. *S.J. Kang, S.K. Sul*; “**Direct torque control of brushless DC motor with non-ideal trapezoidal back EMF**”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. ۱۰, No. ۶, November ۱۹۹۵, pp. ۷۹۶-۸۰۲.
- [۳۵]. *A. Seguritan, M. Rotunno*; “**Torque pulsation compensation for a DC motor using an extended kalman filter approach**”, Proceedings of the ۴۱st IEEE Conference on Decision and Control, ۲۰۰۲, pp. ۴۸۶-۴۹۱.
- [۳۶]. *T. Jahns*; “**Torque Production in permanent-magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation**”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. ۲۰, no. ۴, pp. ۸۰۳-۸۱۳, July/Aug. ۱۹۸۴.
- [۳۷]. *B.H. Kang, C.J. Kim, H.S. Mok, G.H. Choe*; “**Analysis of torque ripple in BLDC motor with commutation time**”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ۲۰۰۱, ISIE ۲۰۰۱, pp. ۱۰۴۴-۱۰۴۸.
- [۳۸]. *C.H. Won, J.H. Song, I. Choy*; “**Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a single DC current sensor**”, ۲۰۰۲ IEEE ۳۳rd Annual Power Electronics Specialists Conference, ۲۰۰۲. PESC ۰۲, pp. ۹۸۵-۹۹۰.
- [۳۹]. *G.H. Kim, S.J. Kang, J.S. Won*; “**Analysis of the commutation torque ripple effect for BLDCM fed by HCRPWM-VSI**”, Conference Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, ۱۹۹۲. APEC ۱۹۲, pp. ۲۷۷-۲۸۴.
- [۴۰]. *R. Carlson, M. L. Mazenc, J.C. Dos, S. Fagundes*; “**Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines**”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. ۲۸, No. ۳, May/June ۱۹۹۲, pp. ۶۳۲-۶۳۸.

- [۴۱]. Joong-Ho Song, Ick Choy; “Commutation Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor Drives Using a Single DC Current Sensor”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. ۱۹, No. ۲, March ۲۰۰۴, pp. ۳۱۲-۳۱۹.
- [۴۲]. Y. Sozer, D.A. Torrey; “Adaptive Torque Ripple Control of Permanent Magnet Brushless Dc Motors”, Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, ۱۹۹۸, APEC '۹۸, pp. ۸۶-۹۲.
- [۴۳]. Tan Hui; “Controllability analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless dc motors”, Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ۲۰۰۱. ICEMS ۲۰۰۱, pp. ۱۳۱۷-۱۳۲۲.
- [۴۴]. Y. Murai, Y. Kawase, K. Ohashi, K. Nagatake, K. Okuyama; “Torque ripple improvement for brushless DC miniature motors”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. ۲۵, No. ۳, May/June ۱۹۸۹, pp. ۴۴۱-۴۵۰.
- [۴۵]. X. Zhang, B. Chen, P. Zhu, H. Lei; “A new method to minimize the commutation torque ripple in trapezoidal BLDC motor with sensorless drive”, Proceedings of Power Electronics and Motion Control Conference, ۲۰۰۰. PIEMC ۲۰۰۰.
- [۴۶]. C.S. Berendsen, G. Champenois, A. Davonie; “Commutation strategies for brushless DC motors: influence on instant torque”, IEEE Conference Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, ۱۹۹۰. APEC '۹۰. pp. ۳۹۴-۴۰۰.
- [۴۷]. C.S. Berendsen, G. Champenois, A. Bolopion; “Commutation strategies for brushless DC motors: influence on instant torque”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. ۸, No. ۲, April ۱۹۹۳, pp. ۲۳۱-۲۳۶.
- [۴۸]. K.W. Lee, D.K. Kim, T.D. Kim, J.Y. Choi; “Commutation torque ripple reduction in a position sensorless brushless DC motor drive”, ۲۰۰۴ IEEE ۳۵th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC ۰۴, pp. ۱۴۱۹-۱۴۲۳.
- [۴۹]. Z. Xiangjun, C. Boshi; “The different influences of four PWM modes on the commutation torque ripples in sensorless brushless motor”, Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ۲۰۰۱, ICEMS ۲۰۰۱, pp. ۵۷۵-۵۷۸.
- [۵۰]. Z. Xiangjun, C. Boshi; “Influences of PWM mode on the current generated by BEMF of switch-off phase in control system of BLDC motor”, Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ۲۰۰۱, ICEMS ۲۰۰۱, pp. ۵۷۹-۵۸۲.
- [۵۱]. 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. ۱۸, No. ۱, pp. ۱۶۴-۱۷۲, January ۲۰۰۳.
- [۵۲]. J. H. Lee, S. Chan AHN, D.S. Hyu; “A BLDCM drive with trapezoidal back EMF using four-switch three phase inverter”, Conference Record of the ۲۰۰۰ IEEE Industry Applications Conference, ۲۰۰۰, pp. ۱۷۰۵-۱۷۰۹.