مقاله پژوهشی

کلیدزنی بهینه در مبدل شش‌فاز ماشین سنکرون آهنربای دائم به‌منظور کاهش اعوجاج هارمونیکی جریان با استفاده از روش کنترل پیش‌بین جریان اصلاح‌شده

پیمان میرزایی‌پور، سید قدرت‌الله سیف‌السادات، محسن صنیعی و سید سعیدالله مرتضوی

چکیده: این مقاله یک روش کنترل پیش‌بین جریان (PCC) اصلاح‌شده مبتنی بر بردارهای ولتاژ مجازی (VV-PCC) بهینه با کنترل و تنظیم همزمان دو زیرفضا در مبدل شش‌فاز را برای ماشین‌های سنکرون مغناطیس دائم (PMSM) پیشنهاد می‌کند. این روش منجر به به حداقل‌نمودن اعوجاج هارمونیکی جریان در مقایسه با دیگر روش‌ها می‌شود. علاوه بر این، امکان کنترل عملکرد PMSM شش‌فاز با یک جریان نامتعادل بین دو مجموعه از سیم‌پیچ‌ها نیز فراهم می‌شود. نهایتاً روش PCC با زیرفضای دوگانه (BS-PCC) مبتنی بر بردارهای مجازی با دامنه بهینه اتخاذ می‌شود که با انتخاب الگوی کلیدزنی مناسب می‌تواند هم میزان هارمونیک‌های ناخواسته را کاهش دهد و هم پاسخ دینامیکی سریع و پاسخ گشتاوری قابل قبولی را ارائه نماید. همچنین از آنجا که انتخاب حالت‌ها در PCC می‌تواند منجر به جریان‌های چرخشی هارمونیکی در سیم‌پیچ‌های ماشین شود، این مشکل را می‌توان با روش پیشنهادی با حداقل‌سازی ضریب وزنی رفع کرد که به تعداد تکرارهای کمی در کلیدزنی مبدل شش‌فاز نیاز دارد. اعتبارسنجی مقاله با استفاده از نرم‌افزار Matlab بر روی یک ماشین نمونه انجام شده است.

کلیدواژه: **ماشین‌های سنکرون مغناطیس دائم (PMSM) شش‌فاز، کنترل پیش‌بین جریان (PCC) اصلاح‌شده، بردارهای ولتاژ مجازی، کلیدزنی بهینه، مینیمم‌سازی تابع هزینه.**

۱- مقدمه

ساده‌ترین توپولوژی ماشین‌های چندفاز با فازهای $n=3k$ در ماشین شش‌فاز $k=2$ با جابه‌جایی الکتریکی ۳۰ درجه بین دو مجموعه از سیم‌پیچ‌ها (پیکربندی نامتقارن) است. برای جلوگیری از گردش جریان‌های توالی صفر، دو مجموعه از سیم‌پیچ‌ها معمولاً با اتصال ستاره متصل می‌شوند و نقاط خنثی جدا می‌شوند (پیکربندی $2N$) [۱] و [۲]. مدل ماشین‌های شش‌فاز با پیکربندی $2N$ معمولاً با استفاده از تبدیل تجزیه فضای برداری (VSD)[1] به دست می‌آید و مؤلفه‌های جریان که مسئول تولید شار/ گشتاور هستند، در زیرفضای $\alpha-\beta$ در مورد ماشین‌هایی با سیم‌پیچ‌های توزیع‌شده نگاشت می‌شوند. از سوی دیگر، مؤلفه‌های جریان که در زیرفضای $x-y$ نگاشت شده‌اند، به تولید شار/ گشتاور کمک نمی‌کنند و درجات آزادی بیشتری را نشان می‌دهند که می‌توانند برای عملکرد تحمل خطا مورد استفاده قرار گیرند [۳] و [۴]. راهبردهای مختلفی را می‌توان برای کنترل ماشین‌های شش‌فاز اتخاذ کرد. کنترل با جهت‌دهی میدان (FOC) یکی از این راهکارهاست که از کنترل‌کننده‌های تناسبی- انتگرالی برای تنظیم مؤلفه‌های جریان $d-q$ به‌دست‌آمده از چرخش متناظر $\alpha-\beta$ به منظور کنترل شار/ گشتاور استفاده می‌کند. علاوه بر این از کنترل‌کننده‌های تشدید- تناسبی برای تنظیم مؤلفه‌های جریان $x'-y'$ به‌دست‌آمده از چرخش مؤلفه‌های $x-y$ متناسب استفاده می‌کند. این امر امکان به حداقل رساندن هارمونیک‌های جریان را به دلیل عدم تقارن ماشین، زمان مرده[2] کلیدهای قدرت اینورترها و هارمونیک‌های نیروی ضدمحرکه الکتریکی (Back-EMF)[3] فراهم می‌کند. در مورد ماشین‌های شش‌فاز با پیکربندی یک نقطه خنثی $(1N)$ یکی از جریان‌های موجود در زیرفضای z_1-z_2 نیز باید کنترل شود [۵]. ولتاژهای مرجع توسط کنترل‌کننده‌های جریان داده می‌شوند و سپس توسط یک مدولاتور با استفاده از راهکار مدولاسیون پهنای پالس مناسب ترکیب خواهند شد. کنترل مستقیم گشتاور (DTC) ماشین‌های شش‌فاز به طور مستقیم شار و گشتاور استاتور را با استفاده از کنترل‌کننده‌های هیسترزیس تنظیم می‌کند. از آنجا که استفاده از یک حالت کلیدزنی در طول یک دوره نمونه‌برداری هر دو مؤلفه ولتاژ $\alpha-\beta$ و $x-y$ را تولید نموده که منجر به افزایش هارمونیک‌های جریان می‌شود، استفاده از بردارهای مجازی در DTC در [۶] و [۷] برای ماشین‌های سه‌فاز دوگانه و در [۸] و [۹] برای ماشین‌های شش‌فاز پیشنهاد شده است. بردارهای مجازی با ترکیب دو بردار ولتاژ در طول یک دوره نمونه‌برداری ایجاد می‌شوند؛ با چنین زمان‌های کاربردی، مقدار متوسط مؤلفه‌های ولتاژ $x-y$ صفر است. در مورد ماشین‌های شش‌فاز، ۱۲ بردار مجازی بزرگ و ۱۲ بردار مجازی کوچک می‌توانند با ترکیب دو بردار ولتاژ با همان فاز در زیرفضا $\alpha-\beta$ ترکیب شوند [۱۰] و [۱۱]. با توجه به پیشرفت فناوری در زمینه کنترل دیجیتال در دهه‌های

این مقاله در تاریخ ۲۰ اردیبهشت ماه ۱۴۰۳ دریافت و در تاریخ ۱۰ دی ماه ۱۴۰۳ بازنگری شد.

پیمان میرزایی‌پور (نویسنده مسئول)، گروه پژوهشی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، ایران، (email: pm.em33@gmail.com).

سید قدرت‌الله سیف‌السادات، گروه پژوهشی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، ایران، (email: seifosadat@yahoo.com).

محسن صنیعی، گروه پژوهشی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، ایران، (email: mohsen.saniei@gmail.com).

سید سعیدالله مرتضوی، گروه پژوهشی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، ایران، (email: mortazavi_s@scu.ac.ir).

1. Vector Space Decomposition Transformation
2. Dead Time
3. Back Electromotive Force

گذشته، کنترل مدل پیش‌بین مجموعه کنترل محدود (FCS-MPC)[1] به یک جایگزین مناسب برای کنترل درایوهای الکتریکی تبدیل شده است. مزیت‌های اصلی FCS-MPC شامل بهبود عملکرد گذرای درایو، قابلیت ترکیب اهداف مختلف کنترل در تابع هزینه و سادگی گنجاندن غیر خطی بودن‌ها و محدودیت‌ها در الگوریتم کنترل است. چندین راهبرد FCS-MPC با اهداف کنترل مختلف در سال‌های گذشته برای ماشین‌های شش‌فاز پیشنهاد شده‌اند. کنترل جریان پیش‌بین (PCC)[2]، کنترل شار پیش‌بین (PFC)[3] و کنترل گشتاور پیش‌بین نمونه‌هایی از راهبردهای FCS-MPC هستند. استفاده از بردارهای مجازی در کنترل پیش‌بین جریان (VPCC)[4] برای اولین بار جهت کاهش بار محاسباتی الگوریتم کنترل، کاهش تعداد پیش‌بینی‌ها از ۴۹ به ۱۳ و برای کاهش دامنه مؤلفه‌های جریان $x-y$ پیشنهاد شده است [۱۲] و [۱۳]. کاربرد PFC با بردارهای مجازی نیز در ماشین‌های شش‌فاز گزارش شده است. علاوه بر این، یک راهبرد PCC نیز از بردارهای مجازی دامنه بهینه (VPCC-OA)[5] استفاده می‌کند که برای بهبود عملکرد حالت پایدار یک درایو PMSM شش‌فاز در سرعت‌های پایین پیشنهاد شده است. یک راهبرد VPCC که دو بردار مجازی را در طول یک دوره نمونه‌برداری ترکیب می‌کند نیز برای بهبود ردیابی جریان‌های مرجع $\alpha-\beta$ ارائه شده است [۱۴] و [۱۵].

تمام راهبردهای کنترل پیش‌بین مبتنی بر بردارهای مجازی موجود در مقالات، یک اشکال عمده دارند: آنها مستقیماً جریان‌های $x-y$ را کنترل نمی‌کنند. همچنین هارمونیک‌های جریان مرتبه پایین $x-y$ ناشی از عدم تقارن ماشین، اثرات زمان مرده سوئیچ‌های قدرت و هارمونیک‌های back EMF نمی‌توانند به درستی جبران شوند و به افزایش تلفات مسی استاتور در ماشین کمک می‌کنند. برای غلبه بر این مشکلات، این مقاله یک راهبرد جدید PCC با دو زیرفضا را بر اساس بردارهای مجازی دامنه بهینه (BS-VPCC) ارائه می‌دهد که قادر به تنظیم همزمان مؤلفه‌های جریان $d-q$ و $x'-y'$ در قاب مرجع روتور است. از آنجا که کنترل مؤلفه‌های جریان $x'-y'$ نیاز به استفاده از بردارهای ولتاژ غیر صفر $x-y$ در یک دوره نمونه‌برداری دارد، مفهوم بردارهای مجازی دوگانه در این مقاله معرفی شده است. بردارهای مجازی دوگانه از ترکیب دو بردار ولتاژ در طول یک دوره نمونه‌برداری با چنین زمانی از کاربردها به دست می‌آیند که تنها مؤلفه‌های ولتاژ $x-y$ متناظر غیر صفر هستند. راهبرد پیشنهادی شامل دو مرحله FCS-MPC است: یکی برای مقابله با کنترل مؤلفه‌های جریان $d-q$ و دیگری برای تنظیم جریان‌های $x'-y'$. از آنجا که بردارهای مجازی استاندارد تنها مؤلفه‌های ولتاژ $\alpha-\beta$ غیر صفر دارند و در مقابل، بردارهای مجازی دوگانه تنها مؤلفه‌های ولتاژ غیر صفر $x-y$ دارند، کنترل هر دو مؤلفه جریان $d-q$ و $x'-y'$ مستقل هستند؛ بنابراین می‌توان دو مرحله کنترل را به صورت موازی اجرا نمود که نسبت به پژوهش‌های قبل، نوآوری محسوب می‌شود.

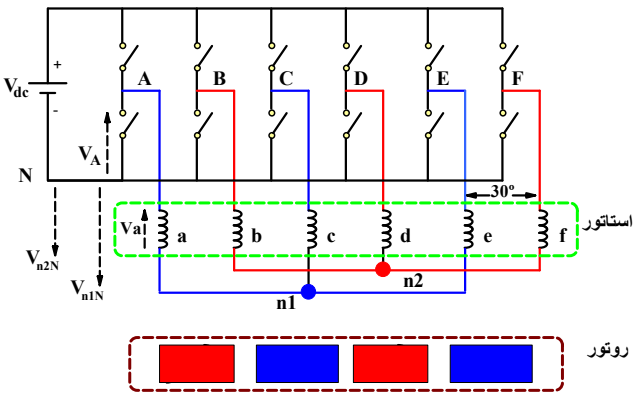
در ماشین شش‌فاز نامتقارن، هارمونیک‌های مرتبه ششم مربوط به ضربان گشتاور به طور ذاتی حذف شده‌اند. با این وجود، موارد غیرخطی اینورتر، ولتاژهای هارمونیک پنجم و هفتم را عرضه خواهد کرد که به دلیل امپدانس نشتی کوچک سیم‌پیچ استاتور ماشین شش‌فاز به جریان‌های هارمونیک بزرگ در زیرفضای $x-y$ منجر خواهند شد [۱۶] و [۱۷]. بر اساس راهکار تجزیه فضای برداری (VSD)، مؤلفه‌های هارمونیک در زیرفضای هارمونیکی را می‌توان با روش‌های مختلف تنظیم کرد. گنجاندن جریان‌های هارمونیکی در زیرفضای $x-y$ همراه با متغیرهای موجود در زیرفضای $\alpha-\beta$ در تابع هزینه به عنوان محدودیت‌هایی برای تعیین بردارهای ولتاژ بهینه، یک جایگزین به حساب می‌آیند. با این حال، گنجاندن متغیرها در دو زیرفضا، تابع هزینه را پیچیده‌تر می‌کند. علاوه بر این، از آنجا که هر حالت کلیدزنی (کلیدزنی) می‌تواند بردارهای ولتاژ را در هر دو زیرفضای $\alpha-\beta$ و $x-y$ ایجاد کند، افزایش وزن مؤلفه‌های یک زیرفضا منجر به تنظیم ضعیف متغیرها در زیرفضای دیگر خواهد شد؛ بنابراین نمی‌توان در هر دو زیرفضا به‌طور همزمان در سطح رضایت‌بخشی به این الزام رسید [۱۸] و [۱۹].

همچنین باید اشاره کرد که روش کنترل با جهت‌دهی میدان (FOC) نسبت به تغییرات L_m، توانایی و مقاومت خوبی را از خود نشان می‌دهد؛ اما با تغییر کم L_m، روش PCC بسیار ضعیف عمل می‌کند. در PCC، جریان‌های مرجع در تابع هزینه استفاده می‌شوند که معادل با L_m تولید خواهند شد؛ بنابراین تغییرات L_m می‌تواند باعث به وجود آمدن یک مقدار مرجع غیرصحیح شود. FOC و PCC پایداری بسیار خوبی در تغییرات R_s خواهند داشت و دلیلش آن است که MPTC و DTC از مدل ولتاژ برای پیش‌بینی تخمین شارهای استاتور استفاده می‌کنند که برای پیاده‌سازی هر دو روش ضروری است. همچنین در سرعت‌های پایین، R_s اثر بیشتری روی مدل ولتاژ خواهد داشت که در سرعت‌های متوسط و بالا، MPTC و DTC پایداری و استقامت بیشتری از خود نشان خواهند داد [۲۰].

در یک روش کنترل گشتاور مدل پیش‌بین (MPTC)[6] مبتنی بر جدول جستجوی دومرحله‌ای، جریان‌های هارمونیکی به طور مؤثر از طریق انتخاب بردارهای ولتاژ مناسب در زیرفضای $x-y$ کاهش می‌یابند. این روش می‌تواند متغیرهای موجود در زیرفضای $x-y$ را از تابع هزینه حذف کند و جریان‌های هارمونیکی را کاهش دهد. با این حال، تابع هزینه نیز با ضریب وزنی دخیل در متعادل‌کردن همزمان کنترل گشتاور و شار استاتور، پیچیده می‌شود. جایگزین مؤثر دیگر برای حذف مؤلفه‌های هارمونیکی از تابع هزینه، استفاده از بردارهای مجازی است. با استفاده از این روش، تمام بردارهای پیش‌بینی می‌توانند جریان‌های هارمونیکی را حذف کنند؛ بنابراین نیازی به لحاظنمودن مؤلفه‌های هارمونیکی در تابع هزینه نیست. متأسفانه زمانی که بردارهای مجازی اعمال می‌شوند، متوسط فرکانس کلیدزنی کلیدهای قدرت اینورتر به شدت افزایش می‌یابد؛ زیرا در هر دوره نمونه‌برداری، دو بردار فعال اعمال می‌شوند. در مجموع، جریان‌های هارمونیکی از طریق تضعیف ولتاژهای هارمونیکی در زیرفضای $x-y$ با استفاده از بردارهای ولتاژ مناسب کاهش می‌یابند.

به طور خلاصه، باید روشی برای کنترل مدل پیش‌بین، تابع هزینه یا با متغیرهایی در دو زیرفضای لحاظشده (زیرفضای $\alpha-\beta$ و زیرفضای $x-y$) یا با دو متغیر با دامنه‌های مختلف (گشتاور و شار استاتور) تعریف کنیم. در این میان، تابع هزینه در ساختار ساده نمی‌تواند هارمونیک‌ها را در زیرفضای $x-y$ تنظیم کند و حتی فرکانس کلیدزنی را نیز قربانی خواهد کرد (متغیرنمودن فرکانس کلیدزنی) [۲۱]. بنابراین این مقاله، کنترل مدل پیش‌بین با یک تابع هزینه جدید در یک ساختار ساده که فقط شامل

1. Finite Control Set Model Predictive Control
2. Predictive Current Control
3. Predictive Flux Control
4. Virtual Vectors in PCC
5. Optimal Amplitude Virtual Vectors in PCC
6. Model Predictive Torque Control



شکل ۱: درایو الکتریکی مبتنی بر PMSM شش‌فاز نامتقارن با پیکربندی دو نقطه خنثی مجزا ($2N$).

متغیرهایی در زیرفضای هارمونیکی است را ارائه می‌دهد. ابتدا یک بردار ولتاژ مرجع بر اساس روش کنترل پیش‌بین جریان اصلاح‌شده (VV-PCC) به دست می‌آید و سپس سه بردار ولتاژ بهینه هم‌فاز نزدیک به بردار ولتاژ مرجع به عنوان بردارهای پیش‌بین انتخاب می‌شوند. به این ترتیب، گشتاور و شار در زیرفضای $\alpha-\beta$ را می‌توان به خوبی تنظیم کرد.

در این بین، زمان محاسبه به میزان قابل توجهی کاهش می‌یابد. سپس یک تابع هزینه به شکل جدید تعریف می‌شود تا تابعی را انتخاب کند که بتواند کمترین جریان‌های هارمونیکی را به دست آورد. بنابراین با تمرکز بر کنترل پیش‌بین جریان اصلاح‌شده جهت کاهش تعداد حالات کلیدزنی، کاهش اعوجاج هارمونیکی جریان را با استفاده از بردارهای کلیدزنی چندگانه در طول بازه نمونه‌برداری انجام می‌دهیم که در نهایت انتظار داریم سبب کاهش اعوجاج هارمونیکی جریان[1] و در نتیجه بهبود کیفیت توان شود.

کلیات این مقاله به صورت مدل ماشین PMSM شش‌فاز نامتقارن با پیکربندی دو نقطه خنثی مجزا، روش PCC استاندارد، روش PCC مبتنی بر بردارهای مجازی، روش PCC مبتنی بر بردارهای مجازی با دامنه بهینه، روش PCC با زیرفضای دوگانه[2] مبتنی بر بردارهای مجازی با دامنه بهینه (روش پیشنهادی) و نتایج شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری، تحلیل و خلاصه می‌شوند.

۲- مدل سیستم

یک نمودار از درایو الکتریکی بر اساس PMSM شش‌فاز با سیم‌پیچ‌های نامتقارن و نول‌های ایزوله[3] در شکل ۱ نشان داده شده است. دلایل الزام به مجزانمودن دو نقطه خنثی، صفرشدن مؤلفه‌های توالی صفر، مقایسه THDهای ولتاژ فاز و جریان ماشین است.

قابل اثبات و مشاهده است که THDهای ولتاژ فاز ماشین با یک نقطه خنثی منفرد و دو نقطه خنثی تقریباً یکسان هستند. از سوی دیگر، THDهای جریان ماشین با یک نقطه خنثی به دلیل تحریک صفحه $(x-y)$ و مؤلفه‌های توالی صفر در محورهای $(0_+ - 0_-)$ بیشتر از دو نقطه خنثی مجزاست.

پیکربندی یک نقطه خنثی اجازه می‌دهد تا هارمونیک سوم در هر مجموعه سیم‌پیچ سه‌فاز، جریان یابد. مؤلفه هارمونیک سوم عمدتاً به دلیل زمان مرده اینورتر است. به دلیل اثر زمان مرده اینورتر، عملکرد ماشین با یک نقطه خنثی در مقایسه با پیکربندی با دو نقطه خنثی جداشده کاهش می‌یابد. جریان‌های توالی صفر نمی‌توانند در پیکربندی دو نقطه خنثی ایزوله جاری شوند و این منجر به THD جریان بهتری می‌شود. همچنین ولتاژهای مد مشترک، جریان‌های کوپلینگ را ایجاد می‌کنند که از طریق خازن‌های پارازیتی موتور به سمت آهن روتور جاری می‌شوند. این جریان‌ها از طریق یاتاقان‌های موتور به محفظه استاتور بازمی‌گردند و جریان‌هایی به اصطلاح یاتاقانی را تشکیل می‌دهند که باعث خرابی یاتاقان‌ها می‌شوند.

شرط لازم برای دستیابی به ولتاژ مد مشترک صفر این است که مجموع تمام ولتاژهای شش ساق اینورتر باید به طور لحظه‌ای برابر با صفر باشد. این محدودیت، اینورتر سه‌فاز دوگانه را مجبور می‌کند تا با سه کلید بالا و سه کلید پایین همیشه بسته کار کند. در نتیجه، تنها ۲۰ بردار ولتاژ از ۶۴ حالت کلیدزنی را می‌توان مورد استفاده قرار داد و ۴۴ بردار دیگر قابل استفاده نیستند. بنابراین حداکثر ولتاژ اصلی قابل دستیابی را در مقایسه با روش‌های دیگر به مقدار کمتری محدود می‌کند و این مزیت را دارد که ولتاژ مد مشترک را حذف کند. ولتاژ مد مشترک را می‌توان با استفاده از روش SVPWM نیز حذف کرد. ۲۰ بردار ولتاژی که می‌توانند برای تولید ولتاژ مد مشترک صفر استفاده شوند، در ارتباط با بخش‌هایی با دهانه ۳۰ درجه یا ۶۰ درجه استفاده می‌شوند. بنابراین به منظور توقف جاری‌شدن جریان توالی صفر، استراتژی‌های مدولاسیون توسعه‌یافته تنها گروهی از حالت‌های کلیدزنی را در نظر می‌گیرند که ولتاژ مد مشترک صفر را تولید می‌کنند. سپس توالی کلیدزنی به گونه‌ای مرتب می‌شود که تلفات کلیدزنی به حداقل برسد [۲۲].

با در نظر گرفتن تبدیل VSD (۱) و ماتریس چرخش (۲)، مدل دینامیکی PMSM نامتقارن شش‌فاز در قاب مرجع روتور توسط معادله زیر ارائه شده است

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

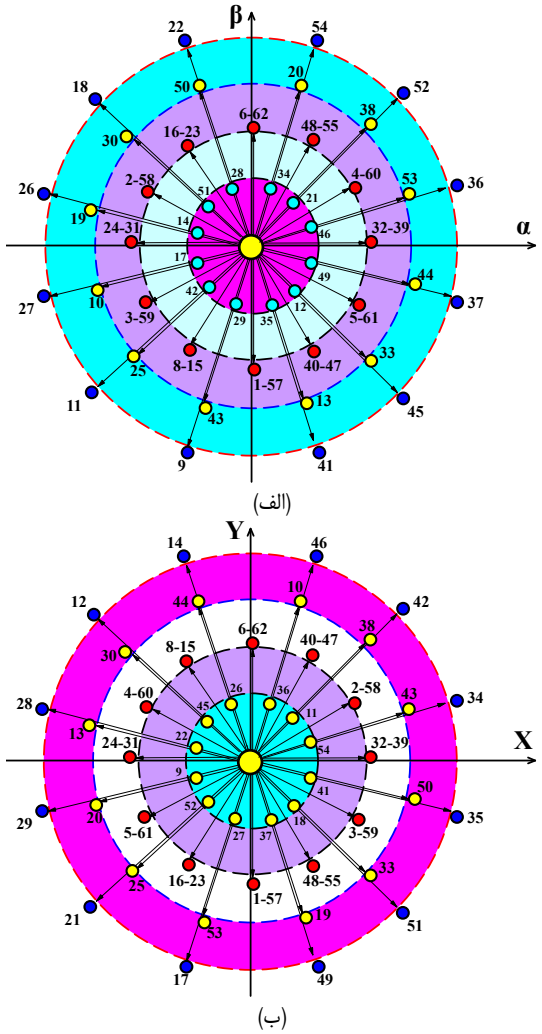
$$T_{rot}=\begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos\theta & -\sin\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sin\theta & \cos\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$u_S = R_S i_S + L_S \frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}t} + \omega_r J L_S i_S + e_S \quad (3)$$

$$e_S = \omega_r J \psi_S . PM + \frac{\mathrm{d}J\psi_S . PM}{\mathrm{d}t} \quad (4)$$

$$\psi_S = L_S i_S + \psi_S . PM \quad (5)$$

1. Harmonic Current Distortion
2. Bi-Subspace PCC
3. Isolated Neutrals



شکل ۲: نگاشت بردارهای ولتاژ زیرفضای (الف) $\alpha-\beta$ و (ب) $x-y$ (در قاب مرجع ساکن).

که در آن θ موقعیت الکتریکی روتور، ω_r سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور، $R_s=r_sI_s$ ماتریس مقاومت که در آن R_s مقاومت استاتور است و I_s یک ماتریس همانی ۶×۶ می‌باشد. ماتریس اندوکتانس L_s به صورت زیر تعریف می‌شود

$$L_S=diag(L_{dq},L_{dq},L_{xy},L_{xy},L_{z12},L_{z12}) \qquad (۶)$$

که در آن L_{xy}، L_{dq} و L_{z12} به ترتیب اندوکتانس‌های ماشین در زیرفضاهای $x'-y'$، $d-q$ و z_1-z_2 هستند. ماتریس J به صورت زیر تعریف می‌شود

$$J=\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (۷)$$

متغیرهای ψ_s، e_s، i_s، u_s و $\psi_{s,PM}$ به ترتیب ولتاژ استاتور، جریان استاتور، شار پیوندی Back-EMF و بردارهای شار پیوندی بی‌باری به شکل زیر هستند

$$f_S=[f_{ds}\ \ f_{qs}\ \ f_{xs'}\ \ f_{ys'}\ \ f_{z1s}\ \ f_{z2s}]^T \qquad (۸)$$

۳- بردارهای فضایی و نحوه کلیدزنی

ولتاژ استاتور u_s در قاب مرجع روتور با استفاده از ولتاژ لینک DC (U_{dc}) و بردار حالت کلیدزنی s با استفاده از (۹) محاسبه می‌شود

$$u_S=U_{dc}.T_{rot}.T_{vsd}.M.s \qquad (۹)$$

که در رابطه بالا $s=[s_{a1}\ s_{b1}\ s_{c1}\ s_{a2}\ s_{b2}\ s_{c2}]^T$ و متغیر $s_x=\{0,1\}, x\in\{a_1,b_1,c_1,a_2,b_2,c_2\}$ حالت کلیدزنی ساق x اینورتر منبع ولتاژ (VSI) است. وقتی $s_x=1$ باشد، سوئیچ بالایی ساق x روشن و در غیر این صورت اگر $s_x=0$ باشد، سوئیچ پایینی خاموش است. ماتریس M به صورت زیر تعریف می‌شود

$$M=\frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0\\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0\\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1\\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1\\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \qquad (۱۰)$$

$2^6=64$ حالت مختلف برای حالت کلیدزنی s وجود دارد که منجر به ۴۹ بردار ولتاژ متمایز می‌شود (۴۸ فعال و یک صفر) [۲۳] و [۲۴]. این بردارهای ولتاژ در هر دو زیرفضای $\alpha-\beta$ و $x-y$ نگاشت شده‌اند که در شکل ۲ ارائه می‌شوند: V_L بردارهای بزرگ V_{ML}، $0.644U_{dc}$ بردارهای متوسط- بزرگ V_M، $0.471U_{dc}$ بردارهای بزرگ $0.333U_{dc}$ و V_s بردارهای کوچک $0.173U_{dc}$.

بردار شار پیوندی بی‌باری شامل هارمونیک‌ها در قاب مرجع خنثی به صورت زیر تعریف می‌شود

$$\psi_S^{abc}PM=\begin{bmatrix} \sum_h \psi_{S,PMh}\cos(h\omega_r t+\phi_h)\\ \sum_h \psi_{S,PMh}\cos(h(\omega_r-\frac{2\pi}{3})t+\phi_h)\\ \sum_h \psi_{S,PMh}\cos(h(\omega_r-\frac{4\pi}{3})t+\phi_h)\\ \sum_h \psi_{S,PMh}\cos(h(\omega_r-\frac{\pi}{6})t+\phi_h)\\ \sum_h \psi_{S,PMh}\cos(h(\omega_r-\frac{5\pi}{6})t+\phi_h)\\ \sum_h \psi_{S,PMh}\cos(h(\omega_r-\frac{9\pi}{6})t+\phi_h) \end{bmatrix} \qquad (۱۱)$$

که در آن $\psi_{s,PMh}$ هارمونیک مرتبه h شار پیوندی بی‌بار است. اگر تنها مؤلفه اصلی شار پیوندی بی‌باری در نظر گرفته شود، بردار e_s به صورت زیر کاهش می‌یابد

$$e_S=[0\ \ \omega_r\psi_{s,PM1}\ \ 0\ 0\ 0]^T \qquad (۱۲)$$

در PMSMهای شش‌فاز، هارمونیک‌های شار پیوندی بی‌باری مرتبه $6h\pm1$ (h به عنوان یک عدد فرد) هارمونیک‌های Back EMF از همان مرتبه را تولید می‌کنند که در زیرفضای $x'-y'$ نگاشت می‌شوند. از آنجا که امپدانس معادل ماشین در این زیرفضا بسیار کمتر از زیرفضای $d-q$ ($L_{xy}\ll L_{dq}$) است، هارمونیک‌های کوچک back EMF می‌توانند به هارمونیک‌های جریان بزرگ منجر شوند. بنابراین مهم است که حداقل هارمونیک‌های پنجم و هفتم را همراه با مؤلفه اصلی شار پیوندی بی‌باری در بردار e_s در نظر بگیریم

$$e_s = \begin{bmatrix} \cdot \\ \omega_r \psi_s PM_1 \\ -5\omega_r \psi_{s,PM_1} \sin(6\theta+\phi_5) - 7\omega_r \psi_{s,PM_7} \sin(6\theta+\phi_7) \\ 5\omega_r \psi_{s,PM_1} \sin(6\theta+\phi_5) - 7\omega_r \psi_{s,PM_7} \sin(6\theta+\phi_7) \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (۱۳)$$

توان اکتیو در ماشین‌های شش‌فاز با استفاده از رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$p_S = (u_s^{abc})^T i_S^{abc} = (T^{-1}u_s)^T (T^{-1}i_S) = 3(u_{ds}i_{ds} + u_{qs}i_{qs} + u_{xs'}i_{xs'} + u_{ys'}i_{ys'}) \quad (۱۴)$$

که در آن $T = T_{rot}.T_{vsd}$ با در نظر گرفتن (۳) در شرایط حالت پایدار و جایگزینی آن در (۱۴) به دست می‌آید

$$p_S = p_{S,cu} + p_{S,ag} = 3R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + i_{xs'}^2 + i_{ys'}^2) + 3(e_{ds}i_{ds} + e_{qs}i_{qs} + e_{xs'}i_{xs'} + e_{ys'}i_{ys'}) \quad (۱۵)$$

عبارت اول در (۱۵) تلفات مسی استاتور را نشان می‌دهد و عبارت دوم مربوط به توان فاصله هوایی است که مسئولیت تولید گشتاور الکترومغناطیسی t_e را بر عهده دارد. عبارت t_e از $p_{s,ag}$ گرفته می‌شود

$$t_e = \frac{pp_{s,ag}}{\omega_r} \quad (۱۶)$$

که در آن p تعداد جفت‌های قطب است. از آنجا که افزایش t_e با تزریق هارمونیک‌های جریان در زیرفضای $x'-y'$ خارج از محدوده این مقاله است، $i_{ds} = 0$ برای گشتاور بیشینه در هر آمپر (MTPA)[1] در نظر گرفته می‌شود؛ سرانجام t_e به صورت زیر حاصل می‌شود

$$t_e = 3p\psi_{s,PM_1} i_{qs} \quad (۱۷)$$

معادله (۱۷) نشان می‌دهد که تنها جریان i_{qs} به تولید گشتاور کمک می‌کند. اگرچه ماشین‌های شش‌فاز معمولاً در شرایط متعادل عمل می‌کنند، اما سهم هر دو مجموعه از سیم‌پیچ‌ها در تولید گشتاور برابر است. از آنجا که مؤلفه‌های جریان به‌دست‌آمده با استفاده از تبدیل $d-q$ دوگانه به طور مستقیم به مجموعه از سیم‌پیچ‌ها مربوط می‌شوند، معمولاً یک ضریب عدم تعادل (ضریب نامتعادلی) به صورت زیر تعریف می‌شود

$$K = \frac{i_{qs1} - i_{qs2}}{i_{qs1} + i_{qs2}} \quad (۱۸)$$

که در آن جریان‌های i_{qs1} و i_{qs2} به ترتیب جریان‌های مسئول تولید گشتاور/ توان مجموعه اول و دوم سیم‌پیچ‌ها هستند. با در نظر گرفتن رابطه بین جریان‌های به‌دست‌آمده با استفاده از تبدیل $d-q$ دوگانه و جریان‌های به‌دست‌آمده با استفاده از تبدیل VSD داریم

$$\begin{cases} i_{ds} = \dfrac{i_{ds1} + i_{ds2}}{2} \\ i_{qs} = \dfrac{i_{qs1} + i_{qs2}}{2} \\ i_{xs'} = \dfrac{i_{ds1} - i_{ds2}}{2} \\ i_{ys'} = \dfrac{-(i_{qs1} - i_{qs2})}{2} \end{cases} \quad (۱۹)$$

ضریب عدم تعادل به صورت زیر بیان می‌شود

$$K = -\frac{i_{ys'}}{i_{qs}} \quad (۲۰)$$

که $k=0$ برای عملکرد متعادل ماشین است. هنگامی که $0 < K \le 1$ است، توان اکتیو/ گشتاور تولیدشده توسط مجموعه اول سیم‌پیچ‌ها بیشتر از توان تولیدشده توسط مجموعه دوم است و در غیر این صورت، زمانی است که $-1 \le K < 0$ باشد.

۴- راهبرد کلاسیک PCC

FCS-MPC به یک مدل گسسته از سیستم برای پیش‌بینی رفتار متغیرهای کنترل‌شده برای یک مجموعه محدود از اقدامات کنترلی وابسته است. اهداف کنترل در یک تابع هزینه بررسی می‌شوند که معمولاً خطای درجه دوم بین مقادیر مرجع و پیش‌بینی‌شده متغیرهای کنترل‌شده را ارزیابی می‌کند. در هر لحظه نمونه‌برداری، متغیرهای کنترل‌شده برای یک لحظه نمونه‌برداری آینده، اندازه‌گیری و پیش‌بینی می‌شوند و تابع هزینه برای تمام عملکرد کنترلی ممکن ارزیابی می‌شود. واقعیتی که حداقل هزینه را فراهم می‌کند موردی است که باید در ابتدای لحظه نمونه‌برداری بعدی اعمال شود.

در مورد خاص PCC برای PMSMهای شش‌فاز، تابع هزینه خطای درجه دو بین مرجع و مؤلفه‌های جریان پیش‌بینی‌شده برای یک مجموعه معین از بردارهای ولتاژ یا بردارهای مجازی را ارزیابی می‌کند [۲۵] و [۲۶]. برای محاسبه جریان‌های پیش‌بینی‌شده در قاب مرجع روتور، روش اویلر پیشرو[2] برای گسسته‌سازی (۳) مورد استفاده قرار می‌گیرد؛ در نتیجه به دست می‌آید

$$i_s(k+h) = [I_6 - T_s R_s L_s^{-1} - \omega_r T_s J] i_s(k+h-1) + T_s L_s^{-1}[-e_s(k+h-1) + u_s(k+h-1)] \quad (۲۱)$$

که در آن T_s دوره نمونه‌برداری و h افق پیش‌بینی است. برای جبران تأخیر اجرای الگوریتم‌های کنترل پیش‌بین، انتخاب افق پیش‌بینی دو نمونه معمول است $(h=2)$ که این نیز در این مقاله پذیرفته شده است.

۵- روش PCC استاندارد

نمودار راهبرد PCC استاندارد برای ماشین‌های شش‌فاز در شکل ۳ آمده است. الگوریتم کنترل توسط θ، $i_s(k)$ و U_{dc} اندازه‌گیری می‌شود و سپس $u_s(k)$ با (۹) محاسبه می‌شود. سپس جریان‌های استاتور برای لحظه $k+2$ با (۲۱) برای ۴۹ بردار ولتاژ متمایز (۴۸ بردار فعال و ۱ بردار صفر) پیش‌بینی می‌شوند.

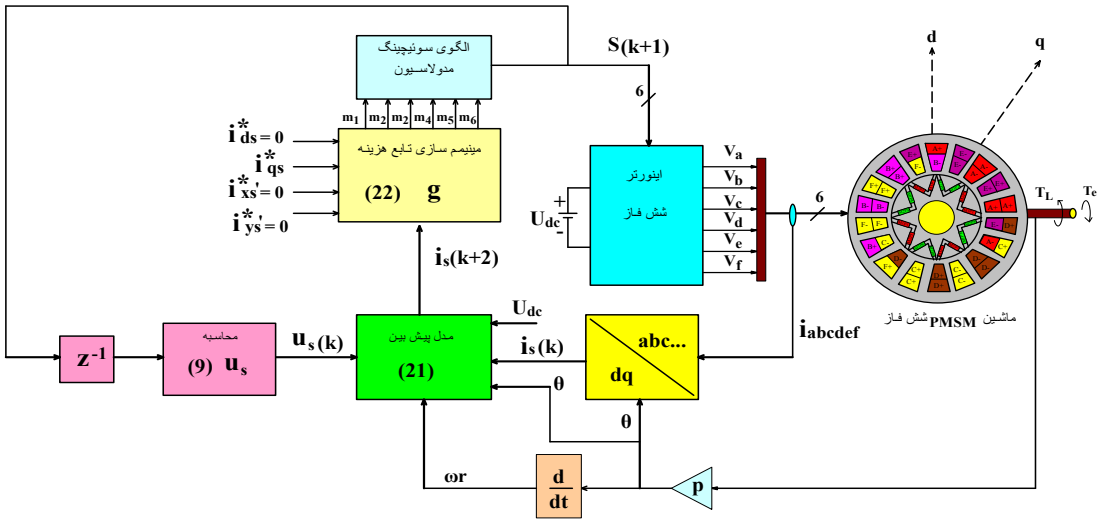
تابع هزینه برای این راهبرد کنترل به صورت زیر تعریف می‌شود

$$g = (i_{ds}^* - i_{ds}(k+2))^2 + (i_{qs}^* - i_{qs}(k+2))^2 + \lambda_{xy}[(i_{xs'}^* - i_{xs'}(k+2))^2 + (i_{ys'}^* - i_{ys'}(k+2))^2] \quad (۲۲)$$

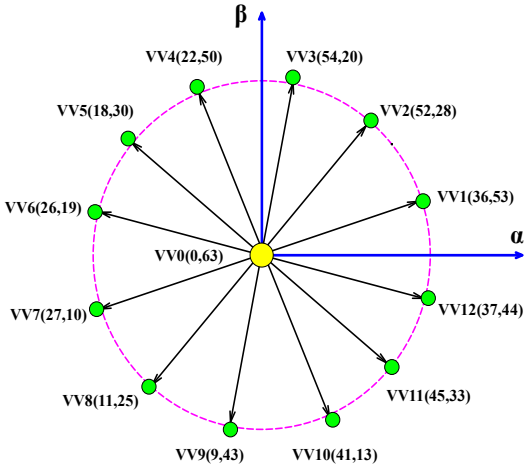
که در آن $\{i_{ds}^*, i_{qs}^*, i_{xs'}^*, i_{ys'}^*\}$ مقادیر مرجع جریان در زیرفضاهای $d-q$ و $x'-y'$ هستند و λ_{xy} یک ضریب وزنی است که اهمیت نسبی ردیابی جریان مرجع در زیرفضای $x'-y'$ را بر روی زیرفضای $d-q$ تنظیم می‌کند. همچنین معیار انتخاب ضریب وزنی، رفع عدم تقارن در تابع هزینه فوق می‌باشد که تنظیم آنلاین بهینه ضریب‌های وزن‌دهی می‌تواند استحکام بهتری در برابر عدم قطعیت‌های پارامتر ارائه دهد. در اینجا

1. Maximum Torque per Ampere

2. Forward Euler Method



شکل ۳: دیاگرام روش PCC استاندارد.



شکل ۴: بردارهای مجازی در زیرفضای $\alpha-\beta$ (در قاب مرجع ساکن).

اولویت، کنترل جریان پیش‌بینی‌شده از جمله کاهش خطای ردیابی و اعوجاج هارمونیکی کل (THD) جریان است. مقدار i_{ds}^{*} برای شرایط MTPA صفر است و i_{qs}^{*} گشتاور الکترومغناطیسی PMSM شش‌فاز را مطابق با آن تنظیم می‌کند

$$i_{qs}^{*}=\frac{t_e^{*}}{۳\,p\psi_{s,PM۱}} \qquad (۲۳)$$

که در آن t_e^{*} مقدار گشتاور مرجع است. از آنجا که i_{xs} و i_{ys} به تولید شار یا گشتاور در ماشین‌های با سیم‌پیچ‌های توزیع‌شده کمک نمی‌کنند، $i_{xs'}^{*}$ و $i_{ys'}^{*}$ به منظور کاهش اعوجاج هارمونیکی جریان و تعادل هر دو مجموعه سیم‌پیچ‌ها روی صفر تنظیم می‌شوند. پس از ارزیابی (۲۲) برای ۴۹ بردار ولتاژ مختلف، الگوریتم استاندارد PCC بردار ولتاژی را انتخاب می‌کند که تابع هزینه را به حداقل می‌رساند و آن را در طول دوره نمونه‌برداری بعدی اعمال می‌کند. اگرچه λ_{xy} می‌تواند برای بهبود تنظیم شار و گشتاور به مقدار بسیار کمی تنظیم شود، اما دستیابی به یک ردیابی جریان مرجع بهینه در هر دو زیرفضاهای $d-q$ و $x'-y'$ دشوار است؛ زیرا هر بردار ولتاژ به طور همزمان در هر دو زیرفضا نگاشت شده است.

۶- روش PCC مبتنی بر بردارهای مجازی

برای غلبه بر محدودیت‌های PCC استاندارد، استفاده از بردارهای ولتاژ مجازی[1] در کنترل پیش‌بین ماشین‌های شش‌فاز در [۲۷] و [۲۸] پیشنهاد شده است. بردار مجازی با ترکیب یک بردار ولتاژ متوسط- بزرگ و یک بردار ولتاژ بزرگ با فاز مشابه در زیرفضای $\alpha-\beta$ (شکل ۲ را ببینید.) با زمان‌های کاربرد به دست می‌آید

$$t_L=\frac{T_s}{۱+\dfrac{\cos\frac{۵\pi}{۱۲}}{\cos\frac{\pi}{۴}}}\simeq ۰/۷۳۲T_s \qquad (۲۴)$$
$$t_{ML}=T_s-t_L$$

در مجموع ۱۲ بردار مجازی مجزا $(v_{vi}, i\in\{۱,\dots,۱۲\})$ با دامنه $۰/۵۹۸\times U_{dc}$ در زیرفضای $\alpha-\beta$ به دست می‌آیند (شکل ۴).

از آنجا که بردارهای مجازی دارای مؤلفه‌های ولتاژ صفر $x-y$ در طول یک دوره نمونه‌برداری هستند، تابع هزینه راهبرد VPCC به سادگی توسط رابطه زیر داده می‌شود

$$g_{dq}=(i_{ds}^{*}-i_{ds}(k+۲))^{۲}+(i_{qs}^{*}-i_{qs}(k+۲))^{۲} \qquad (۲۵)$$

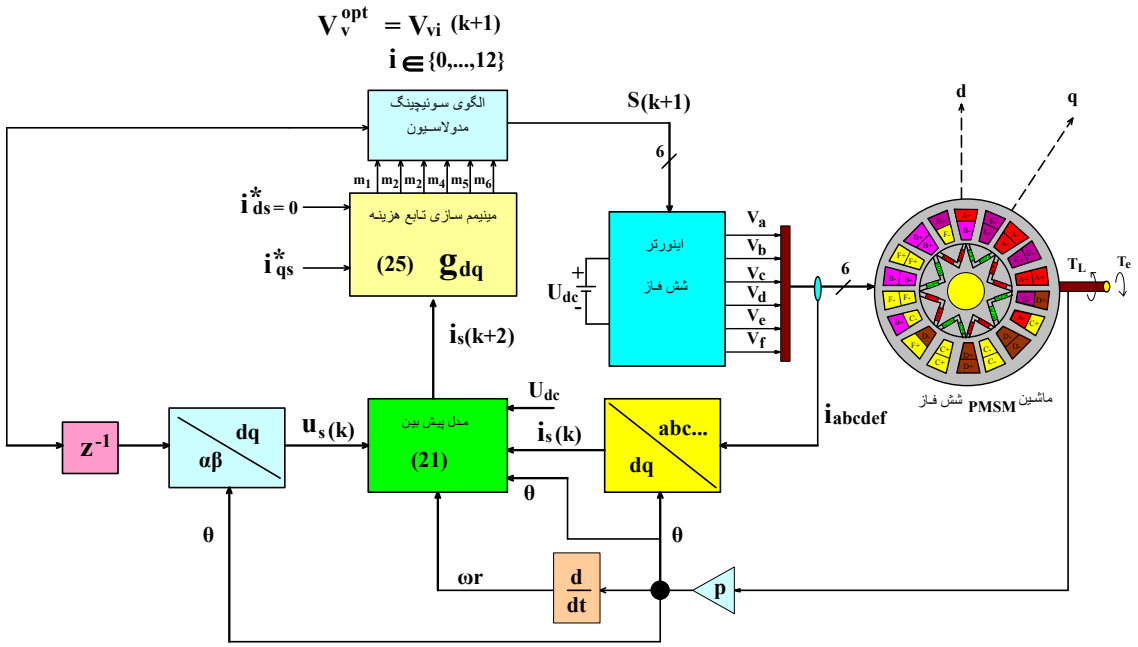
که برای ۱۳ بردار مجازی (۱۲ بردار فعال و ۱ بردار صفر) ارزیابی می‌شود. بردار مجازی بهینه v_v^{opt} که (۲۵) را به حداقل می‌رساند در طول دوره نمونه‌برداری بعدی به ماشین اعمال می‌شود. بار محاسباتی راهبرد VPCC در مقایسه با PCC استاندارد کمتر است و تنظیم شار و گشتاور بهبود می‌یابد؛ زیرا تنها خطاهای ردیابی جریان مرجع $d-q$ در تابع هزینه در نظر گرفته می‌شوند. نمودار راهبرد VPCC در شکل ۵ آمده است.

برای تسهیل اجرای این راهبرد در پلتفرم‌های کنترل دیجیتال، الگوهای کلیدزنی مورد استفاده برای تولید بردارهای مجازی در میانه دوره نمونه‌برداری همان طور که در [۲۹] و [۳۰] پیشنهاد شده، متمرکز شده‌اند. مثلاً الگوی کلیدزنی مورد استفاده برای ترکیب $v_v^{opt}=v_{v۱}$ قبل و بعد از متمرکزشدن در میانه دوره نمونه‌برداری در شکل ۶ نشان داده شده است.

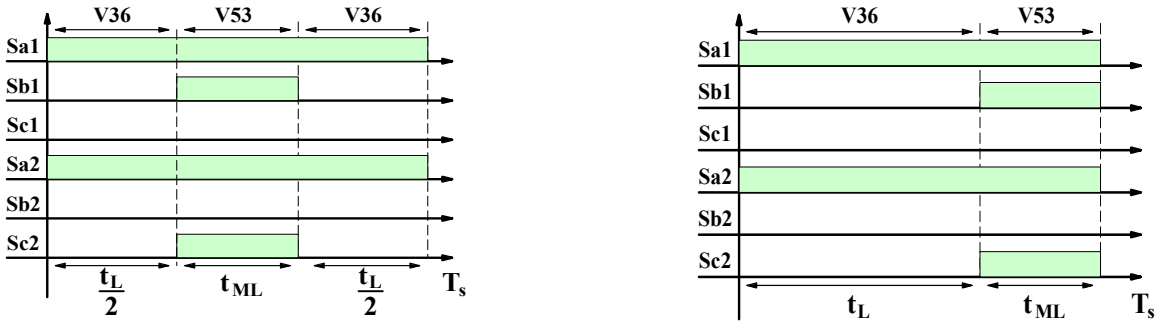
۷- روش PCC مبتنی بر بردارهای مجازی با دامنه بهینه

استفاده از بردارهای مجازی با دامنه بهینه برای بهبود عملکرد حالت پایدار یک درایو PMSM شش‌فاز پیشنهاد شده است.

1. Virtual Voltage Vectors



شکل ۵: دیاگرام روش VPCC.



شکل ۶: الگوی کلیدزنی مورد استفاده برای ترکیب v_{v1}، (الف) قبل از متمرکزشدن و (ب) بعد از متمرکزشدن.

جریان‌های استاتور پیش‌بینی‌شده برای لحظه $k+2$ محاسبه شده و با استفاده از (۲۱) برای ۱۲ بردار مجازی $(v_{vi}, i \in \{1,\dots,12\})$ با دامنه ثابت $0.598 \times U_{dc}$ و بردار مجازی که (۲۵) را به حداقل می‌رساند به عنوان v_v^{opt} انتخاب می‌شوند. سپس دامنه v_v^{opt} با ترکیب آن با دو بردار صفر $(v_0$ و $v_{63})$ در طول دوره نمونه‌برداری تنظیم می‌شود. چرخه کار $d_{\alpha\beta}$ بردار مجازی انتخاب‌شده با به حداقل رساندن به دست می‌آید

$$f_{dq} = (i^*_{ds} - (1-d_{\alpha\beta})i_{ds,0}(k+2) - d_{\alpha\beta} i_{ds}(k+2))^2 + (i^*_{qs} - (1-d_{\alpha\beta})i_{qs,0}(k+2) - d_{\alpha\beta} i_{qs}(k+2))^2 \quad (26)$$

که در آن $\{i_{ds,0}(k+2), i_{qs,0}(k+2)\}$ مؤلفه‌های جریان $d-q$ پیش‌بینی‌شده به دلیل کاربرد بردار صفر در کل دوره نمونه‌برداری و $\{i_{ds}(k+2), i_{qs}(k+2)\}$ مؤلفه‌های جریان $d-q$ پیش‌بینی‌شده هستند که به دلیل کاربرد v_v^{opt} در کل دوره نمونه‌برداری می‌باشند. مقدار $d_{\alpha\beta}$ که (۲۶) را به حداقل می‌رساند با حل زیر به دست می‌آید

$$\frac{\partial f_{dq}}{\partial d_{\alpha\beta}} = 0 \quad (27)$$

$$d_{\alpha\beta} = \frac{e_{d,0}(e_{d,0} - e_d) + e_{q,0}(e_{q,0} - e_q)}{(e_{d,0} - e_d)^2 + (e_{q,0} - e_q)^2} \quad (28)$$

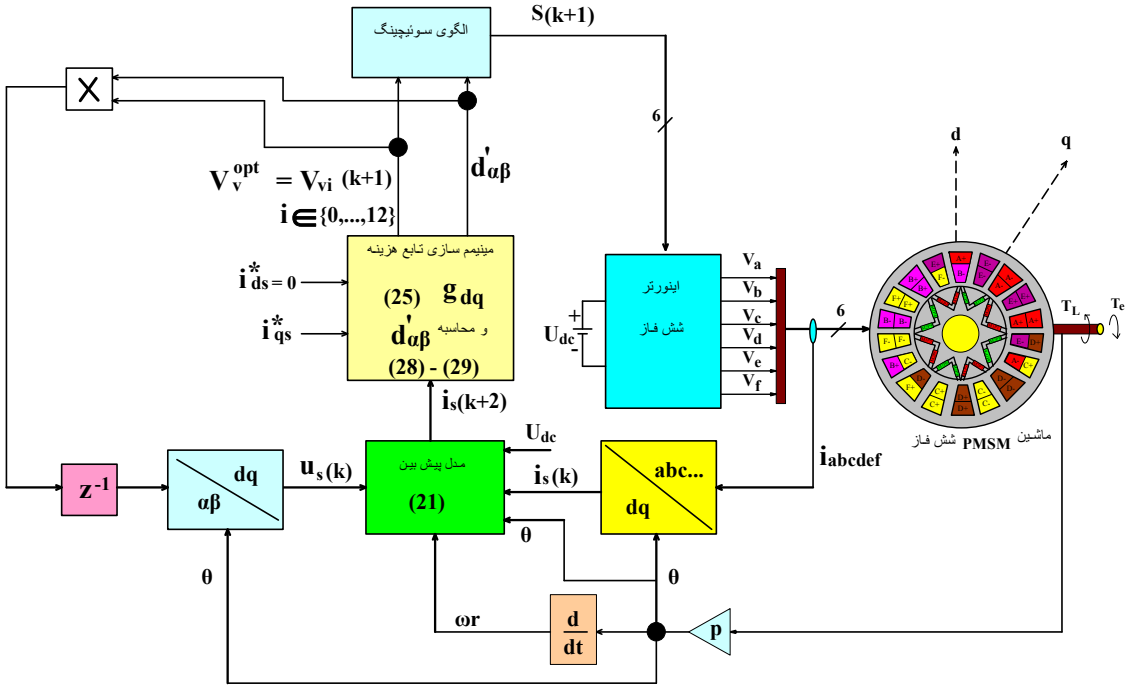
که $e_{m,0} = i^*_{ms} - i_{ms}(k+2)$ و $e_{m,0} = i^*_{ms} - i_{ms,0}(k+2)$ با $m \in \{d,q\}$ است. مقدار نهایی چرخه کار $v_v^{opt}(d'_{\alpha\beta})$ با اعمال محدودیت به $d_{\alpha\beta}$ برای اطمینان از $d'_{\alpha\beta} \in [0,1]$ به دست می‌آید

$$\begin{cases} d'_{\alpha\beta} = 0 & , \ d_{\alpha\beta} < 0 \\ d'_{\alpha\beta} = d_{\alpha\beta} & , \ 0 \le d_{\alpha\beta} \le 1 \\ d'_{\alpha\beta} = 1 & , \ 1 < d_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (29)$$

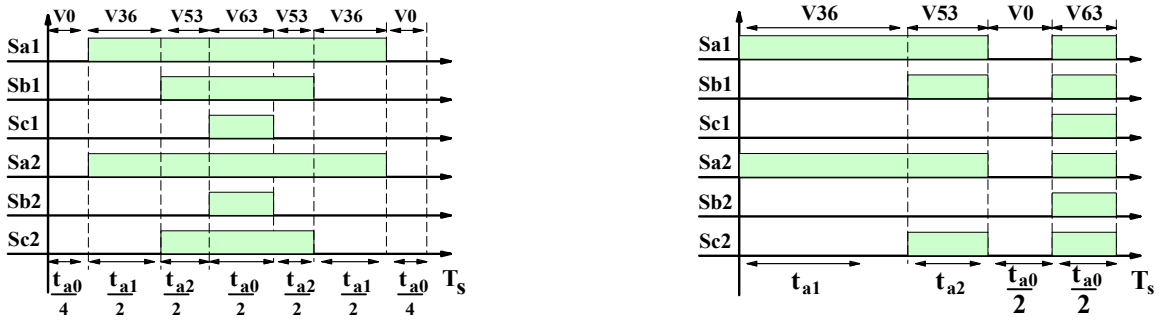
بردار مجازی v_v^{opt} در لحظه نمونه‌برداری بعدی با یک چرخه کار بهینه $d'_{\alpha\beta}$ همراه با دو بردار صفر $(v_0$ و $v_{63})$ اعمال می‌شود. نمودار راهبرد VPCC-OA در شکل ۷ نشان داده شده است. به عنوان مثال، الگوی کلیدزنی برای ترکیب $v_v^{opt} = v_{v1}$ با $d'_{\alpha\beta} = 0.7$ قبل و بعد از عملکرد متمرکزسازی با زمان‌های کاربرد در شکل ۸ نشان داده شده است

$$\begin{cases} t_{a0} = T_s(1 - d'_{\alpha\beta}) \\ t_{a1} = t_L d'_{\alpha\beta} \\ t_{a2} = t_{ML} d'_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (30)$$

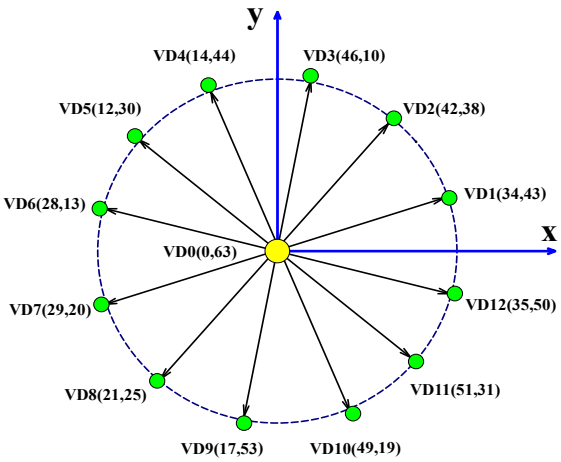
الگوی کلیدزنی شکل ۸-ب نسبت به میانه دوره نمونه‌برداری متقارن است و منجر به فرکانس کلیدزنی ثابت کلیدهای قدرت می‌شود؛ به شرطی که $d'_{\alpha\beta} < 1$ باشد.



شکل ۷: دیاگرام روش VPCC-OA.



شکل ۸: الگوی کلیدزنی مورد استفاده برای ترکیب v_{V_1} با $OA(d'_{\alpha\beta}=0.7)$، (الف) قبل از متمرکزشدن و (ب) بعد از متمرکزشدن.

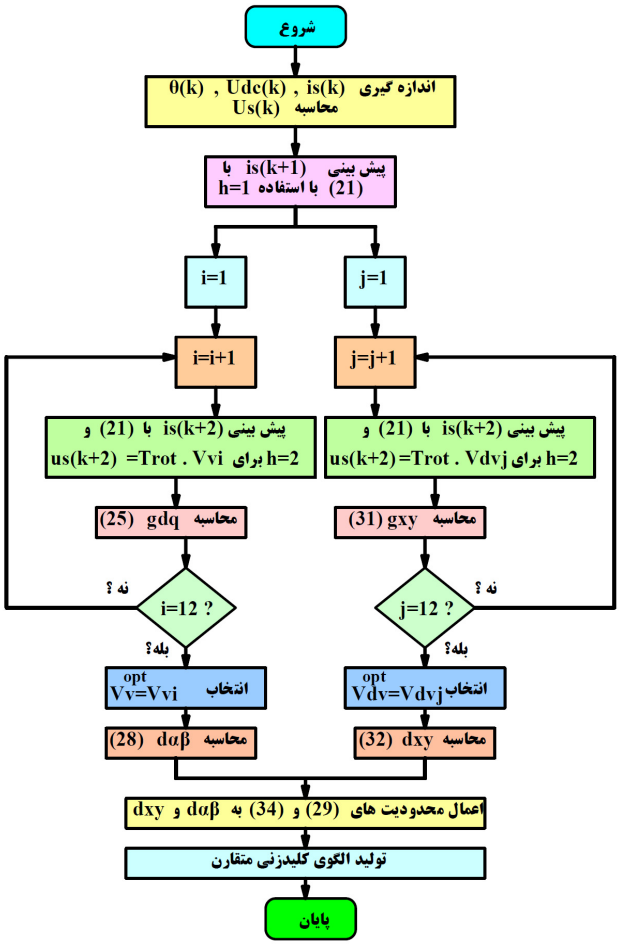


شکل ۹: بردارهای مجازی دوگانه در زیرفضاهای $\alpha-\beta$ و $x-y$ (در قاب مرجع ساکن).

۸- روش PCC با زیرفضای دوگانه مبتنی بر بردارهای مجازی با دامنه بهینه

اگرچه استفاده از بردارهای مجازی، ولتاژهای $x-y$ صفر را تضمین می‌کند، جریان‌های $x-y$ هنوز هم می‌توانند در سیم‌پیچ‌های استاتور به دلیل غیر خطی بودن مبدل‌های قدرت گردش کنند (مثلاً اثرات زمان مرده). عدم تقارن باقیمانده در ماشین و در مورد ماشین‌های سنکرون مغناطیس دائم هارمونیک‌ها به دلیل شکل غیرسینوسی مغناطیس‌ها (PMs) است. برای جبران این هارمونیک‌های جریان، یک راهبرد کنترل جدید مبتنی بر بردارهای مجازی (BS-VPCC) در اینجا برای ترکیب توانایی تنظیم مؤثر مؤلفه‌های جریان $d-q$ و $x'-y'$ پیشنهاد شده است. از آنجا که تنظیم مؤلفه‌های جریان $x'-y'$ نیاز به استفاده از مؤلفه‌های ولتاژ غیر صفر $x-y$ دارد، مفهوم بردارهای مجازی دوگانه در اینجا معرفی می‌شود. بردار مجازی دوگانه با ترکیب یک بردار بزرگ و یک بردار متوسط- بزرگ با فاز مشابه در زیرفضای $x-y$ و با زمان کاربرد به ترتیب t_L و t_{ML} به دست می‌آید (شکل ۲)؛ بنابراین مجموع ۱۲ بردار مجازی دوگانه $(v_{dvi}, i \in \{1,\ldots,12\})$ با دامنه $0.598\times U_{dc}$ در زیرفضای $x-y$ همان طور که در شکل ۹ نشان داده شده است، در دسترس هستند.

از آنجا که بردارهای مجازی دوگانه (شکل ۹) مؤلفه‌های ولتاژ غیر صفر $x-y$ و مؤلفه‌های ولتاژ صفر $\alpha-\beta$ تولید می‌کنند، این مؤلفه‌ها به تنهایی برای تنظیم جریان‌های $x'-y'$ به کار می‌روند؛ بدون اینکه باعث اختلال در تنظیم جریان‌های $d-q$ شوند. در مقابل، بردارهای مجازی (شکل ۴) مؤلفه‌های ولتاژ غیر صفر $\alpha-\beta$ و مؤلفه‌های ولتاژ صفر



شکل ۱۰: فلوچارت راهبرد پیشنهادی BS-VPCC.

$x-y$ را تولید می‌کنند. بنابراین آنها برای تنظیم جریان‌های $d-q$ استفاده می‌شوند. از این رو کنترل جریان‌های $d-q$ و $x'-y'$ توسط دو مرحله مستقل FCS-MPC انجام می‌شوند که در آن یک مرحله بردار مجازی بهینه را برای ردیابی جریان‌های مرجع $d-q$ انتخاب‌شده و مرحله دوم بردار مجازی دوگانه بهینه را برای ردیابی جریان‌های مرجع $d-q$ انتخاب می‌کند. برخلاف VPCC و VPCC-OA، راهبرد پیشنهادی قادر به حداقل‌نمودن هارمونیک‌های جریان نگاشت‌شده در $x'-y'$ است (به دلیل غیرخطی‌بودن مبدل‌های قدرت، عدم تقارن ماشین و هارمونیک‌های Back-EMF)؛ در نتیجه اعوجاج هارمونیکی جریان و تلفات مسی استاتور را کاهش می‌دهد. در عملکرد متعادل، مقادیر $i^*_{xs'}$ و $i^*_{ys'}$ به منظور به حداقل رساندن جریان‌های $x'-y'$ در صفر تنظیم می‌شوند؛ در حالی که در عملکرد نامتعادل، مقدار $i^*_{ys'}$ با توجه به ضریب نامتعادلی تعریف‌شده در (۲۰) تنظیم می‌شود.

فلوچارت راهبرد پیشنهادی BS-VPCC در شکل ۱۰ و نمودار کلی راهبرد پیشنهادی در شکل ۱۱ آمده است. بعد از اندازه‌گیری $\theta(k)$، $i_s(k)$ و $U_{dc}(k)$ پیش‌بینی‌های راهبرد $\{i_{ds}(k+2), i_{qs}(k+2)\}$ برای v_{vi} با $i\in\{1,\dots,12\}$ پیشنهاد می‌شوند و به‌صورت موازی $\{i_{xs}(k+2), i_{ys}(k+2)\}$ برای v_{dvi} با $i\in\{1,\dots,12\}$ پیش‌بینی می‌شود. بردار مجازی بهینه v_v^{opt} با استفاده از مینیمم‌سازی ضریب هزینه g_{dp} (۲۵) انتخاب می‌شود.

برای انتخاب بردار مجازی دوگانه بهینه، یک تابع هزینه جدید به صورت زیر تعریف می‌شود

$$g_{xy}=(i^*_{xs'}-i_{xs'}(k+2))^2+(i^*_{ys'}-i_{ys'}(k+2))^2 \qquad (۳۱)$$

که (۳۱) برای $V_{dvj}\ , j\in\{1,\dots,12\}$ ارزیابی می‌شود و v_{dv}^{opt} بردار مجازی دوگانه‌ای است که g_{xy} را به حداقل می‌رساند. همانند VPCC-OA، چرخه کار $d_{\alpha\beta}$ بردار v_v^{opt} با (۲۸) محاسبه می‌شود. به طور مشابه می‌توان چرخه کار بردار دوگانه v_{dv}^{opt} را محاسبه کرد

$$d_{xy}=\frac{e_{x,.}(e_{x,.}-e_x)+e_{y,.}(e_{y,.}-e_y)}{(e_{x,.}-e_x)^2+(e_{y,.}-e_y)^2} \qquad (۳۲)$$

که $e_{n,.}=i^*_{ns}-i_{ns}(k+2)$ و $d_{xy}\in[0,1]$، با $n\in\{x',y'\}$ است. متغیرهای $\{i_{xs',.}(k+2), i_{ys',.}(k+2)\}$ جریان‌های $x'-y'$ پیش‌بینی‌شده ناشی از کاربرد بردار صفر و $\{i_{xs'}(k+2), i_{ys'}(k+2)\}$ جریان‌های $x'-y'$ پیش‌بینی‌شده با توجه به کاربرد v_{dv}^{opt} در طول یک دوره نمونه‌برداری کلی هستند.

برای در نظر گرفتن محدودیت‌های ولتاژ مبدل‌های قدرت، چرخه‌های کاری $d_{\alpha\beta}$ و d_{xy} باید شرایط زیر را تأیید کنند

$$0\le d_{\alpha\beta}+d_{xy}\le 1\ ,\ 0\le d_{\alpha\beta}\le 1\ ,\ 0\le d_{xy}\le 1 \qquad (۳۳)$$

از آنجا که کنترل جریان‌های $d-q$، شار و گشتاور ماشین را تنظیم می‌کند، قیود (۲۹) ابتدا برای به دست آوردن $d'_{\alpha\beta}$ ارزیابی می‌شوند و سپس قید زیر برای d_{xy} اعمال می‌شود

$$\begin{cases} d'_{xy}=0 & ,\ d_{xy}<0 \\ d'_{xy}=d_{xy} & ,\ 0\le d_{xy}\le 1-d'_{\alpha\beta} \\ d'_{xy}=1-d'_{\alpha\beta} & ,\ d'_{xy}>1-d'_{\alpha\beta} \end{cases} \qquad (۳۴)$$

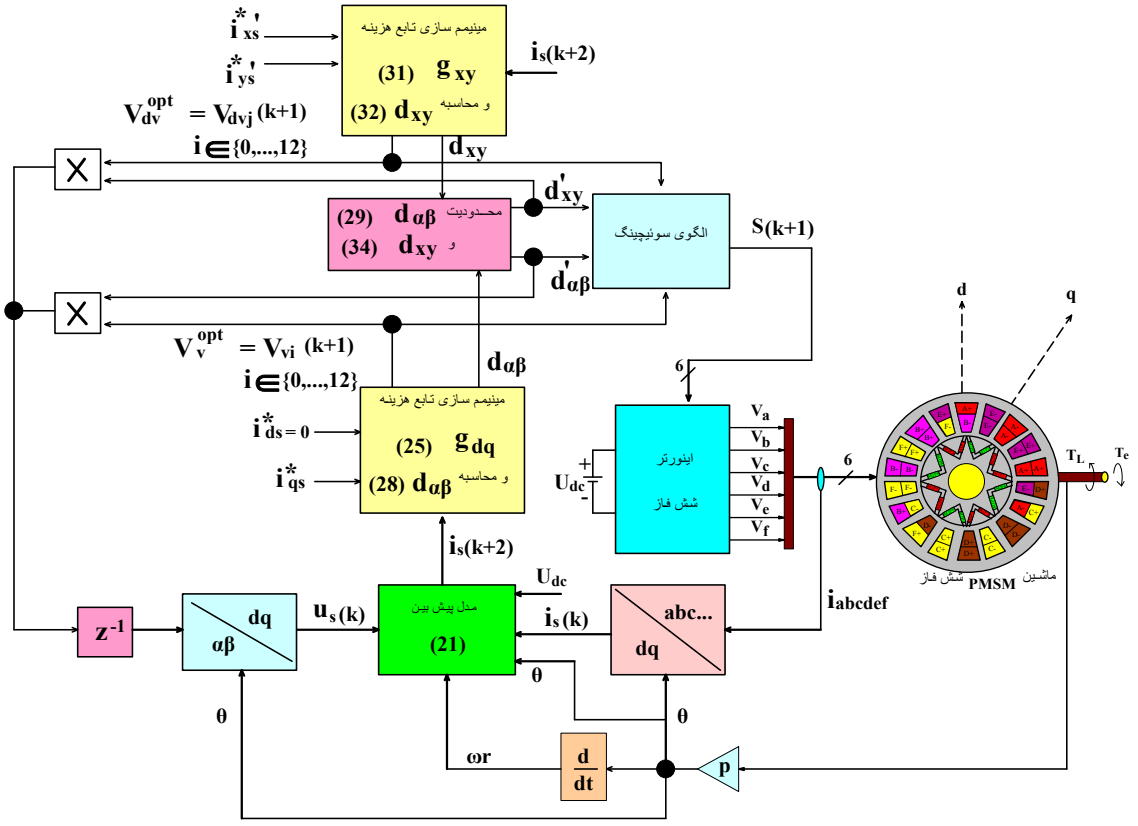
اگر PMSM در شرایط نامی و با $d'_{\alpha\beta}$ نزدیک به ۱ کار کند، d'_{xy} توسط (۳۴) محدود می‌شود و در نتیجه قابلیت جبران‌سازی هارمونیک‌های جریان $x'-y'$ را کاهش می‌دهد؛ همان طور که این سیستم باید با محدودیت‌های ولتاژ مبدل‌های قدرت مطابقت داشته باشد.

نهایتاً الگوی کلیدزنی مورد نیاز برای ترکیب بردارهای v_v^{opt} در طول $d'_{\alpha\beta}\times T_s$ و v_{dv}^{opt} در طول $d'_{xy}\times T_s$ تولید و به درایو اعمال می‌شود. به عنوان مثال، الگوی کلیدزنی مورد استفاده برای ترکیب $v_v^{opt}=v_{v1}$ و $v_{dv}^{opt}=v_{dv1}$ در شکل ۱۲- الف با $d'_{\alpha\beta}=0.6$ و $d'_{xy}=0.2$ که در آن $t_.=T_s(1-d'_{\alpha\beta}-d'_{xy})$ ارائه شده است.

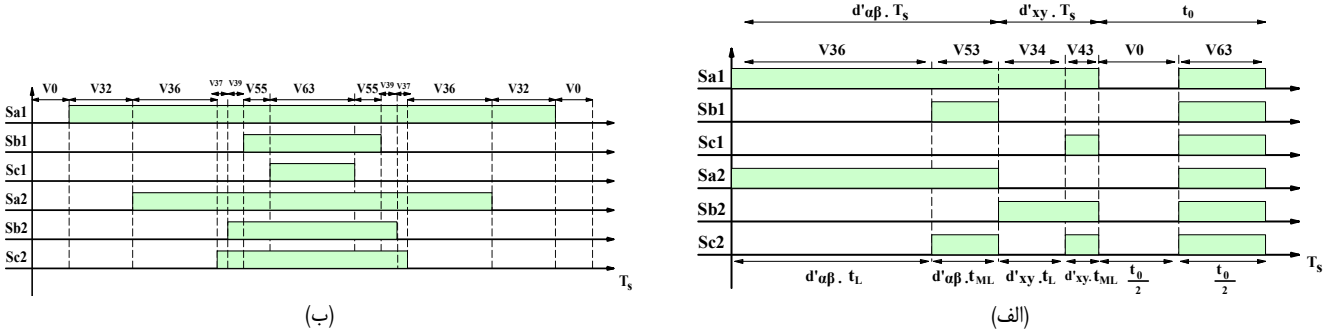
با این حال، پیاده‌سازی الگوی کلیدزنی شکل ۱۲- الف در یک کنترل‌کننده دیجیتال دشوار است و تعداد نامساوی کموتاسیون روشن/خاموش را در میان ساق‌های مختلف مبدل‌های قدرت نشان می‌دهد. از آنجا که ولتاژ متوسط ساق در یک دوره نمونه‌برداری تنها به چرخه کاری ساق بستگی دارد، الگوی کلیدزنی شکل ۱۲- الف را می‌توان در میانه دوره نمونه‌برداری متمرکز کرد که در شکل ۱۲- ب نشان داده شده است. حفظ ولتاژ متوسط ساق بدون تغییر باقی می‌ماند. در مقایسه با شکل ۱۲- الف، الگوی کلیدزنی شکل ۱۲- ب نسبت به میانه دوره نمونه‌برداری متقارن است و در هر دوره نمونه‌برداری در هر ساق مبدل یک کموتاسیون روشن/ خاموش ارائه می‌دهد که منجر به یک فرکانس کلیدزنی ثابت می‌شود؛ البته به شرطی که $d'_{dq}+d'_{xy}<1$ باشد.

۹- نتایج شبیه‌سازی

برای بررسی اثربخشی راهبرد کنترل پیشنهادی یا BSVPCC (S۴) در برابر سایر رقبا همچون PCC (S۱)، VPCC (S۲) و VPCC-OA (S۳)، نتایج شبیه‌سازی که با مدل سیمولینک Matlab به دست آمده‌اند،



شکل ۱۱: دیاگرام الگوریتم پیشنهادی BS-VPCC.



(الف) (ب)

شکل ۱۲: الگوی کلیدزنی مورد استفاده در ترکیب $v_v^{opt} = v_{v1}$ با $d'_{\alpha\beta} = ۰/۶$ و $v_{dv}^{opt} = v_{dv1}$ با $d'_{xy} = ۰/۲$، (الف) قبل از متمرکزشدن و (ب) بعد از متمرکزشدن.

جدول ۱: پارامترهای درایو شش‌فاز PMSM.

پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
P_s (kw)	۴	L_{xy} (mH)	۲/۱	ϕ_v (deg)	-۱۲/۷
P_s (V)	۳۴۰	$\psi_{s,PM1}$ (mWb)	۹۸۰/۴	λ_{xy}	۰/۰۵
I_s (A)	۳/۴	$\psi_{s,PM5}$ (mWb)	۲/۴	T_s (μs)	۲۰۰ ،۱۰۰
p	۲	$\psi_{s,PM7}$ (mWb)	۱/۶	U_{dc} (v)	۶۵۰
R_s (Ω)	۱/۵	ϕ_1 (deg)	۰	T_d (μs)	۲/۲
L_{dq} (mH)	۵۳/۸	ϕ_5 (deg)	۱/۳	–	–

ارائه شده است. پارامترهای درایو شش‌فاز PMSM و پارامترهای کنترل مربوط در جدول ۱ نشان داده شده‌اند که در آن $\{P_s, V_s, I_s\}$ توان نامی، ولتاژ نامی و جریان نامی PMSM و T_d زمان مرده سوئیچ‌های قدرت هستند. زمان نمونه‌برداری $T_s = ۱۰۰\mu s$ برای راهبرد PCC (S۱) است؛ در حالی که $T_s = ۲۰۰\mu s$ برای راهبردهای دیگر استفاده شده است. راهبردهای S_1 و S_2 یک فرکانس کلیدزنی متغیر تولید می‌کنند؛ در حالی که راهبردهای S_3 و S_4 منجر به یک فرکانس کلیدزنی ثابت ۱۰ کیلوهرتز یا $f_{sw} = 1/T_s$ ،۱۰kHz می‌شوند. زمان نمونه‌گیری پایین‌تر برای راهبرد S۱ به منظور کاهش ریپل مشاهده‌شده در جریان‌های فاز و برای نشان‌دادن مزایای استفاده از بردارهای مجازی در یک T_s بالاتر در نظر گرفته و انتخاب می‌شود. ذکر این نکته ضروری است که راهبردهای S_3 و S_4 یک بردار مجازی و دو بردار صفر (V_0 و V_{63}) را در هر دوره نمونه‌برداری (دامنه بهینه) اعمال می‌کنند که منتهی به فرکانس کلیدزنی ثابت (۱۰ kHz) می‌شود؛ در مقابل راهبردهای S_1 و S_2 دو بردار مجازی و یک بردار صفر را در هر دوره نمونه‌برداری (فاز بهینه) اعمال می‌کنند که منتهی به فرکانس کلیدزنی متغیر (۶/۱۷ kHz و ۹/۸ kHz) می‌شوند. همچنین استفاده از روش کنترل پیشنهادی که مبتنی بر جریان ضربان مرده است، مشکل عدم قطعیت پارامترها را حل می‌کند؛ این روش بر بهبود اثر شناسایی عدم تطابق اندوکتانس و عدم قطعیت مبدل متمرکز است که تغییرات پارامترها در آن بسیار کندتر از فرکانس کلیدزنی است و مؤلفه‌های اغتشاش در محورهای $d-q$ را می‌توان بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت به عنوان یک ثابت نیز در نظر گرفت. بنابراین منطقی است که بگوییم اعوجاج‌های جریان در محور $\alpha-\beta$ با روتور می‌چرخند که استفاده از مجذور میانگین مربعات در کمینه‌کردن این اعوجاج‌ها بسیار کارآمد است.

جدول ۲: شاخص‌های عملکرد برای درایو PMSM در سرعت ۷۵۰ RPM و بار نامی (مد موتوری) با $T_s = ۱۰۰\mu s$.

راهبرد	$E\{i_{ds}\}(\%)$	$E\{i_{qs}\}(\%)$	$E\{i_{xs}\}(\%)$	$E\{i_{ys}\}(\%)$	$THD_i(\%)$	$TWR_t(\%)$	f_{sw} (kHz)
S۱	۱٫۸۸	۱٫۷۹	۱۳٫۰۷	۱۲٫۹۸	۷٫۰۲	۲٫۱۵	۶٫۱۷ فرکانس متغیر
S۲	۱٫۸۶	۲٫۵۳	۱۶٫۹۱	۱۲٫۰۵	۲۱٫۳۶	۳٫۰۱	۹٫۸ فرکانس متغیر
S۳	۰٫۸۲	۱٫۵۱	۱۵٫۵۸	۱۰٫۸۹	۲۱٫۱۴	۰٫۵۸	۱۰ فرکانس ثابت
S۴	۰٫۸۷	۱٫۵۸	۵٫۲۴	۱٫۷۷	۵٫۲۷	۰٫۵۶	۱۰ فرکانس ثابت

جدول ۳: شاخص‌های عملکرد برای درایو PMSM در سرعت ۱۵۰۰ RPM و بار نامی (مد ژنراتوری) با $T_s = ۲۰۰\mu s$.

راهبرد	$E\{i_{ds}\}(\%)$	$E\{i_{qs}\}(\%)$	$E\{i_{xs}\}(\%)$	$E\{i_{ys}\}(\%)$	$THD_i(\%)$	$TWR_t(\%)$	f_{sw} (kHz)
S۳	۱٫۹۸	۰٫۸۲	۹٫۹۴	۴٫۳۱	۸٫۷۱	۰٫۵۸	۵
S۴	۱٫۹۳	۰٫۸۲	۷٫۷۱	۳٫۲۹	۳٫۶۵	۰٫۵۸	۵

برای ارزیابی عملکرد درایو شش‌فاز PMSM با راهبردهای کنترل مختلف، اعوجاج هارمونیکی کل (THD) جریان با (۳۵) و ریپل شکل موج کلی (TWR) گشتاور با (۳۶) محاسبه می‌شود

$$THD_i = \frac{۱}{۶}\sum_{x=a۱s,\ldots,c۲s}\frac{\sqrt{i_{x,۲}^{۲}+\ldots+i_{x,۵۰}^{۲}}}{i_{x,۱}}\times ۱۰۰\% \qquad (۳۵)$$

$$TWR_i = \frac{\sqrt{T_e^{۲}-t_{e,avg}^{۲}}}{\left|t_{e,avg}\right|}\times ۱۰۰\% \qquad (۳۶)$$

که $i_{x,n}$ هارمونیک مرتبه n جریان فاز x با $x\in\{a۱s,\ldots,c۲s\}$، T_e مقدار مؤثر گشتاور و $t_{e,avg}$ گشتاور متوسط است. خطاهای جریان متوسط به صورت زیر محاسبه می‌شوند

$$E\{i_x\} = \frac{\frac{۱}{N}\sum_{n=۱}^{N}\left|i_x^{*}(n)-i_x(n)\right|}{\sqrt{۲}I_s}\times ۱۰۰\% \qquad (۳۷)$$

که در آن $x\in\{a۱s,\ldots,c۲s\}$ و N تعداد نمونه‌های متناظر با پنجره زمانی $۱s$ است. نتایج شبیه‌سازی برای عملکرد حالت پایدار درایو تحت راهبردهای کنترل $(S_۱-S_۴)$ در شکل ۱۳ با PMSM شش‌فاز ارائه شده که در حالت موتوری در ۷۵۰ rpm و بار نامی $(i_{qs}^{*}=-۴٫۸\,A)$ عمل می‌کند. علاوه بر این، برخی شاخص‌های عملکرد در جدول ۲ آمده‌اند و طیف فرکانس پایین $i_{a۱s}$ در شکل ۱۴ برای راهبردهای $S_۱-S_۴$ نشان داده شده است.

در شکل ۱۳ قابل مشاهده است که راهبرد VPCC، ریپل فرکانس بالا در جریان‌های $x-y$ در مقایسه با PCC را به دلیل استفاده از بردارهای مجازی کاهش می‌دهد. با این حال، THD جریان از ۷٫۰۲٪ به ۲۱٫۳۶٪ افزایش یافته و هارمونیک‌های مرتبه پایین مانند دوم، پنجم و هفتم در جریان‌های فازی به دلیل اثر زمان مرده سوئیچ‌های قدرت در مدل شبیه‌سازی وجود دارند (شکل ۱۴). لازم به ذکر است که این هارمونیک‌ها تنها در زیرفضای $x-y$ نگاشت می‌شوند و بر گشتاور تأثیر نمی‌گذارند. راهبرد VPCC-OA ریپل گشتاور را کاهش می‌دهد، TWR_t به دلیل بهینه‌سازی دامنه بردار مجازی اعمال‌شده از ۳٫۰۱٪ به ۰٫۵۸٪ کاهش می‌یابد، اما THD جریان همچنان بالا باقی می‌ماند. از آنجا که هر دو راهبرد VPCC و VPCC-OA جریان‌های $x'-y'$ را در حلقه باز ترک می‌کنند، نمی‌توانند تنظیم شوند و منجر به افزایش اعوجاج هارمونیکی جریان می‌شوند. همچنین باید گفت که ریپل گشتاور در دو روش VPCC-OAو BS-VPCC به دلیل استفاده از بردارهایی با دامنه متغیر و فرکانس کلیدزنی ثابت که منجر به ردیابی بهتر مقادیر مرجع می‌شود، نسبت به دو روش قبل کاهش چشمگیری داشته است.

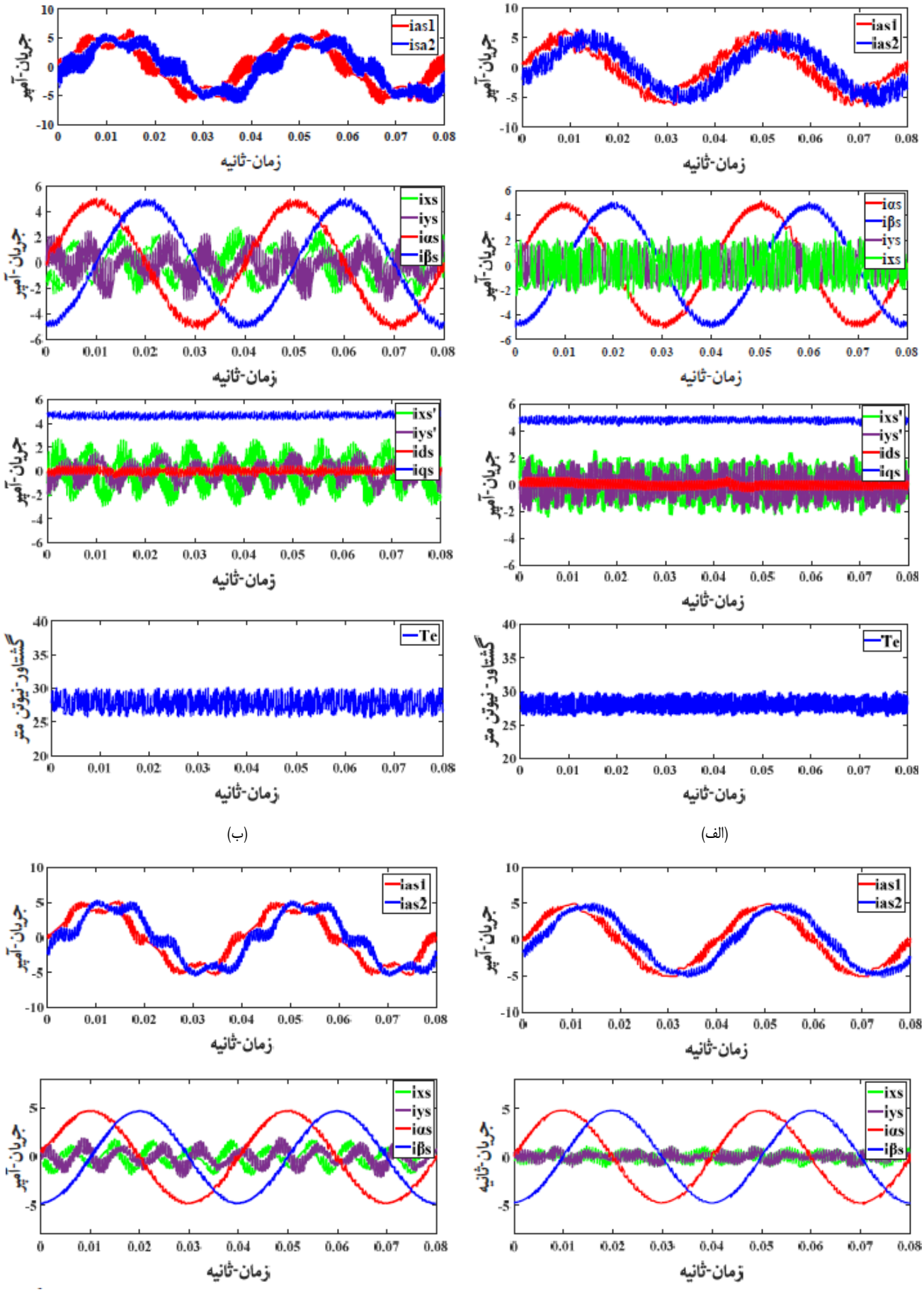
راهبرد پیشنهادی (BS-VPCC) قادر به حداقل‌نمودن جریان‌های $x'-y'$ است و THD جریان از ۲۱٫۱۴ به ۵٫۲۷ درصد کاهش می‌یابد. خطاهای ردیابی جریان مرجع در هر دو زیرفضای $d-q$ و $x'-y'$ کاهش می‌یابد و یک TWR_t پایین را در همه زمان‌ها به طور همزمان تضمین می‌کند (شکل ۱۴). نتایج شبیه‌سازی برای عملکرد حالت پایدار درایو PMSM شش‌فاز در ۱۵۰۰ rpm و بار نامی تحت راهبردهای $(S_۳)$ VPCC-OA و $(S_۴)$ BS-VPCC در شکل ۱۵ نشان داده شده است.

علاوه بر این، چندین شاخص عملکرد در جدول ۳ و طیف جریان $i_{a۱s}$ در شکل ۱۶ نشان داده شده است. در این شرایط، راهبرد پیشنهادی قادر به کاهش هارمونیک‌های مرتبه پایین جریان‌های $x'-y'$ شده و باعث کاهش THD جریان از ۸٫۷۱٪ به ۳٫۶۵٪ و در عین حال حفظ ریپل گشتاور بسیار پایین می‌شود.

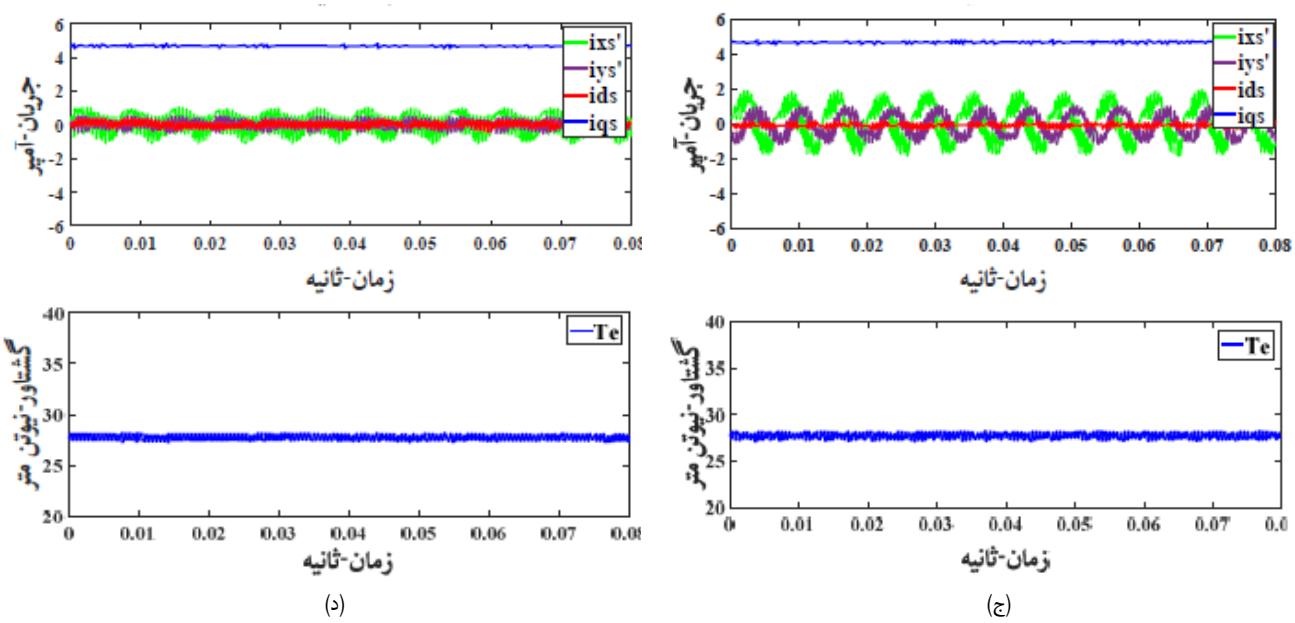
علاوه بر این از آنجا که راهبرد پیشنهادی، جریان‌های $x'-y'$ را تنظیم می‌کند، می‌تواند PMSM شش‌فاز را در شرایط نامتعادل یعنی با جریان/ توان استاتور هر دو سری سیم‌پیچ‌های نابرابر را اجرا کند. این عملکرد در شرایط نامتعادل در شکل ۱۷ نشان داده شده که در آن PMSM در ۱۵۰۰ rpm با بار ۵۰٪ $(i_{qs}^{*}=-۲٫۴\,A)$ با درجات مختلف نامتعادلی عمل می‌کند. در شکل ۱۷- الف، مقدار مرجع $i_{ys'}=۲٫۴\,A$ است که متناظر با ضریب نامتعادلی $k=۱$ و در شکل ۱۷- ب مقدار مرجع $i_{ys'}=-۲٫۴\,A$ است که با $k=-۱$ متناظر است. در هر دو مورد یک مجموعه از سیم‌پیچ‌ها غیرفعال است؛ در حالی که دیگری در جریان نامی عمل می‌کند. مقدار میانگین گشتاور برای هر دو مورد یکسان باقی می‌ماند که کارایی راهبرد پیشنهادی در تنظیم نامتعادلی توان PMSM را اثبات می‌کند.

۱۰- نتیجه‌گیری

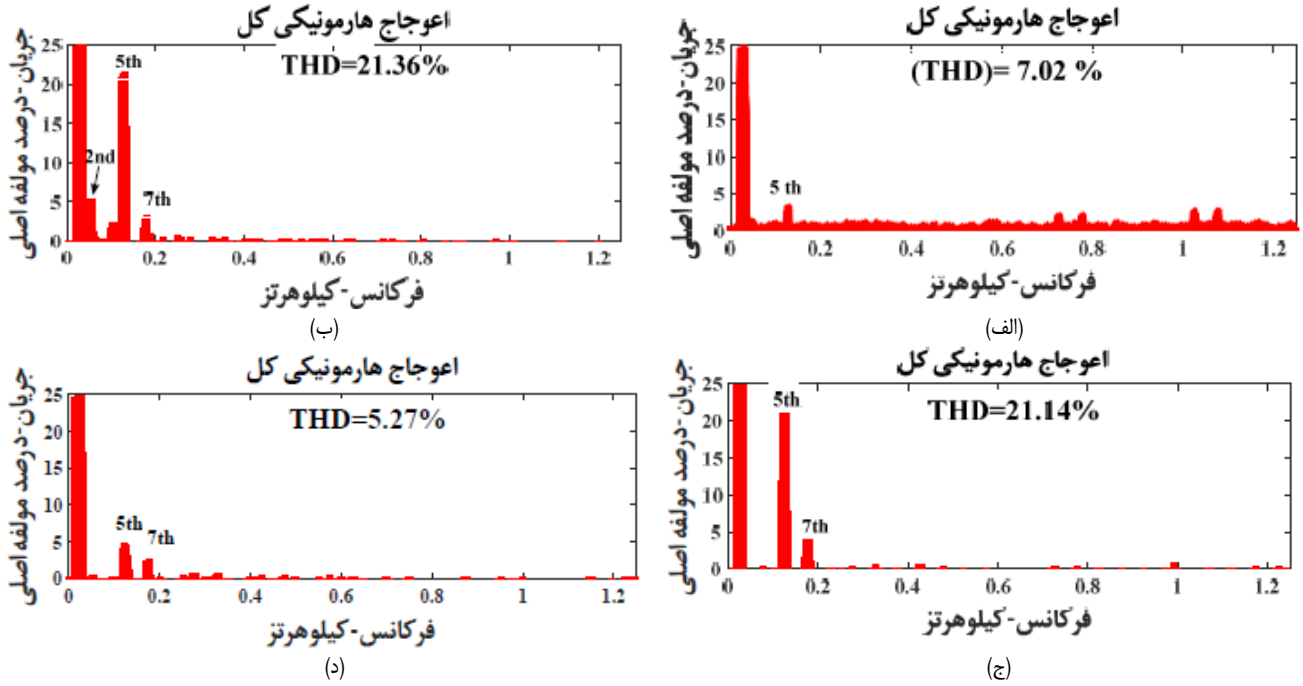
این مقاله یک راهبرد جدید BS-PCC را بر اساس بردارهای مجازی OA در هر دو زیرفضای $\alpha-\beta$ و $x-y$ برای PMSMهای شش‌فاز پیشنهاد می‌کند که قادر به تنظیم مؤثر مؤلفه‌های جریان $d-q$ و $x'-y'$ است. از آنجا که سایر راهبردهای کنترل پیش‌بین مبتنی بر بردارهای مجازی، جریان‌های $x'-y'$ را در حلقه باز ترک می‌کنند، هارمونیک‌های جریان با مرتبه پایین $x'-y'$ می‌توانند آزادانه در سیم‌پیچ‌های استاتور ماشین شش‌فاز گردش کنند. راهبرد پیشنهادی به شدت این هارمونیک‌های جریان $x'-y'$ و همچنین THD جریان و تلفات مسی در ماشین را کاهش می‌دهد. علاوه بر این، راهبرد پیشنهادی قادر است به طور مؤثر PMSM شش‌فاز را در حالت نامتعادل با توجه به


ias1
ias2
isa2
ixs
iys
iαs
iβs
ixs'
iys'
ids
iqs
Te
جریان-آمپر
گشتاور-نیوتن متر
زمان-ثانیه

(الف) (ب)



شکل ۱۳: نتایج شبیه‌سازی عملکرد درایو PMSM در 750 rpm و بار نامی (مد موتوری) برای (الف) PCC، (ب) VPCC، (ج) VPCC-OA و (د) BS-VPCCروش پیشنهادی).



شکل ۱۴: طیف فرکانسی جریان فاز برای عملکرد درایو PMSM در 750 rpm و بار نامی (مد موتوری) برای (الف) PCC، (ب) VPCC، (ج) VPCC-OA و (د) BS-VPCC) روش پیشنهادی).

توانایی آن برای تنظیم مؤلفه‌های جریان $x'-y'$ اجرا کند. همچنین می‌تواند برای کشف درجات آزادی اضافی ارائه‌شده توسط ماشین‌های شش‌فاز استفاده شود؛ مثلاً برای بهبود عملکرد خود تحت عملیات تلورانس خطا یا برای افزایش گشتاور الکترومغناطیسی خود از طریق تزریق هارمونیک جریان. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده بهبود عملکرد درایو PMSM با راهبرد کنترل پیشنهادی در مقایسه با سایر راهبردهای کنترل پیش‌بین موجود در مقالات برای ماشین‌های شش‌فاز است.

مراجع

[1] Y. Luo and C. Liu, "Elimination of harmonic currents using a reference voltage vector based-model predictive control for a six-phase PMSM motor," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6960-6972, Jul. 2019.

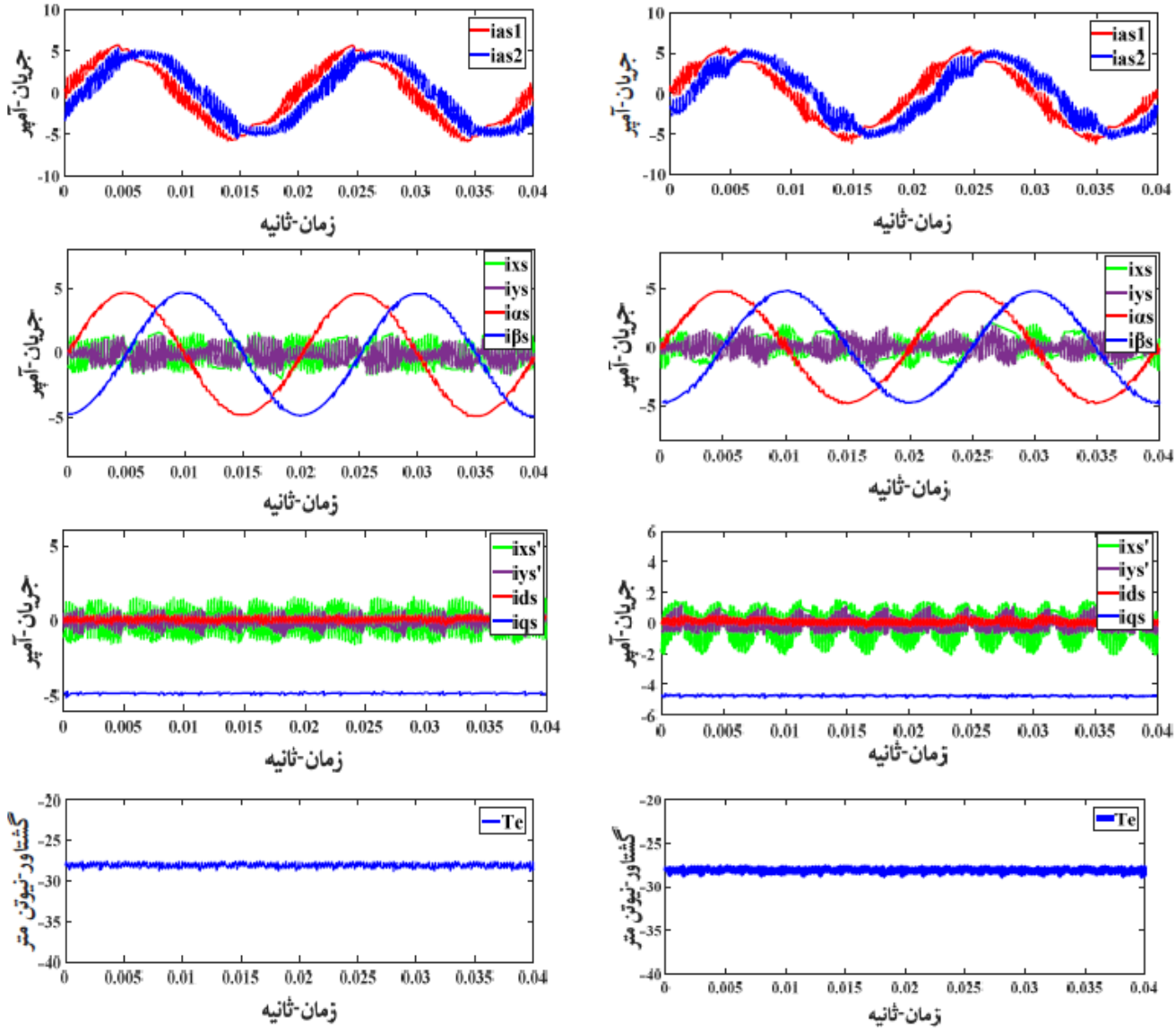
[2] P. F. C. Gonçalves, S. M. A. Cruz, and A. M. S. Mendes, "Disturbance observer based predictive current control of six-phase permanent magnet synchronous machines for the mitigation of steady-state errors and current harmonics," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 1, pp. 130-140, Jan. 2022.

[3] P. Gonçalves, S. Cruz, and A. Mendes, "Fault-tolerant predictive current control of six-phase PMSMs with a single isolated neutral configuration," *Machines*, vol. 10, no. 12, Article ID: 1152, 2022.

[4] J. Zhang and F. Yu, "A novel model predictive current control for asymmetrical six-phase PMSM drives with an optimum duty-cycle calculation scheme," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 8096-8107, 2023.

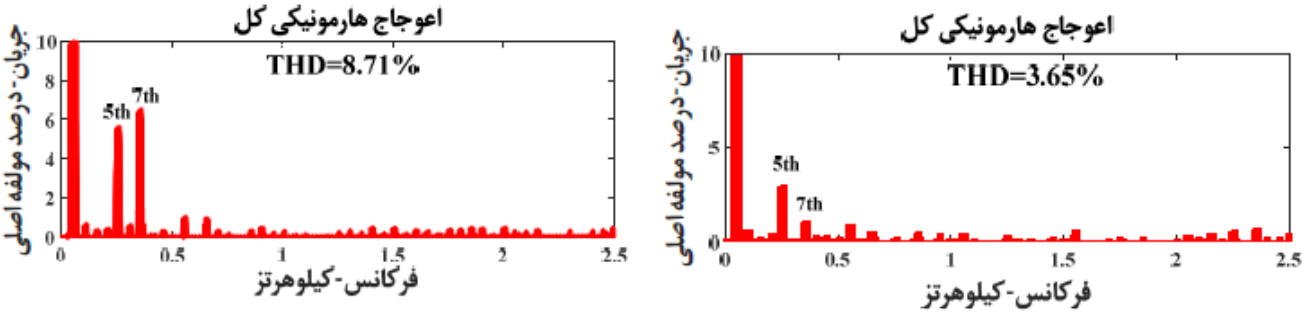
[5] S. He, Y. Li, Z. Shuai, Y. Zhang, J. Gai, and G. Zhou, "Virtual-vector-based FCS model predictive current control with duty cycle optimization for dual three-phase motors," *Journal of Physics: Conference Series,* vol. 1754, Article ID: 012083, 2021.

[6] B. Lei, L. Wu, Z. Lin, and P. Mei, "Harmonic current suppression of dual three-phase PMSM based on model predictive direct torque control," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2021, no. 1, Article ID: 3043673, 2021.



(ب) (الف)

شکل ۱۵: نتایج شبیهسازی عملکرد درایو PMSM در 1500 rpm و بار نامی (مد ژنراتوری) برای (الف) VPCC-OA و (ب) BS-VPCCروش پیشنهادی).



(ب) (الف)

شکل ۱۶: طیف فرکانسی جریان فاز برای عملکرد درایو PMSM در 1500 rpm و بار نامی (مد ژنراتوری) برای (الف) VPCC-OA و (ب) BS-VPCCروش پیشنهادی).

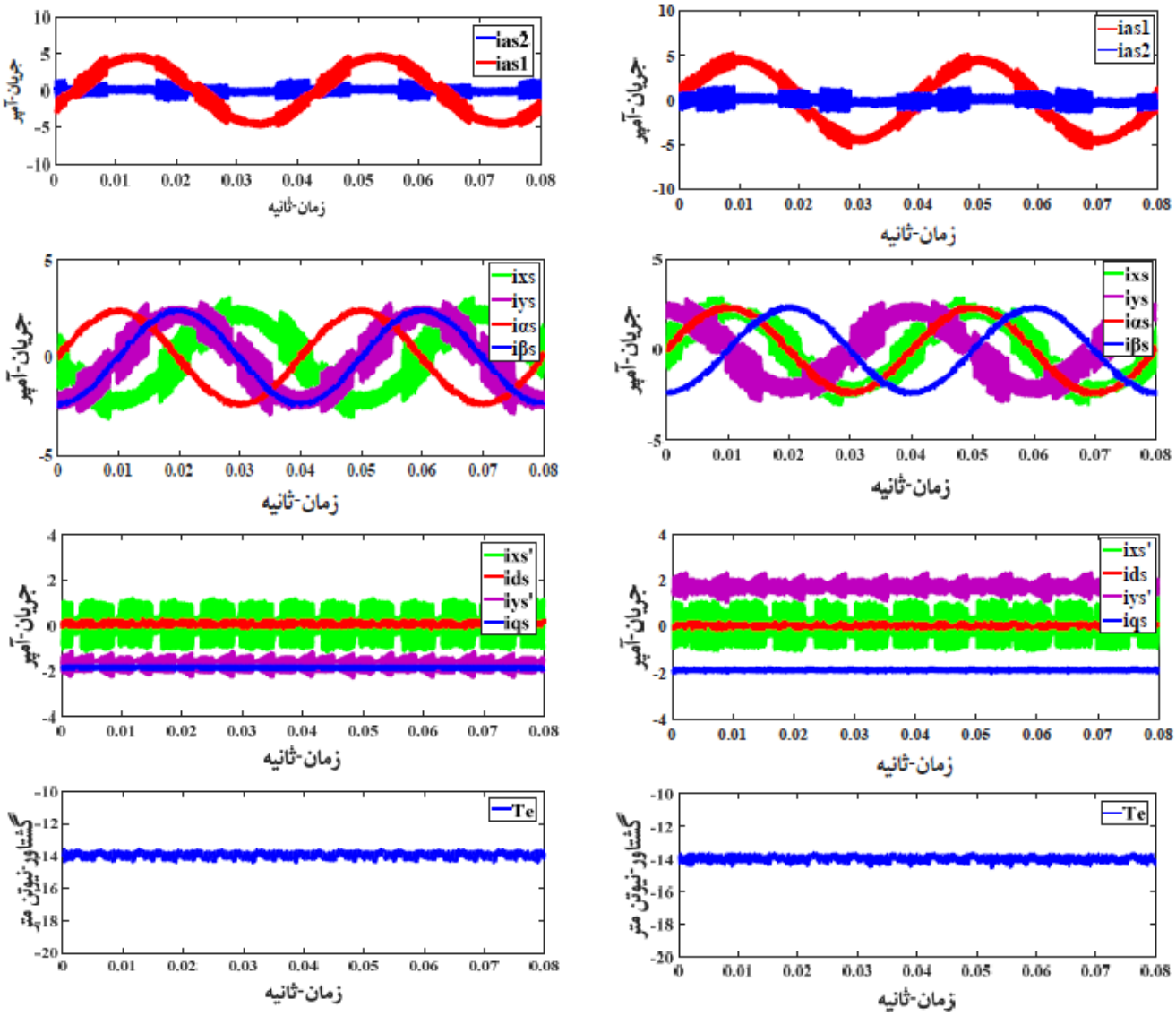
[7] Y. Luo and C. Liu, "Multi-vector-based model predictive torque control for a six-phase PMSM motor with fixed switching frequency," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 34, no. 3, pp. 1369-1379, Sept. 2019.

[8] P. Gonçalves, S. Cruz, and A. Mendes, "Finite control set model predictive control of six-phase asymmetrical machines an overview," *Energies*, vol. 12, no. 4, pp. 4693-4703, Aug. 2019.

[9] H. Wang, J. Hu, Y. Li, and Z. Wang, "Dynamic modeling for interturn short circuit faults in symmetrical six-phase FSCW-PMSMs with unaligned fault coil," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 39, no. 2, pp. 2721-2730, Feb. 2024.

[10] P. P. Das, S. Satpathy, and S. Bhattacharya, "A voltage injection-based current harmonics suppression strategy for six-phase PMSM with nonsinusoidal back EMF," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 285-297, Jan. 2024.

[11] O. Gonzalez, *et al.*, "Model predictive current control of six-phase induction motor drives using virtual vectors and space vector modulation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 37, no. 7, pp. 7617-7628, Mar. 2022.



(ب) (الف)

شکل ۱۷: نتایج شبیه‌سازی عملکرد درایو PMSM در 1500 rpm و ۵۰٪ بار (مد ژنراتوری) با (الف) ضریب نامتعادل و (ب) ضریب نامتعادل.

[19] R. T. Arumalla, S. Figarado, K. Panuganti, and N. Harischandrappa, "Selective lower order harmonic elimination in DC-AC converter using space vector approach," *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, no. 8, pp. 2890-2894, Aug. 2021.

[20] Z. Wang, Y. Wang, J. Chen, and Y. Hu, "Decoupled vector space decomposition based space vector modulation for dual three-phase three-level motor drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp. 10683-10697, Dec. 2018.

[21] D. Woldegiorgis and H. A. Mantooth, "A modified neutral-point voltage control strategy for three-level inverters based on decomposition of space vector diagram," *CES Trans. on Electrical Machines and Systems*, vol. 6, no. 2, pp. 124-134, Jun. 2022.

[22] J. Xu, M. Odavic, Z. Q. Zhu, Z. Y. Wu, and N. Freire, "A novel space vector PWM technique with duty cycle optimization through zero vectors for dual three-phase PMSM," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 37, no. 4, pp. 2271-2284, Dec. 2022.

[23] W. Li, P. Song, Q. Li, Z. Li, and N. C. Kar, "Open-phase fault modeling for dual three-phase PMSM using vector space decomposition and negative sequence components," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 58, no. 8, pp. 1-6, Aug. 2022.

[24] D. Zhou, K. Luo, Z. Shen, and J. Zou, "Vector-space-decomposition-based power flow control of single-stage-multiport-inverter-fed PMSM drive for hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 8, pp. 8514-8524, Aug. 2024.

[25] R. Fu, "A simple and robust model predictive current control of PMSM using stator current predictor and target-oriented cost function," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 100024-100032, 2022.

[26] J. Gao, C. Gong, W. Li, and J. Liu, "Novel compensation strategy for calculation delay of finite control set model predictive current

[12] H. W. Kim, M. J. Youn, K. Y. Cho, and H. S. Kim, "Nonlinearity estimation and compensation of PWM VSI for PMSM under resistance and flux linkage uncertainty," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 14, no. 4, pp. 589-601, Jul. 2006.

[13] K. Zhang, M. Fan, Y. Yang, R. Chen, Z. Zhu, C. Garcia, and J. Rodriguez, "Tolerant sequential model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous machine drives," *IEEE Trans. on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 3, pp. 1167-1176, Sept. 2020.

[14] Y. Luo and C. Liu, "A flux constrained predictive control for a six-phase PMSM motor with lower complexity," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 7, pp. 5081-5093, Jul. 2019.

[15] Y. Luo and C. Liu, "Model predictive control for a six-phase PMSM motor with a reduced-dimension cost function," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, pp. 969-979, Feb. 2020.

[16] Y. Wu, Z. Zhang, Q. Yang, W. Tian, P. Karamanakos, M. Lobo Heldwein, and R. Kennel, "A direct model predictive control strategy with an implicit modulator for six-phase PMSMs," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 1291-1304, Apr. 2023.

[17] J. Xu, M. Odavic, Z. Q. Zhu, Z. Y. Wu, and N. M. A. Freire, "Modulation restraint analysis of space vector PWM for dual three-phase machines under vector space decomposition," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 36, no. 12, pp. 14491-14507, Dec. 2021.

[18] W. Liao, M. Lyu, S. Huang, Y. Wen, M. Li, and S. Huang, "An enhanced SVPWM strategy based on vector space decomposition for dual three-phase machines fed by two DC-source VSIs," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 36, no. 8, pp. 9312-9321, Aug. 2021.

control in PMSM," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp. 5816-5819, Jul. 2020.
[27] C. A. Agustin, J. T. Yu, Y. S. Cheng, C. K. Lin, and Y. W. Yi, "A synchronized current difference updating technique for model-free predictive current control of PMSM drives," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 63306-63318, 2021.
[28] X. Li, W. Tian, X. Gao, Q. Yang, and R. Kennel, "A generalized observer-based robust predictive current control strategy for PMSM drive system," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 2, pp. 1322-1332, Feb. 2022.
[29] T. Li, R. Ma, and W. Han, "Virtual-vector-based model predictive current control of five-phase PMSM with stator current and concentrated disturbance observer," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 212635-212646, 2020.
[30] X. Li, Y. Wang, X. Guo, X. Cui, S. Zhang, and Y. Li, "An improved model-free current predictive control method for SPMSM drives," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 134672-134681, 2021.

پیمان میرزایی‌پور در سال ۱۳۸۹ مدرک کارشناسی مهندسی برق را از دانشگاه پیام گلپایگان و در سال ۱۴۰۰ کارشناسی ارشد را از دانشگاه لرستان دریافت نموده و هم‌اکنون دانشجوی استعداد درخشان دکتری مهندسی برق در دانشگاه شهید چمران اهواز است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند درایوهای الکتریکی، الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی می‌باشد.

سید قدرت‌الله سیف‌السادات مدرک دکتری در مهندسی برق را از دانشگاه علم و صنعت تهران دریافت نموده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده شامل موضوعاتی مانند ماشین‌های الکتریکی، کیفیت توان و الکترونیک قدرت می‌باشد.

محسن صنیعی در سال ۱۳۶۸ مدرک کارشناسی مهندسی برق قدرت را از دانشگاه فردوسی مشهد، در سال ۱۳۷۱ کارشناسی ارشد را از دانشگاه تربیت مدرس تهران و در سال ۱۳۸۳ مدرک دکتری در مهندسی برق را از دانشگاه استراتکلاید گلاسکوی انگلستان دریافت نموده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند ماشین‌های الکتریکی، فناوری پیشرفته فشارقوی و دینامیک سیستم‌های قدرت می‌باشد.

سید سعیدالله مرتضوی در سال ۱۳۶۸ و ۱۳۷۱ به ترتیب مدرک کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق قدرت را از دانشگاه فردوسی مشهد و در سال ۱۳۷۸ مدرک دکتری در مهندسی برق را از IIT دهلی دریافت نموده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه وی شامل موضوعاتی همچون کنترل هوشمند و کنترل و بهره‌برداری سیستم‌های قدرت است.