

ارزیابی نرم‌افزاری کاهش تعداد حالات کلیدزنی و حذف ضریب وزنی در کنترل پیش‌بین جریان موتور القایی شش‌فاز

پیمان میرزایی‌پور، اسماعیل رکرک، محسن صنیعی و سید قدرت‌اله سیف‌السادات

روش تجزیه فضای برداری ولتاژ (VSD) که بر مبنای تبدیل کلارک است، شش‌فاز را به چهارفاز $(X-Y, \alpha-\beta)$ و دو مؤلفه توالی صفر $(Z_1 - Z_2)$ تبدیل می‌نماییم. زیرا علاوه بر جداسازی، می‌توان اثبات کرد که تنها صفحه $(\alpha-\beta)$ در تبدیل الکترومغناطیسی دخیل است و در نتیجه، کوپلینگ استاتور به روتور در هیچ کدام از دو مؤلفه $x-y$ ظاهر نمی‌شود؛ بنابراین هنگامی که توزیع سینوسی شار در اطراف فاصله هوایی فرض می‌شود، این مؤلفه‌ها (مؤلفه‌های $x-y$) نمی‌توانند به تولید گشتاور کمک کنند [۱].

تکنیک‌های کنترل مدل پیش‌بین (MPC) برای سیستم‌های چندمتغیره بسیار مناسب بوده و محدودیت‌هایی از جمله غیر خطی بودن را می‌توانند به راحتی کنترل نمایند. اجرای تکنیک MPC در مقایسه با روش‌های مرسوم کنترل با جهت‌دهی میدان (FOC) و کنترل مستقیم گشتاور (DTC)، نیازمند هزینه محاسبات سنگین است. این هزینه محاسباتی بالا مربوط به مراحل پیش‌بینی و بهینه‌سازی الگوریتم است که در صورت افزایش تعداد بردارهای ولتاژ مجاز، به سرعت رشد می‌کند [۲].

تکنیک‌های MPC شامل یک مرحله بهینه‌سازی است که در آن یک تابع هزینه از پیش تعیین شده و متناسب با آن ضریب وزنی مطلوب اختصاص داده می‌شود. طراحی ساده و دقیق ضریب وزنی شار در به دست آوردن پاسخ گشتاور سریع با ساختار ساده و انعطاف‌پذیر در روش کنترل پیش‌بین جریان (PCC)، آن را به یک روش امیدوارکننده تبدیل نموده است؛ اما توسعه آنها به درایوهای چندفاز می‌تواند نارضایتی‌هایی به دنبال داشته باشد [۳]. در نتیجه انتخاب حالت‌ها در PCC می‌تواند منجر به جریان‌های بالای $x-y$ شود که این مشکل با روش پیشنهادی بردارهای ولتاژ مجازی (VV-PCC) مبتنی بر حذف ضریب وزنی رفع می‌شود که به تعداد تکرارهای کمی نیاز دارد، زیرا تعداد حالات کلیدزنی از ۴۹ به ۱۳ رسیده است. همچنین در مراحل شبیه‌سازی روش PCC (با وجود ضریب وزنی) و مقایسه آن با PCC پیشنهادی (روش PCC مبتنی بر VV-PCC) با حذف ضریب وزنی می‌پردازیم که به نتایج قابل قبولی در آن خواهیم رسید و انتظار داریم که نتایج در روش VV-PCC بسیار نزدیک به روش PCC خصوصاً از لحاظ هارمونیکی شود. اما در روش VV-PCC بردارهای ولتاژ به ۱۳ بردار رسیده است، در صورتی که در PCC این مقدار در ۴۹ قرار داشت و این یعنی کاهش محاسبات در روش پیشنهادی.

چکیده: طراحی ساده و دقیق ضریب وزنی شار برای الگوریتم کنترل پیش‌بین جریان (PCC) موضوع مهمی است که در تمامی کنترل‌کننده‌های پیش‌بین به چشم می‌آید. باید گفت که کنترل پیش‌بین جریان برای به دست آوردن پاسخ گشتاور سریع با ساختار ساده و انعطاف‌پذیر، یک روش امیدوارکننده به حساب می‌آید اما توسعه آن به درایوهای چندفاز می‌تواند نارضایتی‌هایی به دنبال داشته باشد. در این مقاله با توجه به چالش بار محاسباتی الگوریتم PCC، از روش حذف ضریب وزنی استفاده گردیده و نهایتاً کنترل جریان پیش‌بین اصلاح‌شده (VV-PCC) بدون ضریب وزنی برای درایو موتور القایی شش‌فاز به کار گرفته شده و شرایط عملکرد مختلف مانند راه‌اندازی، بارگیری ناگهانی و سرعت‌های متفاوت بررسی گردیده‌اند. در نتیجه، انتخاب یک حالت کلیدزنی در PCC منجر به جریان‌های بالای $x-y$ می‌شود که این مشکل با روش پیشنهادی VV-PCC مبتنی بر حذف ضریب وزنی به تعداد تکرارهای کمی نیاز دارد، چرا که تعداد حالات کلیدزنی از ۴۹ به ۱۳ رسیده و نهایتاً سبب کاهش تلفات مسی و بهبود کیفیت توان نیز خواهد شد. نتایج و اعتبارسنجی موارد مذکور با استفاده از نرم‌افزار Matlab ارائه گردیده است.

کلیدواژه: کنترل پیش‌بین جریان، حذف ضریب وزنی، موتور القایی شش‌فاز.

۱- مقدمه

انگیزه اصلی برای انجام این پژوهش، راه‌اندازی موتور القایی شش‌فاز است که به دو اینورتر منبع ولتاژ (VSI) دوسطحی نیاز دارد. اینورترها می‌توانند به صورت سری و یا موازی به لینک dc متصل شوند. می‌توان مشاهده کرد که این اینورتر از شش ساق تشکیل شده و چون هر ساق، دو حالت کلیدزنی را شامل می‌شود، در نتیجه ۳۶ یا ۶۴ بردار ولتاژ خروجی ممکن وجود خواهد داشت که از این ۶۴ بردار، تنها ۴۹ بردار مطلوب و فعال خواهیم داشت. همچنین از اینورتر منبع ولتاژ شش‌فاز با مدولاسیون بردار فضایی SVM جهت تغذیه موتور استفاده می‌شود که با به‌کارگیری

این مقاله در تاریخ ۱۰ فروردین ماه ۱۴۰۱ دریافت و در تاریخ ۲۳ شهریور ماه ۱۴۰۱ بازنگری شد.

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

اسماعیل رکرک، گروه پژوهشی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه لرستان، ایران، (email: rokrok.e@lu.ac.ir).

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

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

1. Voltage Source Inverter

2. Leg

3. Voltage Space Decomposition

4. Model Predictive Control

5. Field Oriented Control

6. Direct Torque Control

7. Predictive Current Control

8. Virtual Voltage Vectors

استاتور را کاهش می‌دهد. در این مطالعات، استخراج معادلات حاکم بر موتور القایی شش‌فاز با استفاده از روش مدل‌سازی همچون روش VSD انجام شده است.

در مطالعه‌ای که در [۱۱] با عنوان کنترل و مدولاسیون مبدل ماتریسی سه به شش‌فاز نامتقارن مبتنی بر بردارهای فضایی انجام گردیده است، روش بردار فضایی برای مدل‌سازی و مدولاسیون MC در نظر گرفته شده است. انتخاب هوشمند بردارهای فضایی ولتاژ برای ترکیب ولتاژهای مرجع و به دست آوردن یک خروجی سینوسی ساخته شده است. زمان‌های استقرار بردارهای فضایی ولتاژ انتخابی به گونه‌ای تنظیم می‌شوند که اثر بردارهای سطح کمکی دوم و سوم ($x_1 - y_1$ و $x_2 - y_2$) خنثی شوند.

در مطالعه‌ای که در [۱۲] و [۱۳] با عنوان استراتژی SVPWM مبدل ماتریسی تغذیه‌کننده موتور القایی شش‌فاز با حذف ولتاژ مد مشترک و عملکرد در ضریب قدرت واحد انجام شد، ماشین القایی شش‌فاز نامتقارن (ASIM) با شش‌فاز متعادل و دو نقطه خنثی ایزوله، نیازمند مدولاسیون در دو زیرفضای متعامد دوبعدی است که یکی از آنها با انتقال انرژی الکترومکانیکی مرتبط است. استفاده بیش از حد از زیرفضای انتقال فاقد انرژی، باعث تلفات مسمی می‌شود و بنابراین، این پژوهش یک استراتژی PWM مبتنی بر بردار فضایی جدید (SVPWM) برای مبدل ماتریسی تغذیه‌کننده ASIM را پیشنهاد می‌کند که در آن، تحریک در صفحه انتقال فاقد انرژی به عنوان صفر نگه داشته شده و صفحه انتقال انرژی به منظور تولید گشتاور تحریک می‌شود.

در مطالعه‌ای که در [۱۴] و [۱۵] با عنوان مقایسه بین کنترل‌کننده‌های غیر خطی اعمال شده به موتور القایی شش‌فاز صورت گرفت، دو کنترل‌کننده جریان غیر خطی گسسته با فرکانس کلیدزنی ثابت، یکی بر اساس مدل پیش‌بین و دیگری مد لغزشی زمان گسسته (اعمال شده بر روی یک ماشین القایی شش‌فاز) مورد بررسی قرار گرفت. کنترل سرعت خارجی بر اساس کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی است و نتایج شبیه‌سازی برای نشان‌دادن عملکرد دو استراتژی کنترل جریان با استفاده از میانگین خطای مربع، میانگین ریشه مربع و اعوجاج هارمونیک کل است. بنابراین از مزایا و محدودیت‌های هر کنترل‌کننده جریان در حالت‌های پایدار و گذرا نتیجه‌گیری ارائه شد و از این تحقیق می‌توان نتیجه گرفت که در مد لغزشی نسبت به کنترل مدل پیش‌بین، شاهد عملکرد بهتری از نظر ردیابی جریان، THD جریان و ریبیل گشتاور هستیم.

این مقاله بر کنترل جریان پیش‌بین اصلاح‌شده مبتنی بر VV-PCC استوار است، زیرا انتخاب الگوی کلیدزنی مناسب (کاهش ۴۹ بردار به ۱۳ بردار ولتاژ) می‌تواند هم میزان هارمونیک‌های ناخواسته را کاهش دهد و هم پاسخ دینامیکی سریع و پاسخ گشتاوری قابل قبولی را ارائه کند.

هدف اصلی، ارزیابی اولویت‌های انتخاب ضریب وزنی و اجتناب از طراحی پیچیده آن است. بنابراین با بررسی روش‌های مختلفی همچون PCC و PTC با توجه به مراجعی که به آن اشاره شده است، بهترین و بدترین استراتژی‌های کنترل عملکرد، مقایسه و انتخاب می‌شوند که نوآوری و سهم اصلی در این مقاله، استفاده از روش حذف ضریب وزنی و کاهش تعداد حالات کلیدزنی در روش کنترل پیش‌بین جریان جهت رسیدن به این اهداف است، زیرا این دو هدف در مقالات و پژوهش‌های

بنابراین با صرف نظر از هارمونیک‌های بسیار اندک در روش VV-PCC، کاملاً اقتصادی است که از این روش استفاده نماییم.

با توجه به اهداف مورد نظر به بررسی پیشینه تحقیق و مرور انتقادی تعداد ۲۷ مرجع در این رابطه خواهیم پرداخت؛ در مطالعه‌ای که در مراجع مختلف در این پژوهش انجام شده است، دو چالش اصلی برای استفاده از کنترل مدل پیش‌بین (MPC) در درایو الکتریکی مورد بحث قرار گرفت. مورد اول، طراحی ساده و دقیق ضریب وزنی شار برای الگوریتم کنترل پیش‌بین گشتاور (PTC) است. مورد دوم، روش‌های مبتنی بر روش طراحی وزنی قدیمی (مرسوم) و اصلاح برای تصمیم‌گیری فازی چندهدفه است که این اصلاح، ریبیل گشتاور را کاهش داده است.

مرجع [۴] کنترل مدل پیش‌بین کلاسیک با فرکانس کلیدزنی ثابت را ارائه می‌دهد که می‌تواند تشدید را در فیلتر ورودی مبدل ماتریسی تولید کرده و بر عملکرد سیستم تأثیر گذارد. عملکرد در فرکانس کلیدزنی ثابت با مدولاسیون بردار فضایی و استفاده از کنترل پیش‌بین و روش میرایی فعال شامل یک مقاومت مجازی به موازات خازن فیلتر انجام می‌شود. نتایج شبیه‌سازی امکان طرح پیشنهادی را تأیید می‌کند که نشان می‌دهد عملکرد سیستم با تضمین منبع سینوسی و جریان‌های بار با کاهش اعوجاج هارمونیک تولیدشده توسط تشدید فیلتر بهبود می‌یابد.

در مطالعه‌ای که در [۵] انجام شده است، کنترل مدل پیش‌بین مجموعه کنترل محدود (FCS-MPC)، جدیدترین روش توسعه‌یافته توسط جامعه علمی محسوب می‌شود که این روش در طراحی نیز بسیار ساده است. با استفاده از تابع هزینه در جایی که محدودیت سیستم وجود دارد، بردارهای کلیدزنی به راحتی انتخاب خواهند شد. FCS-MPC هم دارای پاسخ دینامیکی سریع بوده و هم پاسخ گشتاوری خوبی دارد و همچون DTC در فرکانس‌های کلیدزنی متغیر نیز به خوبی عمل می‌کند.

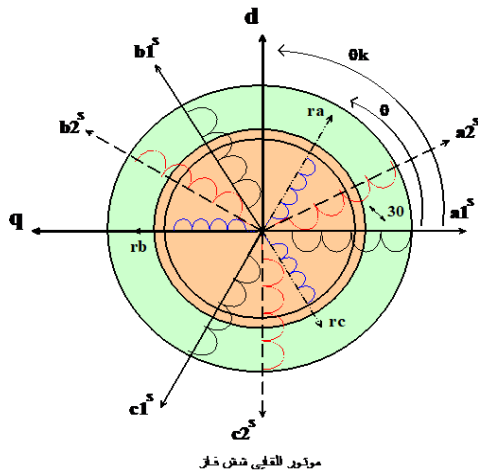
در مطالعه‌ای که در [۶] مبتنی بر FCS-MPC موتور القایی (IM) برای به حداقل رساندن ریبیل گشتاور ارائه شده است، روابط ریاضی بین ریبیل گشتاور، بردار ولتاژ و ضریب وزن‌دهی شار به دست آمده است؛ سپس ضریب وزنی در هر نمونه کنترل محاسبه می‌شود تا حداقل انحراف گشتاور تضمین گردد. با وجود پیچیده و وابسته‌بودن به پارامتر، نتایج به وضوح نشان می‌دهند که ضریب‌های وزنی مقدار خود را به صورت آنلاین به‌روزرسانی می‌کنند که تأثیر زیادی بر کیفیت گشتاور تولیدشده دارند. با وجود این، روش ذکر شده دارای ضعف وابستگی محاسبه ضریب وزنی در نقطه کار است.

در مطالعه‌ای که در [۲]، [۷] و [۸] انجام شده است، کنترل درایوهای الکتریکی چندفاز، کاهش رتبه‌بندی فاز، بهبود تحمل خطا، هارمونیک گشتاور کمتر و FCS-MPC بررسی شد که با هدف ارائه بررسی اجمالی و مقایسه‌ای از تکنیک‌های موجود FCS-MPC برای درایوهای الکتریکی مبتنی بر ماشین‌های شش‌فاز، تمرکز دارد و همچنین استراتژی‌های PCC و PTC ماشین شش‌فاز نامتقارن برای تعیین بهترین و بدترین استراتژی‌های کنترل عملکرد مقایسه شده‌اند.

در مطالعه‌ای که در [۹] و [۱۰] مبتنی بر کنترل سرعت متغیر موتور القایی شش‌فاز با استفاده از تکنیک کنترل جریان فرکانس کلیدزنی ثابت پیش‌بین انجام شده است، با استفاده از یک حلقه داخلی طرح کنترل جریان فرکانس کلیدزنی پیش‌بینی شده ثابت، هارمونیک‌های جریان

4. Dwell Times
5. Asymmetrical Six-Phase Induction Machine
6. Sliding Mode
7. Total Harmonic Distortion

1. Predictive Torque Control
2. Finite Control Set Model Predictive Control
3. Induction Motor



شکل ۲: سیم‌پیچ‌های استاتور و روتور و فازور ماشین القایی شش‌فاز.

استفاده از یک روتور سه‌فاز برای مدل‌سازی، مفهوم روشنی از مدار معادل فاز یا مدار معادل قاب مرجع دوار دلخواه ارائه می‌دهد [۱۸]. شکل ۲ نمایش سیم‌پیچ‌های استاتور و همچنین مجموعه سیم‌پیچ‌های سه‌فاز روتور و فازور را نشان می‌دهد.

دو سری سیم‌پیچ‌های استاتور به صورت جدا از هم قرار دارند که امپدانس متقابل بین آنها در ماتریس اندوکتانس در نظر گرفته خواهد شد و سپس هر گروه سه‌فاز به سیستم مختصات d-q-0 دوار سنکرونی منتقل می‌شوند. روتور قفس سنجابی به عنوان یک روتور سیم‌پیچی سه‌فاز معادل می‌گردد. بنابراین معادلات کلی موتور القایی شش‌فاز مبتنی بر مختصات dq0 انتقال داده می‌شوند. لذا معادلات ولتاژ از روابط زیر به دست می‌آیند

$$u_{sd\lambda} = r_s \cdot i_{sd\lambda} + \frac{\lambda}{\omega_n} \cdot \frac{d\psi_{sd\lambda}}{dt} - f_k \cdot \psi_{sd\lambda} \quad (1)$$

$$u_{sd\tau} = r_s \cdot i_{sd\tau} + \frac{\lambda}{\omega_n} \cdot \frac{d\psi_{sd\tau}}{dt} - f_k \cdot \psi_{sd\tau} \quad (2)$$

$$0 = r_r \cdot i_{rd} + \frac{\lambda}{\omega_n} \cdot \frac{d\psi_{rd}}{dt} - f_r \cdot \psi_{rq} \quad (3)$$

$$u_{sq\lambda} = r_s \cdot i_{sq\lambda} + \frac{\lambda}{\omega_n} \cdot \frac{d\psi_{sq\lambda}}{dt} + f_k \cdot \psi_{sd\lambda} \quad (4)$$

$$u_{sq\tau} = r_s \cdot i_{sq\tau} + \frac{\lambda}{\omega_n} \cdot \frac{d\psi_{sq\tau}}{dt} + f_k \cdot \psi_{sd\tau} \quad (5)$$

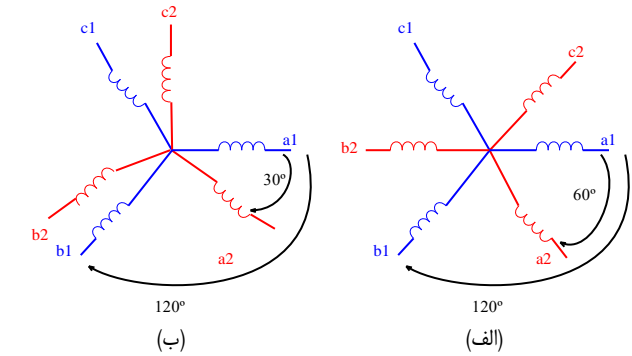
$$0 = r_r \cdot i_{rq} + \frac{\lambda}{\omega_n} \cdot \frac{d\psi_{rq}}{dt} + f_r \cdot \psi_{rd} \quad (6)$$

همچنین معادلات شار پیوندی از روابط زیر محاسبه می‌شوند

$$\begin{aligned} \Psi_{sd\lambda} &= x_s \cdot i_{sd\lambda} + x_h \cdot i_{sd\tau} + x_h \cdot i_{rd} \\ \Psi_{sd\tau} &= x_s \cdot i_{sd\tau} + x_h \cdot i_{sd\lambda} + x_h \cdot i_{rd} \\ \Psi_{rd} &= x_r \cdot i_{rd} + x_h \cdot i_{sd\lambda} + x_h \cdot i_{sd\tau} \\ \Psi_{sq\lambda} &= x_s \cdot i_{sq\lambda} + x_h \cdot i_{sq\tau} + x_h \cdot i_{rq} \\ \Psi_{sq\tau} &= x_s \cdot i_{sq\tau} + x_h \cdot i_{sq\lambda} + x_h \cdot i_{rq} \\ \Psi_{rq} &= x_r \cdot i_{rq} + x_h \cdot i_{sq\lambda} + x_h \cdot i_{sq\tau} \end{aligned} \quad (7)$$

مقادیر زیرفضای (01,02) نیز در این مدل حذف شده‌اند.

عبارات مختلف در معادلات فوق به این صورت قابل تعریف هستند: u_{sd} مؤلفه محور d ولتاژ استاتور، u_{sq} مؤلفه محور q ولتاژ استاتور، r_s



شکل ۱: توزیع فضایی سیم‌پیچ استاتور در موتور القایی شش‌فاز، (الف) متقارن و (ب) نامتقارن.

پیشین به چشم نمی‌آیند و بنابراین مؤلفان مقاله حاضر را ترغیب به بررسی این پژوهش نموده است.

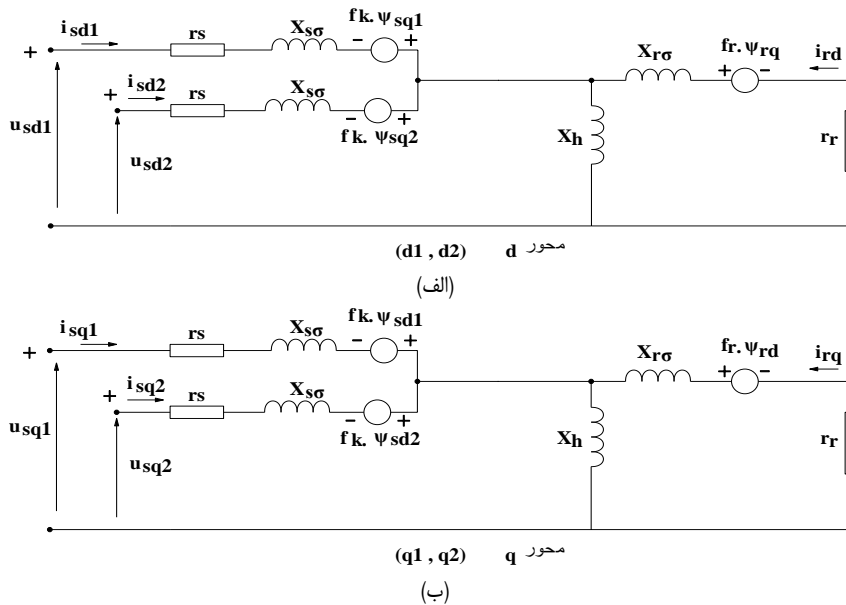
کلیات این مقاله را می‌توان به ۹ بخش به صورت زیر تقسیم و سازماندهی نمود:

- ۱) معرفی و مدل‌سازی موتور القایی شش‌فاز و معادلات حاکم بر آن
- ۲) روش تجزیه فضای برداری ولتاژ و اینورتر شش‌فاز (VSD)
- ۳) تحلیل روش‌های کنترل مدل پیش‌بین (MPC)
- ۴) مراحل و گام‌های اصلی MPC شش‌فاز
- ۵) معرفی روش حذف ضریب وزنی در درایو شش‌فاز
- ۶) حذف ضریب وزنی برای روش کنترل جریان پیش‌بین موتور القایی شش‌فاز و روش بهبودیافته آن
- ۷) نتایج شبیه‌سازی
- ۸) برتری و شاخص مقایسه نتایج به دست آمده با نتایج ارائه‌شده در مقالات مشابه
- ۹) نتیجه‌گیری و پیشنهاد ایده‌های پژوهشی برای آینده

۲- مدل‌سازی موتور القایی شش‌فاز و معادلات حاکم بر آن

پتانسیل ماشین‌های چندفاز از دهه‌های گذشته نشان می‌دهد که آنها با کاهش هارمونیک‌های جریان و گشتاور، کاهش اندازه جریان در هر فاز، کاهش هارمونیک‌های جریان لینک DC، قابلیت اطمینان بالا و نسبت توان به حجم، جایگزین خوبی نسبت به نوع سه‌فاز خود هستند [۱۶]. مزایایشان باعث می‌شود که برای وسایل نقلیه الکتریکی/هیبریدی، کاربردهای هوافضا و نیرومحركه کشتی مناسب باشند. اخیراً از آنها در تولید برق در سیستم‌های خاص تبدیل انرژی باد نیز استفاده شده است. بر اساس تغییر فاز بین دو سری سه‌فاز در ماشین شش‌فاز، آنها را می‌توان به ترتیب به عنوان شیفت‌های فازی متقارن و نامتقارن ۶۰ و ۳۰ درجه طبقه‌بندی کرد که در شکل ۱ نشان داده شده است.

موتور القایی شش‌فاز بسیار شبیه به موتور القایی سه‌فاز است. آنها دارای روتور و هسته استاتور یکسانی هستند و فقط سیم‌پیچ‌های فاز متفاوتی دارند [۱۷]. در نتیجه، همان اصول مدل‌سازی ریاضی ماشین‌های سه‌فاز برای شش‌فاز، تحت فرض رایج که سیم‌پیچ‌های استاتور، میدان مغناطیسی توزیع‌شده سینوسی در فاصله هوایی ماشین تولید کنند (سیم‌پیچ‌ها به صورت سینوسی در اطراف شکاف هوایی توزیع می‌شوند)، فاصله هوایی ثابت و صرف نظر از اشباع و جریان‌های گردابی یا تلفات هسته‌ای و همچنین عدم وابستگی مقاومت‌ها و اندوکتانس‌های ماشین به درجه حرارت و فرکانس اعمال می‌شود. مدل دینامیکی برای موتور با سیم‌پیچ روتور سه‌فاز و سیم‌پیچ استاتور شش‌فاز توسعه داده شده است.



شکل ۳: مدار معادل دینامیکی تکفاز موتور القایی شش فاز.

جدید، سه صفحه مجزا را تشکیل می‌دهند که معمولاً به آنها $(\alpha - \beta)$ ، $(x - y)$ و $(z_1 - z_2)$ می‌گویند. این روش که بر مبنای تبدیل کلارک است، شش فاز را به چهار فاز و دو مؤلفه توالی صفر تبدیل می‌کند. علاوه بر جداسازی، می‌توان اثبات کرد که تنها صفحه $(\alpha - \beta)$ در تبدیل الکترومغناطیسی دخیل است. این امر تا حد زیادی تجزیه و تحلیل و کنترل موتور را ساده می‌کند، به طوری که مدار معادل نشان‌دهنده متغیرهای ترسیم‌شده در این صفحه، مشابه ماشین سه‌فاز است. از آنجا که مدل متغیر فاز یک ماشین چندفازه با استفاده از یک تبدیل ریاضی تبدیل می‌شود، تعداد متغیرها قبل و بعد از تبدیل باید یکسان باقی بمانند. این بدان معنی است که در ماشین‌های n فاز، استاتور دارای مؤلفه‌های جدیدی همچون ولتاژ و شار استاتور پس از انتقال خواهد بود. فرض بر این است که سیم‌پیچ‌ها به صورت سینوسی توزیع شده‌اند، به طوری که تمام هارمونیک‌های فضایی بالاتر نیروی محرکه مغناطیسی را می‌توان نادیده گرفت. مدل ماشین در شکل اصلی با استفاده از ماتریس تبدیل دی‌کوپلینگ (کلارک) که مجموعه اصلی n متغیر را با مجموعه جدیدی از n متغیر جایگزین می‌کند، تبدیل می‌شود. ماتریس تبدیل دی‌کوپلینگ (تجزیه) برای n عدد فازی دلخواه را می‌توان در تبدیل ماتریس به دست آورد که منجر به مدل‌های بردار فضایی یا حقیقی متناظر ماشین چندفاز می‌شود. ماتریس تبدیل تجزیه برای n عدد فازی دلخواه را می‌توان به صورت (۱۲) نشان داد که در آن $a = 2\pi/n$ است. دو ردیف اول ماتریس، متغیرهایی را تعریف می‌کنند که منجر به تولید شار و گشتاور اصلی می‌شوند (کوپلینگ استاتور به روتور تنها در معادلات مربوط به مؤلفه‌های $\alpha - \beta$ ظاهر می‌شوند). دو ردیف آخر $(z_1 - z_2)$ ، دو مؤلفه توالی صفر را تعریف می‌کنند که برای تمام اعداد فاز فرد حذف شده‌اند (رابطه (۱۲)). مؤلفه‌های $x - y$ در بین دو گروه از مؤلفه‌های قبل قرار می‌گیرند و معادلات برای جفت مؤلفه‌های $x - y$ به طور کامل از همه دیگر مؤلفه‌ها، دی‌کوپله یا جدا می‌شوند و کوپلینگ استاتور به روتور در هیچ کدام از دو مؤلفه $x - y$ ظاهر نمی‌گردد. بنابراین هنگامی که توزیع سینوسی شار در اطراف فاصله هوایی فرض می‌شود، این مؤلفه‌ها (مؤلفه‌های $x - y$) نمی‌توانند به تولید گشتاور کمک کنند (شکل ۴). در سیستم چندفاز با اتصال ستاره و بدون رسانای خنثی، هیچ مؤلفه توالی صفری وجود ندارد، در حالی که اگر تعداد فازها زوج باشند، مؤلفه

مقاومت استاتور، r_r مقاومت روتور، x_s راکتانس استاتور، x_r راکتانس روتور، x_h راکتانس متقابل، مؤلفه محور d جریان استاتور، i_{sd} مؤلفه محور q جریان استاتور، ω_n سرعت زاویه‌ای روتور، مؤلفه محور d شار دوار استاتور، مؤلفه محور q شار دور روتور، i_{rd} مؤلفه محور d جریان روتور، i_{rq} مؤلفه محور q جریان روتور و θ_r موقعیت روتور با توجه به محور A_s استاتور. معادلات گشتاور الکترومغناطیسی و سیستم مکانیکی در مختصات پروپونیت به صورت زیر بیان می‌شود

$$M_e = \frac{\psi_{sd} \cdot i_{sq} - \psi_{sq} \cdot i_{sd} + \psi_{sd} \cdot i_{sq} - \psi_{sq} \cdot i_{sd}}{2} \quad (8)$$

$$T_m = \frac{dn}{dt} = m_e - m_L \quad (9)$$

$$T_m = \frac{J \cdot \Omega_N^2}{S_N}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_n \cdot n \quad (10)$$

$$\theta_{mech} = \frac{\theta}{P}$$

$$f_r = f_k - n$$

$$f_k = \frac{\omega_k}{\omega_n} \quad (11)$$

$$f_r = \frac{\omega_r}{\omega_n}$$

معادلات ولتاژ و شار پیوندی با مدار معادل نشان داده شده در شکل ۳ مطابقت می‌کند.

۳- روش تجزیه فضای برداری ولتاژ (VSD) و اینورتر شش‌فاز

۳-۱ روش تجزیه فضای برداری ولتاژ (VSD)

این روش یک تحول ریاضی با هدف تبدیل متغیر در فضاهای اصلی به شش بعد در فضاهای متعامد است (سه زیرفضای دوبعدی). فضاهای

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_x \\ X_y \\ X_{z1} \\ X_{z2} \end{bmatrix} = T_\varphi \begin{bmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \\ X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{bmatrix} \quad (15)$$

که در اینجا X می‌تواند متغیرهای ولتاژ، جریان یا شار پیوندی را نشان دهد. با استفاده از این تبدیل در متغیرهای اصلی، مدل زیر به دست می‌آید

$$\begin{cases} v_{\alpha\beta s} = R_s i_{\alpha\beta s} + p \lambda_{\alpha\beta s} \\ v_{xy} = R_s i_{xy} + p \lambda_{xy} \\ v_{z1z2} = R_s i_{z1z2} + p \lambda_{z1z2} \\ 0 = R_r' i_r + p \lambda_r - j\omega_r \lambda_r \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \lambda_{\alpha\beta s} = (L_{ls} + L_{lm}' + L_m') i_{\alpha\beta s} + L_m' i_r \\ \lambda_{xy} = L_{ls}' i_{xy} \\ \lambda_{z1z2} = L_{ls}' i_{z1z2} \\ \lambda_r = L_m' i_{\alpha\beta s} + (L_r' + L_m') i_r \end{cases} \quad (17)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m'}{L_r'} (\lambda_r \times i_{\alpha\beta s}) \quad (18)$$

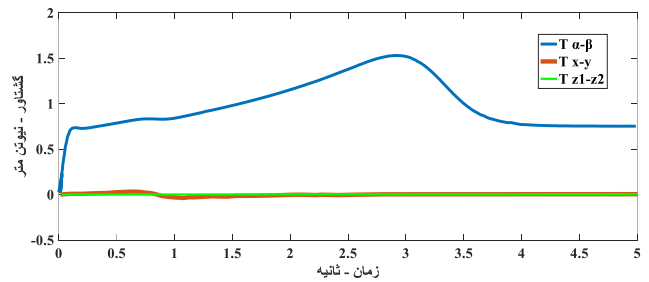
که در آن $v_{Z1Z2} = [v_{Z1} v_{Z2}]^T$ ، $v_{xy} = [v_x v_y]^T$ ، $v_{\alpha\beta s} = [v_{\alpha s} v_{\beta s}]^T$ ، $i_{Z1Z2} = [i_{Z1} i_{Z2}]^T$ ، $i_{xy} = [i_x i_y]^T$ ، $i_r = [i_{ar} i_{br}]^T$ ، $i_{\alpha\beta s} = [i_{\alpha s} i_{\beta s}]^T$ و $\lambda_{xy} = [\lambda_x \lambda_y]^T$ ، $\lambda_r = [\lambda_{ar} \lambda_{br}]^T$ ، $\lambda_{\alpha\beta s} = [\lambda_{\alpha s} \lambda_{\beta s}]^T$ است.

۳-۲ اینورتر منبع ولتاژ شش‌فاز و نکات بردارهای فضایی

به منظور راه‌اندازی IM شش‌فاز، دو اینورتر منبع ولتاژ (VSI) دوسطحی نیاز است. اینورترها می‌توانند به صورت سری یا موازی به لینک dc متصل شوند. مورد دوم رایج‌ترین مورد مربوط است و در این مقاله نیز استفاده شده است. شکل ۵ طرح کلی اتصال اینورتر استفاده شده را نشان می‌دهد. همان‌طور که می‌توان اشاره کرد، این سیستم در حال

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_x \\ V_y \\ , \\ , \\ , \\ z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \dots & \cos(n\alpha) \\ 0 & \sin \alpha & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \dots & \sin(n\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \dots & \cos(n\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \dots & \sin(n\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \\ V_f \\ , \\ , \\ , \\ V_n \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$T_{VSD} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(4\theta) & \cos(8\theta) & \cos \theta & \cos(5\theta) & \cos(9\theta) \\ 0 & \sin(4\theta) & \sin(8\theta) & \sin \theta & \sin(5\theta) & \sin(9\theta) \\ 1 & \cos(8\theta) & \cos(4\theta) & \cos(5\theta) & \cos \theta & \cos(9\theta) \\ 0 & \sin(8\theta) & \sin(4\theta) & \sin(5\theta) & \sin \theta & \sin(9\theta) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

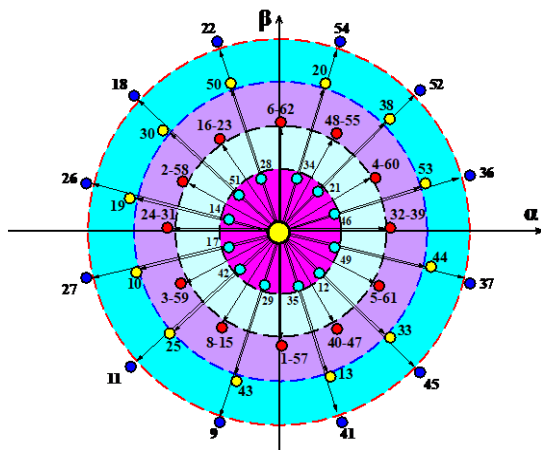


شکل ۴: تولید گشتاور توسط زیرفضای $\alpha\beta$.

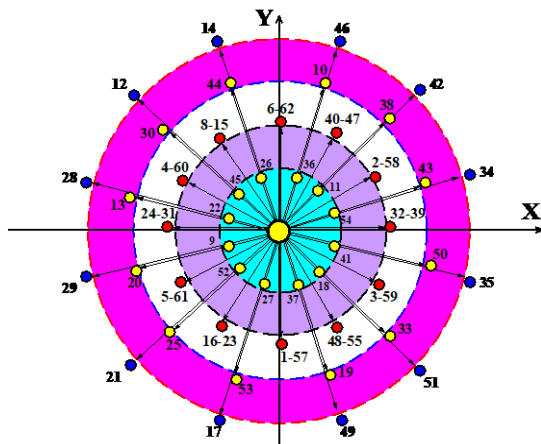
توالی صفر وجود خواهد داشت. از آنجا که سیم‌پیچ‌های روتور اتصال کوتاه می‌شوند، مؤلفه‌های x-y و صفر ($z_1 - z_2$) نمی‌توانند وجود داشته باشند و در نتیجه نیاز به در نظر گرفتن معادلات بیشتر در سیم‌پیچ روتور نیست. از آنجا که جفت‌شدگی (کوپلینگ) استاتور به روتور تنها در معادلات $\alpha - \beta$ رخ می‌دهد، تبدیل (انتقال) چرخشی تنها به این دو جفت از معادلات اعمال می‌شود. بنابراین برای موتور القایی شش‌فاز، می‌توان ماتریس تبدیل (انتقال) مورد استفاده برای VSD را به صورت (۱۳) بیان کرد که در آن θ جابه‌جایی زاویه‌ای بین دو مجموعه سه‌فاز را نشان می‌دهد. برای موتور القایی شش‌فاز نامتقارن $\theta = 30^\circ$ است. سپس ماتریس تبدیل می‌تواند به صورت زیر نشان داده شود

$$T_{VSD} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

سپس متغیرهای تغییر یافته جدید را می‌توان به صورت (۱۵) به دست آورد



(الف)



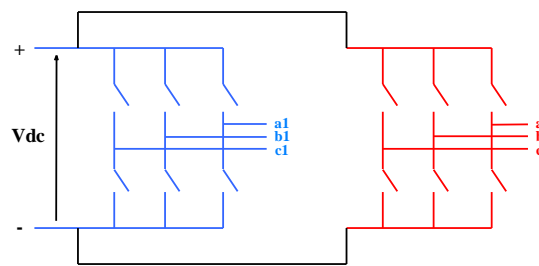
(ب)

شکل ۵: نگاشت بردارهای فضایی ولتاژ به زیرفضاهای (الف) $\alpha\beta$ و (ب) xy برای اینورتر شش‌فاز.

جهت‌دهی میدان (FOC) و کنترل مستقیم گشتاور (DTC) است. در این دو روش، شار و گشتاور می‌توانند ردیابی شوند اما باید توجه نمود که استفاده از این روش‌ها می‌تواند در استاتور ماشین‌های چندفاز، جریان چرخشی نیز به وجود آورد که راهکار آن، استفاده از VSD است [۱۹]. در روش VSD با تولید سه زیرفضای دوبعدی و سپس حذف زیرفضایی که در تولید گشتاور مؤثر نیست، می‌توان تلفات مسی را کاهش و در نتیجه راندمان را افزایش داد. علاوه بر FOC و DTC، روش‌های کنترل دیگر مانند مد لغزشی و کنترل‌کننده‌های غیر خطی و هوشمند نیز برای درایوهای موتور القایی شش‌فاز (SPIM) با موفقیت اجرا شده‌اند. همچنین کنترل‌کننده‌های مبتنی بر MPC که در ماشین‌های سه‌فاز موفقیت‌آمیز بوده‌اند، محققان را به تازگی به اجرای آن برای ماشین‌های چندفاز سوق داده است [۱۱]. کاربرد MPC در درایوهای موتور القایی مرتبه بالاتر و سپس انتخاب بهترین روش در بین روش‌های مختلف در MPC از اهداف اصلی این پژوهش است. در ادامه به تحلیل و بررسی موارد ذکر شده خواهیم پرداخت که نهایتاً بتوان بهترین روش کنترل و مبدل مربوط برای کنترل موتورهای القایی شش‌فاز را گزینش نمود [۱۹].

۵- مراحل و گام‌های اصلی MPC شش‌فاز

شکل ۷ مراحل اصلی مورد نیاز برای MPC درایو IM را نشان می‌دهد که این مراحل در هر نمونه کنترل تکرار می‌شوند. در اینجا به تحلیل مراحل کنترل پیش‌بین به ویژه کنترل پیش‌بین جریان و چگونگی اجرای آن می‌پردازیم. نحوه کلی کنترل جریان پیش‌بین



شکل ۵: نمودار شماتیک اینورترهای مورد استفاده برای درایو موتور القایی شش‌فاز.

حاضر از شش حالت تشکیل شده و در نتیجه 3^6 یا 6^4 بردار ولتاژ خروجی ممکن وجود خواهد داشت [۱۹].

حالت کلیدزنی هر ساق مبدل به صورت S_i تعریف می‌شود که در آن اگر سوئیچ بالایی روشن باشد، $S_i = 1$ و اگر سوئیچ بالا خاموش باشد، $S_i = 0$ است. حالت کلیدزنی به عنوان یک بردار به صورت $[S] = [S_{a1} S_{b1} S_{c1} S_{a2} S_{b2} S_{c2}]^T$ تعریف می‌شود. ولتاژ خروجی اینورتر را می‌توان به صورت زیر با استفاده از روش VSD محاسبه کرد

$$\begin{bmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \\ X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

نگاشت ولتاژهای خروجی اینورتر به زیرفضاهای جدید را می‌توان با استفاده از T_{VSD} به صورت زیر انجام داد

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_x \\ V_y \\ V_{z1} \\ V_{z2} \end{bmatrix} = T_{\phi} \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \\ V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

اگر دو نقطه خنثی از دو مجموعه سه‌فاز IM مجزا باشند، جریان‌ها در صفحه $Z_1 - Z_2$ صفر خواهند بود و بنابراین نگاشت به این زیرفضا مهم نیست و می‌تواند نادیده گرفته شود [۲۰]. شکل ۶ نگاشت بردارهای ولتاژ مجازی مختلف (VVs) به زیرفضاهای $\alpha\beta$ و xy را نشان می‌دهد که در آن اعداد وابسته تبدیل اعشاری عدد باینری است که با تعیین مقدار هر سوئیچ $(S_{a1} S_{b1} S_{c1} S_{a2} S_{b2} S_{c2})$ تعریف می‌شوند. می‌توان گفت که ولتاژهای بزرگ VVs در صفحه $\alpha\beta$ برعکس VVs کوچک در صفحه xy نگاشت می‌شوند، در حالی که VVs متوسط و بزرگ دارای اندازه‌های مشابه اما با جهت‌های مختلف در زیرفضا هستند [۲۱]. در شکل ۶، بردارهای ولتاژ به ۴ دسته کوچک، متوسط، متوسط-بزرگ و بزرگ در طرح‌های $\alpha - \beta$ و $x - y$ تقسیم می‌شوند. بردارهای متوسط-بزرگ در طرح $\alpha - \beta$ با بردارهای متوسط-بزرگ در طرح‌های $x - y$ مطابقت می‌کنند، اما بردارهای بزرگ در طرح $\alpha - \beta$ به بردارهای کوچک در طرح $x - y$ تبدیل می‌شوند و بالعکس [۲۲].

۶- تحلیل روش‌های کنترل مدل پیش‌بین (MPC)

به طور طبیعی، اولین قدم به سمت کنترل حلقه بسته ماشین‌های چندفاز، گسترش روش‌های تثبیت‌شده مورد استفاده همچون کنترل با

۳-۵ مرحله ۳، مرحله پیش‌بینی

بر اساس مدل توسعه‌یافته با استفاده از معادله روش VSD، مدل IM شش‌فاز به صورت زیر ارائه می‌شود

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & R_s & \cdot & \cdot \\ \cdot & \omega_r L_m & R_r & \omega_r L_m \\ -\omega_r L_m & \cdot & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$+ \begin{bmatrix} L_s & \cdot & L_m & \cdot \\ \cdot & L_s & \cdot & L_m \\ L_m & \cdot & L_s & \cdot \\ \cdot & L_m & \cdot & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{xs} \\ v_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \cdot \\ \cdot & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xs} \\ i_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & \cdot \\ \cdot & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{xs} \\ i_{ys} \end{bmatrix} \quad (25)$$

که در آن $L_s = L_s + L'_m + L'_m$ و $L_r = L_r + L'_m$ است. با توجه به جریان‌های استاتور به عنوان متغیرهای حالت و با استفاده از روش اویلر، برای تفسیر پیش‌بینی می‌توان به شرح زیر عمل کرد

$$X(k+1) = A(k)X(k)BU(k) + C(k) \quad (26)$$

که $X = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_x \ i_y]^T$ و $U(k) = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s} \ v_x \ v_y]^T$ است. ماتریس‌های A و B می‌توانند به شرح زیر باشند

$$A = \mathbb{1} + T_s \begin{bmatrix} -a_1 & a_r \omega_r & \cdot & \cdot \\ -a_1 \omega_r & -a_1 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & -a_r & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & -a_r \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$B = T_s \begin{bmatrix} b_1 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & b_1 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & b_1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & b_1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

که $a_r = R_s/L_s$ ، $b_1 = L_r/c_1$ ، $c_1 = L_s L'_r - L'^2_m$ ، $a_1 = R_s'^2 m/c_1$ و $a_r = L'^2 m/c_1$ است. ماتریس C شامل مقادیر غیر قابل اندازه‌گیری (متغیرهای روتور) است که متغیرهای غیر قابل اندازه‌گیری را می‌توان به صورت حلقه باز یا بسته تخمین زد. ماتریس C بر اساس مقادیر گذشته متغیرهای اندازه‌گیری شده، تخمین زده می‌شود. تمام مقادیر اندازه‌گیری نشده با هم جمع گردیده و بر اساس مقادیر فعلی و گذشته حالت‌های اندازه‌گیری شده تخمین زده می‌شوند و همچنین شرایط اولیه، صفر فرض شده است

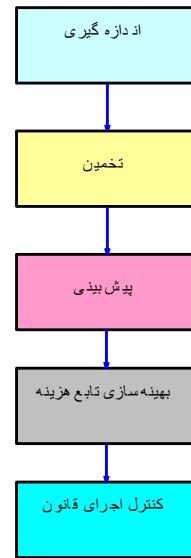
$$C(k) = X(k) - (A(k)X(k-1) + BU(k-1)) \quad (29)$$

به منظور جبران تأخیر زمانی ناشی از فرایند محاسبه [۲۳]، متغیرهای نمونه $k+2$ را می‌توان با استفاده از متغیرهای لحظه‌ای $k+1$ به شکل زیر محاسبه کرد

$$X(k+2) = A(k)X(k+1) + BU(k+1) + C(k+1) \quad (30)$$

$$C(k+1) = X(k+1) - (A(k)X(k) + BU(k)) \quad (31)$$

که در آن ماتریس $A(k)$ با فرض این که مقدار سرعت روتور در زمان نمونه‌برداری کوچک، تغییر نخواهد کرد استفاده می‌شود.



شکل ۷: مراحل اجرای الگوریتم مبتنی بر MPC.

برای سیستم محرک IM شش‌فاز نامتقارن با استفاده از اینورتر شش‌فاز در شکل ۸ نشان داده شده است.

۱-۵ مرحله ۱، اندازه‌گیری

در این مرحله با توجه به طرح کلی کنترل پیش‌بین جریان موتور القایی شش‌فاز با استفاده از اینورتر شش‌فاز، پارامترهایی را که برای اندازه‌گیری آسان در دسترس هستند، بررسی می‌کنیم (اندازه‌گیری جریان‌های استاتور $(i_{a1, b1, c1, a2, b2, c2})$ ولتاژهای استاتور $(V_{a1, b1, c1, a2, b2, c2})$ ، ولتاژ لینک DC در اینورتر شش‌فاز و سرعت روتور (ω_r)).

۲-۵ مرحله ۲، تخمین

اندازه‌گیری مقادیر شار یا جریان‌های روتور، دشوار بوده و از لحاظ اقتصادی مقرون به صرفه نیست و در نتیجه، آنها باید تخمین زده شوند. این تخمین می‌تواند به صورت زیر انجام گردد:

- مقایسه همه مقادیر غیر قابل اندازه‌گیری مدل‌ها
- استفاده از آخرین مقادیر حالات اندازه‌گیری شده برای به‌روزرسانی آنها

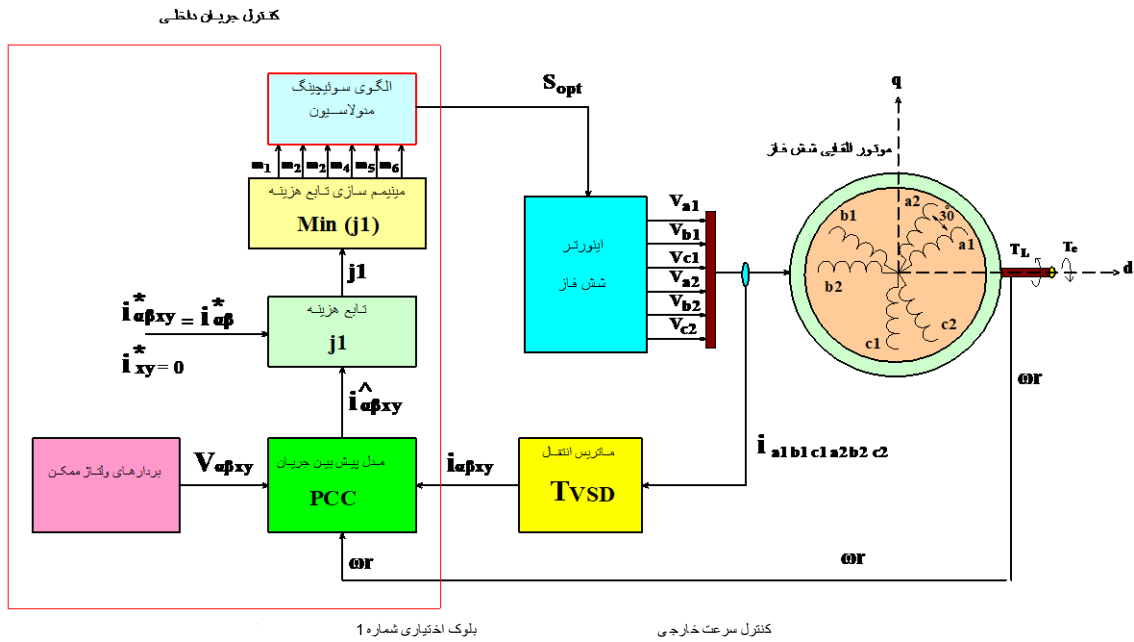
- استفاده از رویکردها برای تخمین این متغیرها
متناوباً از مدل گسسته ماشین برای تخمین جریان‌های روتور به عنوان تابعی از جریان‌های استاتور و پارامترهای ماشین می‌تواند استفاده شود و همچنین از همین مدل برای پیش‌بینی می‌توان استفاده کرد.

معادلات ولتاژ، شار پیوندی و گشتاور جهت مرحله تخمین عبارتند از

$$\begin{cases} v_{\alpha\beta s} = R_s i_{\alpha\beta s} + p \lambda_{\alpha\beta s} \\ v_{xy} = R_s i_{xy} + p \lambda_{xy} \\ v_{z1z2r} = R_s i_{xy} + p \lambda_{z1z2r} \\ \cdot = R'_r i_r + p \lambda_r - j \omega_r \lambda_r \end{cases} \quad (21)$$

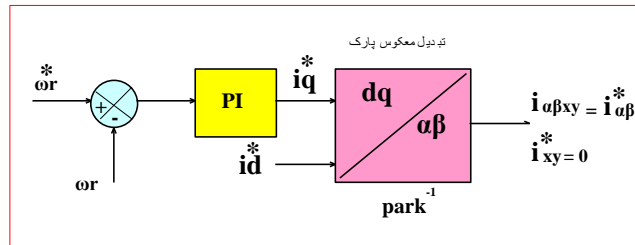
$$\begin{cases} \lambda_{\alpha\beta s} = (L_s + L'_m + L'_m) i_{\alpha\beta s} + L'_m i_r \\ \lambda_{xy} = L_s i_{xy} \\ \lambda_{z1z2r} = L_s i_{z1z2r} \\ \lambda_r = L'_m i_{\alpha\beta s} + (L'_r + L'_m) i_r \end{cases} \quad (22)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L'_r} \frac{L'_m}{L'_r} (\lambda_r \times i_{\alpha\beta s}) \quad (23)$$



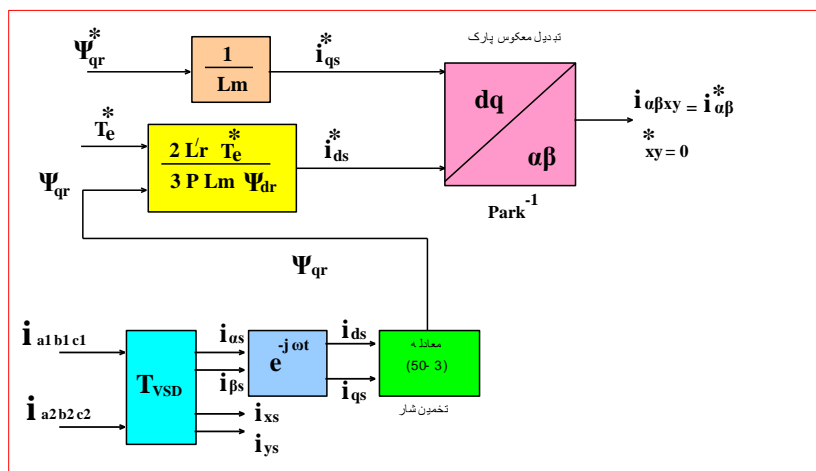
بلوک اختیاری شماره ۱

کنترل سرعت خارجی



بلوک اختیاری شماره ۲

کنترل سرعت خارجی



شکل ۸: نمودار شماتیکی برای IM PCC (MPC) شش فاز.

۴-۵ مرحله ۴، بهینه‌سازی

شبیه‌سازی، روی ۰/۲ تنظیم شده است. سرانجام VV بهینه می‌تواند به شرح زیر انتخاب شود

$$V_{spot} = \arg \min g(V_s^{k+1}), \{v_1, \dots, v_n\} \quad (33)$$

۶- معرفی روش حذف ضریب وزنی در درایو شش فاز

روش مدل دوگانه d-q (روش حذف ضریب وزنی): در این روش ماشین توسط دو مدار استاتور نشان داده می‌شود و فرض بر این است که روتور برابر یک سیم‌پیچ سه‌فاز است. شکل ۹ مدار معادل تک‌فاز را در قاب مرجع ثابت نشان می‌دهد. دو تبدیل جداگانه برای دو مجموعه سیم‌پیچ از ماشین شش‌فاز با در نظر گرفتن شیفت فاز ۳۰ درجه بین دو مجموعه اعمال می‌شود

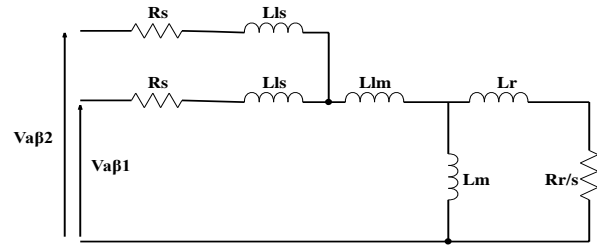
هدف کنترل‌کننده، ردیابی شار و گشتاور تولیدکننده مؤلفه‌های i_α و i_β و مینیمم‌کردن i_x و i_y در همان زمان است که بتواند تلفات مسی را کاهش دهد. بنابراین تابع هزینه مورد استفاده به شرح زیر است

$$J = |i_\alpha^* - i_\alpha(k+\tau)| + |i_\beta^* - i_\beta(k+\tau)| + k_1 |i_x^* - i_x(k+\tau)| + k_2 |i_y^* - i_y(k+\tau)| \quad (32)$$

که در آن i_α^* و i_β^* جریان‌های مرجع هستند که در شکل‌های مقاله نشان داده شده‌اند. جریان‌های مرجع i_x^* و i_y^* روی صفر تنظیم گردیده‌اند. K_1 یک ضریب وزنی است که اهمیت نسبی مؤلفه‌های طرح xy را نسبت به مؤلفه‌های طرح $\alpha\beta$ کنترل می‌نماید و بر اساس چندین آزمایش

که در آن $\lambda_{si} = [\lambda_{\alpha si} \lambda_{\beta si}]^T$ ، $i_{si} = [i_{\alpha si} i_{\beta si}]^T$ ، $V_{si} = [V_{\alpha si} V_{\beta si}]^T$ ، $\lambda_r = [\lambda_{\alpha r} \lambda_{\beta r}]^T$ ، $i_r = [i_{\alpha r} i_{\beta r}]^T$ و $R_s i = [1, 2]$ به ترتیب به ترتیب مقاومت‌های استاتور و روتور هستند. Ll_r و Ll_s به ترتیب اندوکتانس‌های نشئی استاتور و روتور هستند. Lm اندوکتانس متقابل، Ll_m اندوکتانس متقابل نشئی استاتور و روتور است ω_m سرعت الکتریکی روتور است

$$j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (۴۳)$$



شکل ۹: مدار معادل موتور القایی شش‌فاز با استفاده از رویکرد مدل دوگانه d-q.

۷- حذف ضریب وزنی برای روش کنترل جریان پیش‌بین موتور القایی شش‌فاز و روش بهبود یافته آن

جهت طراحی و حذف ضریب وزنی در PCC، مرحله پیش‌بینی PCC برای موتور القایی شش‌فاز مبتنی بر dq دوگانه (۲ dq) مجدداً فرمول‌بندی شده است. برخلاف الگوریتم PCC، این امر منجر به چهار متغیر کنترل (جریان‌های استاتور در مدارهای استاتور دوگانه) می‌شود که دارای اولویت یکسانی هستند. بنابراین ضریب‌های وزنی برابر می‌توانند در تابع هزینه مورد استفاده قرار گیرند که این امر به طور خودکار، اثر جریان‌های در گردش (مؤلفه‌های x-y) را با تولید جریان‌های مرجع برابر در فازهای متناظر dq ۲ کاهش می‌دهد. برخلاف راه حل‌های ذکر شده قبلی که به مفهوم بردار ولتاژ مجازی بستگی داشتند، روش پیشنهادی تنها از بردارهای ولتاژ واقعی که می‌توانند از اینورترها یا مبدل‌ها تولید شوند، استفاده می‌کند. مرحله پیش‌بینی PCC در روش پیشنهادی بر اساس مدل ۲ dq موتور شش‌فازی نامتقارن حاصل می‌گردد، سپس یک تابع هزینه جدید پیشنهاد خواهد شد که شامل مجموع خطاهای مربعی بین متغیرهای پیش‌بینی شده و دستور است. برخلاف مدل‌سازی مبتنی بر تجزیه فضای ولتاژ (VSD)، ۴ جریان به‌وجودآمده از مدل‌سازی ۲ dq $(\alpha_r, \alpha_s, \beta_r, \beta_s)$ از اهمیت یکسانی برخوردار هستند. بنابراین عوامل وزن تابع هزینه را می‌توان حذف کرد که تا حد زیادی فرایند طراحی الگوریتم کنترل را ساده می‌کند. طراحی ضریب وزنی به شدت تحت تأثیر عملکرد سیستم قرار دارد و وابسته به نقطه عملکرد است. دلیل استفاده از ضریب وزنی در بخش‌های قبل این است که تابع هزینه در جملات مربوط اهمیت یکسانی ندارد؛ حال که از روش مدل ۲ dq استفاده می‌شود، چهار متغیر باید بهینه‌سازی شوند و بنابراین جریان‌های به یک شکل دارای اهمیت خواهند شد و بنابراین یک عامل وزنی می‌تواند به آن تخصیص داده شود، زیرا ضریب وزنی همه برابر است و دیگر نیاز به طراحی ضریب وزنی برای هر یک از آنها نیست و لذا حذف می‌شوند. دیاگرام شماتیک این روش پیشنهادی در شکل ۱۰ نشان داده شده و جزئیات روش پیشنهادی در ادامه آمده است.

۷-۱ پیش‌بینی

معادلات دینامیک موتور القایی شش‌فاز با استفاده از روش مدل‌سازی ۲ dq و (۴۰) را می‌توان به صورت زیر نشان داد

$$v_s = R_s i_s + L_s \dot{P}i_s + L_r \dot{P}i_r \quad (۴۴)$$

$$0 = A i_s + A i_r + L_r \dot{P}i_s + L_r \dot{P}i_r \quad (۴۵)$$

$$v_s = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s} \ v_{\alpha r} \ v_{\beta r}]^T \quad (۴۶)$$

$$i_s = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T$$

$$T_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (۳۴)$$

$$T_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \quad (۳۵)$$

و تبدیل کلارک به طور جداگانه برای هر سیم پیچ استفاده می‌گردد که با نادیده گرفتن توالی صفر، چهار متغیر به شرح زیر حاصل می‌شوند:

$$[f_{\alpha s} \ f_{\beta s} \ f_{\alpha r} \ f_{\beta r}]^T \quad (۳۶)$$

$$= T_r dq [f_{\alpha s} \ f_{\beta s} \ f_{\alpha r} \ f_{\beta r} \ f_{\alpha r} \ f_{\beta r}]^T$$

$$T_r dq = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \quad (۳۷)$$

یا می‌توان متغیرهای جدید را به صورت زیر نیز محاسبه کرد

$$X_{\alpha\beta s} = T_1 X_{a,b,c_s} \quad (۳۸)$$

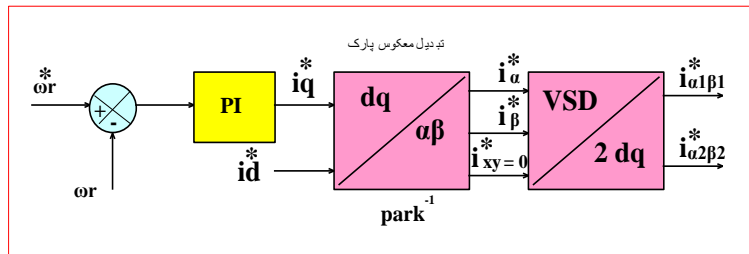
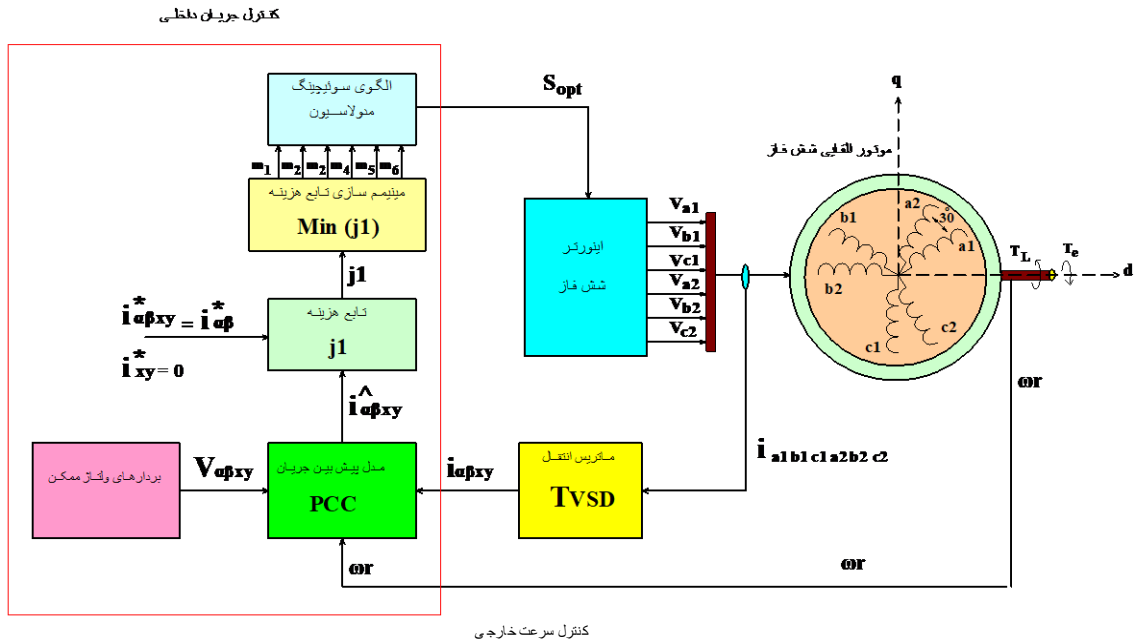
$$X_{\alpha\beta r} = T_r X_{a,b,c_r} \quad (۳۹)$$

که در آن x یا f می‌تواند ولتاژ، جریان یا شار باشد. (a,b,c) به ترتیب سه‌فاز از مجموعه‌های اول و دوم هستند. بر اساس مدار معادل شکل ۹، مدل ماشین می‌تواند در قاب مرجع ثابت به صورت زیر نشان داده شود

$$\begin{cases} v_{s1} = R_s i_{s1} + p \lambda_{s1} \\ v_{s2} = R_s i_{s2} + p \lambda_{s2} \\ 0 = R_r i_r + p \lambda_r - j \omega_r \lambda_r \end{cases} \quad (۴۰)$$

$$\begin{cases} \lambda_{s1} = L_{ls} i_{s1} + L_{lm} (i_{s1} + i_{s2}) + L_m (i_{s1} + i_{s2} + i_r) \\ \lambda_{s2} = L_{ls} i_{s2} + L_{lm} (i_{s1} + i_{s2}) + L_m (i_{s1} + i_{s2} + i_r) \\ \lambda_r = L_r i_r + L_m (i_{s1} + i_{s2} + i_r) \end{cases} \quad (۴۱)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} \frac{L_m}{L_r} \lambda_r \times (i_{s1} + i_{s2}) \quad (۴۲)$$



شکل ۱۰: نمودار شماتیک برای PCC IM (MPC) شش فاز مبتنی بر dq ۲.

$$L_s = L_{ls} + L_{lm} + L_m \quad (51)$$

$$L_M = L_{lm} + L_m$$

$$L_r = L_{lr} + L_m$$

سیستم می‌تواند به صورت فشرده‌تر مانند (۵۲) بیان شود

$$\begin{bmatrix} v_s \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \cdot \\ A & A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_\lambda & L_{lr} \\ L_{lr} & L_{rr} \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (52)$$

معادله (۵۲) را می‌توان در فرم فضای حالت زیر بیان نمود

$$\dot{X} = A(\omega_r)X + BU \quad (53)$$

$$X = [i_s \quad i_r]^T \quad (54)$$

$$U = [v_s \quad \cdot]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} L_\lambda & L_{lr} \\ L_{lr} & L_{rr} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \cdot \\ -A & -A_r \end{bmatrix} \quad (55)$$

$$B = \begin{bmatrix} L_\lambda & L_{lr} \\ L_{lr} & L_{rr} \end{bmatrix}^{-1} \quad (55)$$

پیش‌بینی یک مرحله جلوتر به صورت زیر قابل محاسبه است

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \quad (56)$$

$$\begin{cases} A_d = I + T_s A \\ B_d = T_s B \end{cases} \quad (57)$$

که در آن I ماتریس همانی و T_s زمان نمونه‌برداری است. ولتاژهای استاتور می‌توانند به صورت زیر محاسبه شوند

$$i_r = [i_{\alpha r} \quad i_{\beta r}]^T \quad (47)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & r_s & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & r_s & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & r_s \end{bmatrix}$$

$$L_\lambda = \begin{bmatrix} L_s & \cdot & L_M & \cdot \\ \cdot & L_s & \cdot & L_M \\ L_M & \cdot & L_s & \cdot \\ \cdot & L_M & \cdot & L_s \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$L_{lr} = \begin{bmatrix} L_m & \cdot \\ \cdot & L_m \\ L_m & \cdot \\ \cdot & L_m \end{bmatrix} \quad (49)$$

$$A_\lambda = \begin{bmatrix} \cdot & \omega_r L_m & \cdot & \omega_r L_m \\ -\omega_r L_m & \cdot & -\omega_r L_m & \cdot \end{bmatrix}$$

$$A_r = \begin{bmatrix} r_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_r & r_r \end{bmatrix}$$

$$L_{lr} = L_{lr}^T \quad (50)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & \cdot \\ \cdot & L_r \end{bmatrix}$$

$$P = \frac{d}{dt}$$

جدول ۱: پارامترهای درایو موتور القایی شش‌فاز.

مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر
۴/۹ mH	L_m	۱ kw	P_r توان نامی
۵/۵ N.m	T_{rated}	۱۱۰ V	V_{rated} ولتاژ فاز نامی
۰.۸۱۵۷ wb	$\ \psi_s\ $	۲/۲ A	I_{rated} جریان نامی
$\Omega \cdot ۰.۳۷۱$	R_r	۱۱۴۰ rpm	N_{rated} سرعت نامی
۳/۴ mH	L_{lr}	۶۰ Hz	F فرکانس
۶	n_p	$\Omega \cdot ۱۵.۳$	R_s
۰.۱۰۳۴ kg.m^2	J	۲/۰۵ H	L_{ls}
$\cdot \text{ N/rad/s}$	B	۶۲ mH	L_m

جدول ۲: پارامترهای کنترل کننده.

مقدار	نماد	توضیحات
$\mu \cdot ۵/۲ \text{ sec}$	T_{sim}	زمان شبیه‌سازی
$\mu \cdot ۴۰ \text{ sec}$	T_s	زمان نمونه‌برداری PCC
$\mu \cdot ۵ \text{ sec}$	T_{ss}	زمان نمونه‌برداری حلقه سرعت
γ	$k\phi$	ضریب وزنی شار (روش مرسوم)
۰/۲	$k\phi$	بهره تناسبی
۴/۵۹	k_i	بهره انتگرالی
۲	k_1	اولویت برای گشتاور (روش FDM)
۲	k_2	اولویت برای شار (روش FDM)
۰/۵	WT	ضریب وزنی گشتاور (روش ویکور)
۰/۵	$W\phi$	ضریب وزنی شار (روش ویکور)
۵ kHz	F_s	فرکانس سوئیچینگ

$$V_{sopt} = \arg \min_{\{V_s, \dots, V_n\}} g(V_s^{k+1}) \quad (۶۳)$$

لازم به ذکر است که (۶۳) هیچ ضریب وزنی (K_i) را در بر نمی‌گیرد که این روش در مقایسه با (۳۳) دارای طراحی بسیار ساده‌تری است. همچنین می‌توان به این نکته اشاره کرد که هر یک از مؤلفه‌های متناسب با اختلاف ($\alpha_r - \alpha_l$) و ($\beta_r - \beta_l$) به ترتیب در (۵۹) نشان داده شده‌اند. از آنجا که دو جریان مرجع $i_{\alpha_r}^*$ و $i_{\alpha_l}^*$ برابر با (۶۱) هستند، مینیمم خطای بین جریان‌های پیش‌بینی شده و جریان مرجع در (۶۲) مطابق با تنظیمات ذاتی i_x^* برابر صفر است و به طور مشابه، i_y^* ذاتاً به صفر تنظیم می‌شود. از این رو (۶۳) نه تنها خصوصیات ردیابی خوبی را تضمین می‌کند، بلکه اثر جریان‌های گردشی را نیز کاهش می‌دهد. پارامترهای موتور مورد استفاده برای شبیه‌سازی در جدول ۱ ذکر شده است.

عملکرد کنترل جریان پیش‌بین (PCC) با توجه به ارزیابی ریل گشتاور، ریل شار، اعوجاج هارمونیک کل جریان (THD) و فرکانس کلیدزنی متوسط در درایو موتور القایی شش‌فاز، مورد بررسی قرار می‌گیرد (شکل ۱۱). تمام روش‌های توضیح داده شده برای انتخاب ضریب وزنی برای PCC با استفاده از نرم‌افزار Matlab شبیه‌سازی گردیده و پارامترهای کنترل کننده طراحی شده در جدول ۲ آمده است. به منظور ارزیابی روش‌های در نظر گرفته شده، باید حالت پایدار و پاسخ دینامیکی سیستم بررسی شوند.

۴-۷ پاسخ دینامیکی

از آنجایی که در درایوهای چندفاز امکان کنترل هم‌زمان شار/گشتاور و مؤلفه‌های جریان ثانویه وجود ندارد، استفاده از یک حالت کلیدزنی در کل نمونه‌برداری سبب ظهور جریان/ولتاژهای x-y گردیده که باعث افزایش تلفات سیستم و تخریب کیفیت توان الکتریکی می‌شود. بنابراین جریان‌های چرخشی غیر قابل تحملی با کاهش امیدانس و فرکانس کلیدزنی به وجود می‌آید. برای غلبه بر این مشکل، پیشنهاد می‌شود که از ادغام بردارهای ولتاژ مجازی (VVs) در ساختار روش PCC استفاده شود. در طول نمونه‌برداری، روش PCC با انتخاب بهترین بردارهای ولتاژ، تولید گشتاور و شار مناسب را خواهد داشت. در اینجا روش PCC با روش PCC مبتنی بر VVs (VVs-PCC) مقایسه و بررسی می‌شود که نتیجه آن، موفقیت در تنظیم بهتر شار و گشتاور و در نتیجه بهبود کیفیت توان و راندمان است. در این قسمت PCC پیشنهادی مبتنی بر استفاده از بردارهای مجازی ولتاژ VVs را ارائه می‌کنیم.

$$v_s = T_{rdq} \begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \\ v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (۵۸)$$

جریان‌های استاتور شش‌فاز، اندازه‌گیری شده و با استفاده از (۳۴) و (۳۵) به مختصات 2 dq منتقل می‌گردند و این در حالی است که جریان‌های روتور بر اساس جریان‌های استاتور با استفاده از دو سطر آخر (۵۶) با فرض شرایط اولیه صفر، تخمین زده می‌شوند. همچنین معادلات زیر در تبدیل مختصات VSD به 2 dq یا بالعکس استفاده می‌گردند

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \\ f_x \\ f_y \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{a1} \\ f_{b1} \\ f_{a2} \\ f_{b2} \end{bmatrix} \quad (۵۹)$$

یا

$$\begin{bmatrix} f_{a1} \\ f_{b1} \\ f_{a2} \\ f_{b2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \\ f_x \\ f_y \end{bmatrix} \quad (۶۰)$$

۲-۷ محاسبه جریان مرجع در مختصات 2 dq

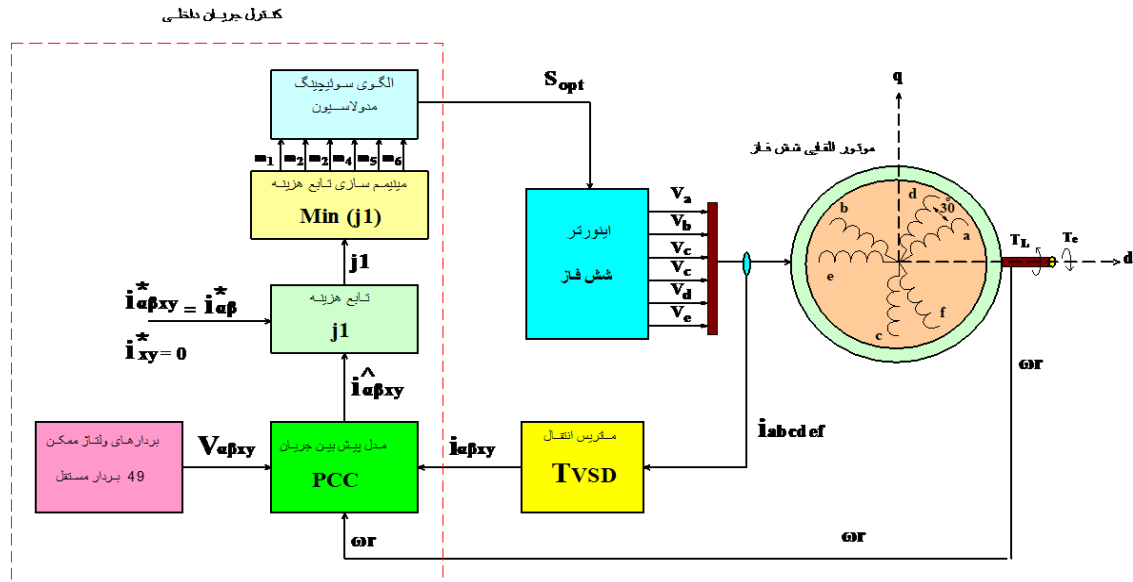
با توجه به شکل ۱۰ می‌توان به این موضوع اشاره کرد که جریان‌های فرمان به شکل مشابهی همچون روش VSD در PCC تولید می‌شوند و تنها یک مرحله انتقال از جریان (α, β, x, y) به ($\alpha_r, \alpha_l, \beta_r, \beta_l$) مبتنی بر (۶۰) اضافه شده است. بنابراین می‌توان جریان‌های فرمان را با در نظر گرفتن مؤلفه‌های جریان x و y برابر با صفر محاسبه کرد

$$\begin{cases} i_{\alpha_r}^* = i_{\alpha_l}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta_r}^* = i_{\beta_l}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{\beta}^* \end{cases} \quad (۶۱)$$

۳-۷ تابع هزینه

تابع هزینه و بردار ولتاژ بهینه را می‌توان مطابق با الگوریتم پیشنهادی در زیر محاسبه کرد

$$g(V_s^{k+1}) = (i_{\alpha_r}^* - i_{\alpha_r}^{k+1})^2 + (i_{\beta_r}^* - i_{\beta_r}^{k+1})^2 + (i_{\alpha_l}^* - i_{\alpha_l}^{k+1})^2 + (i_{\beta_l}^* - i_{\beta_l}^{k+1})^2 \quad (۶۲)$$



شکل ۱۱: شماتیک PCC برای درایو موتور القایی شش فاز.

این اصلاحات در شکل ۱۳ نشان داده شده است. بنابراین در مدل پیش بین جدید، مؤلفه های x-y حذف گردیده اند که این مدل به صورت زیر تعریف می شود

$$\frac{d}{dt}[x_{\alpha\beta}] = [\bar{A}].[x_{\alpha\beta}] + [\bar{B}].[U_{\alpha\beta}] \quad (65)$$

$$[Y_{\alpha\beta}] + [\bar{C}].[X_{\alpha\beta}] \quad (66)$$

$$[U_{\alpha\beta}] = [u_{\alpha s} \quad u_{\beta s} \quad \cdot \quad \cdot]^T \quad (67)$$

$$[X_{\alpha\beta}] = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad i_{\alpha r} \quad i_{\beta r}]^T \quad (68)$$

$$[Y_{\alpha\beta}] = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \cdot \quad \cdot]^T \quad (69)$$

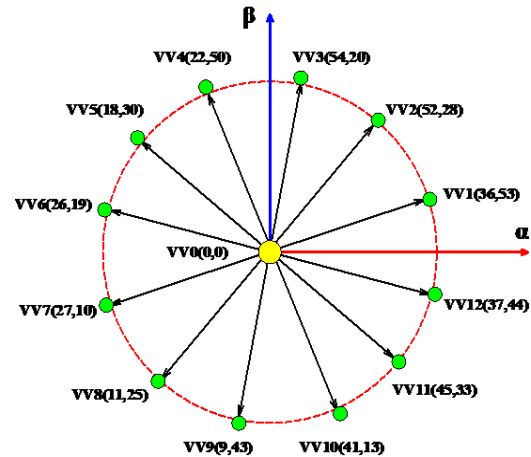
مشاهده می شود علاوه بر کاهش سایز مدل، تعداد بردارهای استفاده شده کاهش یافته اند و بنابراین تعداد تکرارها و هزینه های محاسباتی نیز کاهش خواهند یافت. سرانجام با حذف ترم های x-y، تابع هزینه نیز بسیار ساده تر می شود

$$j_r = K_{\alpha} e_{\alpha s}^2 + K_{\beta} e_{\beta s}^2 \quad (70)$$

به طور خلاصه، به کارگیری بردارهای مجازی ولتاژ بهینه (VVVs) در PCC مزیت های زیر را از نقطه نظر کنترل خواهد داشت:

- ۱) استفاده از مدل پیش بین کاهش یافته که در آن مؤلفه های x-y حذف شده اند.
- ۲) استفاده از تابع هزینه جدید بدون ترم های $e_{\alpha s}$ و $e_{\beta s}$
- ۳) کاهش تعداد ضرایب K_i که باید در تابع هزینه محاسبه شوند.
- ۴) کاهش تعداد تکرارهایی که برای عملکرد در یک دوره نمونه برداری، نیاز است (کاهش از ۴۹ به ۱۳).

باید توجه کرد که ولتاژهای x-y خنثی می توانند منجر به جریان های غیر صفر ناشی از اثر زمان مرده یا عدم تقارن در سیستم شوند. با این حال وجود ولتاژهای غیر خنثی x-y برای حذف جریان های x-y، سبب افزایش پیچیدگی روش مد نظر می گردد. نتایج شبیه سازی با نرم افزار Matlab، عملکرد قابلیت روش VV-PCC برای محدود نمودن جریان های x-y در مقایسه با PCC را تأیید می کند. بنابراین باید توجه کرد که هر کجا صحبت از PCC معمولی شد، به این معنی است که از ۴۹ بردار ولتاژ

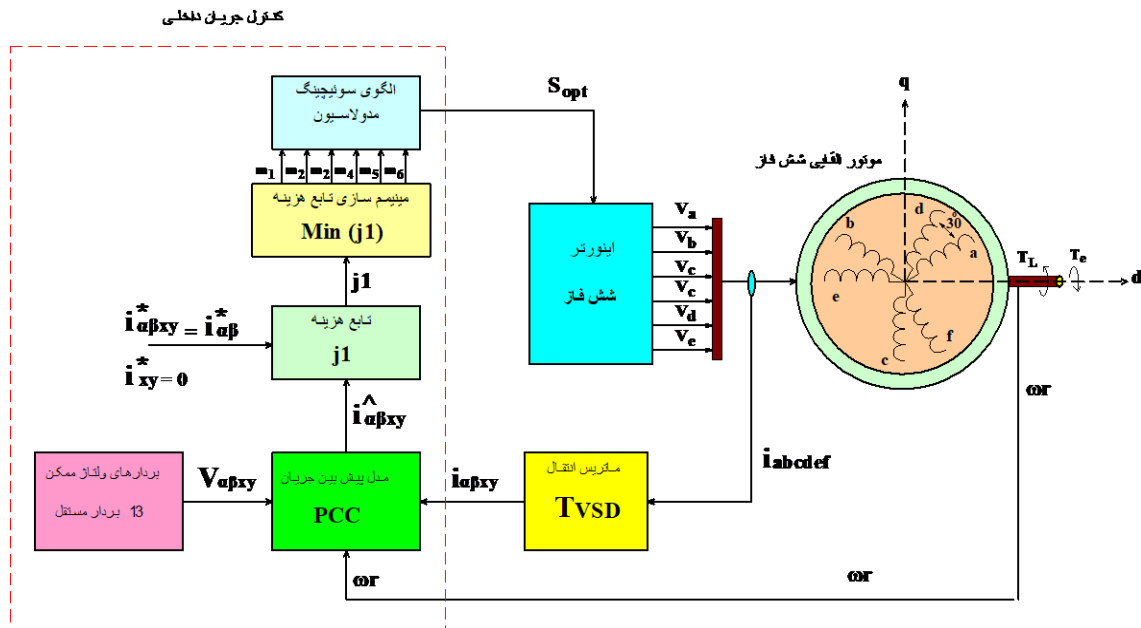


شکل ۱۲: VVs در درایو شش فاز و زیر فضای $\alpha - \beta$.

علاوه بر آن، بردارهای متوسط- بزرگ و بزرگ با همان راستا در طرح $\alpha - \beta$ دارای جهت مخالف در طرح x-y هستند (شکل ۶). VVs ها این قابلیت را دارند که مؤلفه های هارمونیک در طرح x-y را کاهش دهند.

با مراجعه به شکل ۶ ۴۸ بردار ولتاژ VV فعال و یک VV صفر وجود دارد که از اینورتر شش فاز قابل دستیابی هستند. به منظور کاهش هزینه محاسبه از VV های بزرگ در طرح $\alpha\beta$ استفاده می گردد. آن دسته از VV ها هنگام نگاشت به طرح XY، تبدیل به VV های کوچک می شوند و در نتیجه کوچک ترین مؤلفه های جریان XY به وجود می آیند. با این روش، مراحل پیش بینی و بهینه سازی باید فقط ۱۳ بار تکرار شود. این بردارهای VVs با استفاده از یک بردار متوسط- بزرگ و بردار بزرگ به دست می آیند (شکل ۱۲) که ولتاژ متوسط صفر در طرح x-y باید تولید شود. بنابراین برای این هدف، زمان عملکرد مختلف بردار متوسط و بزرگ کاملاً ضروری است. به طور مثال، VV1 توسط بردار ولتاژ V_{53} (بردار ولتاژ متوسط- بزرگ در طرح $(\alpha - \beta)$) و بردار V_{36} (بردار ولتاژ بزرگ در طرح $(\alpha - \beta)$) با زمان های مختلف عملکرد t_1 و t_2 تشکیل و بردار ولتاژ متوسط صفر در طرح x-y فراهم می شود. در اینورتر شش فاز، زمان عملکرد تجربی هر بردار ولتاژ می تواند $t_1 = 0.73T_m$ و $t_2 = 0.27T_m$ باشد. بنابراین فرم کلی VVs عبارت است از

$$VV_i = t_1 v_{large} + t_2 v_{medium-large} \quad (64)$$



شکل ۱۳: روش PCC مبتنی بر طرح VVs برای درایو موتور القایی شش‌فاز.

بنابراین مبحث بعد، محدود نمودن جریان‌های x-y در روش VV-PCC است که عملکرد دینامیکی، مشابه روش PCC را حفظ کند و انتظار می‌رود که روش حذف ضریب وزنی بتواند این محدودیت را کاهش دهد. آزمایش دوم، عملکرد حالت پایدار را در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه تأیید می‌کند. با مقایسه VV-PCC و PCC می‌توان مشاهده کرد که تنظیم سرعت (شکل‌های ۱۵-الف و ۱۵-ب) و ردیابی جریان (شکل‌های ۱۵-د تا ۱۵-ز) در هر دو روش رضایت‌بخش بوده است، اما در تنظیم جریان x-y، اختلاف معناداری به دست آمده است. در VV-PCC معمولی جریان‌های x-y نسبتاً بزرگی به وجود آمده بود در صورتی که در VV-PCC با حذف ضریب وزنی، مقادیر جریان x-y کاهش یافته است (شکل‌های ۱۵-و و ۱۵-ز).

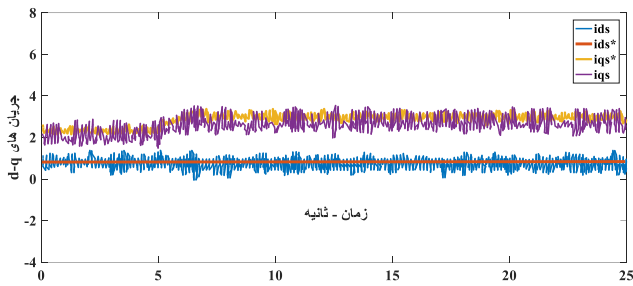
عدم توانایی VV-PCC در تنظیم جریان‌های x-y منجر به کاهش کیفیت توان جریان‌های استاتور می‌شود (شکل ۱۵-د) و در مقابل، حذف ولتاژهای x-y در PCC کیفیت توان جریان‌های فاز را بهبود داده و تلفات مسی کاهش خواهد یافت. این موضوع را می‌توان در شکل‌های ۱۵-د تا ۱۵-ه مشاهده کرد. به منظور بهبود و موفقیت آزمایش VV-PCC با حذف ضریب وزنی در فرکانس کلیدزنی پایین، نمودارهای شکل ۱۵، همان آزمایش اما با دوره نمونه‌برداری دوبرابر (۲۰۰ میکروثانیه) برای روش PCC را نشان می‌دهد. فرکانس‌های کلیدزنی در VV-PCC در ۱۰۰ میکروثانیه و PCC در ۱۰۰ میکروثانیه به ترتیب ۳۸۴۰ و ۵۱۴۰ هرتز هستند. ریپل جریان هم در طرح $\alpha-\beta$ و هم در x-y اندکی افزایش یافته است، اما ردیابی سرعت خوب است و جریان‌های x-y در مقایسه با VV-PCC معمولی محدود باقی می‌مانند. قابل مشاهده است که PCC در ۲۰۰ میکروثانیه دارای ریپل‌های پائین‌تری نسبت به VV-PCC معمولی در ۱۰۰ میکروثانیه با فرکانس کلیدزنی کمتر است. از آنجا که دو روش مذکور دارای حالت‌های متفاوت کلیدزنی هستند، بنابراین این امکان هست که فرکانس کلیدزنی را که یک عامل مهم در کاهش ریپل است، پایین آوریم که دلیل این امر، صفر بودن ولتاژهای x-y در PCC است و در نتیجه متوسط جریان‌های x-y کاهش می‌یابد. برای بررسی بهتر در مورد بهبود یافتن نتایج، ترم‌های اعوجاج در شکل و طیف فرکانسی جریان‌های فاز برای دو روش مذکور (VV-PCC) با حذف

استفاده گردیده و هر کجا از روش VV-PCC صحبت شد، منظور استفاده از ۱۳ بردار ولتاژ مجازی است.

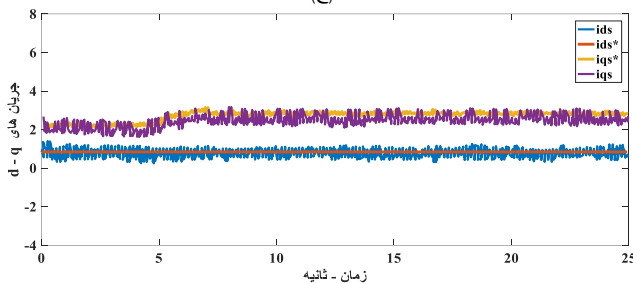
۸- نتایج شبیه‌سازی

درایو شش‌فاز شامل یک موتور القایی شش‌فاز نامتقارن با دو اینورتر سه‌فاز با کنترل پیش‌بین جریان همراه با VV-PCC است. عملکرد PCC معمولی و VV-PCC در دو حالت گذرا و پایدار با یکدیگر مقایسه می‌شوند. جریان مرجع d در ۰/۸ آمپر و ضریب‌های وزنی که تنظیم‌کننده جریان‌های $\alpha-\beta$ هستند که در $K_\alpha = K_\beta = 1$ تنظیم می‌شوند. مقادیر K_α و K_β به طور دلخواه می‌توانند تنظیم شوند، زیرا PCC و VV-PCC حالت‌های کلیدزنی (بردارهای مجازی) را که منجر به ردیابی جریان هستند، انتخاب می‌کنند. K_α و K_β مرتبط با ضریب‌های وزنی x-y و K_α و K_β مرتبط با ضریب‌های وزنی $\alpha-\beta$ هستند. ضریب‌ها به دنبال آزمایش سعی و خطا بر اساس تجربه به دست می‌آیند که با در نظر گرفتن ضرایب مناسب K_α و K_β ($K_\alpha = K_\beta = 0.01$) بین طرح $\alpha-\beta$ و x-y تعادل به وجود خواهد آمد.

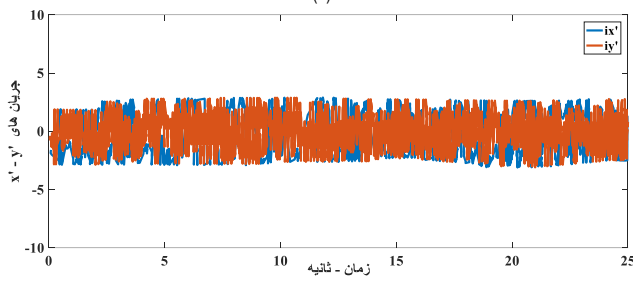
به منظور بررسی عملکرد دینامیکی، سرعت نامی موتور و تغییر سرعت مرجع از ۲۰۰ تا ۳۰۰ دور بر دقیقه در ۲۵ ثانیه تحلیل می‌شود. شکل‌های ۱۴-الف و ۱۴-ب، سرعت خوب و قابل قبولی ارائه می‌دهند، در صورتی که شکل‌های ۱۴-ه و ۱۴-و، توانایی نسبتاً خوب VV-PCC را در تنظیم جریان‌های x-y (ردیابی جریان) ارائه داده‌اند. نتایج سرعت و ردیابی d-q در هر دو روش شبیه به هم است. همچنین با توجه به تنظیم و اهمیت شار/گشتاور، ردیابی جریان d-q می‌تواند ضعیف شود (شکل‌های ۱۴-ج تا ۱۴-ه). با مقایسه نمودارهای روش PCC با نمودارهای VV-PCC در شکل ۱۴، مشاهده می‌شود که THD جریان‌های $\alpha-\beta$ در VV-PCC حدود ۴ درصد افزایش یافته و این موضوع بر تنظیم شار/گشتاور تأثیر می‌گذارد. به بیان دیگر، جریان‌های x-y از حدی بیشتر نمی‌توانند کاهش یابند و لذا تلفات مسی تا ۱۲ درصد افزایش می‌یابد. سهم اصلی این پژوهش آن است که محدودیت VV-PCC را که به طور هم‌زمان، جریان‌های x-y را کاهش می‌دهد، برجسته کند و هنگامی که امپدانس طرح x-y نسبتاً کم باشد، جریان‌های d-q با ریپل کم به دست می‌آید.



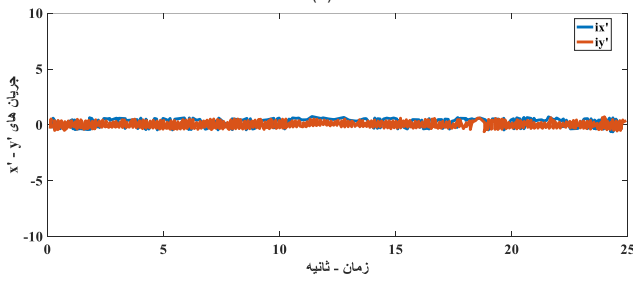
(ج)



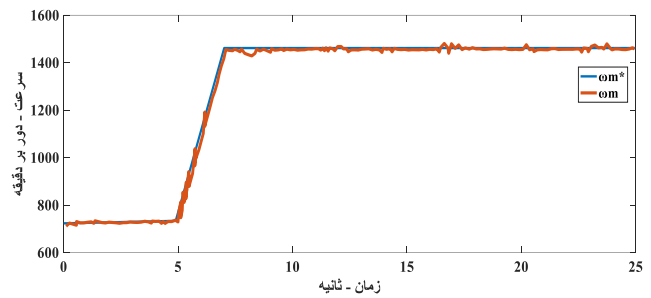
(د)



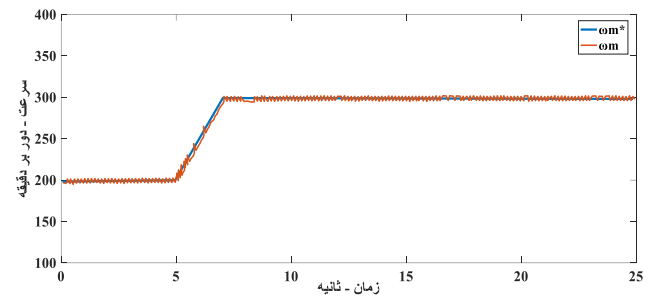
(ه)



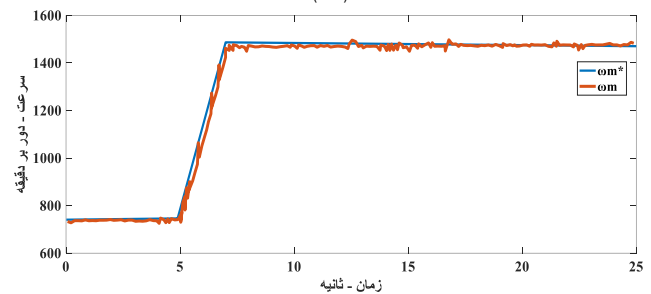
(و)



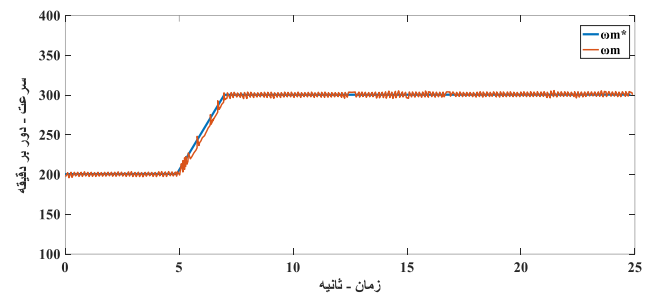
(ب)



(ب)



(ب)



(ب)

شکل ۱۴: شبیه‌سازی سرعت‌های مختلف موتور، جریان‌های d-q و جریان‌های x-y برای VV-PCC با $K_p = K_i = 0.1$ ، (الف) تغییر سرعت مرجع از ۲۰۰ تا ۳۰۰ دور بر دقیقه و ۷۵۰ تا ۱۵۰۰ دور بر دقیقه در ۵ ثانیه برای روش PCC، (ج) جریان‌های d-q برای VV-PCC، (د) جریان‌های d-q برای روش PCC، (ه) جریان‌های x-y برای VV-PCC و (و) جریان‌های x-y برای روش PCC.

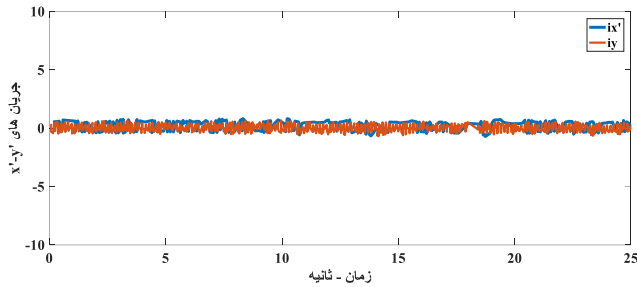
- ۱) آیا ضرایب وزنی تأثیری در میزان اولویت کنترل دارند؟ آیا با حذف این ضرایب در کنترل پیش‌بین، میزان وزن کنترلی گشتاور و شار یکسان نمی‌شود؟ چه تفاوتی با حالتی که ضرایب وزنی در تابع هدف در نظر گرفته می‌شود وجود دارد؟
- ۲) تابع هزینه‌های مختلفی در کنترل پیش‌بین قابل استفاده است، در این مقاله از چه نوعی استفاده شده است؟
- ۳) روش‌های کنترل مبتنی بر تئوری پیش‌بین، حساسیت قابل توجهی نسبت به تغییر مشخصات موتور (تغییرات مقاومت استاتور یا اندوکتانس) در هنگام عملکرد آن دارند. میزان پایداری روش پیشنهادی در این مقاله نسبت به این تغییرات چگونه است؟
- ۴) مزیت و یا تفاوت‌های روش ارائه‌شده در مقاله حاضر با مقاله‌های مرجع چیست؟

طراحی ضریب وزنی (WF) یک کار جزئی نیست، زیرا باید مصالحه‌ای را بین اعوجاج جریان و عملکرد سیستم ایجاد کند. ضریب وزن k_1 ، در (۳۲)

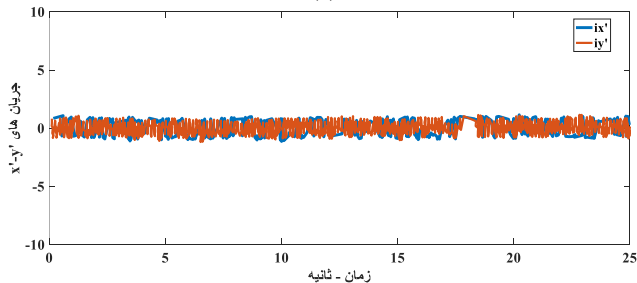
ضریب وزنی شکل ۱۶- الف - VV-PCC شکل ۱۶- ب در ۱۰۰ میکروثانیه و PCC شکل ۱۶- ج در ۱۰۰ میکروثانیه) مقایسه می‌شوند. با توجه به شکل ۱۶- الف مشاهده می‌شود که در VV-PCC، هارمونیک‌های مرتبه پایین که در شکل ۱۶- الف دیده می‌شوند، به همان دلیل شکل موج‌های موجود در شکل‌های ۱۵- د تا ۱۵- ز دچار اعوجاج خواهند شد. طیف هارمونیک در PCC (شکل‌های ۱۶- ب و ۱۶- ج) نیز پخش شده‌اند اما می‌توان مشاهده کرد که مقدار هارمونیک جریان بسیار کاهش یافته است.

۹- نتیجه‌گیری و مقایسه آن با روش‌های دیگر

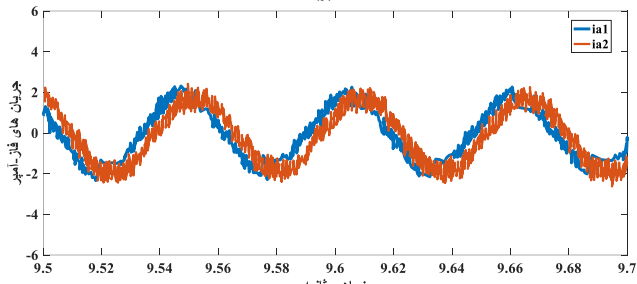
با توجه به تحلیل و مقایسه ۲۷ پژوهش انجام‌شده در بخش ۱ و مقایسه نتایج آنها با کارهای انجام‌شده در مقاله حاضر، می‌توان سؤالاتی را عنوان کرد که پاسخ به آنها، تحلیل‌های دقیقی را پیش روی ما خواهد گذاشت که در ادامه به آنها می‌پردازیم:



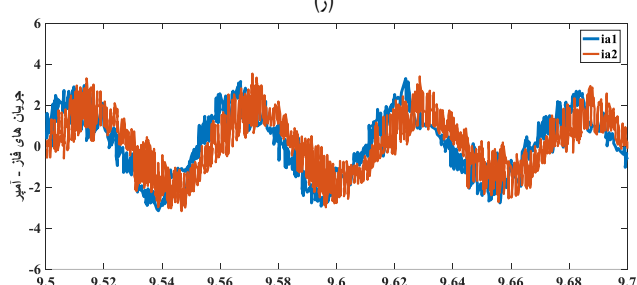
(ه)



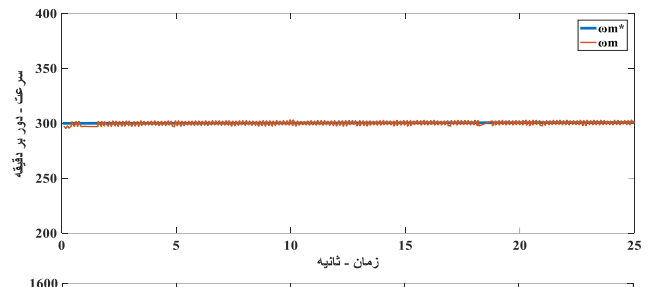
(و)



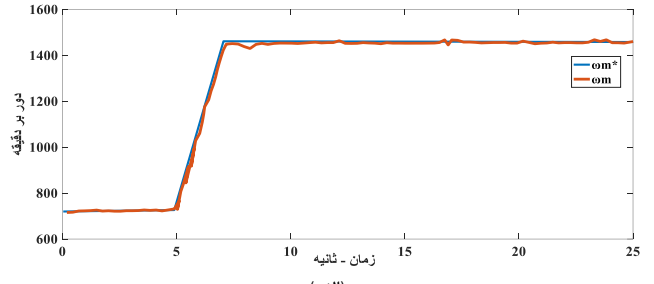
(ز)



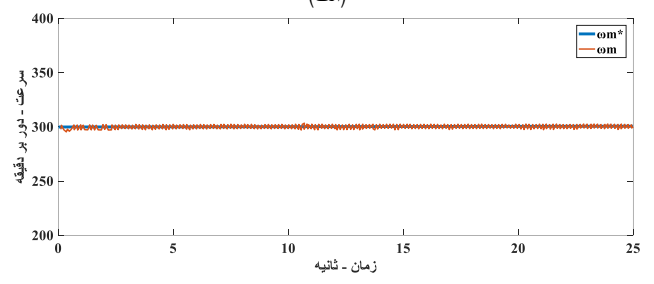
(ح)



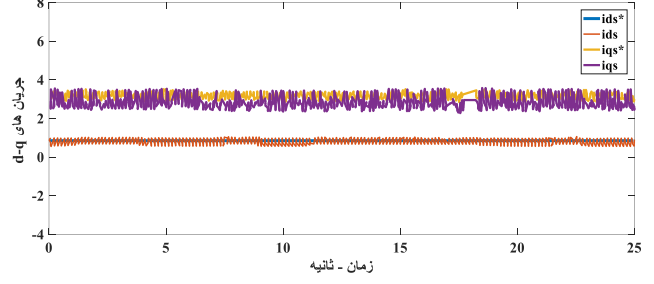
(الف)



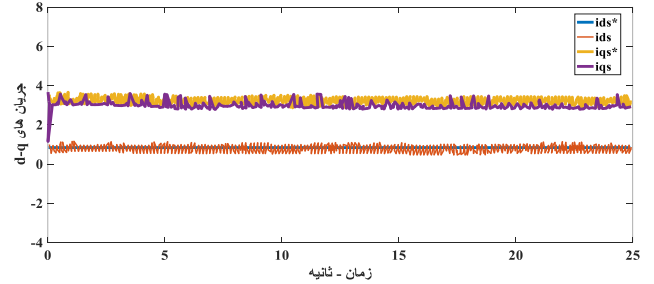
(ب)



(د)



(ج)



(ز)

شکل ۱۵: شبیه‌سازی سرعت موتور، جریان‌های d-q، جریان‌های x-y و جریان‌های فاز $\alpha_1 - \alpha_2$ برای VV-PCC با حذف ضریب وزنی برای $T_s = 10 \mu s$ (الف) سرعت‌های متفاوت موتور برای روش VV-PCC با حذف ضریب وزنی، (ب) سرعت موتور برای روش PCC با حذف ضریب وزنی، (ج) جریان‌های d-q با حذف ضریب وزنی برای روش VV-PCC، (د) جریان‌های d-q برای روش PCC با حذف ضریب وزنی، (ه) جریان‌های X و Y برای روش PCC با حذف ضریب وزنی، (و) جریان‌های x-y برای روش VV-PCC با حذف ضریب وزنی، (ز) جریان‌های فاز $\alpha_1 - \alpha_2$ برای روش VV-PCC با حذف ضریب وزنی.

شش‌فاز نامتقارن بر اساس رویکرد مدل‌سازی dq دوگانه (۲ dq) دوباره فرمول‌بندی شده است. برخلاف الگوریتم‌های FCS-MPC مبتنی بر تجزیه فضای برداری (VSD)، رویکرد پیشنهادی منجر به چهار متغیر کنترل (جریان‌های توالی استاتور (۵۹)) که دارای اولویت، ماهیت و اهمیت یکسانی هستند می‌شود. بنابراین عوامل وزنی برابر می‌توانند در تابع هزینه استفاده شوند که به طور ذاتی، اثر مؤلفه‌های جریان گردشی x-y را به حداقل می‌رسانند و لذا عوامل وزنی برابر را می‌توان به همه آنها اختصاص

حیاتی است زیرا اصطلاحات درگیر در تابع هزینه اولویت یکسانی ندارند. با وجود این، FCS-MPC به طور کلی برخی محدودیت‌های فنی را تجربه می‌کند. از چالش‌های به طور گسترده گزارش شده مربوط به FCS-MPC، طراحی عامل وزن (WF) است که به طور تجربی طراحی گردیده و به عنوان یک عامل وابسته به نقطه عملکرد و پارامترهای سیستم شناخته می‌شود. بنابراین فرض یک WF ثابت می‌تواند منجر به عملکرد ضعیف شود. در این مقاله، مرحله پیش‌بینی FCS-MPC برای موتور القایی

وزنی استفاده می‌کند، می‌باشد. ضریب‌های وزنی تأثیر بسزایی بر روی کنترل‌کننده‌ها دارند، زیرا آنها تعیین‌کننده روابط گشتاور و شار استاتور می‌باشند؛ مثلاً اجرا و به‌کارگیری روش کنترل پیش‌بین گشتاور (PTC) وابستگی شدیدی به مدل سیستم مورد نظر دارد. در این طرح در هر گام نمونه‌برداری، یک ترکیب بهینه از دو بردار ولتاژ، چه فعال و چه صفر، در جهت کاهش خطای شار و گشتاور به موتور اعمال می‌شود. این کار باعث کاهش مؤثر ریپل گشتاور می‌گردد. همچنین جهت کاهش وابستگی در روش PTC در مراجع مختلف به پارامترهای موتور، از یک تخمینگر مقاومت استاتور مبتنی بر قوانین کنترل تطبیقی استفاده می‌شود. همچنین روش جهت‌دهی شار روتور نسبت به پارامترهای موتور حساس و دارای مدار مجزاساز پیچیده می‌باشد اما پایدار است، ولی روش جهت‌دهی شار استاتور حساسیت کمتری نسبت به پارامترهای موتور دارد و مدار مجزاساز آن ساده می‌باشد و دارای محدودیت جریان i_{qs} جهت پایداری است.

در همه روش‌ها به بردارهای شار روتور نیاز است که به انحراف زاویه نیز حساس هستند. از آنجا که در هر دو روش FOC و PCC، جهت‌دهی شار وجود دارد، بنابراین حساسیت زاویه شار روتور در این دو روش نسبت به بقیه روش‌ها بیشتر است.

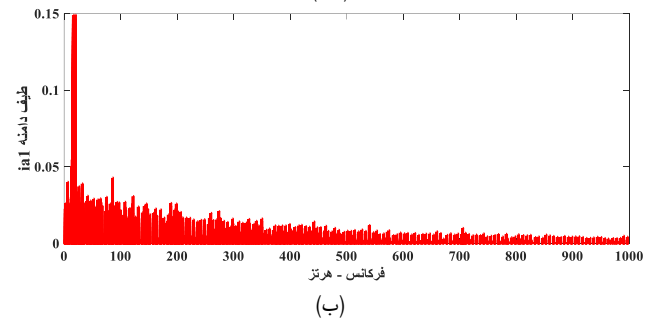
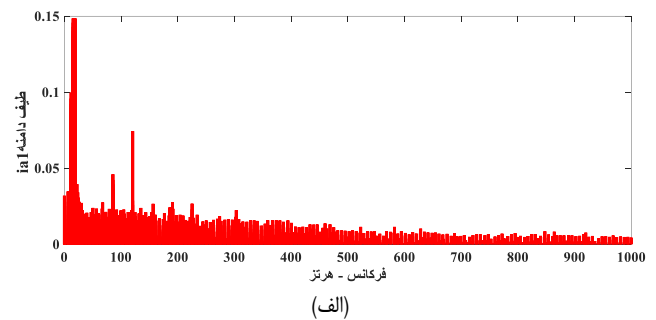
یک جایگزین برای ساده‌سازی ضریب وزنی و وابستگی کمتر به پارامترهای ماشین، تبدیل تابع هزینه از کنترل شار استاتور و گشتاور به کنترل جریان پیش‌بین (PCC) در قاب چرخان است که در آن مؤلفه‌های مستقیم و ربی جریان استاتور، به ترتیب مغناطیس‌کنندگی و گشتاور ماشین را تولید می‌کنند. در روش FS-MPC با استفاده از تابع هزینه در جایی که محدودیت سیستم وجود دارد، بردارهای کلیدزنی به راحتی انتخاب خواهند شد.

در مقایسه با روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC)، روش کنترل مدل پیش‌بین گشتاور (PTC) به دلیل یکپارچه‌سازی مستقیم مدل سیستم یا حالات کلیدزنی اینورتر، همواره در انتخاب بهترین بردار ولتاژ دقیق‌تر و مؤثرتر است.

با توجه به [۳]، [۱۶] و [۱۹] برای بررسی رفتار تمامی روش‌ها باید آزمایش‌ها در دو حالت ثابت و گذرا با استفاده از نرم‌افزار Matlab شبیه‌سازی شوند. از آنجایی که روش‌های کنترل مستقیم از جمله DTC، PTC و PCC دارای فرکانس‌های متغیری هستند، یکی از معایب روش‌های مستقیم این است که بردار کلیدزنی انتخابی در تمامی بازه نمونه‌برداری حفظ خواهد شد که خود می‌تواند سبب ریپل قابل توجهی در گشتاور شود. لذا در بسیاری از روش‌های جدیدتر، حل این مشکل را با استفاده از بردارهای کلیدزنی چندگانه در طول بازه نمونه‌برداری انجام می‌دهند.

روش 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 به‌وجود آمدن یک مقدار مرجع غیر صحیح شود.

FOC و PCC پایداری بسیار خوبی در تغییرات R_s خواهند داشت که دلیلش آن است که PTC 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



شکل ۱۶: طیف فرکانسی جریان‌های فاز برای روش (الف) VV-PCC با حذف ضریب وزنی برای $T_s = 100 \mu s$ و (ب) PCC با حذف ضریب وزنی برای $T_s = 100 \mu s$.

داد که نیاز به ضریب وزنی WF به کار رفته در مورد PCC مبتنی بر VSD را حذف می‌کند.

اضافه کردن محدودیت‌های سیستم به تابع هزینه یکی از ویژگی‌های قابل توجه MPC است. این محدودیت‌ها را می‌توان با عوامل وزنی به سادگی به تابع هزینه اضافه کرد که اجازه می‌دهند سطحی از مصالحه بین اهداف کنترلی ایجاد شود. در نتیجه، تمام الزامات کنترل به طور هم‌زمان و بدون نیاز به کنترل‌های اضافه برآورده خواهند شد؛ مزیتی که در کنترل‌کننده‌های کلاسیک دیده نمی‌شود. با این حال برای اضافه کردن جمله‌ها به تابع هزینه، تأثیر جمله‌های اصلی تا حدی کاهش پیدا می‌کند.

مهم‌ترین محدودیت‌هایی را که می‌توان به تابع هزینه افزود، عبارت هستند از کمینه‌سازی فرکانس کلیدزنی، تعریف حداکثر جریان و ولتاژ مجاز و کمینه‌سازی ریپل ولتاژ و جریان. تفاوت بین محدودیت‌های آنها این است که به هزینه محاسباتی بیشتری نیاز دارند. با این حال، خطای مطلق و مربع منجر به نتایج مشابهی در یک تابع هزینه تک‌جمله‌ای می‌شود. در حالی که مربع خطا برای زمانی که تابع هزینه شامل جمله‌های اضافه باشد، بهتر است. بنابراین مقدار متوسط خطا منجر به ردیابی دقیق‌تر مرجع می‌شود، هرچند محاسبه آن را پیچیده‌تر می‌کند و زمان محاسباتی افزایش خواهد یافت.

تثبیت فرکانس کلیدزنی سبب کاهش تلفات می‌شود. باید گفت که متغیر بودن فرکانس کلیدزنی یا بالابودن تعداد کلیدزنی سبب جاری شدن جریان نشستی می‌گردد. جریان نشستی باعث افزایش تلفات شده و در نتیجه سبب کاهش کیفیت جریان تزریقی به شبکه خواهد شد. بنابراین بخشی از تلفات، ناشی از متغیر بودن فرکانس کلیدزنی اینورتر موتور می‌باشد. از آنجا که تلفات ماشین (شامل تلفات مسی و هسته) به چگالی شار وابسته است، طراحی بر اساس بهینه‌سازی چگالی شار پیشنهاد شده است. این کار با انتخاب بهینه ضریب وزنی با در نظر گرفتن فرکانس کلیدزنی ثابت انجام گردیده است. ضمناً تعداد کموتاسیون کلیدهای قدرت نیز در این طرح کمینه شده که منجر به کاهش فرکانس کلیدزنی و بهبود بیشتر بازده سیستم و کیفیت توان می‌گردد.

توابع هدف برای تعیین بهترین بردار ولتاژ برای اعمال زمان نمونه‌گیری استفاده می‌شوند. خطاهای شار شامل یک تابع هزینه که از ضریب‌های

جدول ۳: مقایسه روش‌های مختلف کنترل موتورهای القایی شش‌فاز.

روش پیشنهادی (VV-PCC)	PCC	PTC	DTC	FOC	آیتم‌های مقایسه
۲	۲	۳	۴	۶	تعداد پارامترهای تنظیم‌شده
PI	PI	PI	PI	PI	کنترل‌کننده‌های خارجی
حذف تابع هزینه	۱ تابع هزینه	۱ تابع هزینه	۲ هیستریزس	۲ PI	کنترل‌کننده‌های داخلی
خیر	خیر	خیر	بله	بله	زاویه شار
بله	بله	خیر	خیر	بله	تبدیل مختصات
خیر	خیر	خیر	خیر	بله	PWM (مدولاسیون پهنا‌ی پالس)
آسان	آسان	آسان	سخت	سخت	محدودیت‌های سیستمی
پایین	پایین	پایین	متوسط	بالا	پیچیدگی روش‌ها
خوب	خوب	خوب	بد	نسبتاً خوب	THD جریان
ناچیز	ناچیز	ناچیز	زیاد	کم	ریپل گشتاور
سریع	سریع	سریع	سریع	کند	رفتار دینامیکی
ثابت	متغیر	متغیر	متغیر	ثابت	فرکانس‌های کلیدزنی
زیاد	زیاد	کم	کم	کم	حساسیت به L_m
کم	کم	زیاد	زیاد	کم	حساسیت به R_s

۱۳ رسیده است، در صورتی که در PCC این مقدار در ۴۹ قرار داشت و این یعنی کاهش محاسبات در روش پیشنهادی. بنابراین با صرف نظر از هارمونیک‌های بسیار اندک در روش VV-PCC، کاملاً اقتصادی است که از این روش استفاده نماییم. همچنین در جدول ۳، تمام مقایسه‌ها بین روش‌های موجود جهت کنترل موتورهای القایی را ارائه داده‌ایم که نتیجه‌گیری‌های مقاله حاضر را اثبات می‌نماید.

مراجع

- [1] M. Mamdough and M. A. Abido, "Predictive current control of asymmetrical sixphase induction motor without weighting factors," *Alexandria Engineering J.*, vol. 61, no. 1, pp. 3793-3804, Sep. 2022.
- [2] B. M. Shihab, M. Tousizadeh, and H. S. Che, "Continuous and discontinuous PWM methods for symmetrical six-phase induction motor with single isolated neutral," *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 45, no. 3, pp. 1885-1895, Apr. 2020.
- [3] F. Wang, Z. Zhang, X. Mei, J. Rodriguez, and R. Kennel, "Advanced control strategies of induction machine: field oriented control, direct torque control and model predictive control," *Energies*, vol. 11, no. 2, pp. 120-128, Jul. 2018.
- [4] F. Wang, X. Mei, J. Rodriguez, and R. Kennel, "Model predictive control for electrical drive systems-an overview," *CES Trans. Electr. Mach. Syst.*, vol. 1, no. 3, pp. 219-230, Mar. 2017.
- [5] S. A. Davari, D. A. Khaburi, and R. Kennel, "An improved FCS-MPC algorithm for an induction motor with an imposed optimized weighting factor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1540-1551, Apr. 2012.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] H. S. Che, A. S. Abdel-Khalik, S. Member, and E. Levi, "Parameter estimation of asymmetrical six-phase induction machines using modified standard tests," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 8, pp. 6075-6085, Nov. 2017.
- [9] G. Rezaadeh, F. Tahami, G. Capolino, Z. Nasiri-Gheidari, H. Henao, and M. Sahebzamani, "Improved design of a six-phase squirrel cage induction motor with pseudo-concentrated windings," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 21, no. 3, pp. 1-11, May 2021.
- [10] X. Sun, T. Li, X. Tian, and J. Zhu, "Fault-tolerant operation of a six-phase permanent magnet synchronous hub motor based on model predictive current control with virtual voltage vectors," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 37, no. 1, pp. 337-346, Mar. 2022.
- [11] M. Bermudez, C. Martin, I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, M. R. Arahal, and F. Barrero, "Predictive current control in electrical

خواهد داشت. نتایج شبیه‌سازی در [۳] نیز نشان می‌دهند که در سرعت‌های متوسط و بالا، PTC و DTC پایداری و استقامت بیشتری از خود نشان خواهند داد.

روش‌های کنترل مستقیم دارای فرکانس کلیدزنی متغیری هستند که برای اصلاح آنها با استفاده از SVM می‌توان THD جریان بهتری را به دست آورد. در FOC برای پاسخ گشتاور، زمان نشست زیادی لازم است (مدت زمان زیادی طول می‌کشد) و بنابراین سرعت پاسخ دینامیکی DTC، بسیار خوب اما ریپل‌های گشتاور آن کمی بالاست. PTC و PCC سرعت پاسخ دینامیکی خوب و ریپل‌های گشتاور تقریباً مطلوب و پایینی دارند. در بحث استقامت و پایداری، روش PCC با تغییرات L_m ، بسیار ضعیف عمل می‌کند.

با مقایسه و بهبود عملکرد روش‌های انتخاب ضریب وزنی در مقالات مرجع برای PCC و با توجه به پاسخ دینامیکی همه روش‌ها و نزدیک بودن پاسخ گشتاور، تغییر اعوجاج هارمونیک کل جریان، تغییر ریپل شار و تغییر فرکانس کلیدزنی میانگین با استفاده از روش‌های متفاوت طراحی ضریب وزنی، استفاده از روش حذف ضریب وزنی را انتخاب نمودیم، زیرا بتوانیم دشواری انتخاب ضریب وزنی را مرتفع کنیم. شرایط عملکرد مختلف مانند راه‌اندازی، بارگیری ناگهانی و سرعت‌های متفاوت بررسی شدند.

در مرحله بعد به شبیه‌سازی روش PCC (با وجود ضریب وزنی) و مقایسه آن با PCC پیشنهادی (روش مبتنی بر بردارهای ولتاژ مجازی (VV-PCC)) و سپس همین مرحله با حذف ضریب وزنی پرداختیم که به نتایج قابل قبولی در آن رسیدیم. نتایج شبیه‌سازی به‌دست‌آمده، جداسازی کامل بین شار و گشتاور تولیدکننده مؤلفه‌های جریان و پاسخ دینامیکی سریع سرعت را نشان می‌دهند. بنابراین کنترل پیش‌بین جریان برای به‌دست‌آوردن پاسخ گشتاور سریع با ساختار ساده و انعطاف‌پذیر، یک روش امیدوارکننده به حساب می‌آید، اما توسعه آنها به درایوهای چندفاز می‌تواند نارضایتی‌هایی به دنبال داشته باشد. در نتیجه، انتخاب یک حالت کلیدزنی در PCC منجر به جریان‌های بالای x-y می‌شود که این مشکل با روش پیشنهادی VV-PCC مبتنی بر حذف ضریب وزنی که به تعداد تکرارهای کمی نیاز دارد، رفع می‌شود.

باید گفت، درست است که در روش PCC نتایج از لحاظ هارمونیک کمی بهتر از VV-PCC است، اما در روش VV-PCC بردارهای ولتاژ به

- [21] J. J. Aciego, I. G. Prieto, and M. J. Duran, "Model predictive control of six-phase induction motor drives using two virtual voltage vectors," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 321-330, Oct. 2019.
- [22] O. Gonzalez, et al., "Predictive-fixed switching current control strategy applied to six-phase induction machine," *Energies*, vol. 12, no. 12, Article ID: 2294, 2019.
- [23] Y. Wang, A. Biswas, R. Rodriguez, Z. Keshavarz-Motamed, and A. Emadi, "Hybrid electric vehicle specific engines: state-of-the-art review," *Energy Reports*, vol. 8, no. 1, pp. 832-851, Mar. 2022.
- بیمان میرزایی پور** در سال ۱۳۸۹ مدرک کارشناسی مهندسی برق از دانشگاه پیام گلپایگان، در سال ۱۴۰۰ کارشناسی ارشد را از دانشگاه لرستان دریافت نموده است و هم اکنون دانشجوی دکتری مهندسی برق در دانشگاه شهید چمران اهواز می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند درایوهای الکتریکی- الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی می‌باشد.
- اسماعیل رک رک** مدرک کارشناسی مهندسی برق الکترونیک از دانشگاه صنعتی اصفهان، کارشناسی ارشد و دکتری در مهندسی برق را نیز از دانشگاه صنعتی اصفهان دریافت نموده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده شامل موضوعاتی مانند الکترونیک قدرت، کنترل سیستم‌های قدرت، ادوات FACTS و دینامیک سیستم‌های قدرت می‌باشد.
- محسن صیعی** در سال ۱۳۶۸ مدرک کارشناسی مهندسی برق قدرت 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 استرالیای کلاسیک انگلستان دریافت نموده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند ماشین‌های الکتریکی، تکنولوژی پیشرفته فشارقوی و دینامیک سیستم‌های قدرت می‌باشد.
- سید قدرت‌اله 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.
- drives: an illustrated review with case examples using a five-phase induction motor drive with distributed windings," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 14, no. 8, pp. 1327-1338, Jun. 2020.
- [12] A. Al-Hitmi, K. Rahman, and N. Al-Emadi, "Control and modulation of three to asymmetrical six-phase matrix converters based on space vectors," *J. of Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 475-486, Mar. 2019.
- [13] A. Habib, A. Shawier, M. Mamdouh, A. S. Abdel-Khalik, M. S. Hamad, and S. Ahmed, "Predictive current control based pseudo six-phase induction motor drive," *Alexandria Engineering J.*, vol. 61, no. 5, pp. 3937-3948, Oct. 2022.
- [14] J. Paredes, B. Prieto, M. Satrustegui, I. Elosegui, and P. Gonzalez, "Improving the performance of a 1-MW induction machine by optimally shifting from a three-phase to a six-phase machine design by rearranging the coil connections," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 3, pp. 1035-1045, Feb. 2021.
- [15] A. Gonzalez-Prieto, I. Gonzalez-Prieto, A. G. Yepes, M. J. Duran, and J. Doval-Gandoy, "On the advantages of symmetrical over asymmetrical multiphase ac drives with even phase number using direct controllers," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 8, pp. 7639-7650, Aug. 2022.
- [16] A. Shawier, A. Habib, M. Mamdouh, A. S. Abdel-Khalik, and K. H. Ahmed, "Assessment of predictive current control of six-phase induction motor with different winding configurations," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 81125-81138, 2021.
- [17] A. González-Prieto, I. González-Prieto, M. J. Duran, J. J. Aciego, and P. Salas-Biedma, "Current harmonic mitigation using a multi-vector solution for MPC in six-phase electric drives," *IEEE Access*, vol. 9, no. 2, pp. 117761-117771, Aug. 2021.
- [18] M. Mamdouh and M. A. Abido, "Weighting factor elimination for predictive current control of asymmetric six-phase induction motor," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Environment and Electrical Engineering and IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe, IEEEIC/ICEPS Europe '20*, vol. 11, 6 pp., Madrid, Spain, 9-12 Jun. 2020.
- [19] M. S. Abdel-Majeed, et al., "General current control of six-phase-based non-isolated integrated on-board charger with low order harmonic compensation," *Sustainability*, vol. 14, no. 3, Article ID: 1088, 2022.
- [20] M. J. Durán, I. Gonzalez-Prieto, and A. Gonzalez-Prieto, "Large virtual voltage vectors for direct controllers in six-phase electric drives," *International J. of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 125, Article ID: 106425, Feb. 2021.