

Direct Power Control of BCDFIG Based on Backstepping Algorithm

Mojtaba Esmacili¹, Davood Arab khaburi^{*1}, Mahyar khosravi¹, Ramtin Rezavandi¹, Mohsen siami²

¹Electrical Engineering Department, Iran University of Science & Technology (IUST), Tehran, Iran

²Tavanir company, Tehran, Iran

E-mails: M.esmaeili.ee@gmail.com; Khaburi@iust.ac.ir; M_Khosravi_IUST@yahoo.com; Ramtinrz@yahoo.com; M.siami@tavanir.org.ir

^{*}means corresponding author

Abstract

Due to the various advantages of Brushless Cascaded Doubly Fed Induction Generators (BCDFIG), they are an attractive solution to be employed in grid-connected wind energy systems. In this paper, a novel direct power control strategy based on backstepping algorithm, is proposed for BCDFIG. The most well-known traditional control method for BCDFIG is the vector control strategy, which has several disadvantages such as dependence on the operating point, the need for accurately adjusting the parameters of multiple PI controllers, etc. The operating principles of the proposed method are based on controlling the references of active and reactive powers, by using the backstepping algorithm and defining appropriate Lyapunov function. The proposed controller overcomes the aforementioned drawbacks of the vector control method and improves its performance in different operating conditions. Finally, the proposed and vector control schemes for BCDFIG have been implemented in the MATLAB/Simulink software and their performances are compared.

Keywords

Direct power control, Backstepping algorithm, Vector control, Wind power plant, BCDFIG.

1- Short Paper

DFIG generators are among the most widely used generators in wind energy systems connected to the grid. Despite its many advantages, this generator suffers from problematic defects such as the presence of brushes, slip rings and gearboxes and also low reliability in the event of an error in the system. As a replacement to overcome the disadvantages of DFIG, the researchers of this field have suggested to use the brushless type (BDFIG) as a more effective choice. BDFIG has a complicated and expensive internal structure due to the placement of two stator coils with two different poles inside its single frame. In the evolved type of BDFIG, the two stator windings are separated with two separate machine frames and the structure of two separate machines with electrical and mechanical rotor coupling (BCDFIG) has been introduced, which in addition to having the advantages of DFIG, has greatly reduced the aforementioned defects. The conventional control method for BCDFIG is the vector control, which suffers from transient distortion, the presence of four PI blocks, torque ripple, and possible deteriorated performance for the condition of grid voltage disturbances. The proposed direct power control method based on the Backstepping algorithm can effectively overcome the disadvantages of the vector control scheme.

2- Proposed Work and Methodology

This paper develops a direct power control scheme based on backstepping algorithm for BCDFIG. First, the structure of BCDFIG is modeled and its equations are developed in three-phase and two-phase rotating frames. Moreover, the conventional vector control method and its equations are provided and simulated for BCDFIG. Next, the equations of the proposed direct power control method based on backstepping algorithm are developed for BCDFIG and the corresponding simulations are conducted. Based on these simulation results, the performance of the proposed strategy is compared with vector control method and its advantages are studied.

3- Conclusion

In this article, a novel control method of direct power control based on backstepping algorithm is presented for BCDFIG. Compared to DFIG configuration, BCDFIG has several advantages, such as elimination of brushes, slip rings and gearboxes, as well as improved performance and high reliability in case of a system fault in the application of wind energy systems connected to the grid. The principles of the direct power control method are based on the backstepping algorithm and designing a proper Lyapunov function which can provide appropriate control performance and the ability to maintain it in the presence of disturbances and uncertainty of parameters. According to the equations of the proposed method and simulation results, it could be concluded that the direct power control method based on the backstepping algorithm has several advantages over the vector control method, including elimination of four PI blocks and the trouble of choosing their coefficients, no dependency on machine parameters and better behavior in the steady and transient states. The better performance of the proposed method in high-performance applications is due to the lower ripple and distortion and smoother oscillations in steady state.

کنترل مستقیم توان مولدهای BCDFIG مبتنی بر الگوریتم پسگام

مجتبی اسماعیلی

گروه قدرت، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت، تهران، ایران

داوود عرب خابوری

دانشیار قدرت، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت، تهران، ایران

مهیار خسروی

گروه قدرت، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت، تهران، ایران

رامتین رضواندی

گروه قدرت، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت، تهران، ایران

محسن صیامی

شرکت توانیر، تهران، ایران

چکیده

با توجه به مزایای فراوان مولدهای القایی دوسوتغذیه آبشاری بدون جاروبک (BCDFIG)، این مولدها گزینه‌ای جذاب برای استفاده در سیستم‌های انرژی بادی متصل به شبکه هستند. در این مقاله یک روش نوین کنترل مستقیم توان مبتنی بر الگوریتم پسگام برای مولدهای BCDFIG ارائه گردیده است. متداول‌ترین روش کنترلی سنتی که تاکنون برای این مولدها استفاده شده است، روش کنترل برداری بوده که دارای معایبی نظیر وابستگی به نقطه کار، لزوم تنظیم دقیق پارامترهای کنترل‌کننده‌های PI متعدد و غیره می‌باشد. اصول عملکرد روش پیشنهادی، بر کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع بر اساس الگوریتم پسگام و با استفاده از تعریف تابع لیاپانوف متناسب استوار است. کنترل‌کننده ارائه‌شده قادر است معایب روش کنترل برداری را مرتفع نموده و عملکرد آن را در حالات مختلف بهبود دهد. در نهایت، روش‌های پیشنهادی و کنترل برداری برای مولد BCDFIG در نرم‌افزار MATLAB پیاده‌سازی شده و عملکردهای مربوطه با یکدیگر مقایسه گردیده‌اند.

کلمات کلیدی

کنترل مستقیم توان، الگوریتم پسگام، کنترل برداری، نیروگاه بادی، مولد BCDFIG.

نام نویسنده مسئول: داوود عرب خابوری

ایمیل نویسنده مسئول: Khaburi@iust.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۳/۰۱/۱۹

تاریخ(های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۳/۰۸/۲۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۹/۱۴

۱- مقدمه

با توجه به محدودیت منابع انرژی‌های تجدیدناپذیر و همچنین مشکلات زیست‌محیطی حاصل از مصرف بی‌رویه آن‌ها، به‌کارگیری انرژی‌های تجدیدپذیر از جمله انرژی بادی و خورشیدی از ضرورت‌های جوامع امروزی محسوب می‌شود [۱]. سیستم‌های مبتنی بر این‌گونه انرژی‌های تجدیدپذیر می‌توانند در دو حالت مستقل از شبکه یا متصل به شبکه مورد استفاده قرار گیرند [۲]. از جمله مولدهای پرکاربرد در سیستم‌های انرژی بادی متصل به شبکه، مولدهای القایی دوسوتغذیه (DFIG) است که به دلیل مزایایی مانند هدر نرفتن انرژی روتور و تزریق آن به شبکه، کنترل آسان توان راکتیو، تضمین فرکانس ثابت شبکه با وجود تغییرات سرعت روتور و سایر خصیصه‌ها، نسبت به گزینه‌های دیگر سهم بیشتری از بازار را به خود اختصاص داده است [۳-۵]. مولد DFIG^۱ علی‌رغم مزایای متعدد، از عیوبی نظیر وجود جاروبک، حلقه‌های لغزان

و جعبه‌دنده و نیز پایین بودن قابلیت اطمینان در صورت بروز خطا در سیستم رنج می‌برد [۶، ۷]. محققین این حوزه برای رفع مشکل اصلی مولد DFIG (نیاز به تعمیر و نگهداری بالا به دلیل وجود جاروبک و حلقه‌های لغزان)، نوع بدون جاروبک آن یعنی BDFIG^۲ را پیشنهاد داده‌اند [۸-۱۲]. در BDFIG بجای متصل نمودن روتور از طریق حلقه لغزان و جاروبک به شبکه، یک سیم‌پیچ استاتور ثانویه به ماشین اضافه شده و این سیم‌پیچ استاتور دوم به‌وسیله کوپل الکتریکی به شبکه متصل می‌گردد [۱۳، ۱۴]. با این وجود، BDFIG به دلیل قرار داشتن دو سیم‌پیچ استاتور با تعداد قطب‌های متفاوت در درون ماشین، دارای ساختمان درونی پیچیده و پرهزینه است [۱۵]. هم‌چنین، در شرایط همگام‌سازی BDFIG با شبکه باید دامنه و فرکانس ولتاژ به طور دقیق و سریع کنترل شود تا اثرات وارده بر شبکه و استاتورها در طول فرآیند اتصال به شبکه کاهش یابد [۱۶]. در نوع تکامل‌یافته BDFIG دو سیم‌پیچ استاتور موجود در یک ماشین

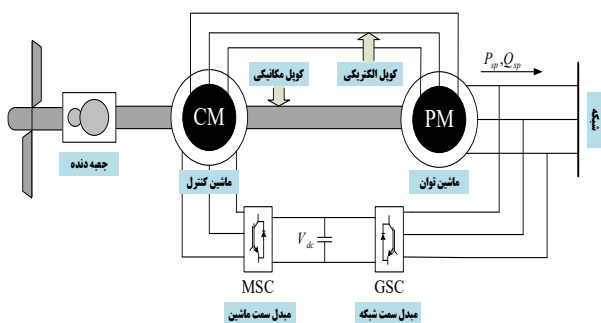
² Brushless Doubly Fed Induction Generator¹ Doubly Fed Induction Generator

BCDFIG توسعه داده شده و عملکرد آن توسط انجام شبیه‌سازی با روش کنترل برداری مقایسه گردیده تا مزایای روش پیشنهادی از جنبه‌های گوناگون مشخص شود.

۲- مولد BCDFIG

۲-۱- ساختار و اصول عملکرد مولد BCDFIG

ساختار این مولد از دو ماشین القایی روتورسیم‌پیچی شده تشکیل شده است (شکل (۱)). همان‌طور که در شکل (۱) ملاحظه می‌شود ساختمان این مولد شامل دو ماشین القایی با نام‌های ماشین کنترل (CM^۴) و ماشین توان (PM^۳) می‌باشد که روتورهای آن‌ها به‌صورت الکتریکی و مکانیکی با یکدیگر کوپل شده‌اند. روتور مشترک این دو ماشین از طریق توربین بادی گردانده می‌شود. به دلیل ماهیت نیروگاه بادی، سرعت چرخش توربین در آن ثابت نبوده و در صورتی که کنترلی بر روی شار القاشده در ماشین توان وجود نداشته باشد، رسیدن به ولتاژی با فرکانس ثابت غیرممکن است. در مولد BCDFIG نیز مانند مولد DFIG امکان کنترل این شار وجود دارد [۱۶]. در ساختار BCDFIG ماشین توان مستقیماً به شبکه متصل است. ازسوی دیگر و بر خلاف DFIG که سیم‌پیچ‌های رتور از طریق حلقه لغزان و مبدل‌های الکترونیک قدرت با شبکه ارتباط دارد، در مبدل BCDFIG استاتور ماشین کنترل به‌طور مستقیم از طریق مبدل‌های الکترونیک قدرت به شبکه متصل می‌شود و دیگر نیازی به حلقه‌های لغزان نیست. وظیفه‌ی ماشین توان تحویل توان تولیدی به شبکه با ولتاژی با دامنه و فرکانس ثابت است. هم‌چنین، مجموعه ماشین کنترل و مبدل‌های الکترونیک‌قدرت در کنار هم، وظیفه تنظیم فرکانس و دامنه‌ی شار ماشین را برعهده دارند. بدین‌منظور، در ابتدا ولتاژ متناوب شبکه از طریق یک‌سوساز به ولتاژ DC تبدیل شده و سپس، این ولتاژ یک‌سوساز از طریق اینورتر و کلیدزنی‌های صورت‌گرفته به ولتاژی متناوب با دامنه و فرکانس متغیر و مناسب با هدف کنترل مشخصات ماشین توان تبدیل می‌گردد. در واقع می‌توان گفت که نقش ماشین CM به نوعی شبیه رتور در سیستم DFIG بوده و با کنترل آن توسط مبدل‌های الکترونیک‌قدرت متصل به شبکه، می‌توان مشخصه‌های عملکردی ماشین PM (مانند شار، توان‌های اکتیو، راکتیو و ...) را در حالت‌های کاری مختلف کنترل نمود. لازم به ذکر است از آن‌جایی که کارکرد اصلی ماشین CM کنترل مشخصه‌های ماشین PM است، نقش اساسی در تبادل توان با شبکه نداشته و به‌منظور بهینه‌سازی طراحی، توان نامی آن در حدود ۳۰ الی ۵۰ درصد توان نامی ماشین PM در نظر گرفته می‌شود. هم‌چنین، بر اساس پارامترهای کلی برای طراحی سیستم مانند حداکثر سرعت باد، سرعت دورانی نامی و ... می‌توان تعداد قطب‌های ماشین‌های کنترل و توان را به صورت برابر یا متفاوت با یکدیگر انتخاب نموده و یکسان یا متفاوت بودن تعداد قطب‌های این دو ماشین، خللی در نحوه عملکرد اساسی مولد BCDFIG ایجاد نمی‌کند.



شکل (۱): ساختار شماتیک مولد BCDFIG [۱۶]

واحد از هم تفکیک شده و ساختاری شامل دو ماشین القایی رتورسیم‌پیچی شده مجزا با کوپلاژ الکتریکی و مکانیکی روتور، به نام مولد القایی دوسوتغذیه آبشاری بدون جاروبک (BCDFIG^۳) معرفی گشته است که علاوه بر دارابودن مزایای DFIG، عیوب گفته‌شده را تا حد زیادی کاهش داده و یا در مواردی مانند مسئله نیاز به جاروبک‌ها و حلقه‌های لغزان، معایب را کاملاً از بین می‌برد [۱۷]. سرعت سنکرون کمتر و کاهش اندازه جعبه‌دنده نیز از دیگر مزایای BCDFIG است [۱۶].

روش کنترلی مرسوم در مولدهای DFIG و BCDFIG، روش کنترل برداری می‌باشد. این روش بر روی مولدهای BCDFIG پیاده‌سازی گردیده و مزایای مولد BCDFIG نسبت به DFIG نشان داده شده است [۱۶]. با این وجود، روش کنترل برداری منجر به اعوجاج در حالت گذرا می‌شود [۱۸]. از دیگر معایب روش برداری وجود چهار کنترل کننده PI است که می‌بایستی ضرایب آن‌ها تعیین گردند [۱۹]. وجود ریبیل گشتاور از دیگر عیوب این روش است که برای کاربردهای حساس نمی‌تواند مورد استفاده قرار گیرد [۲۰]. به‌منظور حذف تنظیم‌کننده‌های PI، یک طرح DTC بهبودیافته برای همگام‌سازی با شبکه بر اساس یک مدل دینامیکی ساده‌شده از BDFIG در [۲۱] پیشنهاد شده است. با این حال، در این روش فرکانس کلیدزنی ثابت نبوده و اختلالات ولتاژ شبکه نیز از دیگر مشکلات این روش است. به‌منظور دستیابی به قابلیت انعطاف‌پذیرتر و جامع کنترل توان، رویکرد کنترل پیش‌بین مدل (MPC) بر روی مولد BDFIG پیاده شده است؛ اما حجم محاسبات بالا و پیچیدگی حل مسئله بهینه‌سازی برای سیستم‌های غیرخطی، از عیب‌های کنترل پیش‌بین است [۲۲-۲۴].

روش کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام، یک روش سیستماتیک بر پایه تابع لیاپانوف برای کنترل پایدار سیستم‌های دینامیکی غیرخطی می‌باشد که می‌تواند عملکرد کنترلی مناسب و مقاوم در حضور اغتشاش و نامعینی پارامترها ارائه دهد [۲۵]. این روش، سیستم غیرخطی پیچیده را به چند زیرسیستم با مرتبه‌ای پایین‌تر از سیستم اصلی تجزیه کرده و سپس، تابع لیاپانوف مناسب را برای هر زیرسیستم به صورت گام‌به‌گام و متوالی از پایین‌ترین تا بالاترین سطح طراحی می‌نماید. در صورتی که تمامی توابع لیاپانوف در نظر گرفته شده بر طبق قاعده پایداری لیاپانوف همگرا شوند، سیستم اصلی دارای پایداری کلی خواهد بود. به عبارت دیگر، از آن‌جایی که توابع لیاپانوف تشکیل‌شده در هر مرحله، شرایط عمومی پایداری لیاپانوف را تضمین می‌کنند؛ پایداری سیستم کلی نیز تضمین شده خواهد بود [۲۶]. هم‌چنین، لازم به توضیح است که بر خلاف روش‌های کنترلی مبتنی بر خطی‌سازی، رویکرد پسگام این امکان را فراهم می‌سازد تا رفتار و ویژگی‌های غیرخطی سیستم نیز در پایداری‌سازی تابع لیاپانوف مدنظر قرار داده شود. از مزایای استفاده از روش پسگام برای کنترل ماشین‌های الکتریکی می‌توان به حذف کنترل‌کننده‌های PI و عدم نیاز به محاسبه ضرایب آن، عدم وابستگی به پارامترهای ماشین، کاهش میزان هارمونیک‌های جریان و ریبیل گشتاور خروجی اشاره کرد. با توجه به این ویژگی‌ها، کنترل‌کننده‌های مبتنی بر این روش را می‌توان برای استفاده‌های حساس استفاده کرد [۲۷-۲۹].

تاکنون روش‌های کنترل برداری و کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام بر روی مولد DFIG پیاده‌سازی شده و مزایای روش دوم از جمله کاهش هارمونیک، کاهش ریبیل گشتاور و بهبود حالت گذرا برای این مولد مشخص گردیده است [۲۶]. با این وجود، روش کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام تاکنون بر روی مولدهای BCDFIG پیاده‌سازی نشده است. با توجه به بحث‌های فوق و مزایای روش کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام، در این مقاله روش کنترلی مذکور، معادلات و الگوریتم مربوطه برای مولدهای

^۵ Power Machine

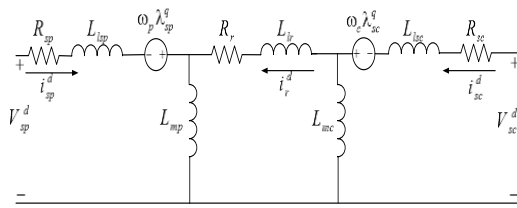
^۳ Brushless Cascaded Doubly Fed Induction Generator

^۴ Control Machine

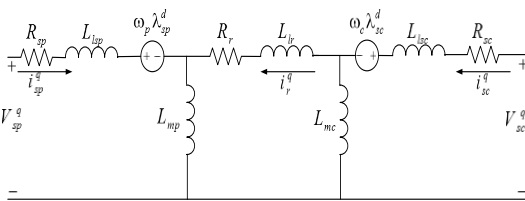
$$\begin{aligned}\lambda_{sp}^{dq} &= L_{lsp} i_{sp}^{dq} + L_{mp} (i_{sp}^{dq} + i_r^{dq}) \\ \lambda_{sc}^{dq} &= L_{lsc} i_{sc}^{dq} + L_{mc} (i_{sc}^{dq} - i_r^{dq}) \\ \lambda_r^{dq} &= L_{lr} i_r^{dq} + L_{mp} (i_r^{dq} + i_{sp}^{dq}) + L_{mc} (i_r^{dq} - i_{sc}^{dq})\end{aligned}\quad (4)$$

۳-۲- مدار معادل BCDFIG در دستگاه d-q

بر اساس مدل توسعه داده شده برای BCDFIG در دستگاه d-q در بخش قبل، مدار معادل محور d و q را می توان به شکل زیر ترسیم نمود.



شکل (۳): مدار معادل محور d [۱۷]



شکل (۴): مدار معادل محور q [۱۷]

۳- روش کنترل برداری (VC⁶) برای مولد BCDFIG

روش کنترل برداری، رویکرد مرسوم برای کنترل مولد BCDFIG است. از آنجایی که عملکرد الگوریتم ارائه شده با این روش مقایسه خواهد شد؛ در این قسمت به طور مختصر اصول عملکرد و معادلات استراتژی کنترل برداری توضیح داده می شود. اساس روش کنترل برداری مبتنی بر استفاده از روابط بین توان های اکتیو و راکتیو ماشین توان با جریان های آن و متعاقباً، رابطه این جریان ها با جریان ها و ولتاژ های ماشین کنترل به منظور کنترل مولد می باشد. روابط توان های اکتیو و راکتیو ماشین توان با ولتاژ و جریان این ماشین در دستگاه d-q به صورت زیر است.

$$P_{PM} = \frac{3}{2} (V_{sp}^q I_{sp}^q + V_{sp}^d I_{sp}^d) \quad (5)$$

$$Q_{PM} = \frac{3}{2} (V_{sp}^q I_{sp}^d - V_{sp}^d I_{sp}^q)$$

از آنجایی که ماشین توان به شبکه متصل بوده و ولتاژ شبکه تنها در راستای محور q دارای مقدار است، معادلات فوق به صورت زیر بازنویسی می شوند.

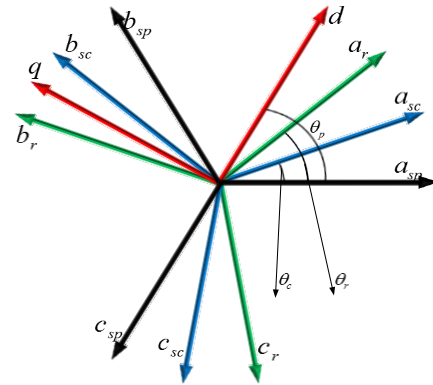
$$\begin{aligned}P_{PM} &= \frac{3}{2} V_{sp}^q I_{sp}^q \\ Q_{PM} &= \frac{3}{2} V_{sp}^q I_{sp}^d\end{aligned}\quad (6)$$

با توجه به معادله (۶)، از تقسیم توان های اکتیو و راکتیو بر $\frac{3}{2} V_{sp}^q$ جریان های مورد نیاز برای دستیابی به این توان ها بدست می آید. همچنین، با توجه به ثابت بودن ولتاژ شبکه توان اکتیو تنها به I_{sp}^q و توان راکتیو تنها به I_{sp}^d وابسته است. از سوی دیگر، مقادیر این جریان ها خود با جریان و در نهایت ولتاژ ماشین کنترل در ارتباط هستند.

با فرض این که شار دور استاتور ماشین توان تنها در راستای محور d قرار دارد ($\lambda_{sp}^q = 0$ ، $\lambda_{sp}^d = |\lambda_{sp}|$)، بازنویسی معادله (۴) رابطه ی بین جریان های ماشین کنترل و ماشین توان به صورت زیر بدست خواهد آمد:

۲-۲- مدل سازی BCDFIG در دستگاه d-q

برای مدل سازی مولد BCDFIG در قاب مرجع d-q، ابتدا باید میدان های گردان روتور و استاتور در این دستگاه مورد بررسی قرار گیرند. شکل (۲) وضعیت قرارگیری میدان های گردان را نسبت به محور های d-q نشان می دهد. برای به دست آوردن رابطه اندوکتانس های متقابل روتور و استاتورها، زاویه روتور نسبت به استاتورهای ماشین قدرت (S_p) و ماشین کنترل (S_c) مورد نیاز است [۱۶].



شکل (۲): بردار فضایی شار روتور و استاتور در قاب d-q سنکرون

[۱۷]

فرم ماتریسی معادلات BCDFIG در دستگاه سه فاز abc در معادله (۱) آورده شده است.

$$\begin{pmatrix} I_{sp}^{abc} \\ I_r^{abc} \\ I_{sc}^{abc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{sp}^{abc} & 0 & 0 \\ 0 & R_r^{abc} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc}^{abc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sp}^{abc} \\ i_r^{abc} \\ i_{sc}^{abc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{d\lambda_{sp}^{abc}}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{d\lambda_r^{abc}}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d\lambda_{sc}^{abc}}{dt} \end{pmatrix} \quad (1)$$

همچنین، شار دورهای ماشین از رابطه (۲) به دست می آیند.

$$\begin{pmatrix} \lambda_{sp}^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \\ \lambda_{sc}^{abc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{ssp}^{abc} & L_{spr}^{abc} & 0 \\ L_{rsp}^{abc} & L_{rr}^{abc} & L_{rsc}^{abc} \\ 0 & L_{scr}^{abc} & L_{ssc}^{abc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sp}^{abc} \\ i_r^{abc} \\ i_{sc}^{abc} \end{pmatrix} \quad (2)$$

لازم به ذکر است که در ساختار BCDFIG که از دو ماشین مجزا استفاده می شود، روتور هر ماشین پارامترهای الکتریکی مخصوص به خود را دارد که هنگام مدل سازی، مقاومت ها و اندوکتانس های روتورها باهم جمع می شوند؛ به عبارت دیگر: ($R_r = R_{rp} + R_{rc}$ ، $L_r = L_{rp} + L_{rc}$). با اعمال ماتریس تبدیل از دستگاه سه فاز به قاب مرجع dq بر روی معادلات (۱) و (۲)، ارتباط بین جریان استاتور ماشین های کنترل و توان و ولتاژ آن ها در دستگاه dq حاصل می شود:

$$\begin{aligned}V_{sp}^d &= R_{sp} i_{sp}^d + \frac{d\lambda_{sp}^d}{dt} - \omega_p \lambda_{sp}^q \\ V_{sp}^q &= R_{sp} i_{sp}^q + \frac{d\lambda_{sp}^q}{dt} + \omega_p \lambda_{sp}^d \\ V_{sc}^d &= R_{sc} i_{sc}^d + \frac{d\lambda_{sc}^d}{dt} - \omega_c \lambda_{sc}^q \\ V_{sc}^q &= R_{sc} i_{sc}^q + \frac{d\lambda_{sc}^q}{dt} + \omega_c \lambda_{sc}^d\end{aligned}\quad (3)$$

با در نظر گرفتن $i_{rp}^{dq} = i_r^{dq}$ ، $i_{rc}^{dq} = -i_r^{dq}$ ، روابط شار دورها و جریان های ماشین در معادله (۴) آورده شده است:

باتوجه به معادلات فوق، می‌توان دریافت ولتاژ محورهای d-q به شار دور محور دیگر، وابسته هستند. بلوک دیاگرام روش کنترل برداری برای مولد BCDFIG در شکل (۵) آورده شده است. با توجه به این شکل، در این روش ابتدا جریان‌ها و ولتاژهای استاتور ماشین‌های کنترل و توان اندازه‌گیری می‌شود. سپس، این جریان‌های اندازه‌گیری شده با استفاده از تبدیلات مربوطه از دستگاه سه‌فاز به دستگاه d-q منتقل می‌شوند. لازم به ذکر است که زاویه شار استاتور ماشین کنترل از این رابطه $\theta_c = \theta_p - (p_1 + p_2)\theta_m$ بدست می‌آید. در گام بعدی، جریان‌های اندازه‌گیری شده استاتور ماشین توان با مقادیر مرجع حاصل از توان‌های اکتیو و راکتیو درخواستی مقایسه گردیده و اختلاف آن‌ها به بلوک‌های PI اعمال می‌گردد. خروجی این بلوک‌ها بخشی از مرجع جریان‌های استاتور ماشین کنترل را تولید می‌نمایند. این مقادیر به همراه مقادیر حاصل از بلوک دکوپلاژ، جریان‌های مرجع نهایی استاتور ماشین کنترل را ایجاد می‌کنند. در مرحله بعدی، مقادیر مرجع مذکور وارد بلوک‌های PI شده و نهایتاً با اضافه کردن مقادیر به دست آمده از بلوک دکوپلاژ مربوطه، ولتاژهای مرجع استاتور ماشین کنترل جهت دستیابی به توان‌های موردنظر به دست خواهند داد. ولتاژهای به دست آمده پس از عبور از محدودکننده‌های ولتاژ، به عنوان ولتاژهای مرجع به بخش مدولاسیون عرض پالس (PWM) داده می‌شوند. بلوک PWM نیز به نوبه خود با کلیدزنی مناسب ولتاژهای موردنظر را تولید و به ماشین کنترل اعمال می‌کند.

$$i_{sc}^d = \frac{1}{(L_{lsc} + L_{mc})} \left(\lambda_{sc}^d - \frac{(L_{lsp} + L_{mp})L_{mc}}{L_{mp}} i_{sp}^d + \frac{L_{mc}}{L_{mp}} \lambda_{sp}^d \right) \quad (7)$$

$$i_{sc}^q = \frac{1}{(L_{lsc} + L_{mc})} \left(\lambda_{sc}^q - \frac{(L_{lsp} + L_{mp})L_{mc}}{L_{mp}} i_{sp}^q \right) \quad (8)$$

معادلات فوق را به صورت زیر نیز می‌توان نمایش داد:

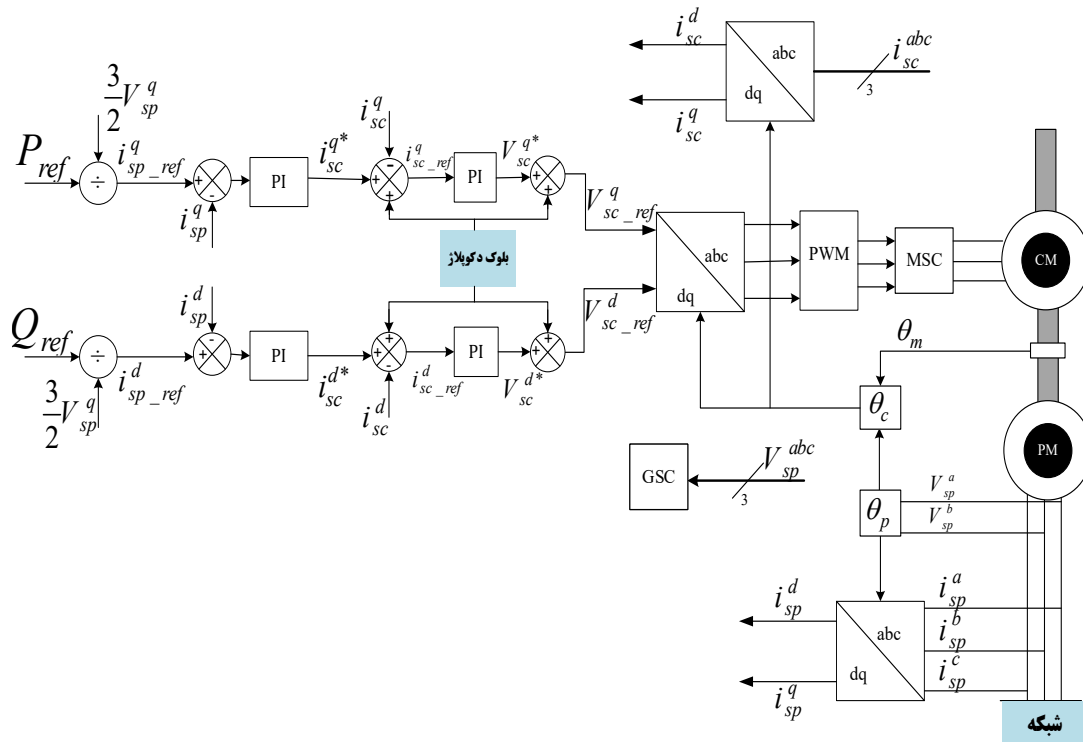
$$i_{sc}^d = f(i_{sp}^d) + \underbrace{\frac{\lambda_{sc}^d}{(L_{lsc} + L_{mc})}}_{Decoupling} \quad (9)$$

$$i_{sc}^q = f(i_{sp}^q) + \underbrace{\frac{\lambda_{sc}^q}{(L_{lsc} + L_{mc})}}_{Decoupling}$$

رابطه (۹) نشان می‌دهد که جریان‌های ماشین کنترل علاوه بر جریان استاتور ماشین توان به شار دورهای خود ماشین کنترل نیز وابسته است. بر این اساس، بلوک دکوپلاژ موجود در شکل (۵) وظیفه‌ی تولید این قسمت از جریان استاتور ماشین کنترل را برعهده دارد. با بازنویسی رابطه (۳) به صورت زیر، می‌توان وابستگی ولتاژهای استاتور ماشین کنترل را به کمیت‌ها و پارامترهای مختلف نشان داد.

$$V_{sc}^d = f(i_{sc}^d) - \underbrace{\omega_c \lambda_{sc}^q}_{Decoupling} \quad (10)$$

$$V_{sc}^q = f(i_{sc}^q) + \underbrace{\omega_c \lambda_{sc}^d}_{Decoupling}$$



شکل (۵): بلوک دیاگرام روش کنترل برداری [۱۶]

توان ظاهری در قاب مرجع ساکن $\alpha - \beta$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$S = 3 / 2 * U_{sa\beta} \hat{I}_{sa\beta} \quad (11)$$

تحت شرایط نرمال شبکه، $U_{sa\beta}$ و $I_{sa\beta}$ تنها دارای مؤلفه فرکانس پایه می‌باشند؛ اما تحت شرایط هارمونیک بودن ولتاژ شبکه، ولتاژ و جریان به صورت زیر تعریف می‌گردد:

۴- روش کنترل مستقیم توان مبتنی بر الگوریتم پسگام (BS-DPC⁷)

برای مولد BCDFIG

اصول عملکردی روش ارائه شده بر مبنای محاسبه توان‌های جبران‌سازی و توان فرکانس‌های پایه می‌باشد. شکل (۶) شماتیک نحوه محاسبه توان‌های جبران‌سازی را در روش پیشنهادی نشان می‌دهد.

⁷ Backstepping-Direct Power Control

در رابطه فوق، $\sigma = 1 - L_s L_r / L_m^2$ ضریب نشستی می‌باشد. با بازنویسی و بازآرایی روابط موجود در معادله (۱۵)، مشتق‌های جریان استاتور و روتور به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{sa\beta}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_m} [(V_{ra\beta} - R_r I_{ra\beta}) - \frac{L_r}{L_m} (U_{sa\beta} - R_s I_{sa\beta}) \\ &+ j\omega_r (\sigma L_m I_{sa\beta} + \frac{L_r}{L_m} \lambda_{sa\beta})] \\ \frac{dI_{ra\beta}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_m} [(V_{sa\beta} - R_s I_{sa\beta}) \\ &- \frac{L_s}{L_m} (U_{ra\beta} - R_r I_{ra\beta}) - j\frac{\omega_r L_s}{L_m} (\sigma L_m I_{sa\beta} + \frac{L_r}{L_m} \lambda_{sa\beta})] \\ \frac{dU_{sa\beta}}{dt} &= j\omega_f U_{sa\beta} \end{aligned} \quad (16)$$

با مشتق‌گیری از معادله (۱۱) می‌توان نوشت:

$$\frac{dS}{dt} = 3/2 (U_{sa\beta} \frac{dI_{sa\beta}}{dt} + I_{sa\beta} \frac{dU_{sa\beta}}{dt}) \quad (17)$$

با جای‌گذاری معادله (۱۶) در رابطه (۱۷)، مشتق توان‌های اکتیو و راکتیو بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} \frac{dP_s}{dt} &= -\frac{3}{2\sigma L_m} \frac{L_r}{L_m} \frac{\omega_{slip}}{\omega_f} |U_s|^2 - \omega_{slip} Q_s + \frac{L_r}{\sigma L_m} \frac{R_s}{L_m} P_s \\ &+ \frac{3}{2\sigma L_m} (U_{sa} V_{ra} + U_{s\beta} V_{r\beta}) - \frac{3R_r}{2\sigma L_m} (U_{sa} i_{ra} + U_{s\beta} i_{r\beta}) \\ \frac{dQ_s}{dt} &= \omega_{slip} P_s + \frac{L_r}{\sigma L_m} \frac{R_s}{L_m} Q_s + \frac{3}{2\sigma L_m} (U_{s\beta} V_{ra} - U_{sa} V_{r\beta}) \\ &- \frac{3R_r}{2\sigma L_m} (U_{s\beta} i_{ra} - U_{sa} i_{r\beta}) \end{aligned} \quad (18)$$

که در آن، $\omega_{slip} = \omega_f - \omega_r$ فرکانس زاویه‌ای لغزش نام دارد. لازم به یادآوری است به دلیل کوپل بودن دو ماشین توان و کنترل، سرعت روتور هردو یکسان می‌باشد ($\omega_r = \omega_\varphi = \omega_c$).

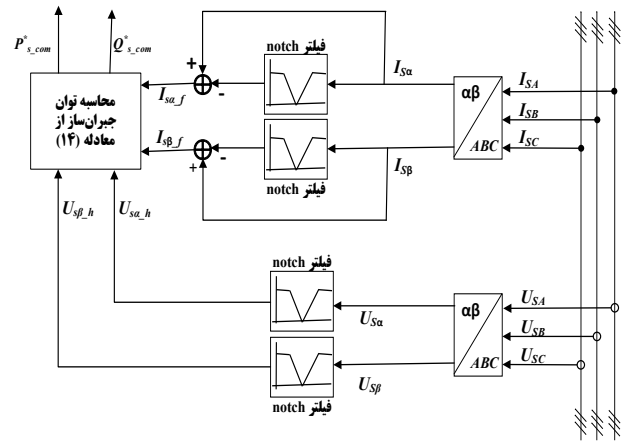
ازسوی دیگر، هدف اصلی از ارائه روش کنترل مستقیم توان‌های اکتیو و راکتیو (DPC) مبتنی بر رویکرد پسگام برای مولد BCDFIG در این مقاله، مرتفع نمودن معایب روش‌های سنتی و خطی در این کاربرد است. بدین منظور، از نتایج و قضایای روش پسگام برای به دست آوردن فرامین کنترلی (ولتاژ مرجع) برای ماشین کنترل در ساختار BCDFIG استفاده گردیده است. به عبارت دیگر، یک تابع لیاپانوف کلی، که بر اساس خطای توان‌های اکتیو و راکتیو تشکیل گردیده است؛ در نظر گرفته شده و با اعمال شرط پایداری تابع لیاپانوف، طراحی کنترل‌کننده تکمیل شده است. با توجه به توضیحات فوق، خطاهای توان‌های اکتیو و راکتیو را می‌توان به صورت زیر تعریف نمود:

$$\begin{aligned} e_p &= P_s^* - P_s \\ e_q &= Q_s^* - Q_s \end{aligned} \quad (19)$$

در رابطه فوق، P_s^* مجموع توان‌های هارمونیک و فرکانس پایه بوده (می‌باشد. توضیحات رابطه مذکور در مورد اکتیو، تماماً برای توان راکتیو نیز صدق می‌کند. اگر e_p, e_q به سمت صفر میل کنند، هدف کنترلی حاصل خواهد شد؛ چرا که مقادیر توان‌های مرجع و شبکه برابر می‌شوند. به عبارتی دیگر، با صفر در نظر گرفتن جریان هارمونیک که در بخش قبل فرض شد و مدنظر قرار دادن این موضوع که میزان توان ناشی از هارمونیک ولتاژ کم است؛ می‌توان نتیجه گرفت که مقادیر توان‌های فرکانس پایه و شبکه با یکدیگر برابر گردیده و این امر به معنای دست‌یابی به هدف کنترلی می‌باشد. با توجه به بحث فوق، e_p و e_q به عنوان متغیرهای حالت در تابع لیاپانوف انتخاب گردیده و در نتیجه، تابع لیاپانوف به صورت معادله (۲۰) تعریف می‌شود:

$$V = \frac{1}{2} e_p^2 + \frac{1}{2} e_q^2 \quad (20)$$

$$\begin{aligned} U_{sa\beta} &= U_{sa\beta_f} + \sum U_{sa\beta_h} \\ I_{sa\beta} &= I_{sa\beta_f} + \sum I_{sa\beta_h} \end{aligned} \quad (12)$$



شکل (۶): بلوک‌دیگرام محاسبه توان جبران ساز

که $I_{sa\beta_f}$ و $U_{sa\beta_f}$ نشان‌دهنده مؤلفه فرکانس پایه و $\sum I_{sa\beta_h}$ نشان‌دهنده مؤلفه‌های هارمونیک می‌باشد. به منظور حذف جریان هارمونیک تریق شده به شبکه توسط ماشین توان، استراتژی کنترل مستقیم توان استفاده می‌شود. با فرض مؤثر بودن استراتژی کنترلی، جریان هارمونیک استاتور برابر با صفر خواهد بوده و در این حالت توان ظاهری را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$S = 3/2 (U_{sa\beta_f} I_{sa\beta_f}^*) + 3/2 \sum U_{sa\beta_h} I_{sa\beta_h}^* \quad (13)$$

قسمت اول در رابطه فوق، مربوط به توان مؤلفه اصلی می‌باشد که تحت ولتاژ نرمال شبکه به دست می‌آید. هم‌چنین، قسمت دوم مربوط به توان تحت ولتاژ هارمونیک و اعوجاجی شبکه بوده و نمایانگر توان جبران‌سازی است. توان‌های جبران‌ساز با $P_{s_comp}^*$ و $Q_{s_comp}^*$ نشان داده شده و از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} P_{s_comp}^* &= 3/2 \sum U_{sa_h} I_{sa_f}^* + 3/2 \sum U_{s\beta_h} I_{s\beta_f}^* \\ Q_{s_comp}^* &= 3/2 \sum U_{s\beta_h} I_{sa_f}^* - 3/2 \sum U_{sa_h} I_{s\beta_f}^* \end{aligned} \quad (14)$$

همان‌طور که در شکل (۶) مشاهده می‌شود، می‌توان مؤلفه‌های هارمونیک ولتاژ و جریان شبکه را توسط فیلتر notch، که سیگنال ورودی را در فرکانس‌های معین از خود عبور می‌دهد؛ به دست آورد. بدیهی است که با کم کردن مؤلفه‌های هارمونیک از سیگنال ولتاژ/جریان شبکه، مؤلفه فرکانس پایه کمیت مربوطه به دست خواهد آمد. در نهایت، توان‌های جبران‌سازی توسط معادله (۱۴) قابل محاسبه می‌باشد. در ادامه، باید الگوریتمی توسعه داده شود که قادر باشد متغیرهای مستقیم و متناوب را به طور مؤثر و با عملکرد مناسب تنظیم نماید. در این قسمت، مدل‌سازی سیستم BCDFIG برای توسعه روش کنترلی پیشنهادی مطرح می‌شود. معادلات استاتور و روتور در قاب مرجع ساکن $\alpha-\beta$ ، برای ماشین توان BCDFIG یکسان و به صورت زیر می‌باشد:

$$\begin{aligned} U_{sa\beta} &= R_s I_{sa\beta} + \frac{d\lambda_{sa\beta}}{dt} \\ V_{ra\beta} &= R_r I_{ra\beta} + \frac{d\lambda_{ra\beta}}{dt} - j\omega_r \lambda_{ra\beta} \\ \lambda_{sa\beta} &= L_s I_{sa\beta} + L_m I_{ra\beta} \\ \lambda_{ra\beta} &= L_r I_{ra\beta} + L_m I_{sa\beta} \end{aligned} \quad (15 - الف)$$

با بازنویسی معادله (۱۵ - الف) می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} \lambda_{sa\beta} &= \sigma L_m I_{ra\beta} + \frac{L_s}{L_m} \lambda_{ra\beta} \\ \lambda_{ra\beta} &= \sigma L_m I_{sa\beta} + \frac{L_r}{L_m} \lambda_{sa\beta} \end{aligned} \quad (15 - ب)$$

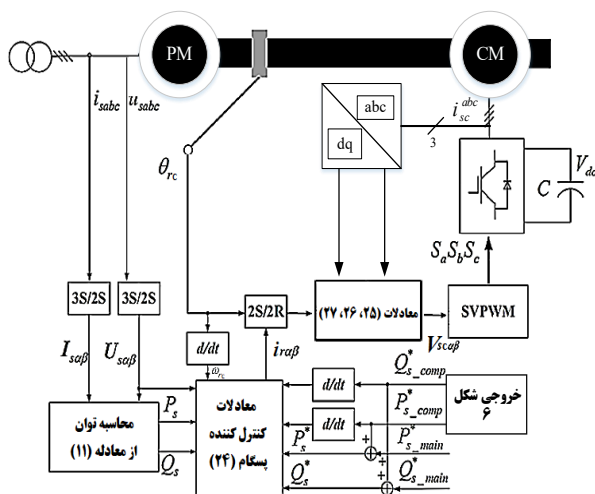
$$\begin{aligned}\lambda_{sc}^d &= L_{lsc} i_{sc}^d + L_{mc} (i_{sc}^d - i_r^d) \rightarrow i_{sc}^d = \frac{\lambda_{sc}^d + L_{mc} i_r^d}{L_{lsc} + L_{mc}} \\ \lambda_{sc}^q &= L_{lsc} i_{sc}^q + L_{mc} (i_{sc}^q - i_r^q) \rightarrow i_{sc}^q = \frac{\lambda_{sc}^q + L_{mc} i_r^q}{L_{lsc} + L_{mc}}\end{aligned}\quad (26)$$

$$\begin{aligned} V_{sc}^d &= R_{sc} i_{sc}^d + \frac{d\lambda_{sc}^d}{dt} - \omega_c \lambda_{sc}^q \\ V_{sc}^q &= R_{sc} i_{sc}^q + \frac{d\lambda_{sc}^q}{dt} + \omega_c \lambda_{sc}^d \end{aligned}$$

محاسبه می‌شوند:

$$\begin{bmatrix} V_{sca} \\ V_{sc\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sc}^d \\ V_{sc}^q \end{bmatrix} \quad (27)$$

بر مبنای معادلات فوق ، بلوک دیاگرام روش پیشنهادی جهت کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام برای BCDFIG تحت شرایط نرمال و هارمونیکی شبکه، در شکل (۷) نشان داده شده است.



شکل (۷): بلوک‌دیگرام روش پیشنهادی جهت کنترل مستقیم توان
بر مبنای الگوریتم پسگام برای BCDFIG

همان‌طور که در شکل (۷) مشاهده می‌شود، ولتاژ و جریان اندازه‌گیری شده سه‌فاز استاتور ماشین توان به قاب مرجع دو فاز انتقال داده شده و از آن‌ها برای محاسبه توان‌های اکتیو و راکتیو استفاده می‌شود. مقادیر توان‌های مرجع محاسبه شده (P_s^* و Q_s^*) شامل مؤلفه‌های فرکانس پایه و هارمونیک بوده و به همراه کمیت‌های P_s ، Q_s ، $U_{sa\beta}$ و $I_{sa\beta}$ و همچنین مشتق‌های $P_{s_com}^*$ و $Q_{s_comp}^*$ به‌عنوان ورودی به معادله (۲۴)، که توسط یک بلوک در شکل (۷) مشخص شده است؛ وارد می‌شود. با استفاده از معادله (۲۴)، جریان روتور در قاب مرجع دوفاز $\alpha-\beta$ بدست می‌آید. لازم به توضیح است مقدار جریان روتور مذکور در سمت استاتور محاسبه گردیده که با انتقال از قاب استاتور به قاب روتور، به سمت روتور منتقل می‌شود. با مشخص‌بودن مقادیر i_{ra} ، $i_{r\beta}$ ، ابتدا توسط ماتریس تبدیل پارک در معادله (۲۵)، مؤلفه‌های جریان رتور به قاب مرجع دوفاز گردان منتقل شده و مقادیر i_r^d ، i_r^q به دست می‌آیند. با جایگذاری مقادیر حاصل در معادله (۲۶)، ولتاژهای V_{sc}^d ، V_{sc}^q تعیین گردیده و در نهایت با اعمال معکوس تبدیل پارک در رابطه (۲۷)، مقادیر V_{sca} ، $V_{sc\beta}$ به دست آمده و به بلوک مدولاسیون SVPWM اعمال می‌شود. سیگنال‌های سوئیچی‌زنی توسط بلوک مذکور تولید گردیده و در نهایت، سیگنال‌های پالس حاصل (S_a ، S_b ، S_c) به مبدل ماشین کنترل اعمال می‌شود.

بر طبق قضیه پایداری لیاپانوف، برای تحقق پایداری باید شروط $V = 0$, $\frac{dV}{dt} < 0$ برقرار باشند.

$$\begin{aligned}
\frac{dV}{dt} = & e_{\varphi} \frac{de_{\varphi}}{dt} + e_{\varphi} \frac{de_{\varphi}}{dt} \\
= & e_{\varphi} \left\{ -\frac{3}{2\sigma L_m} \frac{L_m}{L_m} \frac{\omega_{sq}}{\omega_p} |U_1|^2 - \omega_{sq} Q_{\varphi} - \frac{dP_{s,cm}^*}{dt} + \frac{3}{2\sigma L_m} (U_{w\varphi} V_{w\varphi} + U_{\varphi\varphi} V_{\varphi\varphi}) \right. \\
& \left. - \frac{3R}{2\sigma L_m} (U_{w\varphi} i_{w\varphi} + U_{\varphi\varphi} i_{\varphi\varphi}) \right\} \\
& - e_{\varphi} \left\{ \omega_{sq} P_1 + \frac{L_m}{\sigma L_m} \frac{R}{L_m} Q_{\varphi} + \frac{3}{2\sigma L_m} (U_{\varphi\varphi} V_{w\varphi} - U_{w\varphi} V_{\varphi\varphi}) - \frac{3R}{2\sigma L_m} (U_{w\varphi} i_{w\varphi} - U_{w\varphi} i_{\varphi\varphi}) - \frac{dQ_{s,cm}^*}{dt} \right\}
\end{aligned}
\quad (21)$$

برای ساده‌سازی رابطه (۲۱) می‌توان کمیت‌های زیر را تعریف نمود:

$$\begin{aligned} k_p e_p = & -\frac{3}{2\sigma L_m} \frac{L_r}{L_m} \frac{\omega_{lip}}{w_f} |U_i|^2 - \omega_{lip} Q_s - \frac{dP_{S,com}^*}{dt} + \frac{3}{2\sigma L_m} (U_{sa} V_{ra} + U_{sb} V_{rb}) \\ & - \frac{3R_r}{2\sigma L_m} (U_{sa} i_{ra} + U_{sb} i_{rb}) \\ k_q e_q = & -\frac{L_r}{\sigma L_m} \frac{R_s}{L_m} Q_s + \frac{3}{2\sigma L_m} (U_{sb} V_{ra} - U_{sa} V_{rb}) \\ & - \frac{3R_r}{2\sigma L_m} (U_{sb} i_{ra} - U_{sa} i_{rb}) - \frac{dQ_{S,com}^*}{dt} \end{aligned} \quad (22)$$

بر اساس تعاریف معادله (۲۲)، می‌توان رابطه (۲۱) را به صورت زیر بازنویسی نمود:

$$\frac{dV}{dt} = -k_p e_p^2 - k_q e_q^2 \quad (23)$$

که k_p و k_q ضرایب کنترلی توان‌های اکتیو و راکتیو بوده و تا زمانی که $k_p > 0, k_q > 0$ باشد، $\frac{dV}{dt} < 0$ همواره برقرار بوده و بنابراین، پایداری تابع لیاپانوف و در نتیجه پایداری سیستم BCDFIG تضمین شده است. با حل معادله (۲۲) جریان روتور در قاب ساکن $\alpha-\beta$ در نهایت به صورت زیر به دست می‌آید:

$$i_{ra} = -\frac{2\sigma L_m}{3R_f |U_s|^2} \left[k_p U_{sa} (P_s^* - P_s) - \frac{L_r R_s P_s}{\sigma L_m^2} + k_q U_{sb} (Q_s^* - Q_s) \right. \\ \left. - \frac{L_r R_s Q_s}{\sigma L_m^2} + \omega_{slip} U_{sa} Q_s + U_{sa} \frac{dP_{s,com}^*}{dt} \right. \\ \left. - \omega_{slip} U_{sb} P_s + U_{sb} \frac{dQ_{s,comp}^*}{dt} \right] \quad (24)$$

$$i_{r\beta} = -\frac{2\sigma L_m}{3R_r|U_s|^2} \left[k_p U_{sa} (P_s^* - P_s) - \frac{L_r R_r P_s}{\sigma L_m^2} + k_q U_{s\beta} (Q_s^* - Q_s) \right. \\ \left. - \frac{L_r Q_s Q_s^*}{\sigma L_m^2} + \omega_{slip} U_{sa} Q_s + U_{sa} \frac{dP_{s,com}^*}{dt} \right. \\ \left. - \omega_{slip} U_{s\beta} P_s + U_{s\beta} \frac{dQ_{s,comp}^*}{dt} \right] \\ + \frac{V_{r\beta}}{R_r} - \frac{L_m w_f}{R_r} U_{s\beta}$$

$$\begin{bmatrix} i_r^d \\ i_r^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (25)$$

با استفاده از معادلات (۳) و (۲۵)، مقادیر کمیت‌های ماشین کنترل به صورت زیر به دست می‌آیند:

این جریان‌ها بر اساس توان اکتیو و راکتیو موردنظر تعیین می‌شود. در بازه زمانی (۵-۸) ثانیه شکل موج این جریان‌ها، در حالتی که مقادیر توان اکتیو و راکتیو مرجع به ترتیب 0.8 و -0.5 مگاوات و -0.5 کیلووار است؛ ملاحظه می‌گردد. شکل (۸) (ب) نمای نزدیک شکل موج جریان را در بازه زمانی ۷ الی ۸ ثانیه نشان می‌دهد. بازه زمانی (۸-۱۶) ثانیه، رفتار جریان‌ها را برای توان‌های 0.5 مگاوات و 20 کیلووار نمایش می‌دهد. در این حالت، تغییر گشتاور مکانیکی باعث تغییر سرعت و به وجود آمدن حالت گذرا در ماشین گردیده است. با توجه به شکل (۸) (پ)، که نمای نزدیک شکل موج جریان در بازه زمانی ۱۵ الی ۱۶ ثانیه می‌باشد؛ می‌توان دریافت در بازه زمانی (۱۶-۲۴) ثانیه، با طی شدن حالت گذرا توالی فاز جریان‌ها به حالت عادی برگشته و با ثابت شدن سرعت، فرکانس این جریان‌ها نیز ثابت شده است. بازه زمانی (۱۶-۲۴) ثانیه، مربوط به توان‌های 0.2 مگاوات و 0 کیلووار است. تغییر گشتاور و متعاقباً تغییر سرعت موجب تغییر فرکانس و دامنه جریان‌ها در این حالت شده و در شکل (۸) (ت)، که نشان‌دهنده نمای نزدیک شکل موج جریان در بازه زمانی ۲۲ الی ۲۴ ثانیه می‌باشد؛ قابل مشاهده است. در نهایت و در بازه زمانی (۲۴-۳۲) ثانیه، توان اکتیو و راکتیو درخواستی به ترتیب برابر با 0.6 و -0.5 مگاوات و 50 کیلووار است. نمای نزدیک شکل موج جریان برای این حالت در شکل (۸) (ث) و در بازه زمانی ۳۱ الی ۳۲ ثانیه دیده می‌شود. بر اساس این شکل موج، تغییر دامنه این جریان‌ها، حاصل تغییر توان و گشتاور اعمالی به ماشین است. لازم به ذکر است که فرمان این تغییرات، توسط کنترل‌کننده متصل به ماشین داده می‌شود.

همان‌طور که در شکل موج‌های فوق مشاهده می‌شود رفتار جریان استاتور ماشین کنترل با استفاده از روش پیشنهادی (BS-DPC) مشابه روش کنترل برداری است که این موضوع درستی و معتبر بودن معادلات بدست آمده و روش توسعه داده‌شده مبتنی بر آن را نشان می‌دهد. لازم به ذکر است که استفاده از روش ارائه شده باعث کاهش اعوجاج‌های مربوط به حالت‌های گذرا به خصوص در مدت زمان (۱۶-۲۴) ثانیه می‌گردد. همچنین، تغییر فاز حالات گذرا در روش پیشنهادی به صورت متعادل‌تری انجام شده و فرکانس و دامنه جریان ماشین کنترل در حالت پایدار مشابه روش برداری است. به‌طور خلاصه، عملکرد بهتر در حالت گذرا و کاهش اعوجاج جریان در روش پیشنهادی مشاهده می‌شود.

شکل (۹) جریان‌های استاتور ماشین توان را نشان می‌دهد. در این شکل‌ها نیز تشابه رفتار و ردیابی مقادیر مرجع قابل مشاهده بوده که مجدداً از نظر دامنه دقیقاً مشابه روش کنترل برداری است. همانند جریان‌های استاتور ماشین کنترل، عملکرد نسبتاً بهتر در حالت گذرا و کاهش اعوجاج جریان ماشین توان نیز توسط روش پیشنهادی حاصل می‌گردد.

برای مقایسه بهتر، مقادیر THD جریان‌های استاتور ماشین‌های توان و کنترل برای هر دو روش در شکل (۹) (ب) مقایسه شده است. با توجه به نتایج نشان داده‌شده در این شکل، روش پیشنهادی (BS-DPC) منجر به بهبود مقادیر THD می‌شود.

در شکل (۱۰) (الف) توان اکتیو مبادله شده با شبکه مشاهده می‌شود. توان اکتیو درخواستی به ترتیب 0.8 ، -0.5 ، -0.2 و -0.6 مگاوات است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود سرعت رسیدن به مقدار نهایی در هر دو روش تقریباً یکسان است. در روش پیشنهادی (BS-DPC) توان‌های درخواستی به درستی ردیابی شده و به مقادیر مرجع مربوطه می‌رسند. نکته قابل توجه در مورد توان اکتیو روش پیشنهادی نبود اعوجاج در آن بوده که در روش کنترل برداری قابل مشاهده است. این امر به‌طور ویژه در بازه زمانی (۱۶-۲۰) ثانیه به خوبی مشخص است. همچنین، نوسانات توان در روش پیشنهادی متعادل‌تر شده است. شکل (۱۰) (ب) نمایشگر توان‌های راکتیو است که مقادیر مرجع آن به

لازم به توضیح است که وجود ضرایب تنظیم k_p, k_q یکی از بزرگترین مزیت‌ها در پیاده‌سازی روش ارائه شده می‌باشد. با کنترل مناسب مقادیر k_p, k_q بر اساس توان‌های اکتیو و راکتیو (مطابق با معادله (۲۲) ضرایب مذکور به ترتیب شامل مشتق‌های توان‌های اکتیو و راکتیو به عنوان متغیر می‌باشند)، به راحتی می‌توان به عملکرد دینامیکی بهبودیافته در روش ارائه شده دست یافت. همچنین، با تنظیم این ضرایب پاسخ‌های حالات گذرا و پایدار مناسب نیز حاصل می‌گردد. در پایان لازم به ذکر است برخلاف روش کنترل برداری، وجود تنها دو ضریب تنظیم k_p, k_q در روش پیشنهادی BS-DPC سبب مزیت‌های فراوانی از جمله وابستگی کمتر این روش نسبت به سایر پارامترها می‌گردد.

۵- شبیه‌سازی

به منظور ارزیابی عملکرد روش کنترلی ارائه شده و مقایسه آن با روش کنترل برداری و تصدیق مزایا و معایب هر یک، در این بخش شبیه‌سازی‌هایی در محیط نرم‌افزار MATLAB صورت گرفته است. پارامترهای ماشین‌های توان و کنترل مورد استفاده در این شبیه‌سازی بر اساس توان، ولتاژ و سرعت نامی این ماشین‌ها در انتخاب گردیده و در جدول (۱) ارائه شده است. برای هر دو روش کنترلی مورد بررسی، فرکانس کلیدزنی برابر با 4167 هرتز و زمان نمونه برداری 40 میکروثانیه در نظر گرفته شده است. همچنین، ماشین توان از ابتدا به شبکه متصل بوده و ولتاژ ماشین کنترل در آغاز برابر صفر فرض می‌شود. در نهایت، مراجع در نظر گرفته شده در دو روش یکسان بوده و برای ۴ بازه زمانی در جدول (۲) آورده شده است.

جدول (۱): پارامترهای ماشین‌های کنترل و توان

BCDFIG		پارامترهای ماشین
ماشین کنترل	ماشین توان	
۸	۳/۶۴۵	مقاومت استاتور (میلی اهم)
۶	۳/۵۶۹	مقاومت روتور (میلی اهم)
۰/۱۴۴	۰/۱۳۰۴	اندوکتانس نشستی استاتور (میلی هانری)
۰/۱۴۵	۰/۱۱۹۸	اندوکتانس نشستی روتور (میلی هانری)
۵/۲	۴/۱۲	اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی (میلی هانری)
۰/۵	۱	توان نامی (مگاوات)
۶۰	۶۰	فرکانس (هرتز)
۵۷۵	۵۷۵	ولتاژ مؤثر خط (ولت)
۶	۴	تعداد قطب‌ها
$K_q=53$	$K_p=53$	ضرایب مدولاسیون روش BS-DPC

جدول (۲): توان اکتیو و راکتیو درخواستی در دو روش کنترلی (توان

منفی: تزریق به شبکه، توان مثبت: دریافت از شبکه)

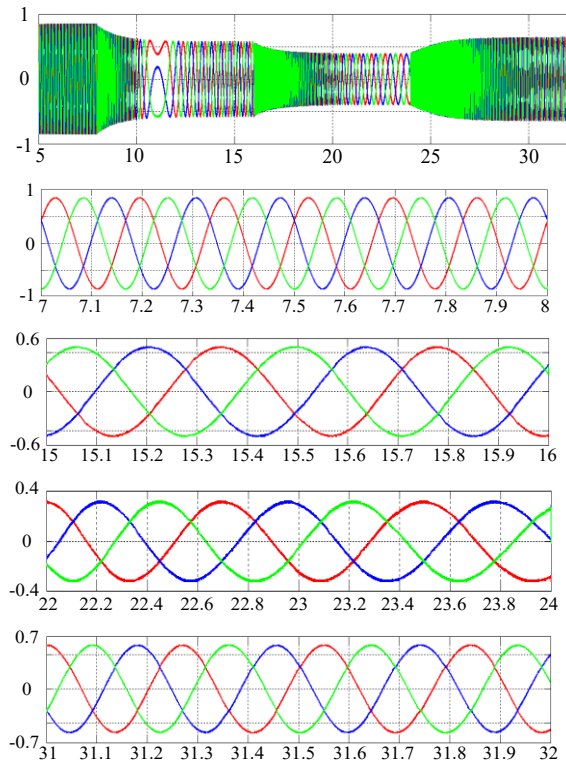
	$t=0s$	$t=8s$	$t=16s$	$t=24s$
P_{PM} (MW)	-0.8	-0.5	-0.2	-0.6
Q_{PM} (KVar)	-50	20	0	50

شکل موج‌های جریان‌های سه فاز استاتور ماشین کنترل به منظور ردیابی توان‌های مرجع و همچنین ثابت نگه داشتن فرکانس ولتاژ اعمالی به شبکه، در شکل (۸) (الف) نشان داده شده است. لازم به ذکر است شکل موج مرجع برای

درنهایت، مقادیر THD شکل موج‌های گشتاور و توان اکتیو برای روش‌های کنترل برداری و پیشنهادی (BS-DPC) در شکل (۱۰) (ت) نشان داده شده است. بر اساس این نتایج می‌توان دریافت که درصد ریبیل گشتاور و توان اکتیو برای تمامی مقادیر مراجع توسط روش پیشنهادی بهبود یافته است.

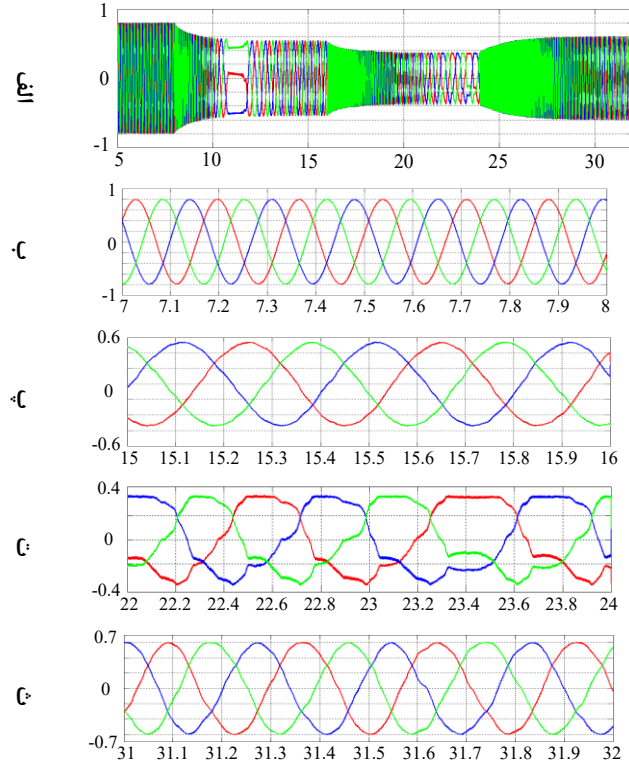
ترتیب ۵۰-، ۲۰، ۰ و ۵۰ کیلووار می‌باشد. در روش پیشنهادی مراجع توان راکتیو نیز به صورت مناسبی دنبال شده و به مقادیر مطلوب می‌رسند. همچنین، اعوجاج‌های این کمیت نیز کاهش یافته و نوسانات آن مانند نوسانات توان اکتیو شکل متعادل‌تری به خود گرفته است.

روش کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام (BS-DPC)

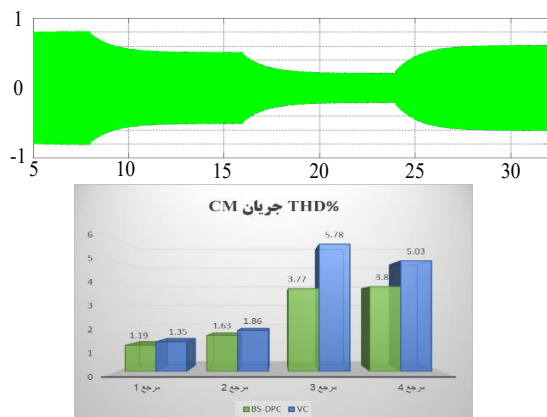


شکل (۸): (الف): جریان استاتور ماشین کنترل (پریونیت) برحسب زمان (ثانیه)، (ب): بزرگ نمایی شده شکل (۸-الف) در بازه زمانی ۷ الی ۸ ثانیه، (پ): بزرگ نمایی شده شکل (۸-الف) در بازه زمانی ۱۵ الی ۱۶ ثانیه، (ت): بزرگ نمایی شده شکل (۸-الف) در بازه زمانی ۲۲ الی ۲۴ ثانیه، (ث): بزرگ نمایی شده شکل (۸-الف) در بازه زمانی ۳۱ الی ۳۲ ثانیه

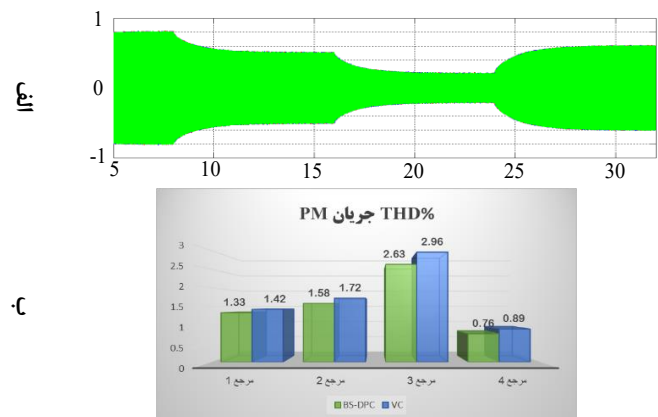
روش کنترل برداری (VC)



روش کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام (BS-DPC)

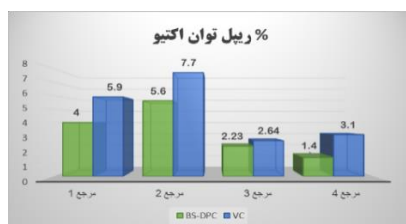
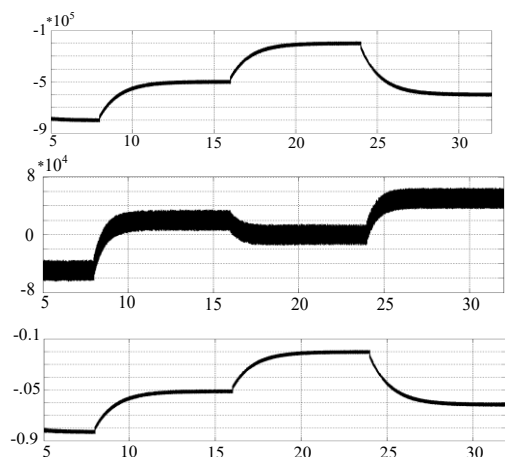


روش کنترل برداری (VC)

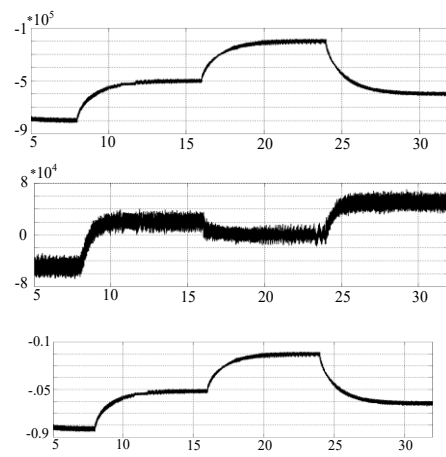


شکل (۹): جریان استاتور ماشین توان (پریونیت) برحسب زمان (ثانیه) در روش کنترل برداری، (الف): نمای دور جریان، (ب): THD جریان برای ماشین‌های PM, CM

روش کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام (BS-DPC)

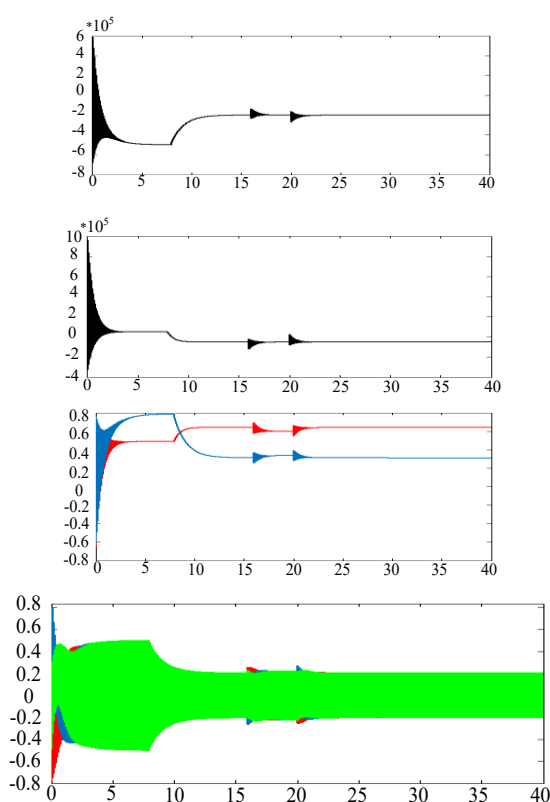


روش کنترل برداری (VC)

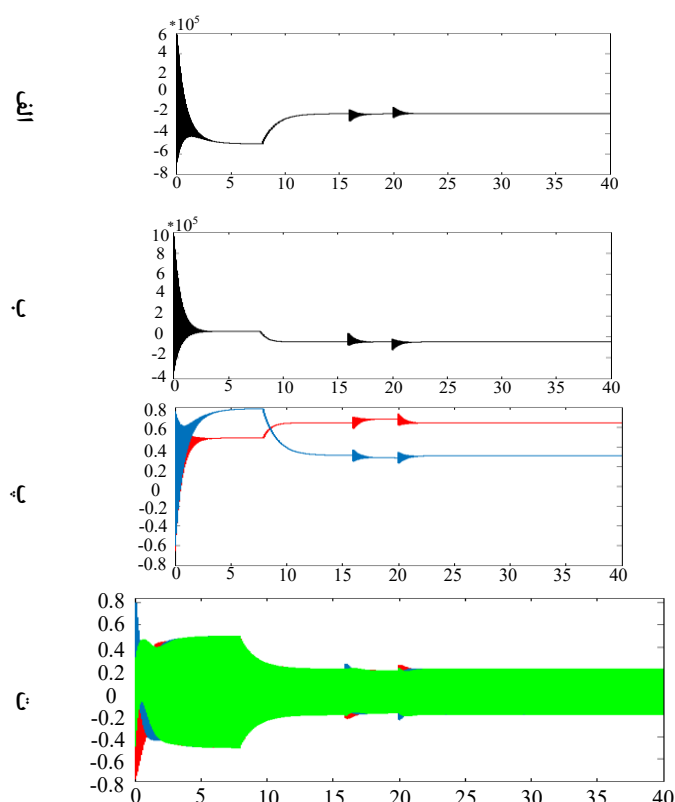


شکل (۱۰): (الف): توان اکتیو مبادله شده با شبکه از طریق ماشین توان (وات) برحسب زمان (ثانیه)، (ب): توان راکتیو مبادله شده با شبکه از طریق ماشین توان (وار) برحسب زمان (ثانیه)، (پ): گشتاور الکترومغناطیسی ماشین (پریونیت) برحسب زمان (ثانیه)، (ت): ریبیل گشتاور و توان اکتیو

خطای کاهش ولتاژ



خطای اضافه ولتاژ



شکل (۱۱): عملکرد روش پیشنهادی در حالت افزایش و کاهش ولتاژ شبکه (الف): توان اکتیو مبادله شده با شبکه از طریق ماشین توان (وات) برحسب زمان (ثانیه)، (ب): توان راکتیو مبادله شده با شبکه از طریق ماشین توان (وار) برحسب زمان (ثانیه)، (پ): جریان استاتور ماشین کنترل در دستگاه dq (پریونیت) برحسب زمان (ثانیه)، (ت): جریان سه فاز استاتور ماشین کنترل (پریونیت) برحسب زمان (ثانیه).

ازسوی دیگر، از آنجایی که طراحی الگوریتم روش پیشنهادی مبتنی بر روش پسگام و پایداری تابع لیاپانوف صورت پذیرفته است، روش پیشنهادی به صورت بالقوه دارای قابلیت حفظ عملکرد مناسب در شرایطی مانند نامتعادلی ولتاژ شبکه، هارمونیکی بودن ولتاژ شبکه و تغییر پارامترهای سیستم می باشد که بررسی این موارد می تواند به عنوان یکی از کارهای پژوهشی آینده مدنظر قرار گیرد. با توجه به مزایای فوق الذکر از جمله رفتار بهتر در حالت گذرا و ریبیل و اعوجاج کمتر و نوسانات متعادل تر در حالت پایدار، می توان کنترل کننده پیشنهادی را به جای روش های کنترلی سنتی برای ساختار BCDFIG در کاربردهای حساس به صورت عملی استفاده نمود.

نمادها

ولتاژ استاتور قاب دوفاز ساکن (ولت)	U_{Saf}
ولتاژ روتور قاب دوفاز ساکن (ولت)	V_{raf}
توان ظاهری (ولت آمپر)	S
توان اکتیو (وات)، توان راکتیو (وار)	Q, P
اندوکتانس (هانری)، مقاومت (اهم)	R, L
فرکانس زاویه ای (رادیان بر ثانیه)	ω
شار دور	λ
ضریب نشی	σ
تبدیل پارامتر استاتور در قاب مرجع سه فاز به قاب مرجع ساکن	3 s/2 s
انتقال از قاب استاتور به روتور	2 s/2 R
زاویه شار استاتور ماشین توان، زاویه شار استاتور ماشین کنترل، زاویه موقعیت روتور - (درجه)	$\theta_p, \theta_c, \theta_m$

زیروندها

محورهای قاب دوفاز ساکن	α, β
استاتور، روتور	r, s
نشی، متقابل	m, l
ماشین توان، ماشین کنترل	c, p
استاتور ماشین توان، استاتور ماشین کنترل	sc, sp
روتور ماشین توان، روتور ماشین کنترل	rc, rp
لغزش	slip
پایه، هارمونیک	h, f
مؤلفه فرکانس پایه	main
مؤلفه جبران سازی ناشی از هارمونیک	comp

بالانویس ها

مقدار مرجع	*
بردار مزدوج مختلط	$\wedge$
قاب سه فاز	abc
قاب دوفاز چرخان	dq

مراجع

- [1] Y. Wu and P. Zhang, "Online Monitoring for Power Cables in DFIG Based Wind Farms Using High-Frequency Resonance Analysis," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 13, no. 1, pp. 378-390, Jan. 2022.
- [2] Y. Yang, D. Zhu, X. Zou, Y. Chi and Y. Kang, "Power Compensation Control for DFIG-Based Wind Turbines to Enhance Synchronization Stability During Severe Grid Faults," in *IEEE*

به منظور بررسی رفتار روش پیشنهادی در زمینه کنترل توان های اکتیو و راکتیو در شرایط وقوع اختلال در شبکه، شبیه سازی برای حالت های افزایش و کاهش ولتاژ شبکه به میزان ۱۰ درصد صورت پذیرفته است. لازم به توضیح است که در این سناریو، مقادیر اولیه توان های اکتیو و راکتیو مرجع به ترتیب برابر با ۵/۰- و ۰/۵ مگاوات و ۵۰ کیلووار بوده و در ثانیه ۸ام شبیه سازی، مقادیر مرجع قبلی تغییر کرده و به ۰/۲- و ۵۰ مگاوات و ۵۰- کیلووار تغییر می کند. همچنین، تغییر ولتاژ شبکه در ثانیه ۱۶ام اتفاق افتاده و در ثانیه ۲۰ام به به حالت قبل باز می گردد. در نهایت، لازم به ذکر است در طول این سناریو سایر شرایط سیستم در حالت عادی قرار داشته و مواردی مانند تغییرات پارامتر سیستم یا اغتشاشات بیرونی رخ نمی دهد.

شکل موج های توان های اکتیو و راکتیو در این حالت، در شکل های (۱۱) (الف) و (۱۱) (ب) نشان داده شده است. با توجه به این نتایج می توان دریافت که علیرغم کاهش و افزایش ولتاژ شبکه در حین عملکرد روش کنترلی، توان های اکتیو و راکتیو رفتار دینامیکی مناسبی داشته و به نحو مناسب مقادیر مرجع خود را دنبال می نمایند. تنها در ابتدای زمان های اعمال و رفع خطا نوسانات اندکی در این شکل موج ها ایجاد شده که دامنه آن نیز کوچک بوده و پس از مدت زمانی کمی این نوسانات میرا می شوند. ازسوی دیگر، شکل موج های جریان های استاتور ماشین کنترل در دستگاه dq در شکل (۱۱) (پ) به نمایش در آمده است. با توجه به این شکل موج ها می توان دریافت که در هنگام وقوع خطا در ولتاژ شبکه، مقادیر جریان های استاتور ماشین کنترل در راستای محورهای dq به نحو مناسب توسط کنترل کننده ارائه شده تغییر داده می شوند تا ردیابی مراجع توان های اکتیو و راکتیو در شرایط خطا نیز به نحو مناسب صورت پذیرد. در نهایت، شکل موج های جریان های سه فاز استاتور ماشین کنترل در شکل های (۱۱) (ت) به نمایش در آمده است.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک روش کنترلی جدید کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام برای مولدهای BCDFIG ارائه شد. مولدهای BCDFIG در مقایسه با مولدهای DFIG دارای مزایای متعددی مانند حذف جاروبک، حلقه های لغزان و جعبه دنده، عملکرد مناسب تر و نیز بالابودن قابلیت اطمینان در صورت بروز خطا در سیستم در کاربرد انرژی های بادی متصل به شبکه می باشند. اساس روش کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام، مبتنی بر تعریف تابع لیاپانوف به منظور توسعه طرح کنترلی پایدار برای سیستم های غیر خطی می باشد که می تواند عملکرد کنترلی مناسب و با قابلیت حفظ عملکرد در برابر حضور اغتشاش و نامعینی پارامترها را ارائه دهد. با توجه به اصول عملکرد و الگوریتم روش پیشنهادی مشاهده گردید که روش کنترل مستقیم توان بر مبنای الگوریتم پسگام، نسبت به روش کنترل برداری دارای مزایایی مختلفی است که از جمله آن ها می توان به حذف چهار بلوک PI و چالش های حاصل از انتخاب همزمان ضرایب آن ها، کاهش وابستگی عملکرد کنترلی به نقطه کار طراحی و عدم وابستگی به پارامترهای ماشین اشاره نمود. همچنین، با توجه به نتایج شبیه سازی های صورت گرفته در شرایط کاری مختلف می توان دریافت که استفاده از کنترل کننده مستقیم توان (DPC) پیشنهادی مبتنی بر روش پسگام به عنوان یک رویکرد کنترلی غیر خطی برای مبدل BCDFIG، باعث کاهش THD جریان برای ماشین های توان و کنترل و همچنین ریبیل گشتاور کمتر نسبت به روش سنتی و متداول کنترل برداری خواهد شد. ازسوی دیگر و بر اساس نتایج شبیه سازی، روش پیشنهادی دارای عملکرد مناسب در حالات گذرای مربوط به اعمال تغییرات پله ای مراجع توان های اکتیو و راکتیو می باشد. به علاوه، عملکرد مناسب روش کنترلی پیشنهادی در وضعیت افزایش یا کاهش ولتاژ شبکه حفظ می گردد.

- DFIG Wind Turbines in Faulty Grid Conditions—A Comparative Study," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 4, pp. 1002-1015, Oct. 2013.
- [17] X. Yan, M. Cheng, L. Xu and Y. Zeng, "Dual-Objective Control Using an SMC-Based CW Current Controller for Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Generator," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 6, pp. 7109-7120, Nov.-Dec. 2020.
- [18] J. Mohammadi, S. Vaez-Zadeh, S. Afsharnia and E. Daryabeigi, "A Combined Vector and Direct Power Control for DFIG-Based Wind Turbines," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 3, pp. 767-775, July 2014.
- [19] M. Mohseni, S. M. Islam and M. A. S. Masoum, "Enhanced Hysteresis-Based Current Regulators in Vector Control of DFIG Wind Turbines," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 223-234, Jan. 2011.
- [20] R. Nair and G. Narayanan, "Stator Flux Based Model Reference Adaptive Observers for Sensorless Vector Control and Direct Voltage Control of Doubly-Fed Induction Generator," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 4, pp. 3776-3789, July-Aug. 2020.
- [21] R. Sadeghi, S. M. Madani and M. R. A. Kashkooli, "Grid synchronization of brushless doubly fed induction generator using direct torque control," *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, Tehran, Iran, pp. 53-57, 2016.
- [22] X. Wei, M. Cheng, J. Zhu, H. Yang, and R. Luo, "Finite-set model predictive power control of brushless doubly fed twin stator induction generator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. , pp. 2300-2311, Mar. 2019.
- [23] X. Li, T. Peng, H. Dan, G. Zhang, W. Tang, W. Jin, P. Wheeler, and M. Rivera, "A modulated model predictive control scheme for the brushless doubly fed induction machine," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6, no. 4, pp. 1681-1691, Dec. 2018.
- [۲۴] پیمان حق گوئی، داود عرب خابوری، مهیار خسروی، «ارائه روش ترکیبی مبتنی بر رویکرد کنترلی پیش‌بین مدل به منظور کنترل طبقه یکسوساز ترانسفورماتور الکترونیک قدرت»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۹، شماره ۳، صفحات ۱۰۶۷-۱۰۷۹، ۱۳۹۸.
- [25] X. Wang, D. Sun and Z. Q. Zhu, "Resonant-Based Backstepping Direct Power Control Strategy for DFIG Under Both Balanced and Unbalanced Grid Conditions," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4821-4830, Sept.-Oct. 2017.
- [26] P. Xiong and D. Sun, "Backstepping-Based DPC Strategy of a Wind Turbine-Driven DFIG Under Normal and Harmonic Grid Voltage," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 6, pp. 4216-4225, June 2016.
- [27] M. Morawiec, K. Blecharz and A. Lewicki, "Sensorless Rotor Position Estimation of Doubly Fed Induction Generator Based on Backstepping Technique," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp. 5889-5899, July 2020.
- [28] X. Yan and M. Cheng, "Backstepping-Based Direct Power Control for Dual-Cage Rotor Brushless Doubly Fed Induction Generator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 2, pp. 2668-2680, Feb. 2023.
- [۲۹] احسان رنجبر، محمد کریم‌الدینی، مهدی اسدی، «کنترل مستقیم توان‌های اکتیو و راکتیو در نیروگاه‌های بادی مجهز به DFIG با استفاده از کنترل مد لغزشی مقاوم»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۷، شماره ۴، صفحات ۱۴۳۹-۱۴۵۱، ۱۳۹۶.
- Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 9, pp. 10139-10143, Sept. 2022.
- [3] Y. Yang, D. Zhu, D. Zhou, X. Zou, J. Hu and Y. Kang, "Synchronization Instability Mechanism and Damping Enhancement Control for DFIG-Based Wind Turbine During Grid Faults," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 10, pp. 12104-12115, Oct. 2023.
- [4] X. Gao, Z. Xie, M. Li, S. Yang and X. Zhang, "Analysis and Mitigation of Electromechanical Oscillations in Drivetrain for Hybrid Synchronization Control of DFIG-Based Wind Turbines," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 3, pp. 3002-3013, March 2024.
- [5] D. Zhu, X. Guo, B. Tang, J. Hu, X. Zou and Y. Kang, "Feedforward Frequency Deviation Control in PLL for Fast Inertial Response of DFIG-Based Wind Turbines," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 664-676, Jan. 2024.
- [6] Y. Liu et al., "Improved Efficiency Optimization Control for Brushless Doubly Fed Induction Generator-DC System by Regulating Stator Frequency," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 3, pp. 3624-3639, March 2023.
- [7] A. Zhang et al., "Crowbarless Symmetrical Low-Voltage Ride Through Based on Flux Linkage Tracking For Brushless Doubly Fed Induction Generators," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7606-7616, Sept. 2020.
- [8] X. Yan and M. Cheng, "An MRAS Observer-Based Speed Sensorless Control Method for Dual-Cage Rotor Brushless Doubly Fed Induction Generator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 12705-12714, Oct. 2022.
- [9] X. Yan and M. Cheng, "A Robustness-Improved Control Method Based on ST-SMC for Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Generator," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 8, pp. 7061-7071, Aug. 2021.
- [10] L. Xu, M. Cheng, X. Wei, X. Yan and Y. Zeng, "Dual Synchronous Rotating Frame Current Control of Brushless Doubly Fed Induction Generator Under Unbalanced Network," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp. 6712-6724, June 2021.
- [11] J. Yang et al., "Sensorless Control of Brushless Doubly Fed Induction Machine Using a Control Winding Current MRAS Observer," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 1, pp. 728-738, Jan. 2019.
- [12] M. Cheng, X. Yan and J. Zhou, "Negative-Sequence Current Compensation-Based Coordinated Control Strategy for Dual-Cage-Rotor Brushless Doubly Fed Induction Generator Under Unbalanced Grid Conditions," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 5, pp. 4762-4773, May 2023.
- [13] O. M. E. Mohammed, W. Xu, Y. Liu and F. Blaabjerg, "An Improved Control Method for Standalone Brushless Doubly Fed Induction Generator Under Unbalanced and Nonlinear Loads Using Dual-Resonant Controller," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 7, pp. 5594-5605, July 2021.
- [14] L. Sun, Y. Chen, J. Su, D. Zhang, L. Peng and Y. Kang, "Decoupling Network Design for Inner Current Loops of Stand-Alone Brushless Doubly Fed Induction Generation Power System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 957-963, Feb. 2018.
- [15] J. Poza, E. Oyarbide, D. Roye, and M. Rodriguez, "Unified reference frame dq model of the brushless doubly fed machine," *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 726-734, 2006.
- [16] I. A. Gowaid, A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud and S. Ahmed, "Ride-Through Capability of Grid-Connected Brushless Cascade