JIPET

Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology
Vol. 14/ No. 54/ Summer 2023
P-ISSN: 2322-3871, E-ISSN: 2345-5594, http://jipet.iaun.iau.ir/

20.1001.1.23223871.1402.14.54.1.7

Research Article

Vector Control of Speed and Reactive Power of Brushless Doubly Fed Induction Generator Based on Nonlinear Control Approach

Davoud Abootorabi Zarchi[1], *Assistant Professor*, Hossein Abootorabi Zarchi[2], *Assistant Professor*, Hamidreza Mosaddegh Hesar[2], *Ph.D.*, Mohammad Ali Salahmanesh[2], *Ph.D. Student*

[1]Faculty of Engineering- Yazd University, Yazd, Iran
[2]Faculty of Engineering- Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran
d.abootorabi@yazd.ac.ir, abootorabi@um.ac.ir, hamid.mosaddegh@alumni.um.ac.ir, m.salahmanesh@mail.um.ac.ir

Abstract
The brushless doubly fed induction generator (BDFIG) is one of the main members of doubly fed electrical generators which has come close to commercialization in recent years. This generator has some of outstanding features of squirrel cage induction generator and conventional synchronous generator, and at the same time, it requires a partially rated converter. One of the major challenges in the evolution of this generator is the problem of controlling it and the necessity of having a suitable and efficient controller to stabilize the generator in the operating speed range. Therefore, in this paper, a comprehensive vector control scheme based on nonlinear control methods is proposed. Accordingly, a reference model controller fulfills the control of rotor speed. In addition, for simultaneous control of reactive power and torque, a combined approach based on sliding mode and PI controllers are used. The simulation results show in presence of the mentioned control structure, the dynamic response of system in different conditions such as change of mechanical input power and reference speed variation is much more appropriate than when a linear controller is used.

Keywords: brushless doubly fed induction generator, model reference adaptive system, sliding mode and PI combined controller, speed and reactive power control

Received: 17 November 2021
Revised: 11 January 2022
Accepted: 4 February 2022

Corresponding Author: Dr. Davoud Abootorabi Zarchi

Citation: D. Abootorabi-Zarchi, H. Abootorabi-Zarchi, H. Mosaddegh-Hesar, M.A. Salahmanesh, "Vector control of speed and reactive power of brushless doubly fed induction generator based on nonlinear control approach", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 14, no. 54, pp. 1-16, Sept. 2023 (in Persian).

20.1001.1.23223871.1402.14.54.1.7

مقاله پژوهشی

کنترل برداری سرعت و توان راکتیو ژنراتور القایی دوتحریکه بدون جاروبک مبتنی به روش کنترل غیرخطی

داود ابوترابی‌زارچی[۱]، استادیار، حسین ابوترابی‌زارچی[۲]، استادیار، حمیدرضا مصدق‌حصار[۲]، دانش‌آموخته دکتری، محمدعلی صلاح‌منش[۲]، دانشجوی دکتری

۱- دانشکده مهندسی– دانشگاه یزد، یزد، ایران

۲- دانشکده مهندسی– دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد، ایران

d.abootorai@yazd.ac.ir, abootorabi@um.ac.ir, hamid.mosaddegh@alumni.um.ac.ir, m.salahmanesh@mail.um.ac.ir

چکیده: ژنراتور القایی دوتحریکه بدون جاروبک یکی از عناصر مهم خانواده ژنراتورهای جریان متناوب با تغذیه دوگانه است که در سال‌های اخیر به مرزهای تجاری‌سازی نزدیک شده است. این ژنراتور، برخی از خصوصیات بارز ژنراتور القایی قفس سنجابی و ژنراتور سنکرون معمولی را به‌طور همزمان داراست و در عین حال، به یک مبدل با ظرفیتی کمتر از ظرفیت نامی ژنراتور نیاز دارد. یکی از چالش‌های مهم در مسیر تکامل این ژنراتور، مسئله کنترل آن و ضرورت حضور یک کنترل‌کننده مناسب و کارا برای پایدارسازی ژنراتور در محدوده سرعت کاری و نیز تامین سایر الزامات عملکرد دینامیکی و حالت ماندگار است. لذا، در این مقاله یک طرح کنترل برداری جامع مبتنی بر روش‌های کنترل غیرخطی ارائه می‌شود. بر این اساس وظیفه کنترل سرعت ژنراتور بر عهده کنترل مدل مرجع قرار می‌گیرد. همچنین برای کنترل همزمان توان راکتیو و گشتاور از روش کنترلی مبتنی بر ترکیب حالت لغزشی و متناسب-انتگرال‌گیر (PI) استفاده می‌شود. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که با استفاده از ساختار کنترلی مزبور، پاسخ دینامیکی سیستم در شرایط مختلف مانند تغییر توان مکانیکی ورودی و سرعت مرجع بسیار مناسب‌تر از زمانی است که از کنترل‌کننده خطی استفاده می‌شود.

کلمات کلیدی: ژنراتور القایی دوتحریکه بدون جاروبک، سیستم تطبیقی مدل مرجع، کنترل سرعت و توان راکتیو، کنترل-کننده ترکیبی حالت لغزشی و PI

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۸/۲۶

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۰/۱۰/۲۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۱۱/۱۵

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر داود ابوترابی‌زارچی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: یزد- دانشگاه یزد-دانشکده مهندسی برق- گروه قدرت

۱- مقدمه

ماشین القایی دوتحریکه بدون جاروبک[۱] (BDFIM) یک ماشین القایی تک‌قابه و بدون جاروبک است که دو سیم‌پیچ سه فاز متعادل داشته و هر دو آنها بر روی استاتور نصب می‌شود. یکی از آنها سیم‌پیچ قدرت[۲] (PW) است که به‌طور مستقیم به شبکه متصل می‌شود و بخش عمده‌ای از توان، از طریق این سیم‌پیچ، بین شبکه و ماشین تبادل می‌شود. سیم‌پیچ دیگر که از طریق یک مبدل پشت به پشت با ظرفیتی کمتر از ظرفیت ماشین به شبکه متصل گردیده است، سیم‌پیچ کنترل[۳] (CW) نامیده می شود [۱]. لازم به ذکر است که ظرفیت سیم‌پیچ کنترل به محدوده سرعت مورد نیاز و همچنین نیازمندی‌های توان راکتیو بستگی دارد [۲]. BDFIM به دلیل مزیت‌هایی مانند حذف جاروبک (تعمیرات کم و افزایش قابلیت اطمینان) و استفاده از اینورتری با ظرفیتی در حدود ۳۰ درصد ظرفیت ماشین، در چند سال اخیر مورد توجه و مطالعه قرار گرفته است. به‌طور کلی می‌توان پژوهش‌هایی که تاکنون بر روی BDFIM انجام شده را در سه گروه دسته‌بندی کرد. در گروه اول، ساختمان ماشین با تمرکز بر روی ساختار روتور مطالعه می‌شود [۳-۶]. در این مقاله‌ها به مسئله طراحی بهینه ماشین برای دست‌یابی به اهدافی از قبیل افزایش نسبت توان به وزن و بهبود کمیت‌های عملکردی آن پرداخته شده است. از آنجا که بخش زیادی از عیب‌ها و محدودیت‌های عملکردی ماشین ناشی از ساختار ویژه روتور است، لذا در مراجع مختلف ساختارهایی جدید برای روتور پیشنهاد و توانایی آن‌ها در بهبود عملکرد اثبات شده است. همچنین مدل‌های تحلیلی مناسبی ارائه شده که قادر به پیش‌بینی رفتار ماشین با دقت قابل قبول و زمان کم است. در گروه دوم، روش‌های مدل‌سازی BDFIM قرار می‌گیرد. تاکنون چندین مدل شامل مدل اجزای محدود[۴] (FE) [۷]، مدل مدار معادل مغناطیسی[۵] (MEC) [۸] و مدل مدار معادل الکتریکی[۶] (EEC) [۹] برای پیش‌بینی عملکرد این ماشین ارائه شده است. روش اجزای محدود برای شبیه‌سازی عملکرد ماشین بسیار ارزشمند است. مدل FE قادر به محاسبه مستقیم و با دقت بالای توزیع‌های چگالی شار مغناطیسی است. مدل MEC به‌منظور مدل‌سازی و تحلیل ماشین‌های الکتریکی با دقت بالا و زمان کوتاه مورد استفاده قرار می‌گیرد. در مدار معادل مغناطیسی، اشباع مغناطیسی، هارمونیک‌های مکانی، ساختار توزیع شده سیم‌پیچ استاتور و روتور، عدم تقارن‌ها، پیچش شیارها، اثرات شیاربندی و شارهای نشتی را می‌توان مدل کرد. مدل EEC نیز برای انجام مطالعه کنترل و بررسی رفتار دینامیکی ماشین مناسب است. از آنجا که BDFIM در محدوده سرعت کاری خود پایدار نیست، نیازمند یک کنترل‌کننده برای پایدارسازی ماشین و نیز تامین سایر الزام های عملکرد دینامیکی و حالت ماندگار است. لذا در گروه سوم، روش‌هایی برای کنترل محرکه BDFIM پیشنهاد شده که کنترل برداری[۷] و کنترل مستقیم شار و گشتاور[۸] رایج‌ترین آن‌ها هستند [۱۰-۱۲].

با توجه به طراحی خاص BDFIM، سیم‌پیچ کنترل می‌تواند انرژی لحظه‌ای مبادله شده از طریق سیم‌پیچ قدرت را کنترل کند. این عمل در اثر تزویج مغناطیسی غیرمستقیم بین دو سیم‌پیچ استاتور محقق می‌شود. به دلیل پیچیدگی رفتار دینامیکی این ماشین، استفاده از روش‌های کنترلی متداول که در سایر ماشین‌های الکتریکی استفاده می‌شود، با دشواری‌هایی همراه است. با این وجود، مطالعه‌های پژوهشی منجر به ارائه روش‌های مختلف کنترل شده است که می‌توان از آن‌ها در کنترل محرکه BDFIM استفاده کرد. در مرجع [۱۳] مطالعه‌ای تحلیلی بر روی پایداری BDFIM انجام گرفته که امکان ارزیابی رفتار دینامیکی این ماشین را تحت اعمال استراتژی‌های مختلف کنترلی فراهم می‌کند. نتایج آزمایشگاهی و تئوری نشان می‌دهد که کنترل حلقه باز BDFIM، به مقدار زیادی به کمیت‌های مکانیکی ماشین وابسته است. مقادیر بزرگ اینرسی[۹] و ضریب ویسکوزیته[۱۰] باعث بزرگ شدن ناحیه پایداری ماشین می‌شود. اما با توجه به اینکه طراحان علاقه‌مند به ضرایب کوچک اصطکاک هستند، عملاً محدوده پایداری کنترل حلقه باز بسیار محدود است.

برای دست‌یابی به عملکرد مطلوب در حالت ماندگار و دینامیکی، باید استفاده از روش‌های کنترل حلقه بسته مورد بررسی قرار گیرد. در مرجع [۱۴] یک کنترل‌کننده پیش‌بین مدل لغزشی برای کنترل ساده و موثر توان BDFIM در حالت ژنراتوری ارائه شده است. به‌منظور ردیابی مقادیر مطلوب توان‌های اکتیو و راکتیو، کنترل‌کننده مورد نظر مولفه‌های جریان در قاب ساکن را به عنوان سطوح لغزش در نظر می‌گیرد. برای انتخاب بردار ولتاژ مناسب جهت تغذیه سیم‌پیچ کنترل، یک تابع هزینه براساس خطاهای درجه دوم جریان‌ها تعریف می‌شود و از الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات[۱۱] (PSO) برای تعیین مقدار بهینه بهره کنترل‌کننده استفاده می‌شود. در مرجع [۱۵]، تحلیل پایداری BDFIM تحت کنترل حلقه بسته جریان[۱۲] (CLCC) ارائه شده

است. هر چند این کنترل رفتار دینامیکی مشابه کنترل برداری ندارد اما عملکردی مقاوم[۱۳] داشته و بدلیل نیاز به تعداد کمی حسگر[۱۴]، پیاده‌سازی ساده‌ای دارد. تحلیل نظری پایداری، نشان‌دهنده رفتار پایدار ماشین در تمام محدوده عملکردی است. نتایج آزمایشگاهی نیز موید این موضوع است. در این مقاله پس از تعیین مدل دینامیکی غیرخطی ماشین و کنترل‌کننده آن برای مطالعه و تحلیل سیستم حلقه بسته، خطی‌سازی حول نقطه تعادل سیستم انجام شده است. مدل خطی‌شده دارای ۵ جفت قطب مختلط است که مربوط به PW، CW، روتور، سیستم مکانیکی و کنترل‌کننده است. هر چند در این مقاله بر مناسب بودن کنترل اسکالر در کاربردهایی نظیر پمپ و فن که نیاز به دینامیکی بالایی ندارند، تاکید شده است اما بدیهی است که برای رسیدن به خواسته‌های دیگری نظیر کنترل مستقل و دقیق شار و گشتاور و نیز امکان تحقق استراتژی به‌منظور بهبود بازده محرکه، باید به سوی ساختارهای کنترلی با کارایی بالاتر مانند کنترل برداری و کنترل مستقیم گشتاور حرکت کرد.

در مرجع [۱۶]، عملکرد توربین بادی مبتنی بر BDFIM تحت اغتشاشات ناگهانی، که در نتیجه تغییر بار متصل به پایانه‌های توربین بادی و تغییر سرعت باد رخ می‌دهد، مورد بررسی قرار می‌گیرد. در این مقاله از یک طرح کنترلی ساده مبتنی بر کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی[۱۶] (PI) برای ثابت نگه داشتن ولتاژ در مقدار یک پریونیت در هنگام تغییر ناگهانی بار و سرعت باد استفاده می‌شود. در طرح کنترلی مذکور از دو حلقه کنترل جریان برای تنظیم مولفه‌های d و q جریان سیم پیچ کنترل استفاده شده است. با استفاده از حلقه کنترل توان راکتیو، جریان مرجع محور d به گونه‌ای تنظیم می‌شود تا ضریب توان واحد و نیز ولتاژ ثابت یک پریونیت تامین شود. جریان مرجع محور q نیز براساس حلقه کنترل سرعت تعیین می‌گردد. لازم به ذکر است در این مقاله، پارامترهای کنترل‌کننده PI با استفاده از روش بهینه‌سازی کلونی مورچه[۱۵] (ACO) محاسبه می‌شود. در مرجع [۱۷]، یک استراتژی کنترل ولتاژ مبتنی بر روش کنترل حالت لغزشی رزونانسی برای BDFIM در حالت ژنراتوری برای کاربرد توربین بادی ارائه شده است. در استراتژی پیشنهادی ورودی‌های کنترلی براساس خطای سرعت و ولتاژ سیم‌پیچ قدرت به‌دست می‌آید.

در مرجع [۱۸] یک روش کنترل برداری برای عملکرد BDFIM به‌عنوان یک ژنراتور سرعت متغیر ارائه شده است. کنترل برداری معرفی شده بر روی قاب شار PW اجرا شده و توانایی کنترل همزمان سرعت و توان راکتیو را با استفاده از کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی (PI) دارد. در این مقاله برای نخستین بار کنترل دینامیکی توان راکتیو برای BDFIM با کمک کنترل برداری که در کاربردهای توربین بادی اهمیت دارد، ارائه شده است. همچنین اثرات تزویج مغناطیسی متقابل به‌عنوان اغتشاش درنظر گرفته شده و کنترل‌کننده‌های PI به‌گونه‌ای تنظیم شده‌اند که توانایی جبران نامعینی اضافه شده را داشته باشند. از معایب کنترل ارائه شده در این مقاله می‌توان به دینامیک کند حلقه کنترل سرعت و کنترل توان راکتیو اشاره کرد. در مرجع [۱۹]، امکان پیاده‌سازی کنترل برداری سرعت بر روی BDFIM بررسی شده است. به همین منظور دو حلقه داخلی برای کنترل جریان PW و CW و یک حلقه خارجی برای کنترل سرعت طراحی شده است. حلقه‌های داخلی به‌گونه‌ای طراحی شده‌اند که تزویج بین دو سیم‌پیچ استاتور کمینه شود. برای این منظور از معادلات دینامیکی ماشین برای تعیین کنترل‌کننده‌های جریان استفاده شده است. عملکرد دینامیکی مناسب سیستم کنترل از طریق پیاده‌سازی بر روی یک نمونه آزمایشگاهی تایید شده است.

به منظور کنترل بدون حسگر سرعت BDFIM، در مرجع [۲۰] از یک مشاهده‌گر[۱۷] سیستم تطبیقی مدل مرجع[۱۸] استفاده شده است که براساس خطای جریان سیم‌پیچ کنترل طراحی می‌شود. سیگنال خطا که از ضرب خارجی دو بردار ایجادشده توسط مدل مرجع و مدل تنظیمی تولید می‌شود به یک تخمین‌زن[۱۹] حلقه قفل‌شده فاز[۲۰] وارد شده و از خروجی آن، زاویه تخمینی موقعیت روتور به‌دست می‌آید. در این مقاله ضمن اثبات پایداری مشاهده‌گر، عملکرد دینامیکی و حالت ماندگار آن نیز مطالعه و بررسی شده است. در مرجع [۲۱] روشی برای کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو BDFIM در حالت ژنراتوری مبتنی بر کنترل‌کننده حالت لغزشی مرتبه دوم ارائه شده است. کنترل‌کننده پیشنهادی علاوه بر پاسخ سریع به شرایط گذرا، نسبت به نامعینی‌های ناشی از تغییر پارامترها نیز مقاوم است.

در مرجع [۲۲]، برای حذف تزویج میان کانال‌های d و q در کنترل برداری از یک ماتریس دکوپله‌ساز برای مدل‌کردن BDFIM و بار به‌صورت یک سیستم دو ورودی- دو خروجی استفاده شده است. از منظر کنترلی، این ماتریس با ایجاد یک دستگاه[۲۱]

کنترلی جدید باعث می‌شود کنترل‌کننده‌های خطی برای هر یک از کانال‌های d و q، متعلق به حلقه‌های داخلی جریان، به سادگی و مستقل از هم طراحی شوند. در این مرجع بیان شده است که ماتریس ارائه شده نه تنها نیازمند حسگر اضافی و اطلاعاتی از موقعیت روتور نیست، بلکه به دلیل در نظر گرفتن تغییرات در کمیت‌های BDFIM و بار، استحکام[۲۲] کل سیستم کنترلی را افزایش می‌دهد. در مرجع [۲۳] یک کنترل برداری در راستای ولتاژ شبکه برای BDFIM در کاربرد توربین بادی پیشنهاد می‌شود که عملکرد آن مبتنی بر کنترل‌کننده تناسبی-انتگرابی-رزونانسی[۲۳] (PIRC) است. هنگام وقوع نامتعادلی در ولتاژ شبکه، جریان PW نامتعادل می‌شود و گشتاور و توان با دو برابر فرکانس PW نوسان خواهند کرد. با استفاده از این ساختار کنترلی، رفتار دینامیکی ماشین در شرایط نامتعادلی و با در نظر گرفتن کدهای شبکه[۲۴] و نیازمندی‌های BDFIM، به ازای چهار هدف کنترلی شامل حذف ریپل توان اکتیو، حذف ریپل توان راکتیو و گشتاور، دست‌یابی به جریان سه‌فاز متعادل برای PW و دست‌یابی به جریان سه‌فاز متعادل برای CW، مطالعه می‌شود.

ساختمان نسبتاً پیچیده BDFIM و وجود معادلات الکتریکی غیرخطی مرتبه شش باعث شده است که کنترل این ماشین با دشواری‌هایی همراه باشد. بر این اساس استفاده از روش‌های کنترل غیرخطی نظیر کنترل تطبیقی مدل مرجع[۲۵] (MRAC) و کنترل حالت لغزشی برای کنترل سرعت، گشتاور و توان راکتیو ضروری است. در این مقاله یک سامانه کنترلی نوین مبتنی بر دو روش کنترل غیرخطی مذکور ارائه می‌گردد. در این سامانه برای کنترل حلقه سرعت ژنراتور از روشی مبتنی بر MRAC استفاده می‌شود. خطای سرعت پس از عبور از این کنترل‌کننده مقدار مرجع گشتاور را می‌سازد. برای ساخت ورودی‌های کنترلی نیز خطای گشتاور و توان راکتیو از یک کنترل‌کننده ساختار متغیر مبتنی بر کنترل خطی و کنترل حالت لغزشی عبور می‌کند. حضور این دو کنترل‌کننده تضمین‌کننده عملکرد مناسب دینامیکی ژنراتور خواهد بود. به این موضوع در بخش شبیه سازی و با اجرای سناریوهای مختلف به تفصیل پرداخته می‌شود.

۲- معرفی ماشین القایی دو تحریکه بدون جاروبک

استاتور این ماشین از دو سیم‌پیچ مجزا تشکیل شده است که برای جلوگیری از کوپلاژ مستقیم بین دو سیم‌پیچ، تعداد قطب های متفاوتی دارند. روتور این ماشین نیز به‌گونه‌ای خاص طراحی می‌شود. متداول‌ترین ساختاری که در روتور این ماشین به‌کار می‌رود روتور آشیانه‌ای[۲۶] است. تعداد آشیانه‌ها که همان تعداد قطب‌های روتور است برابر با مجموع زوج قطب‌های سیم‌پیچ قدرت و کنترل است تا باعث ایجاد کوپلاژ غیر مستقیم میان دو سیم‌پیچ قدرت و کنترل گردد [۲]. به دلیل ساختار ویژه روتور، حالت‌های کاری متفاوتی برای این ماشین به‌دست می‌آید. اما بهترین عملکرد BDFIM در حالت سنکرون حاصل می‌شود. در این حالت، فرکانس ولتاژ القایی در سیم‌پیچ قدرت به واسطه کوپلاژ غیر مستقیم با سیم‌پیچ کنترل برابر با فرکانس منبع ولتاژ سیم‌پیچ قدرت است. این شرایط منجر به ایجاد دو میدان توسط سیم‌پیچ‌های استاتور می‌گردد که هم‌سرعت با روتور می‌چرخند. همچنین با توجه به تعداد قطب‌های روتور، به‌منظور دست‌یابی به کوپلاژ غیر مستقیم که اساس تولید گشتاور در این ماشین است، جهت چرخش نیرو محرکه مغناطیسی سیم‌پیچ قدرت نسبت به روتور، مخالف با جهت چرخش نیرو محرکه مغناطیسی سیم‌پیچ کنترل خواهد بود. بنابراین سرعت سنکرون ماشین که مستقل از گشتاور اعمالی است، به‌صورت ذیل تعریف می‌شود [۱]:

$$\omega_r = \frac{\omega_p + \omega_c}{p_p + p_c} \tag{۱}$$

که در آن ω_p و p_p به‌ترتیب سرعت زاویه‌ای و زوج قطب سیم‌پیچ قدرت و ω_c و p_c سرعت زاویه‌ای و زوج قطب سیم‌پیچ کنترل است. مقادیر ω_p و ω_c می‌تواند با توجه به توالی فازها، مثبت و یا منفی باشد. به دلیل آنکه توالی فاز سیم‌پیچ قدرت غالباً مثبت است بنابراین با توجه به توالی فاز سیم‌پیچ کنترل دو نوع عملکرد وجود دارد: عملکرد زیر سنکرون، که در آن، ω_c مقدار منفی دارد و عملکرد فوق سنکرون که در آن، ω_c مقدار مثبت دارد. لازم به ذکر است که اگر در رابطه (۱) فرکانس سیم‌پیچ کنترل صفر شود، سرعت به‌دست آمده را سرعت طبیعی[۲۷] می‌نامند. لازم به ذکر است سرعت طبیعی ماشین شبیه‌سازی شده در این مقاله ۵۰۰ دور بر دقیقه است. مدل دینامیکی ماشین در قاب شار سیم‌پیچ قدرت به‌صورت ذیل بیان می‌شود [۱]:

$$\vec{V}_p = R_p \vec{I}_p + \frac{d\vec{\lambda}_p}{dt} + j\vec{\lambda}_p \quad (۲)$$

$$\vec{\lambda}_p = L_p \vec{I}_p + L_{pr} \vec{I}_r \quad (۳)$$

$$\vec{V}_c = R_c \vec{I}_c + \frac{d\vec{\lambda}_c}{dt} + j(\omega_p - (p_p + p_c)\omega_r)\vec{\lambda}_c \quad (۴)$$

$$\vec{\lambda}_c = L_c \vec{I}_c + L_{cr} \vec{I}_r \quad (۵)$$

$$\vec{V}_r = 0 = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} + j(\omega_1 - p_p\omega_r)\vec{\lambda}_r \quad (۶)$$

$$\vec{\lambda}_r = L_r \vec{I}_r + L_{pr} \vec{I}_p + L_{cr} \vec{I}_c \quad (۷)$$

که در معادلات فوق زیرنویس p، c، و r به‌ترتیب نشان‌دهنده سیم‌پیچ قدرت، سیم‌پیچ کنترل و روتور است. گشتاور الکتریکی و توان راکتیو سیم‌پیچ قدرت مطابق رابطه‌های (۸) و (۹) به‌دست می‌آید:

$$T_e = \frac{3}{2} p_p \left|\vec{\lambda}_p\right| . i_{pq} + \frac{3}{2} p_c \left[-\frac{L_{cr}}{L_{pr}} \left|\vec{\lambda}_p\right| i_{cq} + \frac{L_p L_{cr}}{L_{pr}} (i_{pd} i_{cq} - i_{pq} i_{cd}) \right] \quad (۸)$$

$$Q_p = \frac{3}{2}(v_{pq} i_{pd} - v_{pd} i_{pq}) \quad (۹)$$

پارامترها و متغیرهای به‌کار رفته در معادله‌های (۲) تا (۷)، در جدول (۱) معرفی شده‌اند.

Table (1): Parameters and variables

جدول (۱): پارامترها و متغیرها

نماد	پارامتر
$\vec{V}$, $\vec{I}$, $\vec{\lambda}$	بردارهای ولتاژ ، جریان و شار
R_p R_c, R_r	مقاومت سیم‌پیچ‌های قدرت، کنترل و روتور
L_p, L_c, L_r	اندوکتانس خودی سیم‌پیچ‌های استاتور و روتور
L_{pr}, L_{cr}	اندوکتانس متقابل سیم‌پیچ‌های استاتور و روتور

۳- معرفی کنترل تطبیقی مدل مرجع برای حلقه کنترل سرعت

قاعده موسسه فن‌آوری ماساچوست[۲۸](MIT)، روش اصلی کنترل تطبیقی مدل مرجع است. اما تضمینی وجود ندارد که یک کنترل‌کننده تطبیقی براساس قاعده MIT سیستم حلقه بسته پایداری را نتیجه دهد. بنابراین در این مقاله، مطابق شکل (۱) از نظریه لیاپانوف برای طراحی MRAC استفاده می‌شود. متغیرهای سیستم تطبیقی مدل مرجع بکار رفته در شکل (۱) در جدول (۲) معرفی شده‌اند. در گام نخست یک معادله دیفرانسیل برای خطا به‌دست می‌آید. این معادله دیفرانسیل شامل پارامترهای قابل تنظیم است. سپس یک تابع لیاپانوف و یک مکانیزم تنظیم به‌گونه‌ای پیدا می‌شود که خطا به سمت صفر میل کند. با توجه به آنکه ثابت زمانی مدارهای الکتریکی سریع‌تر از ثابت زمانی مکانیکی است در نتیجه می‌توان برای کنترل حلقه سرعت به روش مدل مرجع، مطابق شکل (۲)، BDFIM را با یک معادله دیفرانسیل مرتبه اول مدل کرد:

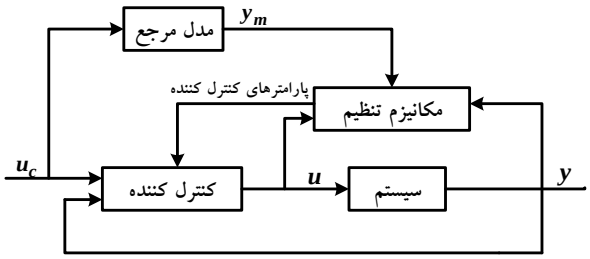
$$\dot{\omega}_r = -a\omega_r + b\Delta\omega_r^* \quad (۱۰)$$

که در آن a و b ضرایب سیستم هستند. بالانویس * نشان‌دهنده مقدار مرجع سرعت است. برای دست‌یابی به پاسخ مطلوب، مدل مرجع به‌صورت ذیل انتخاب می‌شود:

$$\dot{\omega}_{rm} = -a_m\omega_{rm} + b_m\omega_r^* \quad (۱۱)$$

در رابطه فوق a_m و b_m ضرایب مدل مرجع هستند که با تنظیم آن‌ها عملکرد مطلوب سیستم حاصل می‌شود و خروجی سیستم مقدار خروجی مدل مرجع را دنبال خواهد کرد. با توجه به شکل (۲)، خطا به‌صورت رابطه (۱۲) تعریف می‌شود:

$$e = \omega_r - \omega_{rm} \quad (۱۲)$$



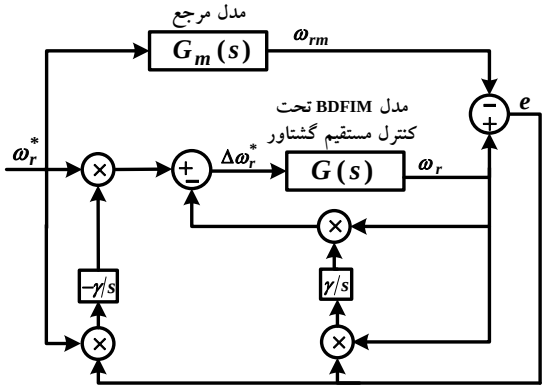
شکل (۱): بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی مدل مرجع

Figure (1): MRAC block diagram

Table (2): MRAS variables

جدول (۲): متغیرهای سیستم تطبیقی مدل مرجع

متغیر	نماد
سیگنال فرمان	$u_c = \omega_r^*$
ورودی کنترلی	$u = \Delta\omega_r^*$
خروجی مدل مرجع	$y_m = \omega_{rm}$
خروجی سیستم	$y = \omega_r$



شکل (۲): بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی مدل مرجع برای کنترل سرعت

Figure (2): MRAC block diagram for speed control

همچنین کنترل‌کننده نیز به‌صورت (۱۳) است:

$$\Delta\omega_r^* = \theta_1\omega_r^* - \theta_2\omega_r \tag{۱۳}$$

با مشتق گرفتن از رابطه (۱۲) نسبت به زمان و جای‌گذاری رابطه‌های (۱۰) و (۱۱) در رابطه فوق داریم:

$$\dot{e} = \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_{rm} = -a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)\omega_r + (b\theta_1 - b_m)\omega_r^* \tag{۱۴}$$

به‌منظور دست‌یابی به مکانیزم تنظیمی که پارامترهای θ_1 و θ_2 را به مقادیر مطلوب برساند، یک تابع لیاپانوف به‌صورت ذیل تعریف می‌شود:

$$V(e,\theta_1,\theta_2) = \frac{1}{2}\left(e^2 + \frac{1}{b\gamma}(b\theta_1 - b_m)^2 + \frac{1}{b\gamma}(b\theta_2 + a - a_m)^2\right) \tag{۱۵}$$

در رابطه فوق $b\gamma > 0$ فرض می‌شود. بنابراین تابع لیاپانوف مثبت معین خواهد بود. به‌منظور پایدار بودن MRAC، باید شرایط ذیل تامین شود:

$$\begin{cases} \dot{V} < 0 & \forall e \neq 0 \\ \dot{V} = 0 & \forall e = 0 \end{cases} \tag{۱۶}$$

بنابراین از رابطه‌های (۱۳) و (۱۴) داریم:

$$\dot{V} = e\dot{e} + \frac{1}{\gamma}(b\theta_1 - b_m)\dot{\theta}_1 + \frac{1}{\gamma}(b\theta_2 + a - a_m)\dot{\theta}_2 = -a_m e^2 + \frac{1}{\gamma}(b\theta_1 - b_m)(\dot{\theta}_1 + \gamma\omega_r^* e) + \frac{1}{\gamma}(b\theta_2 + a - a_m)(\dot{\theta}_2 - \gamma\omega_r e) \quad (۱۷)$$

در نتیجه برای تحقق رابطه (۱۶)، قوانین تطبیق براساس رابطه (۱۸) تعیین می‌شود:

$$\dot{\theta}_1 = -\gamma\omega_r^* e, \quad \dot{\theta}_2 = -\gamma\omega_r^* e \quad (۱۸)$$

با توجه به رابطه‌های (۱۷) و (۱۸)، برای اثبات پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته (۱۴) نیازمند استفاده از لم باربالات هستیم [۲۴]. لذا مشتق دوم رابطه (۱۷) با لحاظ نمودن قوانین تطبیق (۱۸) عبارتست از:

$$\ddot{V} = -2a_m e\dot{e} \quad (۱۹)$$

با توجه به رابطه‌های (۱۵) و (۱۷)، e محدود است. از طرفی سیگنال مرجع ω_{rm} و مشتق مرتبه اول آن و سیگنال ω^*_{rm} نیز محدود است. با توجه به رابطه (۱۲)، می‌توان نتیجه گرفت که ω_r نیز محدود است. لذا با توجه به رابطه (۱۴)، مشتق خطا یعنی (de/dt) محدود است، بنابراین رابطه (۱۹) محدود بوده و بر اساس لم باربالات با گذشت زمان $e \to 0$ یعنی پایداری مجانبی تضمین می‌شود.

۴- کنترل ساختار متغیر

با توجه به ماهیت غیرخطی ماشین‌های الکتریکی، چنانچه ولتاژ مرجع توسط کنترل‌کننده‌های غیرخطی تولید گردد، عملکرد مطلوب‌تری از درایو الکتریکی به‌دست می‌آید. در این میان کنترل‌کننده حالت لغزشی به علت مقاوم بودن نسبت به تغییرات و نامعینی‌های موجود در پارامترهای سیستم تحت کنترل، پاسخ دینامیکی سریع و همچنین توانایی جبران اثرات اغتشاش و عدم قطعیت‌ها، مورد توجه محققین درایوهای الکتریکی قرار گرفته است. اما مقاوم بودن این نوع کنترل‌کننده تنها مربوط به فاز لغزش آن است و فاز رسیدن به‌گونه‌ای طراحی می‌شود که مسیرهای حالت مکانیکی سیستم هر چه سریع‌تر به فاز لغزش منتهی گردد. به عبارت دیگر، دینامیک سیستم برای تمام زمان‌ها به‌طور کامل مقام نیست. بنابراین کنترل‌کننده‌های حالت لغزشی متعارف دارای این ضعف اساسی هستند که ممکن است کنترل‌کننده نتواند پایداری خود را در فاز رسیدن نسبت به نامعینی‌ها و اغتشاشات حفظ نماید [۲۵،۲۶]. همچنین عیب دیگر کنترل به روش حالت لغزشی، وجود پدیده شوریدگی[۲۹] است. به‌منظور بهبود قوام سیستم نسبت به نامعینی‌ها و در عین حال حذف پدیده شوریدگی سیستم کنترلی، در این بخش یک روش کنترلی که در واقع ترکیبی از کنترل‌کننده PI و کنترل‌کننده حالت لغزشی است تحت عنوان کنترل ساختار متغیر به‌کار گرفته می‌شود [۲۷]. این کنترل‌کننده ترکیبی در عین سادگی در اجرا، دارای ویژگی‌های مطلوب کنترل‌کننده‌ی خطی یعنی عملکرد آرام و بدون شوریدگی، و محاسن کنترل‌کننده حالت لغزشی یعنی قوام نسبت به نامعینی‌ها است. از دیگر مزایای این روش کنترلی می‌توان به عدم وابستگی به پارامترهای سیستم اشاره کرد. پارامترهای کنترلی، توان راکتیو و گشتاور ماشین است. وظیفه اصلی کنترل‌کننده ساختار متغیر دست‌یابی سریع به کنترل توان راکتیو و گشتاور است. این روش کنترلی مزایایی مانند عملکرد نرم و مقاوم در مقابل اغتشاشات دارد. یک واحد SVM وظیفه تولید سیگنال‌های کلیدزنی (S_a,S_b,S_c) را بر عهده می‌گیرد. سطح لغزش به‌صورت ذیل تعریف می‌شود:

$$S_{Q_p} = e_{Q_p} + c_{Q_p} \cdot \int e_{Q_p} \quad (۲۰)$$

$$S_{T_e} = e_{T_e} + c_{T_e} \cdot \int e_{T_e} \quad (۲۱)$$

که در رابطه‌های بالا خطای توان راکتیو و گشتاور برابرند با:

$$e_Q = Q_p^* - Q_p \quad (۲۲)$$

$$e_{T_e} = T_e^* - T_e \quad (۲۳)$$

ثابت‌های طراحی c_{Qp} و e_{Ta} باعث رسیدن به دینامیک مطلوب در سطح لغزش می‌شود. ولتاژ مرجع استاتور، در خروجی کنترل-کننده ساختار متغیر به‌دست می‌آید. مولفه محور مستقیم توسط قانون کنترل توان راکتیو و مولفه محور متعامد توسط قانون کنترل گشتاور تولید می‌گردند:

$$v_{cd}^{*} = (K_{PQ_p} + \frac{K_{IQ_p}}{s}).(e_{Q_p} + K_{VSCQ_p}.\mathrm{Sgn}(S_{Q_p})) \quad (۲۴)$$

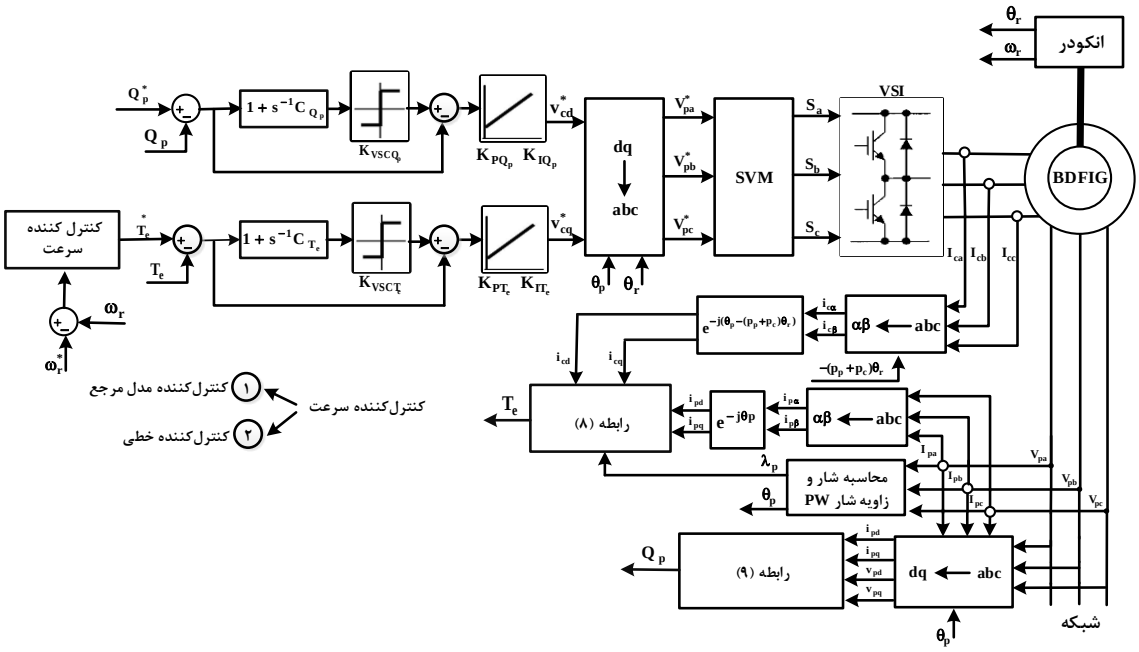
$$v_{cq}^{*} = (K_{PTe} + \frac{K_{ITe}}{s}).(e_{Te} + K_{VSCTe}.\mathrm{Sgn}(S_{Te})) \quad (۲۵)$$

که در آن، s عملگر لاپلاس است. ضرایب به‌کار رفته در رابطه‌های فوق در جدول (۳) معرفی شده‌اند. با انتخاب ضرایب مناسب برای کنترل‌کننده خطی و کنترل‌کننده حالت لغزشی بهترین پاسخ از لحاظ قوام سیستم و همچنین بهترین پاسخ زمانی بدون عیب پدیده شوریدگی قابل حصول است. در حالت گذرا، جمله اول داخل پرانتز دوم رابطه‌های (۲۴) و (۲۵) در مقایسه با جمله دوم خیلی بزرگ‌تر است و لذا در این حالت، کنترل‌کننده خطی PI غالب است. به عبارت دیگر، در این بازه زمانی، سیستم کنترل به‌طور غالب یک PI است. از طرف دیگر، در حالت ماندگار، مقادیر فوق به سمت صفر میل می‌کنند و جمله‌ی شامل تابع علامت، غالب است. در این شرایط برای کاهش پدیده شوریدگی، این جمله از یک PI عبور داده شده است (یک فیلتر پایین گذر). بلوک دیاگرام کلی سیستم شامل کنترل مدل مرجع سرعت و نیز کنترل گشتاور و توان راکتیو براساس روش حالت لغزشی در شکل (۳) نشان داده شده است.

Table (3): The coefitionts of variable structure control laws

جدول (۳): ضرایب قوانین کنترل ساختار متغیر

ضرایب	نقش
K_{PQ_p} , K_{ITe} , K_{PTe} , K_{IQ_p}	بهره‌های کنترل‌کننده PI
K_{VSCQ_p} , K_{VSCTe}	بهره‌های کنترل‌کننده حالت لغزشی



شکل (۳): بلوک دیاگرام سیستم کنترلی

Figure (3): Block diagram of control system

۵- نتایج شبیه‌سازی

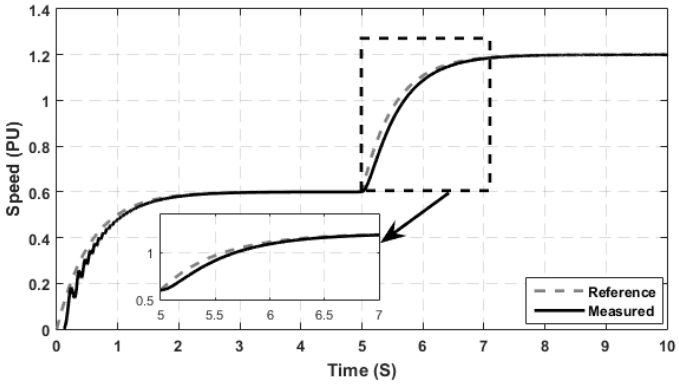
در این قسمت به منظور بررسی صحت عملکرد روش پیشنهاد شده، شبیه‌سازی در نرم‌افزار سیمولینک متلب[۳۰] انجام می‌پذیرد. تمامی شبیه‌سازی‌ها بر مبنای مشخصات یک BDFIM نمونه انجام می‌شود که مقادیر پارامترهای مهم آن در جدول (۴) آمده است. کنترل سرعت روتور در کاربردهای مختلف از اهمیت بالایی برخوردار است. مقایسه پاسخ کنترل‌کننده مدل مرجع با PI

در هنگام تغییر سرعت مرجع در ثانیه ۵ام از مقدار ۰/۶ پریونیت به ۱/۲ پریونیت در شکل (۴) نشان داده شده است (مقدار سرعت مبنا ۵۰۰ دور بر دقیقه است که سرعت طبیعی ژنراتور است). همان‌طور که مشاهده می‌شود پاسخ سیستم بهبود قابل توجه یافته است. شکل (۵) عملکرد سیستم را هنگام افزایش پله‌ای توان مکانیکی ورودی در ثانیه ۵ام نشان می‌دهد. مطابق این شکل پاسخ زمانی سیستم کنترل سرعت سریع‌تر از کنترل‌کننده PI است و در لحظه افزایش توان ورودی، سرعت ژنراتور در یک زمان محدود حول مقدار مرجع نوسان کرده و سپس در توان ورودی جدید، کنترل سرعت به خوبی اجرا می‌شود.

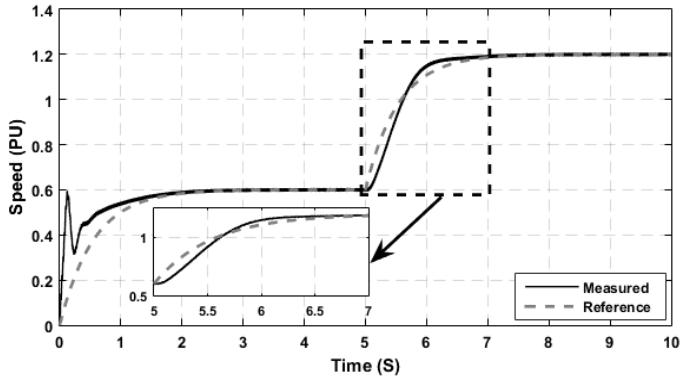
Table (4): BDFIM parameters

جدول (۴): پارامترهای BDFIM

کمیت	مقدار	کمیت	مقدار
زوج قطب PW	۲	L_{cr}^{P} (H)	۰/۰۹۹۸
زوج قطب CW	۴	L_{lp} (H)	۰/۰۰۴۷
ولتاژ PW/CW (V)	۱۸۰	L_{lc}^{P} (H)	۰/۰۰۵۳
جریان PW (A)	۱۰	L_{lr}^{P} (H)	۰/۰۲۰۶
جریان CW (A)	۴/۵	R_p (Ω)	۱/۳۰۱۲
گشتاور نامی (N.m)	۲۰	R_c^{P} (Ω)	۳/۷۱۷۱
L_{pr} (H)	۰/۱۸۶۳	R_r^{P} (Ω)	۱/۱۲۳۷



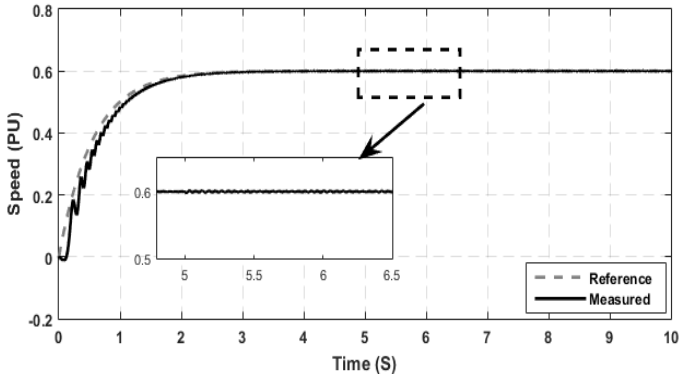
(الف) کنترل‌کننده مدل مرجع



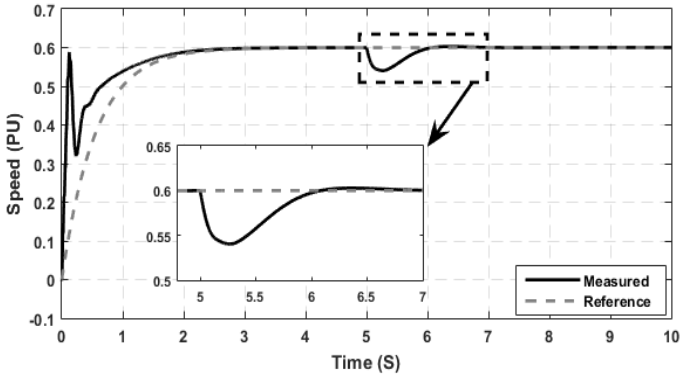
(ب) کنترل‌کننده PI

شکل (۴): اثر تغییر مقدار مرجع سرعت بر سرعت ژنراتور

Figure (4): Effect of reference speed change on generator speed (a) Model reference controller (b) PI Controller



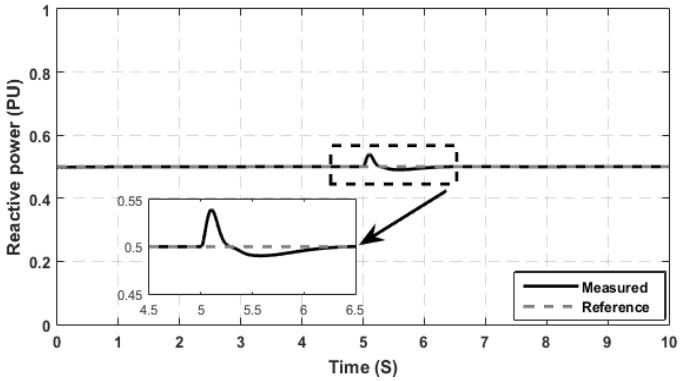
(الف) کنترل‌کننده مدل مرجع



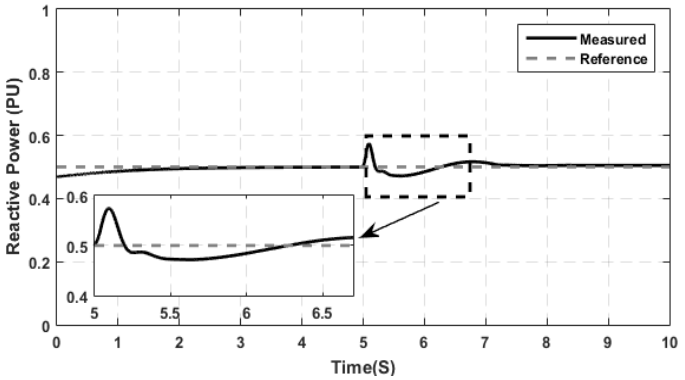
(ب) کنترل‌کننده PI

شکل (۵): اثر تغییر توان مکانیکی ورودی بر سرعت ژنراتور

Figure (5): Effect of mechanical input power change on generator speed (a) Model reference controller (b) PI Controller



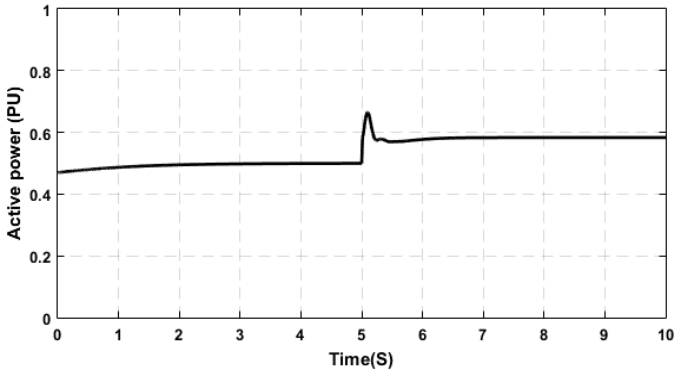
(الف) کنترل‌کننده حالت لغزشی



(ب) کنترل‌کننده PI

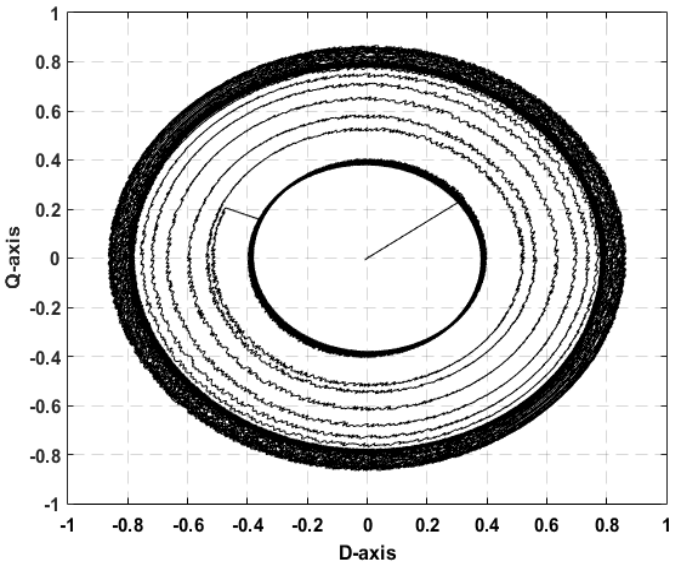
شکل (۶): اثر تغییر توان مکانیکی ورودی بر توان راکتیو ژنراتور

Figure (6): Effect of mechanical input power change on generator reactive power (a) Sliding mode controller (b) PI controller



شکل (۷): اثر تغییر توان مکانیکی ورودی بر توان اکتیو ژنراتور

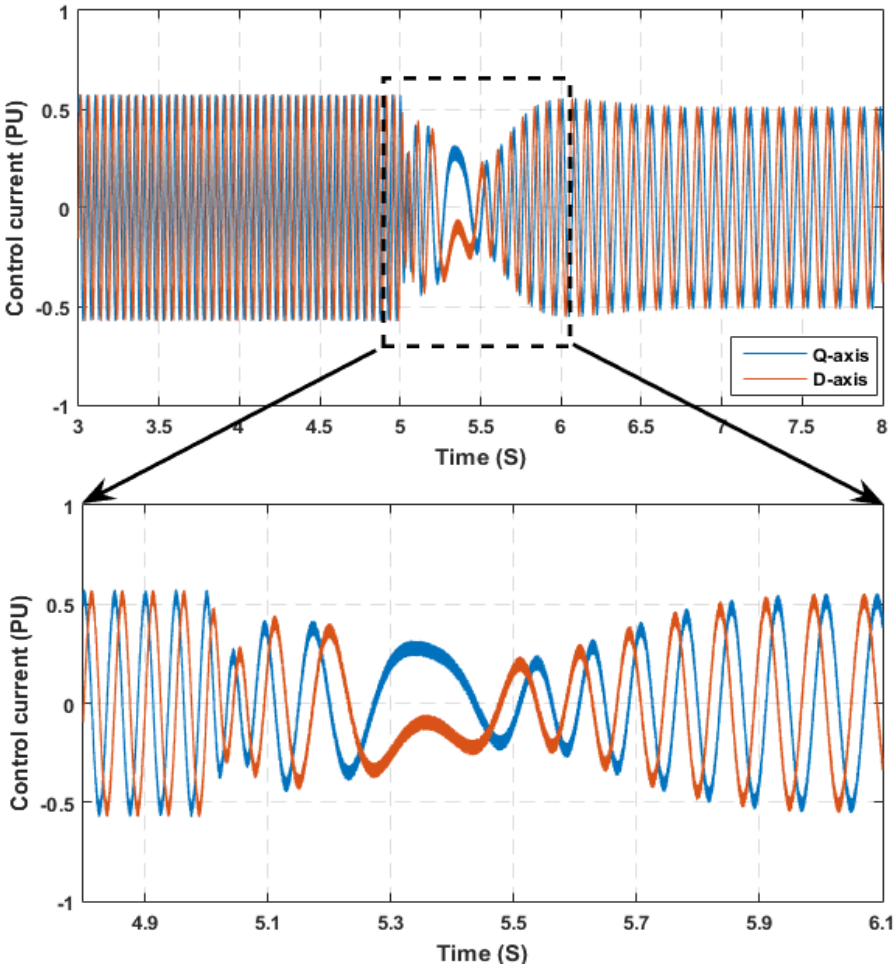
Figure (7): Effect of mechanical input power change on generator active power



شکل (۸): مسیر شار سیم‌پیچ کنترل به ازای تغییر در توان مکانیکی ورودی

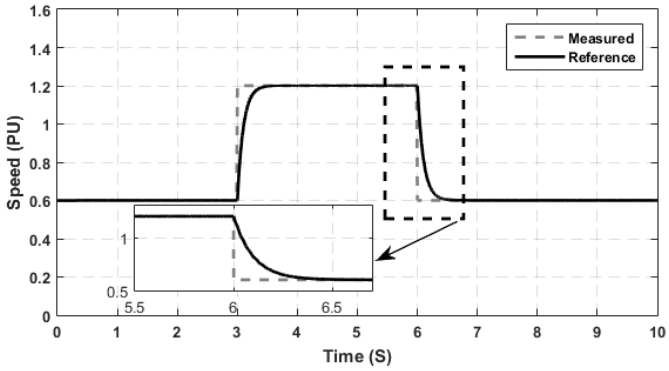
Figure (8): CW flux trajectory for change of mechanical input power

در شکل (۶)، موج توان راکتیو در حضور کنترل‌کننده‌های حالت لغزشی و PI هنگام تغییر توان مکانیکی ورودی در ثانیه ۵ام از ۰/۲۵ پریونیت به ۰/۵ پریونیت نشان داده شده است. در این شکل برتری عملکرد کنترل‌کننده غیرخطی در مقایسه با کنترل کننده خطی مشهود است بر این اساس هرچند در لحظه تغییر بار، مقدار بالازدگی توان راکتیو سیم‌پیچ قدرت در حضور کنترل کننده حالت لغزشی در حدود ۰/۵۴ پریونیت است اما به سرعت به مقدار مرجع می‌رسد. در شکل (۷) نیز وضعیت تغییر توان اکتیو ژنراتور هنگام تغییر بار نمایش داده شده است. شکل (۸) نشان‌دهنده مسیر حالت شارهای دومحوری سیم‌پیچ کنترل هنگام تغییر توان مکانیکی ورودی است. مطابق شکل (۹) با تغییر سرعت مرجع از مقدار ۰/۶ پریونیت به ۱/۲ پریونیت، سرعت ژنراتور از زیرسنکرون به فوق‌سنکرون تغییر می‌کند. همانطور که ملاحظه می‌گردد، توالی فاز جریان سیم‌پیچ کنترل هنگام رسیدن سرعت ژنراتور به ۱ پریونیت (سرعت طبیعی) تغییر می‌کند. شکل (۱۰) پاسخ کنترل‌کننده سرعت مدل مرجع را به‌ازای تغییرات همزمان سرعت مرجع و توان مکانیکی ورودی به‌صورت پله‌ای نشان می‌دهد. در این سناریو، سرعت مرجع در ثانیه ۳ام از مقدار ۰/۶ به ۱/۲ پریونیت افزایش یافته و مجدداً در ثانیه ۶ام به مقدار اولیه ۰/۶ پریونیت کاهش می‌یابد. همچنین همزمان با تغییرات مقدار مرجع سرعت، میزان توان مکانیکی ورودی در ثانیه ۳ام از ۰/۲۵ پریونیت به ۰/۵ پریونیت افزایش یافته و در ثانیه ۶ام، به مقدار اولیه ۰/۲۵ پریونیت کاهش می‌یابد. همان‌طور که مشاهده می‌شود کنترل‌کننده مدل مرجع پاسخ دینامیکی مناسبی را در برابر تغییرات پله‌ای همزمان توان مکانیکی ورودی و سرعت مرجع ارائه می‌دهد.



شکل ۹: جریان‌های دومحوری سیم‌پیچ کنترل به ازای تغییر در سرعت مرجع

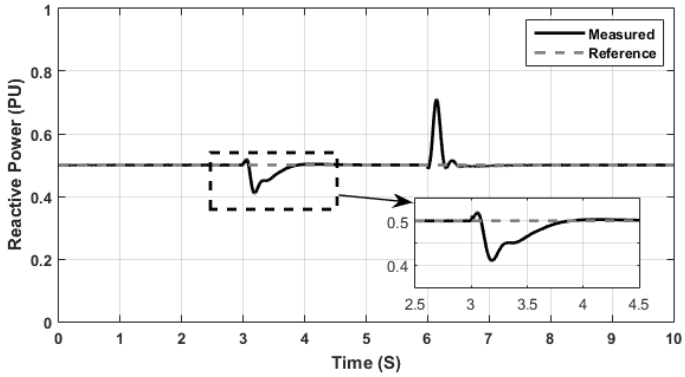
Figure (9): CW two-axis currents for change of reference speed



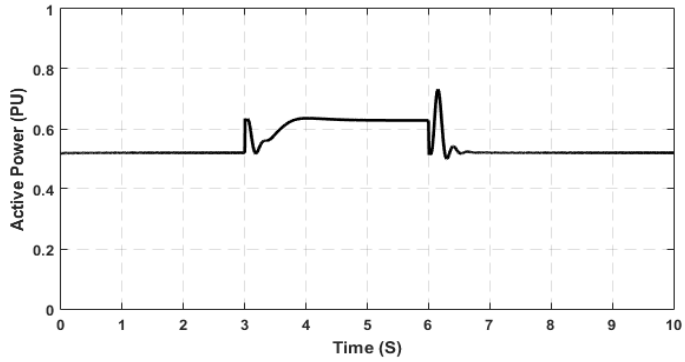
شکل (۱۰): سرعت ژنراتور هنگام تغییر همزمان سرعت مرجع و توان مکانیکی ورودی

Figure (10): Generator speed when changing the reference speed and mechanical input power simultaneously

شکل (۱۱) نیز عملکرد مطلوب سیستم کنترلی در کنترل توان راکتیو هنگام تغییرات پله‌ای همزمان توان مکانیکی ورودی و سرعت مرجع را نشان می‌دهد. علاوه بر این شکل موج توان اکتیو ژنراتور و نیز الگوی تغییر توان مکانیکی ورودی مربوط به این سناریو به‌ترتیب در شکل‌های (۱۱-ب) و (۱۲) نشان داده شده است.



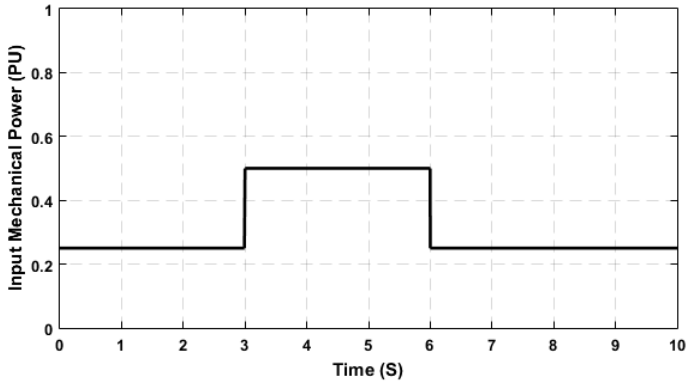
(الف) توان راکتیو



(ب) توان اکتیو

شکل (۱۱): عملکرد سیستم کنترلی هنگام تغییر همزمان سرعت مرجع و توان مکانیکی ورودی

Figure (11): Performance of control system when changing the reference speed and mechanical input power simultaneously
(a) Reactive power (b) Active power



شکل (۱۲): الگوی توان مکانیکی ورودی هنگام تغییر همزمان سرعت مرجع و توان مکانیکی ورودی

Figure (12): Profile of mechanical input power when changing the reference speed and mechanical input power simultaneously

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، کنترل برداری سرعت مبتنی بر روش غیرخطی برای ژنراتور القایی دوتحریکه بدون جاروبک بررسی و شبیه‌سازی گردید. سیستم کنترلی به‌کار گرفته شده از دو بخش شامل کنترل تطبیقی مدل مرجع برای کنترل سرعت و کنترل‌کننده ترکیبی مبتنی بر حالت لغزشی و PI برای کنترل توان راکتیو و گشتاور تشکیل شده است. الگوریتم مدل مرجع منجر به یک کنترل‌کننده مقاوم با امکان دست‌یابی به عملکرد دینامیکی قابل قبول می‌شود.

از دیدگاه بهره‌بردار بسیار حائز اهمیت است که یک کنترل‌کننده بتواند هنگام تغییر ناگهانی توان مکانیکی ورودی، پایداری سیستم را حفظ و پاسخ دینامیکی مطلوب را تامین کند. لذا در این مقاله رفتار ژنراتور در صورت افزایش دو برابری توان مکانیکی ورودی مورد مطالعه قرار گرفت. نتایج نشان داد که پس از افزایش توان مکانیکی ورودی، سرعت روتور و توان راکتیو

سیم‌پیچ کنترل طی یک مدت زمان مناسب و با مقدار قابل قبول بالازدگی می‌توانند مقادیر مرجع خود را مجدداً و بدون از دست رفتن پایداری دنبال کنند.

References

مراجع

[1] H.R. Mosaddegh Hesar, H. Abootorabi Zarchi, G.R. Arab Markadeh, "Online MTPTA and MTPIA control of brushles doubly-fed induction motor drives", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 36, no. 1, pp. 691-701, Jan. 2021 (doi: 10.1109/TPEL.2020.3000150).

[2] M. Yousefian, H. Abootorabi Zarchi, H. Gorginpour, "Modified steady state modelling of brushless doubly fed induction generator taking core loss components into account", IET Electric Power Applications, vol. 13, no. 9, pp. 1402-1412, Sept. 2019 (doi: 10.1049/iet-epa.2019.0133).

[3] S. Abdi, E. Abdi, R. McMahon, "A Study of unbalanced magnetic pull in brushless doubly-fed machines", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 30, no. 3, pp. 1218-1227, Sept. 2015 (doi: 10.1109/TE-C.2015.2394912).

[4] S. Abdi, E. Abdi, A. Oraee, R. McMahon, "Investigation of magnetic wedge effects in large-scale BDFMs", Proceeding of the IET/RPG, pp. 1-4, Beijing, China, Sept. 2013 (doi: 10.1049/cp.2013.1849).

[5] U. Shipurkar, K. Ma, H. Polinder, F. Blaabjerg, J.A. Ferreira, "A review of failure mechanisms in wind turbine generator systems", Proceeding of the IEEE/EPE, pp. 1-10, Geneva, Switzerland, Sept. 2015 (doi: 10.1109/EPE.2015.7311669).

[6] F. Zhang, S. Yu, Y. Wang, S. Jin, M.G. Jovanovic, "Design and performance comparisons of brushless doubly fed generators with different rotor structures", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 66, no. 1, pp. 631-640, Jan. 2019 (doi: 10.1109/TIE.2018.2811379).

[7] L. Jia, "Equivalent circuit parameters calculation of a wound rotor brushless doubly-fed machine based on finite element analysis", Proceeding of the IEEE/INTERMAG, pp. 1-1, Beijing, China, May 2015 (doi: 10-.1109/INTMAG.2015.7157610).

[8] H. Gorginpour, H. Oraee, R.A. McMahon, "A novel modeling approach for design studies of brushless doubly fed induction generator based on magnetic equivalent circuit", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 28, no. 4, pp. 902-912, Dec. 2013 (doi: 10.1109/TEC.2013.2278486).

[9] R. Sadeghi, S.M. Madani, M. Agha-kashkooli, M. Ataei, "Reduced-order model of cascaded doubly fed induction generator for aircraft starter/generator", IET Electric Power Applications, vol. 12, no. 6, pp. 757-766, July 2018 (doi: 10.1049/iet-epa.2017.0579).

[10] F. Barati, S. Shao, E. Abdi, H. Oraee, R. McMahon, "Generalized vector model for the brushless doubly-fed machine with a nested-loop rotor", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 58, no. 6, pp. 2313-2321, June 2011 (doi: 10.1109/TIE.2010.2064279).

[11] I. Sarasola, J. Poza, M.A. Rodriguez, G. Abad, "Direct torque control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine", Energy Conversion Management, vol. 52, no. 2, pp. 1226-1234, Feb. 2011 (doi: 101016/jenconman201009018).

[12] M. Ahmadian, B. Jandaghi, H. Oraee, "Maximum torque per Ampere operation of brushless doubly-fed induction machines", Renewable Energy and Power Quality Journal, vol. 1, no. 9, pp. 981-985, May 2011 (doi: 10.24084/repqj09.518).

[13] J. Poza, E. Oyarbide, D. Roye, I. Sarasola, "Stability analysis of a BDFM under open loop voltage control", Proceeding of the IEEE/EPE, pp. 1-10, Dresden, Germany, 11-14 Sept. 2005 (doi: 10.1109/EPE.2005.21-9536).

[14] A. Dountio, E.D. Kenmoe Fankem, G. Golam, "Control of a BDFIG based on current and sliding mode predictive approaches", Journal of Control, Automation and Electrical Systems, vol. 31, no. 1, pp. 636-647, Jan. 2020 (doi: 10.1007/s40313-020-00566-z).

[15] I. Sarasola, J. Poza, E. Oyarbide, M.A. Rodriguez, "Stability analysis of a brushless doubly-fed machine under closed loop scalar", Proceeding of the IEEE/IECON, pp. 1527-1532, Paris, France, Nov. 2006 (doi: 10.1109/IECON.2006.347553).

[16] K.S.A. EL-Naeem, G. El-Saady, A. Yousef, E.A. Ibrahim, "Anti-colony PI controllers based high performance brushless doubly fed induction generator driven by wind turbine", Proceeding of the IEEE/ CPERE, pp. 51-56, Aswan, Egypt, Feb. 2020 (doi: 10.1109/CPERE45374.2019.8980253).

[17] K. Ji, S. Huang, "Direct flux control for stand-alone operation brushless doubly fed induction generators using a resonant-based sliding-mode control approach", Energies, vol. 11, no. 4, pp. 220-228, April 2018 (doi: 0.3390/en11040814).

[18] J. Poza, E. Oyarbide, I. Sarasola, M. Rodriguez, "Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine", IET Electric Power Applications, vol. 3, no. 4, pp. 247-256, July 2009 (doi: 10.1049/iet-epa.2008.0090).
[19] J. Yang, W. Tang, G. Zhang, Y. Sun, S. Ademi, F. Blaabjerg, Q. Zhu, "Sensorless control of brushless doubly fed induction machine using a control winding current MRAS observer", IEEE Tran. on Industrial Electronics, vol. 66, no. 1, pp. 728-738, Jan. 2019 (doi: 10.1109/TIE.2018.2831168).
[20] R. Sadeghi, S.M. Madani, M. Ataei, M.R. Agha-Kashkooli, S. Ademi, "Super-twisting sliding mode direct power control of a brushless doubly fed induction generator", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 65, no. 11, pp. 9147-9156, Nov. 2018 (doi: 10.1109/TIE.2018.2818672).
[21] L. Sun, Y. Chen, J. Su, D. Zhang, L. Peng, Y. Kang, "Decoupling network design for inner current loops of stand-alone brushless doubly fed induction generation power system", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 33, no. 2, pp. 957-963, Feb. 2018 (doi: 10.1109/TPEL.2017.2734108).
[22] J. Chen, W. Zhang, B. Chen, Y. Ma, "Improved vector control of brushless doubly fed induction generator under unbalanced grid conditions for offshore wind power generation", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 31, no. 1, pp. 293-302, Mar. 2016 (doi: 10.1109/TEC.2015.2479859).
[23] R. Tafazzoli-Mehrjardi, N. Farrokhzad-Ershad, B. Rahrovi, M. Ehsani, "Brushless doubly-fed induction machine with feed-forward torque compensation control", Proceeding of the IEEE/TPEC, pp. 1-6, Texas, USA, Feb. 2021 (doi: 10.1109/TPEC51183.2021.9384974).
[24] H.K. Khalil, "Nonlinear Control", Pearson, 3rd Edition, Dec. 2001.
[25] H.R. Mosaddegh, H. Abootorabi-Zarchi, "Maximum torque per Ampere control of brushless doubly fed induction generator using variable structure approach for wind turbine applications", Journal of Electric Systems and Signals, vol. 3, no. 1, pp. 1-8, Spring 2015 (doi: 10.22067/ESS.V3I1.31039).
[26] H. Moghadassi, M.R. Moradian, "Dynamic response and low-voltage ride-through improvement for a DFIG, using an integral sliding mode controller with an adjustable reactive power reference value", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 14, no. 55, pp. 13-26, Dec. 2023 (in Persian).
[27] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg, "Direct torque control of sensorless induction motor drives: A sliding-mode approach", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 40, no. 2, pp. 582-590, April 2004 (doi: 10.11-09/TIA.2004.824441).

زیرنویس‌ها

1. Brushless doubly fed induction machine (BDFIM)
2. Power winding (PW)
3. Control winding (CW)
4. Finite element (FE)
5. Magnetic equivalent circuit (MEC)
6. Electric equivalent circuit (EEC)
7. Vector control
8. Direct torque and flux control
9. Inertia
10. Friction coefficient
11. Particle swarm optimization (PSO)
12. Closed loop current control (CLCC)
13. Robust
14. Sensor
15. Ant colony optimization (ACO)
16. Proportional-integral (PI)
17. Observer
18. Model reference adaptive system (MRAS)
19. Estimator
20. Phase-locked loop (PLL)
21. Plant
22. Robustness
23. Proportional-integral- resonant controller (PIRC)
24. Grid codes
25. Model reference adaptive control (MRAC)
26. Nested-loop
27. Natural speed
28. Massachusetts institute of technology (MIT)

29. Chattering phenomenon
30. MATLAB/Simulink