Journal of Modeling in Engineering 21 (2023) 101-114

Semnan University

Journal of Modeling in Engineering

Journal homepage: https://modelling.semnan.ac.ir/

ISSN: 2783-2538

Research Article

Robust Controller Design of Double Fed Induction Generator in the Presence of Uncertainties From the System Model and Measurement

Aboozar Mohammad Nezhad [a], Behrouz Tousi [a,*], Farnaz Sabahi[a]

[a] *Faculty of Electrical and Computer Engineering, Urmia University, Urmia, Iran*

PAPER INFO

Paper history:

Received: 11 March 2022
Revised: 24 April 2023
Accepted: 11 June 2023

Keywords:

Double Fed Induction Generator,
Vector Control,
H∞ Robust control,
Kalman Filter,
Active and Reactive Power.

ABSTRACT

In this paper, a robust control method for a double fed induction generator(DFIG) is proposed in which noise measurement is also considered. DFIG controllers are divided into two groups of the rotor side converter and the grid side converter controllers. The main purpose of an RSC controller is to control active and reactive power of the stator. The parameters of the double fed induction generator may deviate from the nominal values due to the operating conditions. For this parametric uncertainty, a robust H∞ vector control is employed using the complex sensitivity approach. The design of the rotor side controller is done using a vector control strategy and instead of PI controllers, a designed robust controller is used. One of the steps of vector control is to measure the rotor currents and use them in control equations. If the measured currents contain noise, the system control is disrupted. Therefore, to solve this problem, it is suggested to use Kalman filter. The effectiveness of the proposed method has been investigated using simulations under different conditions and compared with classical vector control and direct power control. The simulation results show the efficient performance and robustness of the proposed controller with model and measurement uncertainties.

DOI: https://doi.org/10.22075/jme.2023.26563.2239

© 2023 Published by Semnan University Press.
This is an open access article under the CC-BY 4.0 license.(https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

*** Corresponding author.**
E-mail address: b.tousi@urmia.ac.ir

How to cite this article:
Tousi, B., Mohammad Nezhad, A., & Sabahi, F. (2023). Robust Controller Design of Double Fed Induction Generator in the Presence of Uncertainties From the System Model and Measurement. Journal of Modeling in Engineering, 21(75),101-114. doi: 10.22075/jme.2023.26563.2239

مقاله پژوهشی

طراحی کنترل کننده مقاوم ژنراتور القایی دو سوی تغذیه در حضور عدم قطعیت‌های حاصل از مدل سیستم و اندازه گیری

ابوذر محمدنژاد[۱] ، بهروز طوسی [۲،*]، فرناز صباحی[۳]

اطلاعات مقاله

دریافت مقاله: ۱۴۰۰/۱۲/۲۰
بازنگری مقاله: ۱۴۰۲/۰۲/۰۴
پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۳/۲۱

واژگان کلیدی:
ژنراتور القایی دو سو تغذیه،
کنترل برداری،
کنترلر مقاوم H بی نهایت،
فیلتر کالمن،
توان اکتیو و راکتیو.

چکیده

در این مقاله یک روش کنترل مقاوم برای ژنراتور القایی دو سو تغذیه پیشنهاد شده است که در آن نویز اندازه‌گیری نیز در نظر گرفته شده است. کنترل‌کننده‌های ژنراتور القایی دو سو تغذیه به دو گروه کنترل‌کننده‌های سمت روتور و شبکه تقسیم می‌شوند. هدف اصلی کنترل‌کننده سمت روتور کنترل توان اکتیو و راکتیو استاتور است. پارامترهای ژنراتور القایی دو سو تغذیه ممکن است به دلیل شرایط کار از مقادیر نامی منحرف شوند. برای این عدم قطعیت پارامتری، با استفاده از رویکرد حساسیت مختلط، یک کنترل مقاوم برداری با استفاده از روش H بی‌نهایت استفاده شده است. طراحی کنترل‌کننده سمت روتور با استفاده از استراتژی کنترل بردار انجام شده است و به جای کنترل‌کننده‌هایPI ، از کنترل‌کننده مقاوم طراحی شده استفاده شده است. یکی از مراحل کنترل برداری اندازه‌گیری جریان‌های روتور و استفاده از آنها در معادلات کنترل می‌باشد. اگر جریان‌های اندازه‌گیری‌شده دارای نویز باشند، کنترل سیستم مختل می‌شود. بنابراین، برای حل این مشکل استفاده از فیلتر کالمن پیشنهاد شده است. اثربخشی روش پیشنهادی با استفاده از شبیه‌سازی تحت شرایط مختلف بررسی و مقایسه آن با روش‌های کنترل برداری کلاسیک و کنترل مستقیم توان انجام شده است. نتایج شبیه‌سازی عملکرد و پایداری مقاوم روش پیشنهادی با عدم قطعیت مدل و اندازه‌گیری را نشان می‌دهد.

DOI: https://doi.org/10.22075/jme.2023.26563.2239

© 2023 Published by Semnan University Press.
This is an open access article under the CC-BY 4.0 license.(https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

۱-مقدمه

مسائل اقتصادی، تکنولوژی و سازگاری با محیط زیست، تولید و انتقال انرژی را با تغییرات گسترده مواجه کرده است. نیاز به کاهش انتشار CO_2 در حوزه تولید انرژی الکتریکی، باعث افزایش علاقه‌مندی به سمت تولید انرژی الکتریکی از طریق انرژی‌های پاک شده است. در این بین استفاده از انرژی باد به دلایلی مانند رقابتی بودن آن در مقایسه با سایر منابع تجدیدپذیر، قابل پیش‌بینی بودن، مستقل بودن و... قابل توجه است. در حال حاضر بسیاری از توربین‌های بادی بزرگ که سرعتشان متغیر می‌باشد با استفاده از ژنراتورهای القایی دو سو تغذیه کار می‌کنند. مهم‌ترین ویژگی ژنراتورهای مذکور این است که حدود ۳۰٪ از توان ژنراتور

[۲]* پست الکترونیک نویسنده مسئول:b.tousi@urmia.ac.ir
[۱] دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه ارومیه
۲. دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه ارومیه
۳. دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه ارومیه

توسط مبدلهای الکترونیک قدرت و از طریق روتور منتقل می‌شود. امروزه با توسعه ادوات الکترونیک قدرت، استفاده از روش‌های کنترل پیشرفته برای ماشین‌های القایی افزایش یافته است. کنترل‌های متداول در ژنراتور القایی دو سو تغذیه اغلب با تکیه بر این فرضیه که اندازه گیری های صورت گرفته به صورت ایده‌آل انجام می‌شود، استوار است. یکی از مشکلاتی که در روش‌های کنترل وجود دارد عدم قطعیت است. عدم قطعیت می‌تواند هم در مدل و هم در اندازه‌گیری وجود داشته باشد. حضور این موارد در سیستم‌های کنترل باعث می‌شود تا اهداف کنترلی مختل شود.

عمده‌ترین روش‌های کنترل ژنراتورهای القایی دو سو تغذیه به دو دستهٔ کنترل برداری میدانی و کنترل مستقیم توان تقسیم بندی می‌شوند [۱-۴]. برای پیاده‌سازی روش برداری از کنترل‌کننده‌های PI استفاده می‌شود. اشکال اصلی روش کنترل برداری با کنترل‌کننده‌های PI این است که عملکرد سیستم به شدت به تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده PI و دقت پارامترهای ماشین مثل مقاومت‌ها و اندوکتانس‌های استاتور و روتور وابسته است. اگر چه برخی از بررسی‌ها با استفاده از کنترل‌کننده تابع پیش‌بین [۵] و کنترل‌کننده حالت داخلی [۶] و [۷] در مقایسه با پاسخ PI عملکرد قابل قبولی داشته‌اند، اما پیاده‌سازی آنها به علت فرمول‌بندی کنترل‌کننده تابع پیش‌بین و کنترل‌کننده حالت داخلی سخت می‌باشند. در [۸] کنترل توان سیستم با استفاده از منطق فازی انجام شده است. با اینکه این استراتژی پاسخ رضایت‌بخشی داشته است ولی خطا در تخمین پارامترها باعث می‌شود که کارآیی و عملکرد سیستم تقلیل یابد. در [۹]، کنترل چند منظوره با هدف تولید حداکثر توان در سرعتهای مختلف باد با تغییر مرجع انعطاف پذیر، تنظیم کنترل توان اکتیو و راکتیو و سنکرون کردن ژنراتور با شبکه ارائه شده است. مهم‌ترین مشخصه این کنترل کننده چند منظوره، حذف کنترل کننده‌هایPI ، حلقه جریان و جدول سوئیچینگ است. در [۱۰]، روشی برای کنترل هماهنگ ژنراتور القایی دوسوتغذیه، ابررسانای ذخیره ساز انرژی مغناطیسی و ابررسانای محدودکننده جریان خطا با استفاده از الگوریتم بهینه سازی HBB-BC جهت پایداری سیستم در مقابل خطای ژنراتورها و نوسانات توان خروجی آنها ارائه شده است.

استراتژی روش کنترل مستقیم توان براساس تخمین شار استاتور یکی از روش‌هایی است که برای حل این مسئله پیشنهاد شده است [۱۱]، اما فرکانس کلیدزنی متغیر از جمله معایبی هستند که در این روش مشاهده می‌شود. برای حل مشکل فرکانس کلیدزنی متغیر، در [۱۲] و [۱۳]، با هدف کاهش نوسان در گشتاور یا توان اکتیو و شار یا توان راکتیو و انتخاب بردار کلیدزنی براساس جدول مسئله بهینه‌سازی می‌شود. محاسبات پیچیده بلادرنگ و نوسان در نزدیکی سرعت سنکرون از معایب روش می باشد.

یکی از اساسی‌ترین مراحل کنترل در هر دو روش، اندازه گیری های جریان و سپس استفاده از این مقادیر در مراحل بعدی کنترل سیستم می‌باشد. چنانچه این اندازه گیری ها دارای نویز و عدم قطعیت باشد، کنترل سیستم که هدف آن تنظیم توان اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه می‌باشد، مختل خواهد شد. در [۱۴] فیلتر کالمن توسعه یافته برای کنترل توان روتور یک ژنراتور القایی دو سو تغذیه برای حالتی با نقص سنسور جریان پیشنهاد شده است. در این مقاله الگوریتم عمدتاً بر روی روتور متمرکز شده و از بحث و شبیه سازی بیشتر بر روی استاتور و در نتیجه کل سیستم صرفنظر کرده است. در [۱۵] پارامترهای سرعت و موقعیت روتور ژنراتور القایی با استفاده از هر دو روش فیلتر کالمن توسعه یافته و درک نشده تخمین زده شده است. با این حال، مزایا و معایب هر یک از روش‌ها مورد بحث قرار نگرفته است. در [۱۶] سرعت روتور و شار ژنراتور القایی دو سو تغذیه با استفاده از فیلتر کالمن توسعه یافته تخمین زده می‌شود و نتایج شبیه سازی نشان می‌دهد که سرعت به خوبی ردیابی شده، در حالی که تخمین شار به نوعی پر از نویز می‌باشد. در [۱۷]، از فیلترهای کالمن توسعه یافته و درک نشده برای تخمین متغیرهای دینامیکی ژنراتور القایی دو سو تغذیه استفاده شده است. نتایج شبیه سازی نشان می‌دهد فیلترکالمن درک نشده در تخمین حالت دینامیکی عملکرد بهتری نسبت به فیلتر کالمن توسعه یافته دارد. در [۱۸] اشاره شده که خطای مدل‌سازی پارامتری بر عملکرد EKFتأثیر می‌گذارد ولی راه حلی برای آن ارائه نشده است. همچنین در [۱۹] به نقص عدم قطعیت پارامتر به علت تغییرات در شرایط عملیاتی و کاهش عمکلرد FDI اشاره شده ولی روش مقاوم بیان شده جهت حل مشکل شناسایی و رفع خطاها ارائه شده و در مورد کنترل سیستم بحثی نشده است.

در مراجع [۵]-[۱۹]، کنترل سیستم در حضور عدم

قطعیت های مدل و اندازه‌گیری بحث نشده است و میزان مقاوم بودن کنترل سیستم در حضور همزمان عدم قطعیت های مدل و اندازه‌گیری بررسی نشده است. بدین منظور در این مقاله، ترکیب روش کنترل مقاوم H بی نهایت بر اساس رویکرد حساسیت مختلط و فیلتر کالمن برای ژنراتور القایی دو سو تغذیه پیشنهاد شده است. در [۲۰] استراتژی‌های کنترلی مقاوم مد لغزشی و H بی نهایت انتخاب و در حالت‌های مختلف سرعت باد مقایسه شده و نتایج نشان می‌دهد که کنترلر H بی نهایت در مقایسه با مد لغزشی پاسخ گذرای قابل قبول‌تری دارد، ولی بالازدگی و زمان نشست بیشتر دارد. در [۲۱] یک کنترل کننده H بینهایت برای کاهش نوسانات فرکانس کوچک شبکه قدرت با ژنراتور القایی دو سو تغذیه طراحی شده است. کنترل کننده عملکرد مقاوم در برابر تغییرات سرعت باد نشان می‌دهد، اما وقتی تاخیرهای ارتباطی در سیگنال‌های بازخورد وجود دارد، دچار نقص می‌شود. در [۲۲] عدم قطعیت‌های ناشی از شرایط بهره برداری شبکه و ماهیت تصادفی نیروگاه‌های بادی با استفاده از روش‌های احتمالاتی برای ارزیابی قابلیت تبادل سیستم‌های قدرت با نیروگاه‌های بادی بررسی شده است و با استفاده از روش شبیه سازی مونت کارلو و کاهش بار خطی برای آرام سازی شبکه در حالات بروز خطا تجهیزات و تغییرات توان خروجی نیروگاه‌های بادی استفاده شده است. در [۲۳] جهت مسئلهٔ برنامه ریزی امنیت-مقید مشارکت واحدها در برابر عدم قطعیت‌های تولید و بار، یک مدل بهینه سازی استوار دومرحله‌ای پیشنهاد شده است. از مدل استوار برای حل مشکل عدم قطعیت توان تولیدی باد استفاده شده و دستگاههای ذخیره‌ساز انرژی برای مدیریت بیشتر این مسئله در نظر گرفته شده است. در [۲۴] یک سیستم کنترلی انتگرال- تناسبی فازی تطبیقی برای بهبود عملکرد یک سیستم توان بادی مبتنی بر ژنراتور القایی دو سو تغذیه پیشنهاد شده است. سیستم طراحی شده در برابر عدم قطعیت ها بدون تأثیر بر کیفیت توان مقاوم می باشد، اما تغییرات پارامتر ماشین بررسی نشده است. در [۲۵] یک استراتژی کنترلی توان مستقیم راکتیو مبتنی بر توپولوژی اینورتر سه سطحی برای بهبود عملکرد و مقاوم یک سیستم نیروگاه بادی مبتنی بر بر ژنراتور القایی دو سو تغذیه پیشنهاد شده است. استراتژی در برابر تغییرات پارامتری مقاوم و عملکرد مناسب ارائه می‌کند، اما عدم قطعیت‌های اندازه‌گیری بررسی نشده است. در [۲۶] یک استراتژی کنترل مستقیم توان راکتیو - هیسترزیس مدوله شده برای ثابت کردن فرکانس سوئیچینگ طراحی شده است. استراتژی جریان متناوب با فرکانس ثابت و با حداقل اعوجاج جریان و ولتاژ خروجی بدون توجه به نوسانات سرعت باد تولید می کند و در برابر تغییرات پارامتری مقاوم می باشد، اما عدم قطعیت های اندازه گیری بررسی نشده است.

برخلاف مراجع [۲۰] تا [۲۶] که عملکرد سیستم را با استفاده از کنترل‌کننده H بینهایت و سایر کنترل‌کننده‌ها بهبود می‌بخشد، این مقاله قصد دارد با ترکیب کنترل مقاوم H بی نهایت بر اساس رویکرد حساسیت مختلط در کنترل برداری و فیلتر کالمن ، علاوه بر داشتن عملکرد و پایداری مقاوم، دارای مزایای روش کنترل برداری کلاسیک و ترکیب آن با فیلتر کالمن برای حذف نویز اندازه گیری باشد. در طراحی کنترلر مقاوم پیشنهادی، از روش حساسیت مختلط با تابع هزینه چند هدفه استفاده شده است و این تابع هدف دارای عملکرد نامی، ردیابی مناسب، تضعیف اغتشاش، پایداری مقاوم می باشد. نوآوری اصلی این مقاله کنترل مقاوم بهینه توان ژنراتور القایی دو سو تغذیه در هنگام اضافه کردن بدترین نامعینی ممکن به سیستم در مقایسه با کنترل بردار کلاسیک و کنترل مستقیم توان می باشد. مقایسه روش‌های کنترلی در جدول ۱ نشان داده شده است. در ادامه، در بخش ۲، مدل ژنراتور القایی دو سو تغذیه معرفی شده و جزئیات طراحی روش کنترل‌کننده H بی نهایت و فیلتر کالمن به ترتیب در بخش ۳ و بخش ۴ شرح داده شده است. سپس، نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی و مقایسه آن با روش کنترل برداری کلاسیک و روش کنترل مستقیم توان در بخش ۵ نشان داده شده است.

۲-مدلسازی ژنراتور القایی دو سو تغذیه

۲-۱-مدل ریاضی ژنراتور القایی دو سو تغذیه

اجزای معادلات ولتاژ استاتور و روتور در دستگاه مرجع سنکرون به صورت زیر بیان می‌شود[۲۷].

$$V_{ds} = R_s.i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_s\lambda_{qs} \quad (۱)$$

$$V_{qs} = R_s.i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_s\lambda_{ds} \quad (۲)$$

$$V_{dr} = R_r.i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m)\lambda_{qr} \quad (۳)$$

$$V_{qr} = R_r.i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m)\lambda_{dr} \quad (۴)$$

جدول ۱- مقایسه روش های کنترلی

نام روش کنترلی	مزایا	محدودیت ها
روش پیشنهادی	- عملکرد نامی -ردیابی مناسب - تضعیف اغتشاش و نویز - پایداری مقاوم -عملکرد بهینه مابین کنترل برداری کلاسیک و کنترل مستقیم توان سنتی	
کنترل برداری با کنترل‌کننده‌های PI	- عملکرد نامی -ساختار ساده	- حساس به پارامترهای کنترل کننده و ماشین - حساس به عدم قطعیت اندازه‌گیری
کنترل مستقیم توان سنتی	-ردیابی با دینامیک بالا - تقریبا مقاوم	- نوسانات بالا - فرکانس سوییچ زنی متغیر - حساس به عدم قطعیت اندازه‌گیری
روش‌های دیگر	-مقاوم در برابر عدم قطعیت ها[۲۴] -مقاوم در برابر تغییرات پارامتری و عملکرد مناسب[۲۵] - مقاوم در برابر تغییرات پارامتری و عملکرد مناسب[۲۶]	-عدم بررسی عدم قطعیت اندازه‌گیری -عدم بررسی عدم قطعیت پارامتری[۲۴]

اجزای معادلات شار استاتور و روتور نیز به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\lambda_{ds} = L_s.i_{ds} + L_m.i_{qs} \quad (۵)$$

$$\lambda_{qs} = L_s.i_{qs} + L_m.i_{ds} \quad (۶)$$

$$\lambda_{dr} = L_r.i_{dr} + L_m.i_{qr} \quad (۷)$$

$$\lambda_{qr} = L_r.i_{qr} + L_m.i_{dr} \quad (۸)$$

که در این معادلات V_{qs}، V_{ds}، V_{qr}، V_{dr} ولتاژهای استاتور و روتور در محورهای q و d، i_{qs}، i_{ds} ، i_{qr}، i_{dr} جریان‌های استاتور و روتور در محورهای q و d، ω_s و ω_m به ترتیب سرعت سنکرون و سرعت روتور و λ_{qs} ، λ_{ds}، λ_{qr}، λ_{dr} شارهای استاتور و روتور در محورهای q و d و R_s و R_r مقاومت استاتور و روتور و L_sو L_r اندوکتانس‌های خودی استاتور و روتور و L_m اندوکتانس متقابل می‌باشند.

معادلات خروجی توان اکتیو و راکتیو استاتور به صورت زیر بیان می‌شود:

$$P_s = -\frac{3}{2}(V_{qs}.i_{qs} + V_{ds}.i_{ds}) \quad (۹)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2}(V_{qs}.i_{ds} - V_{ds}.i_{qs}) \quad (۱۰)$$

۲-۲ مدل فضای حالت

مدل فضای حالت هر سیستم در حالت عمومی به صورت زیر می‌باشد[۲۸].

$$\dot{X}=[A]X+[B]U \quad (۱۱)$$

$$Y=[C]X+[D]U \quad (۱۲)$$

با تعریف بردار حالت سیستم $x = [i_{dr} \quad i_{qr} \quad \lambda_{ds} \quad \lambda_{qs}]$ و بردار ورودی ولتاژ روتور $U_r = [V_{dr} \quad V_{qr}]^T$ و بردار ورودی ولتاژ استاتور $U_s = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T$ و بردار خروجی $Y = [i_{dr} \quad i_{qr} \quad i_{ds} \quad i_{qs}]^T$ و با توجه به معادلات دینامیکی (۱) تا (۸) ماتریس‌های فضای حالت به صورت زیر بیان می‌شود.

$$A = \begin{bmatrix} -(\frac{a+1}{T_r}+\frac{a}{T_s}) & \omega_s-\omega_m & \frac{a}{L_mT_s} & -\frac{a\omega_m}{L_m} \\ -(\omega_s-\omega_m) & -(\frac{a+1}{T_r}+\frac{a}{T_s}) & \frac{a\omega_m}{L_m} & \frac{a}{L_mT_s} \\ \frac{L_m}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} & \omega_s \\ 0 & \frac{L_m}{T_s} & -\omega_s & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix}$$

$$B_s = \begin{bmatrix} -\frac{a}{L_m} & 0 \\ 0 & -\frac{a}{L_m} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad B_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = [B_s \quad B_r]$$

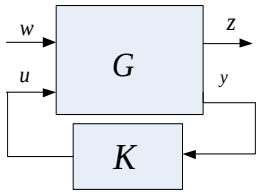
$$C=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{L_m}{L_s} & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{L_s} & 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$$

که در این ماتریس‌ها $a = \frac{1-\sigma}{\sigma}$، $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s*L_r}$ ، $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ و $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ می‌باشند.

۳-طراحی کنترل‌کننده H بی‌نهایت

یک سیستم کنترل مقاوم است اگر آن سیستم به تفاوت بین سیستم واقعی و مدلی که در طراحی کنترل‌کننده استفاده می‌شود، غیرحساس باشد. این اختلاف‌ها ممکن است از عدم تطابق مدل یا عدم قطعیت ساده سیستم حاصل شود. ایده کلیدی در کنترل مقاوم H بی‌نهایت این است طراحی مشخصات طوری صورت می‌گیرد که بدترین حالت عدم قطعیت نیز در نظر گرفته می‌شود.

راههای زیادی وجود دارد که در مسائل طراحی فیدبک بتوان مسائل H بی‌نهایت را طرح‌ریزی کرد. بسیار مفید خواهد بود که بتوان یک فرمول‌بندی استاندارد از مسئله داشت تا هر مسئله‌ای خاص را بتوان با آن حل کرد. ساختار عمومی چنین فرمول‌بندی استاندارد در شکل (۱) آمده است[۲۹].



شکل ۱- ساختار استاندارد H بی‌نهایت

سیگنال‌های شکل (۱) به صورت زیر می‌باشند u :متغیرهای کنترلی، yمتغیرهای اندازه‌گیری، wسیگنال‌های برونی مثل اغتشاش و نویز سنسورها و z خروجی‌هایی که باید کنترل شوند مثل خطای ردیابی. هدف در کنترل H بی‌نهایت پیدا کردن کنترل‌کننده پایدار K است که نرم H بی‌نهایت تابع تبدیل از w به z را حداقل نماید.

کنترل ژنراتور القایی دو سو تغذیه می‌تواند به صورت مجزا به کنترل‌کننده مبدل سمت شبکه و کنترل‌کننده سمت روتور تقسیم شود. هدف کنترل‌کننده مبدل سمت شبکه ثابت نگه‌داشتن ولتاژ لینک dc و توان انتقالی بین روتور و شبکه و وظیفه مبدل سمت روتور کنترل توان اکتیو و راکتیو استاتور می‌باشد. هدف این مقاله کنترل توان اکتیو و راکتیو استاتور در حضور نامعینی‌های پارامتریک می‌باشد. براساس روش کنترل برداری، توان اکتیو و راکتیو استاتور می‌تواند به صورت جدا از هم با کنترل جریان محور d و q روتور کنترل شوند. در اینجا کنترل‌کننده H بی‌نهایت با فرمول‌بندی حساسیت مختلط استفاده شده است.

در طراحی کنترل کننده مقاوم، عدم قطعیت به عنوان نامعینی پارامتری در نظر گرفته می‌شود. مقادیر پارامترهای دارای نامعینی به عنوان موارد زیر در نظر گرفته می‌شوند:

R_s=R¯_S (1+k_(R_S) δ_(R_S)) (۱۳)

R_r=R¯_r (1+k_(R_r) δ_(R_r)) (۱۴)

ω_m=ω¯_s (1+k_(ω_m) δ_(ω_m)) (۱۵)

در معادلات فوق $\bar{R}_s$و$\bar{R}_r$ مقادیر نامی مقاومت استاتور و روتور را می‌باشد. k_{R_s}, k_{R_r} , k_{ω_m} ارتباط نامعینی با پارامترهای مربوطه خودشان و مقادیر آنها به ترتیب ۰/۵، ۰/۵و ۰/۳ می‌باشد. δ_{R_s},δ_{R_r} , δ_{ω_m} هر عددی که شرط $\left|\delta_{R_s}.\delta_{R_r}.\delta_{\omega_m}\right| \leq 1$ را برقرار کند.

با جایگذاری پارامترهای نامعین، مدل سیستم همراه با نامعینی به صورت زیر خواهد بود.

$$A = A_0 + A_{R_S}\delta_{R_S} + A_{R_r}\delta_{R_r} + A_{\omega_m}\delta_{\omega_m} \quad (۱۶)$$

$$B = B_0 + B_{R_S}\delta_{R_S} + B_{R_r}\delta_{R_r} + B_{\omega_m}\delta_{\omega_m} \quad (۱۷)$$

با توجه به اینکه پارامترهای نامعین فقط در ماتریس A ظاهر می‌شوند، ماتریس‌های مربوط به پارامترهای نامعین ماتریس B صفر هستند. بنابراین، ماتریس‌ها می‌شوند:

$$A_0=\begin{bmatrix} -(\frac{a+1}{\bar{T}_r}+\frac{a}{\bar{T}_s}) & 0 & \frac{a}{L_m\bar{T}_s} & -\frac{a\omega_s}{L_m} \\ 0 & -(\frac{a+1}{\bar{T}_r}+\frac{a}{\bar{T}_s}) & \frac{a\omega_s}{L_m} & \frac{a}{L_m\bar{T}_s} \\ \frac{L_m}{\bar{T}_s} & 0 & -\frac{1}{\bar{T}_s} & \omega_s \\ 0 & \frac{L_m}{\bar{T}_s} & -\omega_s & -\frac{1}{\bar{T}_s} \end{bmatrix}$$

$$A_{R_s}=\begin{bmatrix} -(k_{R_s}\frac{a}{\bar{T}_s}) & 0 & k_{R_s}\frac{a}{L_m\bar{T}_s} & 0 \\ 0 & -(k_{R_s}\frac{a}{\bar{T}_s}) & 0 & k_{R_s}\frac{a}{L_m\bar{T}_s} \\ \frac{k_{R_s}L_m}{\bar{T}_s} & 0 & -\frac{k_{R_s}}{\bar{T}_s} & 0 \\ 0 & \frac{k_{R_s}L_m}{\bar{T}_s} & 0 & -\frac{k_{R_s}}{\bar{T}_s} \end{bmatrix}$$

$$A_{R_r}=\begin{bmatrix} -(k_{R_r}\frac{a+1}{\bar{T}_r}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(k_{R_r}\frac{a+1}{\bar{T}_r}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{\omega_m}=\begin{bmatrix} 0 & -K_{\omega_m}\omega_s & 0 & -\frac{aK_{\omega_m}\omega_s}{L_m} \\ K_{\omega_m}\omega_s & 0 & \frac{aK_{\omega_m}\omega_s}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_0=[B_s\ B_r],\ B_{R_s}=0,\ B_{R_r}=0,\ B_{\omega_m}=0$$

که در این ماتریس‌ها $\bar{T}_s=\frac{L_s}{\bar{R}_s}$ و $\bar{T}_r=\frac{L_r}{\bar{R}_r}$ می‌باشند. با چایگذاری مدل سیستم همراه با نامعینی در فضای حالت داریم:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A_0+A_{R_S}\delta_{R_S}+A_{R_r}\delta_{R_r}+A_{\omega_m}\delta_{\omega_m})x \\ &+(B_0+B_{R_S}\delta_{R_S}+B_{R_r}\delta_{R_r}+B_{\omega_m}\delta_{\omega_m})u \\ &= (A_0 \quad B_0)\begin{pmatrix} x \\ u \end{pmatrix}+\delta_{R_S}(A_{R_S} \quad B_{R_S})\begin{pmatrix} x \\ u \end{pmatrix} \\ &+\delta_{R_r}(A_{R_r} \quad B_{R_r})\begin{pmatrix} x \\ u \end{pmatrix}+\delta_{\omega_m}(A_{\omega_m} \quad B_{\omega_m})\begin{pmatrix} x \\ u \end{pmatrix} \\ &= (A_0 \quad B_0)\begin{pmatrix} x \\ u \end{pmatrix}+\widetilde{W}_w \end{aligned} \tag{۱۸}$$

$$\widetilde{W}_w=\begin{bmatrix} \delta_{R_S}A_{R_S} & \delta_{R_S}B_{R_S} \\ \delta_{R_r}A_{R_r} & \delta_{R_r}B_{R_r} \\ \delta_{\omega_m}A_{\omega_s} & \delta_{\omega_m}B_{\omega_s} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix}=\tilde{\Delta}_w\tilde{Z}_w$$

$$\tilde{Z}_w=\begin{bmatrix} A_{R_S} & B_{R_S} \\ A_{R_r} & B_{R_r} \\ A_{\omega_s} & B_{\omega_s} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix}$$

در معادلات بالا $\widetilde{W}_w$ و $\tilde{Z}_w$ سیگنال‌های ورودی و خروجی کانال اختلال مربوط به پارامتر نامعین می‌باشد. با ترکیب فضای حالت سیستم و مدل نامعینی داریم.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \tilde{z}_w \\ y \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} A_0 & I & B_0 \\ A_w & Z_{12} & B_w \\ C & Z_{2*12} & Z_{2*4} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x \\ \widetilde{w}_w \\ u \end{bmatrix} \tag{۱۹}$$

$$A_w=\begin{bmatrix} A_{R_S} \\ A_{R_r} \\ A_{\omega_m} \end{bmatrix}.B_w=\begin{bmatrix} B_{R_S} \\ B_{R_r} \\ B_{\omega_m} \end{bmatrix}=Z_{12*4}.I$$
$$=[I_4 \quad I_4 \quad I_4]$$

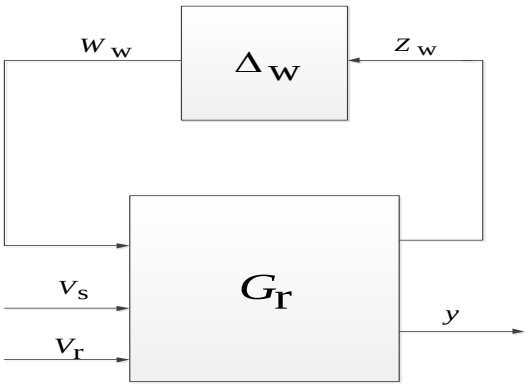
$$\widetilde{W}_w=\tilde{\Delta}_w\tilde{Z}_w.\tilde{\Delta}_w=\begin{bmatrix} \delta_{R_s}I_4 & Z_4 & Z_4 \\ Z_4 & \delta_{R_r}I_4 & Z_4 \\ Z_4 & Z_4 & \delta_{\omega_m}I_4 \end{bmatrix}$$

تحقق فضای حالت سیستم همراه با نامعینی به صورت زیر می‌شود:

$$G_r=\begin{bmatrix} A_r & B_r \\ C_r & D_r \end{bmatrix} \tag{۲۰}$$

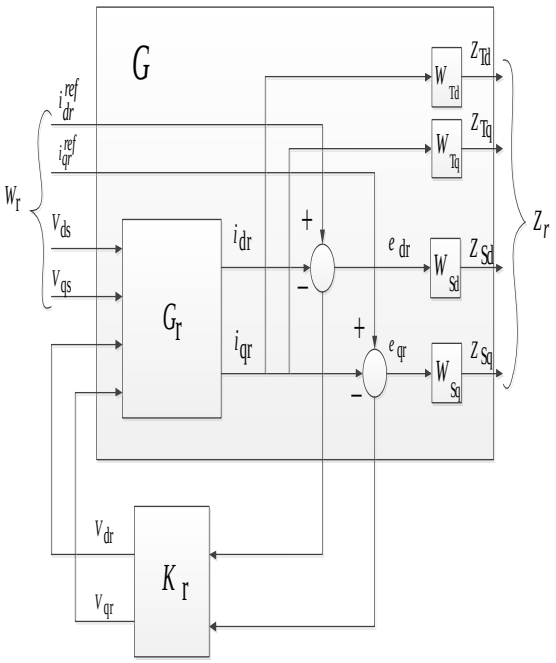
$$A_r=A_0.B_r=[I \quad B_0].C_r=\begin{bmatrix} A_w \\ C \end{bmatrix}.D_r=Z_{16}$$

نمایش سیستم همراه با عدم قطعیت با تبدیل LFT در شکل (۲) آمده است.



شکل ۲- نمایش تبدیل LFT سیستم همراه با عدم قطعیت

اتصال داخلی سیستم که برای بدست‌آوردن کنترل‌کننده با روش حساسیت مختلط استفاده شده، در شکل (۳) نشان داده شده است. ورودی خارجی کنترلی به ترتیب ولتاژهای استاتور و جریان‌های مرجع روتور، خروجی کنترل‌کننده ولتازهای روتور، ورودی کنترل‌کننده برابر با خطای ردیابی و خروجی‌های اندازه‌گیری شده می‌باشند. سیگنال z شامل همهٔ سیگنال‌های کنترل‌شده و خطاهای ردیابی می‌باشد.



شکل ۳- اتصال داخلی سیستم

حل استاندارد مسئلهٔ کنترل H بی‌نهایت، پیداکردن کنترل‌کننده‌ای است که نرم H بی‌نهایت تابع تبدیل از W_r به Z_r را حداقل کند، که برای پایدار بودن سیستم (طبق قضیه بهره کوچک) باید این مقدار از یک کوچکتر باشد و تعریف آن با استفاده از روش حساسیت مختلط به صورت زیر می‌باشد.

$$\left\| \begin{matrix} W_s * (I + G_r K_r)^{-1} \\ W_T G_r K_r * (I + G_r K_r)^{-1} \end{matrix} \right\|_\infty \leq \gamma \qquad (۲۰)$$

W_s و W_T به ترتیب توابع وزنی برای عملکرد خطای ردیابی و مقاوم هستند. تابع وزنی W_s یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول می‌باشد که برای بدست‌آوردن عملکرد ردیابی مناسب و تابع وزنی W_T یک فیلتر بالاگذر مرتبه اول می‌باشد که برای بدست‌آوردن عملکرد مقاوم مناسب استفاده شده است. معادلهٔ (۲۰) قابل تبدیل به یک نامساوی خطی ماتریسی است و با استفاده از تابع hinflmi از جعبه ابزار LMI نرم‌افزار مطلب به صورت عددی قابل حل است [۳۰].

۴-فیلتر کالمن

فیلتر کالمن یک فیلتر بهینه خطی است که بر روی فضای حالت سیتمهای خطـی اسـتاتیکی ودینامیکی اثر گذاشته و یک تخمین بهینه از حالت‌های سیستم با استفاده از معادلات برگشت‌پذیر و دینامیکی خود در شرایطی که دسترسی به آنها میسر نباشد، ارائه می‌دهد. همچنین این فیلتـر مـی‌تواند تأثیر کلیه اطلاعات گذشته و ابتدایی سیستم را نیز در تخمین هر لحظه خود لحاظ نماید. این فیلتر با مینیمم کردن میانگین مربعات خطای تخمین، می‌تواند تخمینهای بسیار خوبی را از حالت‌های گذشته - حال و آینده سیستم ارائه دهد [۳۱و۳۲].

برای حل مشکل محدودیت فیلتر کالمن برای سیستم‌های خطی، فیلتری بنام فیلتر کالمن توسعه یافته معرفی شده که قابلیت تخمین حالت‌های سیستمهای غیر خطی را نیز دارا می‌باشد. در واقع این فیلتر، مدل غیر خطی را با عنوان مدل خطی تغییر پذیر با زمان تخمین می زند [۳۳].

مدل فضای حالت سیستم غیرخطی با توجه به نویزهای سیستم به صورت زیر می‌شود:

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= f(x_k . w_k . u_k) \\ z_k &= h(x_k . v_k) \end{aligned} \qquad (۲۱)$$

که در این سیستم X_k پارامتر حالت، z_k بردار اندازه گیری، w_k و v_k به ترتیب تویز فرآیند و اندازه گیری است. روش طراحی سیستم فیلتر کالمن توسعه یافته در نقطه خطی شده و عملیاتی، به ترتیب زیر است.

$$x_k = \hat{x}_{k|k-1} + A(x_{k-1} - \hat{x}_{k-1|k-1}) + W_{w_{k-1}} \qquad (۲۲)$$

$$z_k = \tilde{z}_k + H(x_k - \hat{x}_{k|k-1}) + V_{v_k} \qquad (۲۳)$$

$$\tilde{z}_k = h(\hat{x}_{k|k-1} . 0) \qquad (۲۴)$$

$$A_{[i,j]} = \frac{df_{[i]}}{dx_{[j]}} (\hat{x}_{k-1|k-1} . u_k . 0) \qquad (۲۵)$$

$$W_{[i,j]} = \frac{df_{[i]}}{dw_{[j]}} (\hat{x}_{k-1|k-1} . u_k . 0) \qquad (۲۶)$$

$$H_{[i,j]} = \frac{dh_{[i]}}{dx_{[j]}} (\hat{x}_{k|k-1} . 0) \qquad (۲۷)$$

$$V_{[i,j]} = \frac{dh_{[i]}}{dv_{[j]}} (\hat{x}_{k|k-1} . 0) \qquad (۲۸)$$

اساس فیلتر کالمن توسعه یافته شامل دو مرحله پیش بینی و اصلاح می‌شود. در مرحله پیش بینی، تخمین کوارایانس و حالت از مرحله قبلی می‌باشد.

$$\hat{x}_{k|k-1} = f\left(\hat{x}_{k-1|k-1} . u_k . 0\right) \qquad (۲۹)$$

$$P_{k|k-1} = A_k P_{k-1|k-1} A_k^T + W_k Q_{k-1} W_k^T \qquad (۳۰)$$

در مرحله اصلاح، ماتریس کواریانس و اندازه گیری بهبود می‌یابند.

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^T \left(H_k P_{k|k-1} + V_k R_k V_k^T\right)^{-1} \qquad (۳۱)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (z_k - h(\hat{x}_{k|k-1} . 0)) \qquad (۳۲)$$

$$P_{k|k} = (I - K_k H_k) P_{k|k-1} \qquad (۳۳)$$

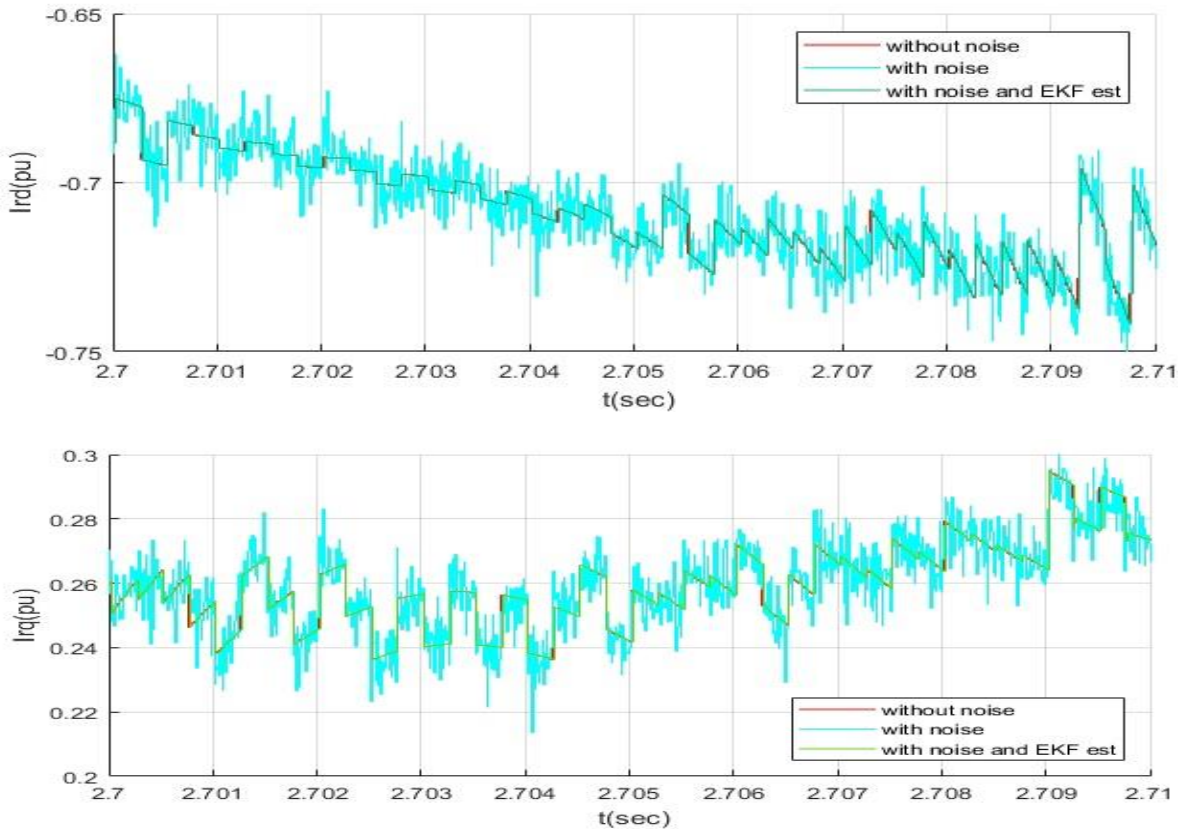
در حالی که Q_k و R_k ماتریس‌های کواریانس نویز فرآیند و اندازه گیری می‌باشند.

با استفاده از فضای حالت سیستم ماتریس‌های فیلتر کالمن توسعه یافته به صورت زیر خواهد شد.

$$A = \begin{bmatrix} -(\frac{a+1}{T_r} + \frac{a}{T_s}) & (\omega_s - \omega_m) & \frac{a}{L_m T_s} & -\frac{a\omega_m}{L_m} \\ -(\omega_s - \omega_m) & -(\frac{a+1}{T_r} + \frac{a}{T_s}) & \frac{a\omega_m}{L_m} & \frac{a}{L_m T_s} \\ \frac{L_m}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} & \omega_s \\ & \frac{L_m}{T_s} & -\omega_s & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{L_m}{L_s} & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{L_s} & 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$$

برای داشتن یک شبیه سازی کاربردی، نویز اندازه گیری به سیستم اضافه شده است. ابتدا قبل از شبیه سازی سیستم با در نظر گرفتن عدم قطعیت مدل، خروجی‌های سیستم و جریان‌های روتور با در نظر گرفتن نویز اندازه گیری شبیه سازی می‌شوند.



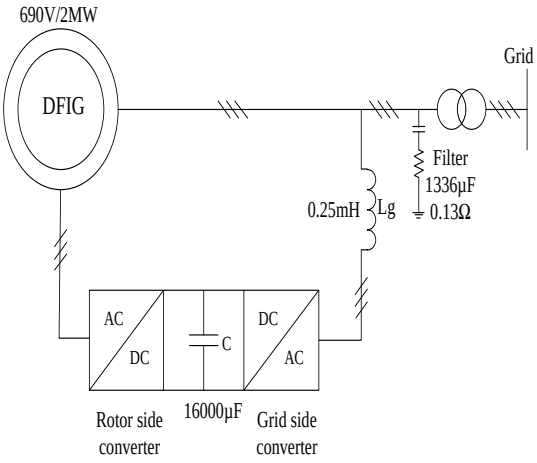
شکل ۴- جریان‌های روتور با و بدون نویز اندازه گیری و در حالت تخمین با فیلتر کالمن توسعه یافته

میزان نویز در نظر گرفته شده،در تمام حالت های شبیه سازی مورد نظر، به مقدار توان نویز برابر با 4e-10 در نظر گرفته شده است.

نتایج شبیه سازی جریانهای روتور به دست آمده با استفاده از روش فیلتر کالمن توسعه یافنه با و بدون نویز اندازه گیری در شکل (۴) نشان داده شده است. نتایج نشان می‌دهد که نویز اندازه گیری حذف شده و سیگنال به حالت بدون نویز بسیار نزدیک می‌باشد. از این فیلتر برای حذف نویز اندازه گیری در مرحله بعد و در ترکیب با کنترل کننده مقاوم استفاده خواهد شد.

۵-نتایج شبیه‌سازی

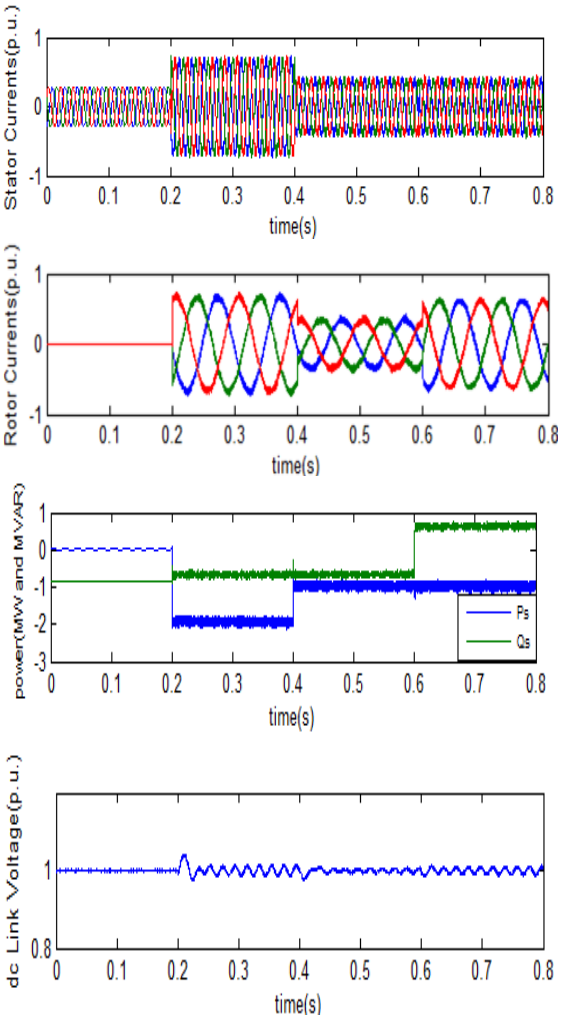
شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار مطلب انجام شده و در فرآیند شبیه‌سازی برای ماشین القایی دو سو تغذیه از مدل موجود در محیط سیمولینک مطلب استفاده شده است. در شکل (۵) طرح کلی سیستم شبیه‌سازی نشان داده شده است. توان نامی ماشین القایی برابر ۲ مگاوات و ولتاژ لینک dc 1200ولت و ظرفیت خازن آن نیز برابر ۱۶۰۰۰ میکروفاراد می‌باشند. پارامترهای ماشین از جدول ۲ در مدل ماشین جایگزین شده‌اند[۳۴]. لازم به ذکر است که ممان اینرسی زیاد توربین بادی منجر به تغییرات کند سرعت روتور می‌گردد. مبدل طرف روتور در زمان ۰/۲ ثانیه فعال می‌گردد. مقدار سرعت سنکرون ۱ پریونیت می‌باشد. نحوه راه‌اندازی در تمام شبیه‌سازی‌ها یکسان بوده و به این ترتیب است که ابتدا مبدل طرف شبکه فعال می‌گردد تا ولتاژ لینک dc در مقدار ۱۲۰۰ ولت تنظیم گردد. سپس در حالی که توربین، روتور ژنراتور را می‌چرخاند و مبدل طرف روتور غیرفعال است، استاتور ژنراتور تغذیه می‌گردد.



شکل ۵- طرح کلی سیستم شبیه سازی شده

جدول ۲- پارامترهای ماشین

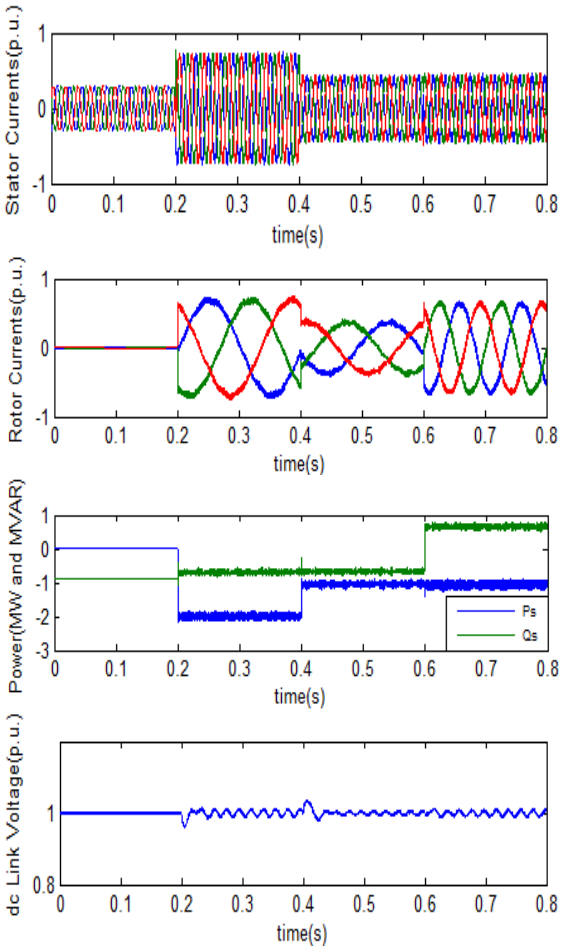
توان ماشین	۲ مگاوات
ولتاژ استاتور	۶۹۰ ولت
مقاومت استاتور	۰/۰۱۰۸ پریونیت
مقاومت روتور	۰/۰۱۲۱ پریونیت
اندوکتانس متقابل	۳/۳۶۲ پریونیت
اندوکتانس نشتی استاتور	۰/۱۰۲ پریونیت
اندوکتانس نشتی روتور	۰/۱۱ پریونیت



شکل ۶- نتایج شبیه‌سازی تحت فرمان‌های توان اکتیو و راکتیو و سرعت روتور برابر با ۱/۲ پریونیت و پارامترهای ماشین در مقادیر نامی

در قدم اول شبیه‌سازی مقادیر پارامترهای ماشین در مقدار نامی خود قرار داده شده‌اند. سرعت روتور نیز در طول شبیه‌سازی مقدار ثابت و برابر ۱/۲ پریونیت است. مقادیر مرجع توان در لحظه ۰/۲ ثانیه برای توان اکتیو ۲- مگاوات و برای توان راکتیو۰/۶۶- مگاوار می‌باشد. در لحظه ۰/۴ ثانیه مرجع توان اکتیو به ۱- مگاوات و مرجع توان راکتیو در لحظه ۰/۶ ثانیه، به ۰/۶۶ مگاوار تغییر می‌یابد. نتایج شبیه‌سازی برای این مقادیر در شکل (۶) نمایش داده شده است.

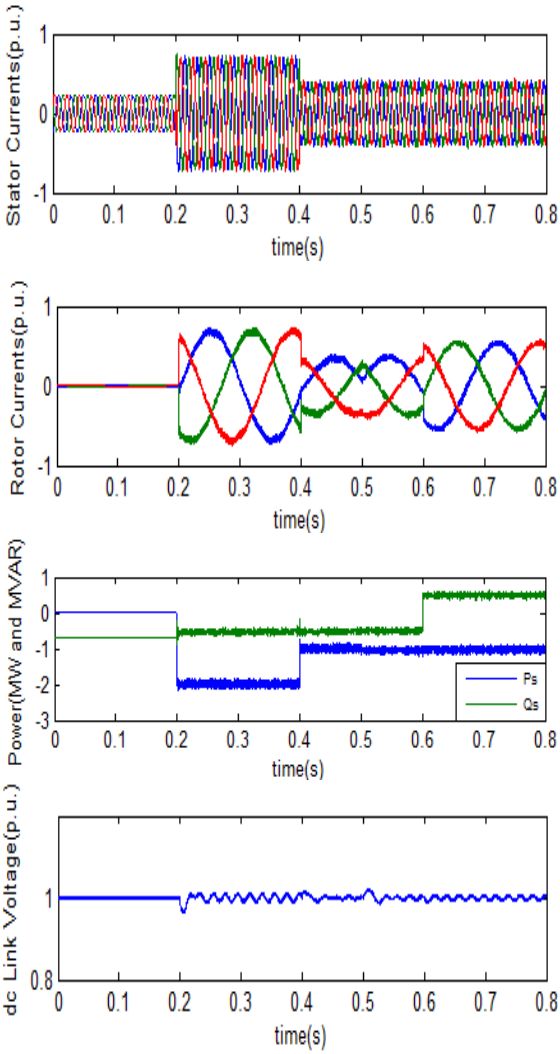
در قدم بعد، مقاومت استاتور و روتور تغییر داده شده و مقادیر آنها ۵۰٪ افزایش داده می‌شود. سرعت روتور نیز در طول شبیه‌سازی تغییر پیدا می‌کند. مقادیر مرجع توان اکتیو و راکتیو نیز دقیقاً مشابه حالت قبل تغییر داده شده‌اند. نتایج شبیه‌سازی برای این مقادیر در شکل (۷) نمایش داده شده است.



شکل ۷- نتایج شبیه‌سازی تحت فرمان‌های توان اکتیو و راکتیو و تغییر سرعت روتور و افزایش ۵۰٪ مقادیر مقاومت استاتور و روتور از مقادیر نامی

در قدم بعدی، اندوکتانس متقابل تغییر داده شده و این پارامتر در شبیه‌سازی به اندازه ۲۵٪ مقدار نامی افزایش داده می‌شود، سرعت روتور در طول شبیه‌سازی تا لحظهٔ ۰/۵ ثانیه، ۰/۹ پریونیت و از آن به بعد برابر ۱/۱ پریونیت می‌باشد. مقادیر مرجع توان در لحظه ۰.۲ ثانیه برای توان اکتیو ۲- مگاوات و برای توان راکتیو ۰/۵- مگاوار می‌باشد.

در لحظه ۰/۴ ثانیه مرجع توان اکتیو به ۱- مگاوات و مرجع توان راکتیو در لحظه ۰/۶ ثانیه، به ۰/۵ مگاوار تغییر می‌یابد. نتایج شبیه‌سازی برای این مقادیر در شکل (۸) نمایش داده شده است.



شکل ۸- نتایج شبیه‌سازی تحت فرمان‌های توان اکتیو و راکتیو و تغییر سرعت روتور و افزایش ۲۵٪ اندوکتانس متقابل از مقدار نامی

همان‌طور که قبلاً نیز اشاره شد، مبدل سمت روتور از لحظه ۰/۲ ثانیه فعال می‌شود و جریان‌های دیده شده استاتور در این مدت همان جریان¬های مغناطیس‌کنندگی ماشین در طول دوره گذرای راه‌اندازی می‌باشند. شکل‌های (۶)، (۷) و (۸) به ترتیب نتایج شبیه‌سازی برای سه حالت نامی، افزایش مقادیر مقاومت استاتور و روتور و افزایش اندوکتانس متقابل می‌باشد. در هر سه حالت مشاهده می‌شود که توان‌های اکتیو و راکتیو، زمانی که مقادیر مرجع آنها تغییر داده شده است، به خوبی مقادیر مرجع‌شان را ردیابی می‌کنند. با مقایسه نتایج شبیه‌سازی شده در سه حالت این نتیجه حاصل می‌شود، وقتی پارامترهای سیستم تغییرداده شده و نویز اندازه گیری به سیستم وارد شده، سیستم با کنترل‌کننده طراحی شده دارای عملکرد مناسب می‌باشد و این نشان می‌دهد که عملکرد کنترل‌کننده زمانی که سیستم دارای عدم قطعیت اندازه گیری و پارامتریک می‌باشد، مختل نمی‌شود و سیستم با کنترل‌کننده طراحی شده دارای پایداری و عملکرد مقاوم می‌باشد.

در قدم آخر به منظور مقایسه روش پیشنهادی، سیستم با روش کنترل برداری کلاسیک و روش کنترل مستقیم توان پیشنهادی در مقاله [۳۴] نیز شبیه‌سازی شده و نتایج با یکدیگر مقایسه شده‌اند. در روش کنترل برداری کلاسیک پارامترهای PI کنترلر جریان به ترتیب برابر ۵ و ۰/۰۱ ثانیه قرار داده شده‌اند. نتایج شبیه‌سازی برای تغییر توان اکتیو از صفر تا ۲- مگاوات در لحظهٔ ۰/۲ ثانیه با سه روش کنترلی پیشنهادی، برداری کلاسیک و کنترل مستقیم توان در یک نمودار شکل (۹) رسم شده است.

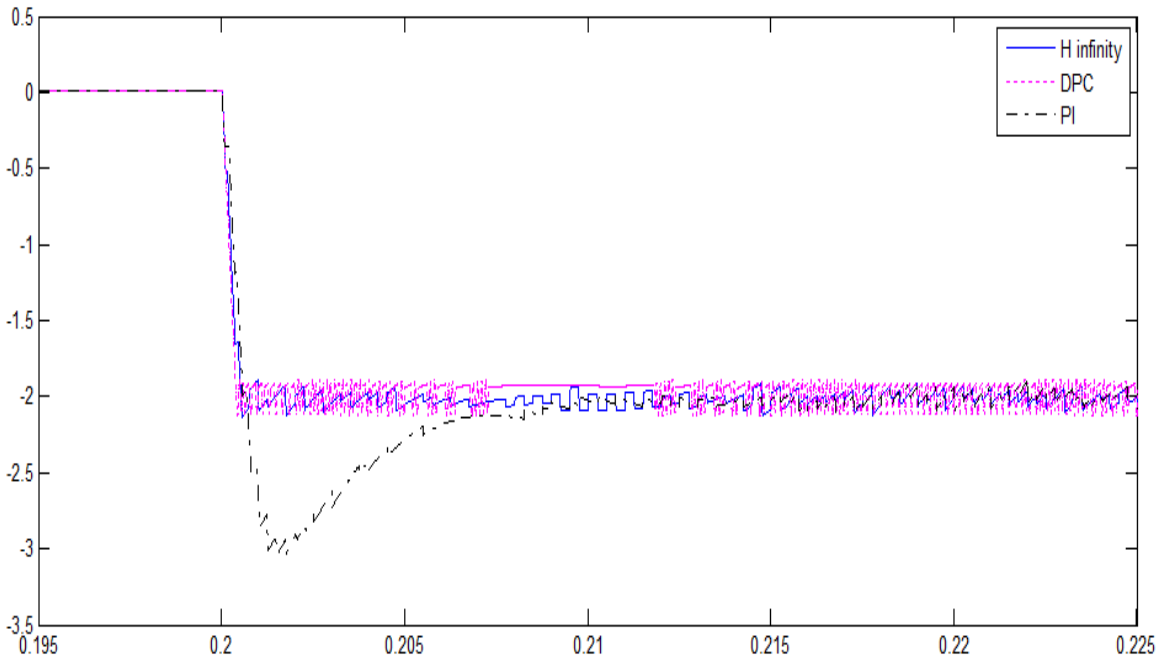
مقدار زمان صعود، بالازدگی و زمان نشست به عنوان معیاری جهت مقایسه در حالت گذرای روش‌های کنترلی شبیه‌سازی شده در جدول (۳) آمده است. در حالت پایدار نیز برای بررسی روش‌ها از معیارهای حداکثر دامنهٔ نوسانات حول مقدار مرجع و شاخص رفتاری به نام انتگرال مربع خطا که به صورت زیر تعریف می‌شود، استفاده شده است.

$$ISE = \int_{t_1}^{t_2} e^2(t)dt \qquad (۳۴)$$

لازم به ذکر است که برای مفید بودن یک سیستم، شاخص رفتاری همیشه باید عددی مثبت و صفر باشد و سیستمی که در آن شاخص رفتاری حداقل مقدار گردد، سیستم کنترل بهینه می‌باشد.

جدول۳- معیارهای مقایسه‌ای در حالت گذرا

	زمان صعود (میلی ثانیه)	بالا زدگی	زمان نشست (میلی ثانیه)
کنترل پیشنهادی	۰/۵	-	۱
کنترل برداری کلاسیک	۰/۷	٪۵۰	۹
کنترل مستقیم توان	۰/۳۵	-	۰/۶



شکل ۹- مقایسه نتایج شبیه سازی با هر سه روش کنترلی برای تغییر توان اکتیو

جدول ۴- معیارهای مقایسهً در حالت پایدار

	ISE		حداکثر نوسان (پریونیت)
	توان اکتیو	توان راکتیو	
کنترل پیشنهادی	۹/۷*۱۰$^{-۶}$	۸/۴۳*۱۰$^{-۶}$	۰/۱۰۵
کنترل برداری کلاسیک	۱/۱۲*۱۰$^{-۵}$	۹/۸۱*۱۰$^{-۶}$	۰/۰۹۵
کنترل مستقیم توان	۲/۳*۱۰$^{-۵}$	۱/۶۷*۱۰$^{-۵}$	۰/۱۱۰۵

اگر چه جدول ۳ نشان می‌دهد که روش کنترل مستقیم توان پیشنهادی در مقاله [۳۴] از دینامیک بسیار بالایی برخودار است ولی ما توانسته‌ایم با کنترلر پیشنهادی تا حدود زیادی نقص کنترل برداری کلاسیک در حالت گذرا را برطرف نماییم و به پاسخ‌های روش کنترل مستقیم توان پیشنهادی در مقاله [۳۴] بسیار نزدیک شویم. جدول ۴ نشان می‌دهد که در شاخص رفتاری انتگرال مربع خطا کنترل یشنهادی در بین این سه روش شبیه‌سازی شده (با توجه به اینکه پیش‌تر اشاره شد که یک سیستم کنترل با این شاخص بهینه است اگر مقدار آن حداقل شود) عملکرد بهتری دارد. در معیار حداکثر نوسان کنترل پیشنهادی، اگر چه از کنترل برداری کلاسیک بیشتر است ولی از روش کنترل مستقیم توان مقدار کمتری دارد. در کل با توجه به معیارهای دو جدول می‌توان گفت کنترل پیشنهادی نسبت به روش کنترل مستقیم توان پیشنهادی در مقاله [۳۴] و کنترل برداری کلاسیک روش مناسب‌تری می‌باشد.

۶-نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش کنترل مقاوم مبتنی بر کنترل کننده H بی نهایت در حضور عدم قطعیت مدل و اندازه گیری برای یک ژنراتور القایی دو سو تغذیه ارائه شده است. در طراحی کنترل کننده مقاوم، عدم قطعیت به عنوان نامعینی پارامتری در نظر گرفته می‌شده است. روش پیشنهادی از یک کنترل کننده مقاوم H بی نهایت در حلقه کنترل جریان مبدل سمت روتور استفاده می‌کند تا سیستم را در برابر تغییرات پارامتر مقاوم کند. از فیلتر کالمن توسعه یافته برای غیرفعال کردن نویزهای اندازه گیری استفاده شده است. نتایج شبیه سازی نشان می‌دهد که با وجود تغییر در پارامترهای سیستم و نویزهای اندازه گیری، سیستم دارای عملکرد مناسب در ردیابی توان اکتیو و راکتیو می‌باشد و مقادیر توان اکتیو در مقادیر ۱ و ۲ مگاوات در پله های مختلف و انواع حالت‌های عدم قطعیت ثابت نگهداشته شده است که نشان می دهد کنترل‌کننده طراحی شده در برابر تغییر پارامترها و نامعینی‌های سیستم عملکرد مقاوم دارد. مقایسه بین نتایج شبیه سازی شده با سه روش انجام شده نشان می‌دهد کنترل پیشنهادی با مقادیر زمان صعودی ۰/۵ میلی ثانیه به ۰/۷ و ۰/۳۵ و زمان نشست ۱ میلی ثانیه به ۹ و ۰/۶ در معیارهای حالت گذرا و با مقادیر ۰/۱۰۵

پریونیت به ۰/۰۹۵ و ۰/۱۱۰۵ و انتگرال مربع خطا کمتر در معیارهای حالت پایدار و پوشش دادن ضعف‌های دو روش کنترل برداری کلاسیک و مستقیم توان عملکرد بهینه‌تری دارد.

مراجع

[1] Pena, Ruben, J. C. Clare, and G. M. Asher. "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation." IEE Proceedings-Electric power applications 143, no. 3 (1996): 231-241.

[2] Hu, Jia-bing, and Yi-kang He. "Dynamic modelling and robust current control of wind-turbine driven DFIG during external AC voltage dip." Journal of Zhejiang University-Science A 7, no. 10 (2006): 1757-1764.

[3] Hu, Jiabing, Yikang He, Lie Xu, and Barry W. Williams. "Improved control of DFIG systems during network unbalance using PI–R current regulators." IEEE transactions on industrial electronics 56, no. 2 (2008): 439-451.

[4] Xu, Lie, and Phillip Cartwright. "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation." IEEE Transactions on energy conversion 21, no. 3 (2006): 750-758.

[5] Xin-fang, Zhang, Xu Da-ping, and Liu Yi-bing. "Predictive functional control of a doubly fed induction generator for variable speed wind turbines." In Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation (IEEE Cat. No. 04EX788), vol. 4, pp. 3315-3319. IEEE, 2004.

[6] Morren, Johan, and Sjoerd WH De Haan. "Ridethrough of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip." IEEE Transactions on energy conversion 20, no. 2 (2005): 435-441.

[7] Guo, Jiahu, Xu Cai, and Youming Gong. "Decoupled control of active and reactive power for a grid-connected doubly-fed induction generator." In 2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, pp. 2620-2625. IEEE, 2008.

[8] Yao, Xingjia, Yanjun Jing, and Zuoxia Xing. "Direct torque control of a doubly-fed wind generator based on grey-fuzzy logic." In 2007 International Conference on Mechatronics and Automation, pp. 3587-3592. IEEE, 2007.

[9] Hu, Jiefeng, Yong Li, and Jianguo Zhu. "Multi-objective model predictive control of doubly-fed induction generators for wind energy conversion." IET Generation, Transmission & Distribution 13, no. 1 (2019): 21-29.

[۱۰] اسماعیلی، مسعود، مصطفی صدیقی زاده، و حسام یارمحمدی. "کنترل یکپارچه ژنراتور القایی، محدودکننده جریان خطا و ذخیره‌ساز انرژی در مزارع بادی". مدل سازی در مهندسی ۱۶، ۵۵ (۱۳۹۷): ۱۰۰-۸۷.

[11] Zhi, Dawei, and Lie Xu. "Direct power control of DFIG with constant switching frequency and improved transient performance." IEEE transactions on energy conversion 22, no. 1 (2007): 110-118.

[12] Abad, Gonzalo, Miguel Angel Rodriguez, and Javier Poza. "Two-level VSC-based predictive direct power control of the doubly fed induction machine with reduced power ripple at low constant switching frequency." IEEE Transactions on Energy Conversion 23, no. 2 (2008): 570-580.

[13] Abad, Gonzalo, Miguel Angel Rodriguez, and Javier Poza. "Two-level VSC based predictive direct torque control of the doubly fed induction machine with reduced torque and flux ripples at low constant switching frequency." IEEE transactions on power electronics 23, no. 3 (2008): 1050-1061.

[14] Trivedi, Dishang D., Urmil B. Bhatt, and Santosh C. Vora. "Application of EKF based dynamic state estimation for DFIG rotor power control uunder faulty current." International Journal of Advanced Research in Engineering & Technology 8, no. 4 (2017): 95-110.

[15] Pahlavani, Mohamad Reza Alizadeh, and Hassan Meyar Naimi. "Application of Kalman Filter to Parameter Estimation of Doubly-Fed Induction Generators in Wind Turbine Systems." Majlesi Journal of Energy Management 5, no. 2 (2016).

[16] Boussoufa, Ahmad, Madjid Kidouche, and Aimad Ahriche. "Rotor speed and flux estimation of a doubly-fed induction machine using extended kalman filter." Algerian Journal of Signals and Systems 2, no. 4 (2017): 266-273.

[17] Yu, Shenglong, Kianoush Emami, Tyrone Fernando, Herbert HC Iu, and Kit Po Wong. "State estimation of doubly fed induction generator wind turbine in complex power systems." IEEE Transactions on Power Systems 31, no. 6 (2016): 4935-4944.

[18] Pérez, I. Ricardo, J. César Silva, E. Juan Yuz, and R. Gonzalo Carrasco. "Experimental sensorless vector control performance of a DFIG based on an extended Kalman filter." In IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1786-1792. IEEE, 2012.

[19] Saravanakumar, R., M. Manimozhi, D. P. Kothari, and M. Tejenosh. "Simulation of sensor fault diagnosis for wind turbine generators DFIG and PMSM using Kalman filter." Energy procedia 54 (2014): 494-505.

[20] Nayeh, Reza Faraji, Hamed Moradi, and Gholamreza Vossoughi. "Multivariable robust control of a horizontal wind turbine under various operating modes and uncertainties: A comparison on sliding mode and H∞ control." International Journal of Electrical Power & Energy Systems 115 (2020): 105474.

[21] Isbeih, Younes J., Mohamed Shawky El Moursi, Weidong Xiao, and Ehab El-Saadany. "mixed-sensitivity robust control design for damping low-frequency oscillations with DFIG wind power generation." IET Generation, Transmission & Distribution 13, no. 19 (2019): 4274-4286.

[۲۲] فلقی، حمید، مریم رمضانی، و محمودرضا حقی فام. "تحلیل تاثیر نیروگاه های بادی بر قابلیت تبادل شبکه های انتقال در سیستم قدرت". مدل سازی در مهندسی ۱۰، ۳۰، (۱۳۹۱): ۶۱-۷۵.

[۲۳] آقائی، جمشید، امین رحیمی رضایی، و محمدرضا کریمی. "هماهنگی نیروگاه‌های بادی و دستگاه‌های ذخیره‌ساز سیستم قدرت در مسئله‌ی برنامه‌ریزی امنیت-مقید مشارکت واحدها با استفاده از بهینه‌سازی استوار". مدل سازی در مهندسی ۱۶، ۵۳ (۱۳۹۷): ۲۰۷-۲۲۰.

[24] Kasbi, Abdellatif, and Abderrafii Rahali. "Adaptive FOPI controller based on the fuzzy supervisory for wind power conversion system equipped by a doubly fed induction generator." International Transactions on Electrical Energy Systems 31, no. 8 (2021): e12923.

[25] Tamalouzt, Salah, Youcef Belkhier, Younes Sahri, Mohit Bajaj, Nasim Ullah, Md Shahariar Chowdhury, Teerawet Titseesang, and Kuaanan Techato. "Enhanced direct reactive power control-based multi-level inverter for DFIG wind system under variable speeds." Sustainability 13, no. 16 (2021): 9060.

[26] Tamalouzt, Salah, Youcef Belkhier, Younes Sahri, Nasim Ullah, Rabindra Nath Shaw, and Mohit Bajaj. "New direct reactive power control based fuzzy and modulated hysteresis method for micro-grid applications under real wind speed." Energy Sources, Part A: Recovery, Utilization, and Environmental Effects 44, no. 2 (2022): 4862-4887.

[27] Krause, Paul C., Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, and Steven Pekarek. Analysis of electric machinery and drive systems. john Wiley & sons, (2013).

[28] Zhou, Kemin, and John Comstock Doyle. Essentials of robust control. Vol. 104. Upper Saddle River, NJ: Prentice hall, 1998.

[29] Skogestad, Sigurd, and Ian Postlethwaite. Multivariable feedback control: analysis and design. john Wiley & sons, (2001).

[30] Gahinet, P., A. Nemirovskii, A. J. Laub, and M. Chilali. "LMI Control Toolbox for Use with Matlab, The Math." Works Inc., Natick, (2000).

[31] Welch, Greg, and Gary Bishop. "An introduction to the Kalman filter." (2004).

[32] Sorenson, Harold Wayne. "Kalman filtering: theory and application." (1985).

[33] Wan, Eric A., and Alex T. Nelson. "Removal of noise from speech using the dual EKF algorithm." In Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP'98 (Cat. No. 98CH36181), vol. 1, pp. 381-384. IEEE, 1998.

[34] Xu, Lie, and Phillip Cartwright. "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation." IEEE Transactions on energy conversion 21, no. 3 (2006): 750-758.