



Semnan University



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	چکیده
دریافت مقاله: ۱۴۰۰/۱۲/۲۰	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 کنترل‌کننده‌های PI، 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 اندازه‌گیری شده 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.
بازنگری مقاله: ۱۴۰۲/۰۲/۰۴	
پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۳/۲۱	
واژگان کلیدی:	
ژنراتور القایی دو سو تغذیه، کنترل برداری، کنترلر مقاوم H بی‌نهایت، فیلتر کالمن، توان اکتیو و راکتیو.	

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

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

مسائل اقتصادی، تکنولوژی و سازگاری با محیط زیست، تولید و انتقال انرژی را با تغییرات گسترده مواجه کرده است. نیاز به کاهش انتشار CO₂ در حوزه تولید انرژی الکتریکی، باعث افزایش علاقه‌مندی به سمت تولید انرژی الکتریکی از طریق انرژی‌های پاک شده است. در این بین استفاده از

* 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

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 می‌باشد.

یکی از اساسی‌ترین مراحل کنترل در هر دو روش، اندازه‌گیری‌های جریان و سپس استفاده از این مقادیر در مراحل بعدی کنترل سیستم می‌باشد. چنانچه این اندازه‌گیری‌ها 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 شبیه‌سازی 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 شبیه‌سازی 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 شبیه‌سازی نشان می‌دهد فیلتر کالمن 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 EKF تأثیر 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 عملکرد 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

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 اندازه‌گیری‌های 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 دسته 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 کارایی 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 کنترل‌کننده چند منظوره، حذف کنترل‌کننده‌های PI، حلقه جریان و جدول سوئیچینگ است. در [۱۰]، روشی برای کنترل هماهنگ ژنراتور القایی دو سو تغذیه، ابررسانای ذخیره ساز انرژی مغناطیسی و ابررسانای محدودکننده جریان خطا با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی 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

کنترل مستقیم توان راکتیو - هیستریزس 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 کنترل کننده H بینهایت و سایر کنترل کننده‌ها 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 کنترل کننده 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].

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_s \lambda_{qs} \quad (1)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_s \lambda_{ds} \quad (2)$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \lambda_{qr} \quad (3)$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \lambda_{dr} \quad (4)$$

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 قبول تری 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 مسئله 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 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

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 کنترل کننده های PI	- عملکرد نامی - ساختار ساده	- حساس به پارامترهای کنترل کننده و ماشین - حساس به عدم قطعیت اندازه گیری
کنترل مستقیم توان سنتی	- ردیابی با دینامیک بالا - تقریبا مقاوم	- نوسانات بالا - فرکانس سویچ زنی متغیر - حساس به عدم قطعیت اندازه گیری
روش های دیگر	- مقاوم در برابر تغییرات پارامتری و عملکرد مناسب [۲۵] - مقاوم در برابر تغییرات پارامتری و عملکرد مناسب [۲۶]	- عدم بررسی عدم قطعیت اندازه گیری - عدم بررسی عدم قطعیت پارامتری [۲۴]

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

$$\lambda_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{qs} \quad (5)$$

$$\lambda_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{ds} \quad (6)$$

$$\lambda_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{qr} \quad (7)$$

$$\lambda_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{dr} \quad (8)$$

که در این معادلات $V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$ ولتاژهای استاتور و روتور در محورهای q و d و $i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$ جریان های استاتور و روتور در محورهای q و d و ω_m و ω_s به ترتیب سرعت سنکرون و سرعت روتور و $\lambda_{ds}, \lambda_{qs}, \lambda_{dr}, \lambda_{qr}$ شارهای استاتور و روتور در محورهای q و d و R_r و R_s مقاومت استاتور و روتور و L_r و L_s اندوکتانس های خودی استاتور و روتور و L_m اندوکتانس متقابل می باشند. معادلات خروجی توان اکتیو و راکتیو استاتور به صورت زیر بیان می شود:

$$P_s = -\frac{3}{2} (V_{qs} \cdot i_{qs} + V_{ds} \cdot i_{ds}) \quad (9)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} (V_{qs} \cdot i_{ds} - V_{ds} \cdot i_{qs}) \quad (10)$$

۲-۲ مدل فضای حالت

مدل فضای حالت هر سیستم در حالت عمومی به صورت

زیر می باشد [۲۸].

$$\dot{X} = [A]X + [B]U \quad (11)$$

$$Y = [C]X + [D]U \quad (12)$$

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

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

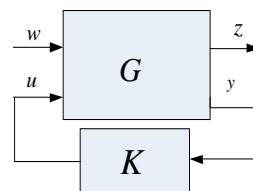
$$B_s = \begin{bmatrix} -\frac{a}{L_m} & 0 \\ 0 & -\frac{a}{L_m} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad B_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sigma L_r & 1 \\ 0 & \sigma L_r \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = [B_s \ B_r]$$

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

که در این ماتریس ها $a = \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ ، $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ می باشند. $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ و $T_s = \frac{L_s}{R_s}$

۳-طراحی کنترل کننده H بی‌نهایت

یک سیستم کنترل مقاوم است اگر آن سیستم به تفاوت بین سیستم واقعی و مدلی که در طراحی کنترل کننده 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، y : متغیرهای اندازه‌گیری، w : سیگنال‌های برونی مثل اغتشاش و نویز سنسورها و z : خروجی‌هایی که باید کنترل شوند مثل خطای ردیابی. هدف در کنترل H بی‌نهایت پیدا کردن کنترل کننده 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 کنترل کننده مبدل سمت شبکه و کنترل کننده سمت روتور تقسیم شود. هدف کنترل کننده مبدل سمت شبکه ثابت نگاه‌داشتن 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 کنترل کننده 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:

$$R_s = R_s^- (1 + k_{(R_s)} \delta_{(R_s)}) \quad (۱۳)$$

$$R_r = R_r^- (1 + k_{(R_r)} \delta_{(R_r)}) \quad (۱۴)$$

$$\omega_m = \omega_m^- (1 + k_{(\omega_m)} \delta_{(\omega_m)}) \quad (۱۵)$$

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

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

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

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

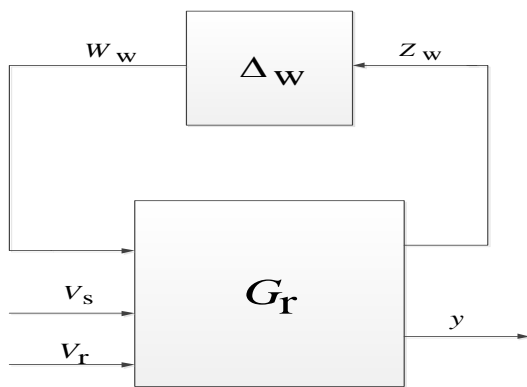
با توجه به اینکه پارامترهای نامعین فقط در ماتریس A ظاهر می‌شوند، ماتریس‌های مربوط به پارامترهای نامعین ماتریس B صفر هستند. بنابراین، ماتریس‌ها می‌شوند:

$$A_0 = \begin{bmatrix} -(\frac{a+1}{T_r} + \frac{a}{T_s}) & 0 & \frac{a}{L_m T_s} & -\frac{a\omega_s}{L_m} \\ 0 & -(\frac{a+1}{T_r} + \frac{a}{T_s}) & \frac{a\omega_s}{L_m} & \frac{a}{L_m T_s} \\ \frac{L_m}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} & \omega_s \\ 0 & \frac{L_m}{T_s} & -\omega_s & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix}$$

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

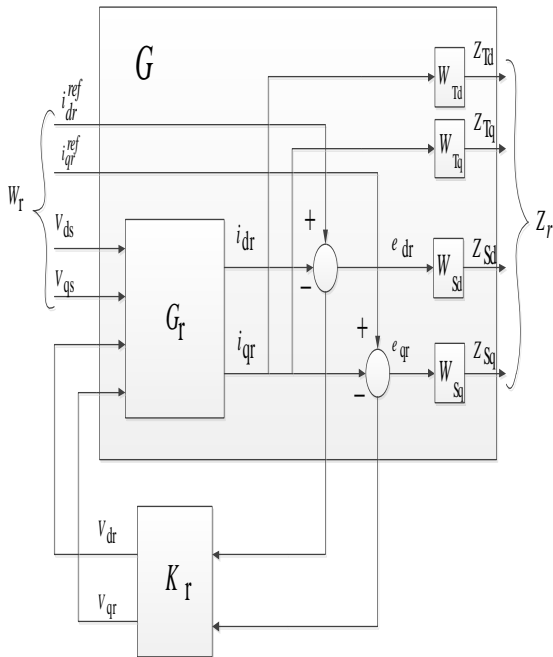
$$A_{R_r} = \begin{bmatrix} -(k_{R_r} \frac{a+1}{T_r}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(k_{R_r} \frac{a+1}{T_r}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

شکل (۲) آمده است.



شکل ۲- نمایش تبدیل LFT سیستم همراه با عدم قطعیت

اتصال داخلی سیستم که برای بدست آوردن کنترل کننده 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 کنترل کننده ولتاژهای روتور، ورودی کنترل کننده برابر با خطای ردیابی و خروجی‌های اندازه‌گیری شده می‌باشند. سیگنال Z شامل همه سیگنال‌های کنترل شده و خطاهای ردیابی می‌باشد.



شکل ۳- اتصال داخلی سیستم

حل استاندارد مسئله کنترل H بی‌نهایت، پیدا کردن کنترل کننده‌ای 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.

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

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

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

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A_0 + A_{R_s}\delta_{R_s} + A_{R_r}\delta_{R_r} + A_{\omega_m}\delta_{\omega_m})x \\ &+ (B_0 + B_{R_s}\delta_{R_s} + B_{R_r}\delta_{R_r} + B_{\omega_m}\delta_{\omega_m})u \\ &= (A_0 \ B_0) \begin{pmatrix} x \\ u \end{pmatrix} + \delta_{R_s}(A_{R_s} \ B_{R_s}) \begin{pmatrix} x \\ u \end{pmatrix} \\ &+ \delta_{R_r}(A_{R_r} \ B_{R_r}) \begin{pmatrix} x \\ u \end{pmatrix} + \delta_{\omega_m}(A_{\omega_m} \ B_{\omega_m}) \begin{pmatrix} x \\ u \end{pmatrix} \\ &= (A_0 \ B_0) \begin{pmatrix} x \\ u \end{pmatrix} + \tilde{W}_w \end{aligned} \quad (18)$$

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

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

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

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \tilde{z}_w \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_0 & I & B_0 \\ A_w & Z_{12} & B_w \\ C & Z_{2*12} & Z_{2*4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \tilde{w}_w \\ u \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$A_w = \begin{bmatrix} A_{R_s} \\ A_{R_r} \\ A_{\omega_m} \end{bmatrix}, B_w = \begin{bmatrix} B_{R_s} \\ B_{R_r} \\ B_{\omega_m} \end{bmatrix} = Z_{12*4} \cdot I$$

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

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

$$G_r = \begin{bmatrix} A_r & B_r \\ C_r & D_r \end{bmatrix} \quad (20)$$

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

نمایش سیستم همراه با عدم قطعیت با تبدیل LFT در

$$A_{[i,j]} = \frac{df_{[i]}}{dx_{[j]}}(\hat{x}_{k-1|k-1}, u_k, 0) \quad (25)$$

$$W_{[i,j]} = \frac{df_{[i]}}{dw_{[j]}}(\hat{x}_{k-1|k-1}, u_k, 0) \quad (26)$$

$$H_{[i,j]} = \frac{dh_{[i]}}{dx_{[j]}}(\hat{x}_{k|k-1}, 0) \quad (27)$$

$$V_{[i,j]} = \frac{dh_{[i]}}{dv_{[j]}}(\hat{x}_{k|k-1}, 0) \quad (28)$$

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

$$\hat{x}_{k|k-1} = f(\hat{x}_{k-1|k-1}, u_k, 0) \quad (29)$$

$$P_{k|k-1} = A_k P_{k-1|k-1} A_k^T + W_k Q_{k-1} W_k^T \quad (30)$$

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

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^T (H_k P_{k|k-1} + V_k R_k V_k^T)^{-1} \quad (31)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (z_k - h(\hat{x}_{k|k-1}, 0)) \quad (32)$$

$$P_{k|k} = (I - K_k H_k) P_{k|k-1} \quad (33)$$

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.

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

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

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.

$$\|W_T * (I + G_r K_r)^{-1}\|_{\infty} \leq \gamma \quad (20)$$

W_T و W_S به ترتیب توابع وزنی برای عملکرد خطای ردیابی و مقاوم هستند. تابع وزنی W_S یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول می‌باشد که برای بدست آوردن عملکرد ردیابی مناسب و تابع وزنی W_T یک فیلتر بالاگذر مرتبه اول می‌باشد که برای بدست آوردن عملکرد مقاوم مناسب استفاده شده است. معادله (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 سیستم‌های خطی استاتیکی و دینامیکی 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 فیلتر می‌تواند 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 [۳۱ و ۳۲].

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 می‌زند [۳۳]. مدل فضای حالت سیستم غیر خطی با توجه به نویزهای سیستم به صورت زیر می‌شود:

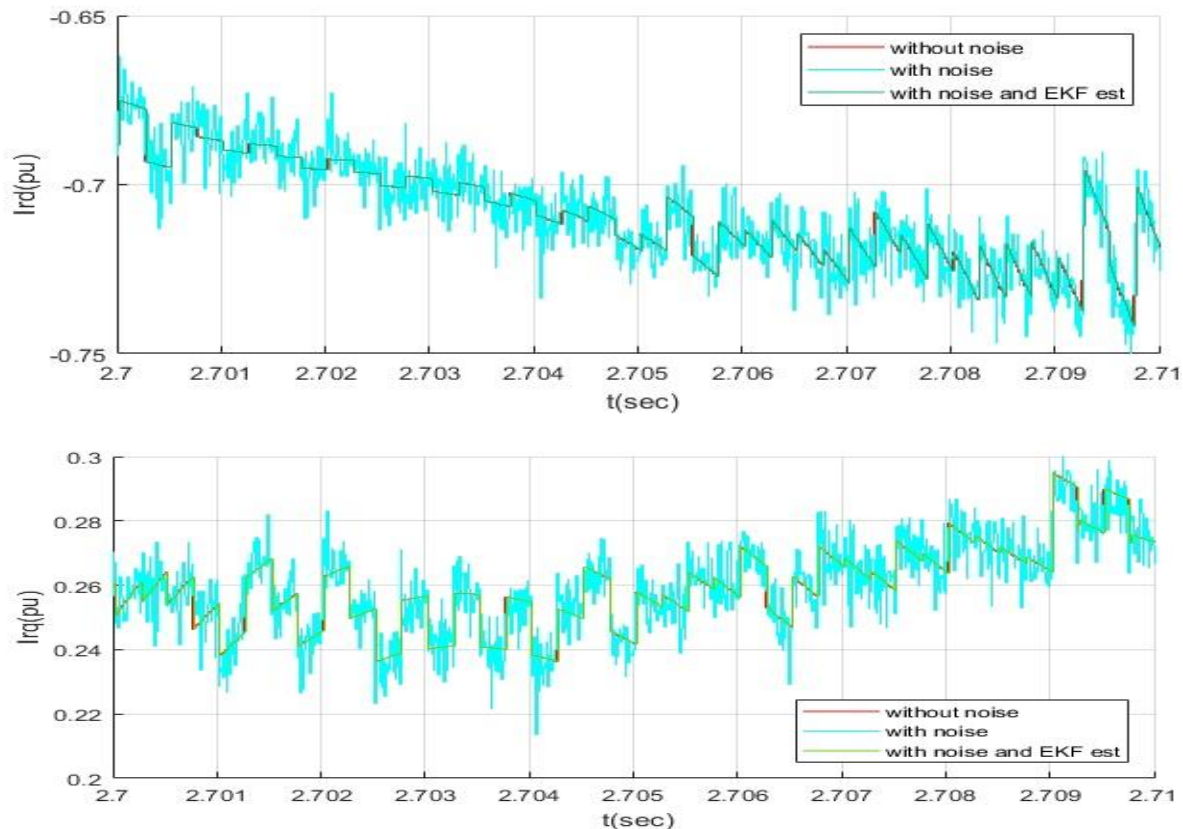
$$\begin{aligned} x_{k+1} &= f(x_k, w_k, u_k) \\ z_k &= h(x_k, v_k) \end{aligned} \quad (21)$$

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

$$x_k = \hat{x}_{k|k-1} + A(x_{k-1} - \hat{x}_{k-1|k-1}) + W_{w_{k-1}} \quad (22)$$

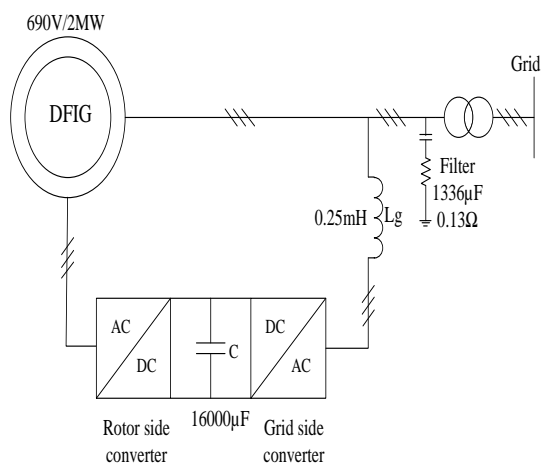
$$z_k = \bar{z}_k + H(x_k - \hat{x}_{k|k-1}) + V_{v_k} \quad (23)$$

$$\bar{z}_k = h(\hat{x}_{k|k-1}, 0) \quad (24)$$



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

ممان اینرسی زیاد توربین بادی منجر به تغییرات کند سرعت روتور می‌گردد. مبدل طرف روتور در زمان 0.2 ثانیه فعال می‌گردد. مقدار سرعت سنکرون 1 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 1200 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 شبیه‌سازی شده

میزان نویز در نظر گرفته شده، در تمام حالت‌های شبیه‌سازی مورد نظر، به مقدار توان نویز برابر با $4e-10$ در نظر گرفته شده است.

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

۵- نتایج شبیه‌سازی

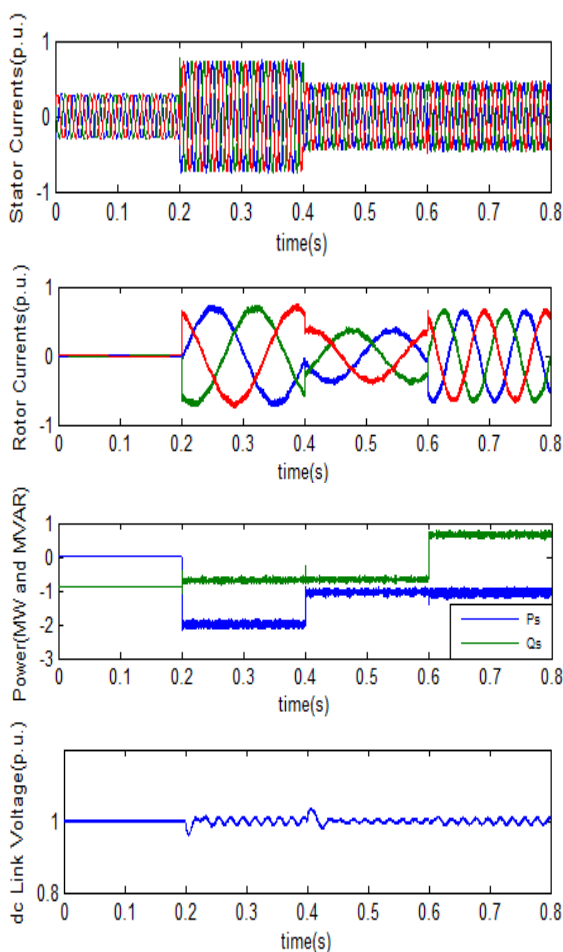
شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار مطلب انجام شده و در فرآیند شبیه‌سازی برای ماشین القایی دو سو تغذیه از مدل موجود در محیط سیمولینک مطلب استفاده شده است. شکل (۵) طرح کلی سیستم شبیه‌سازی نشان داده شده است. توان نامی ماشین القایی برابر 2 مگاوات و ولتاژ لینک dc 1200 ولت و ظرفیت خازن آن نیز برابر 16000 میکروفاراد می‌باشند. پارامترهای ماشین از جدول ۲ در مدل ماشین جایگزین شده‌اند [۳۴]. لازم به ذکر است که

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 نشستی استاتور	۰/۱۰۲ پریونیت
اندوکتانس نشستی روتور	۰/۱۱ پریونیت

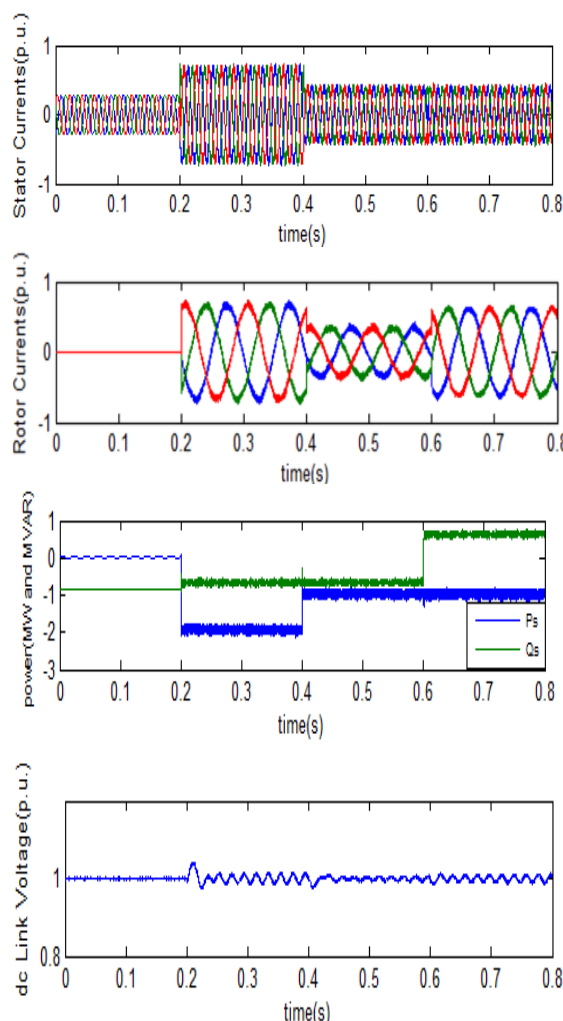
ثانیه مرجع توان اکتیو به ۱- مگاوات و مرجع توان راکتیو در لحظه ۰/۶ ثانیه، به ۰/۶۶ مگاوار تغییر می‌یابد. نتایج شبیه‌سازی برای این مقادیر در شکل (۶) نمایش داده شده است.

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 لحظه 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.



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 راکتیو ۰/۶۶- مگاوار می‌باشد. در لحظه ۰/۴

می‌کنند. با مقایسه نتایج شبیه‌سازی شده در سه حالت این نتیجه حاصل می‌شود، وقتی پارامترهای سیستم تغییر داده شده و نویز اندازه‌گیری 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 اندازه‌گیری 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 لحظه 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 دامنه نوسانات حول مقدار مرجع و شاخص رفتاری به نام انتگرال مربع خطا که به صورت زیر تعریف می‌شود، استفاده شده است.

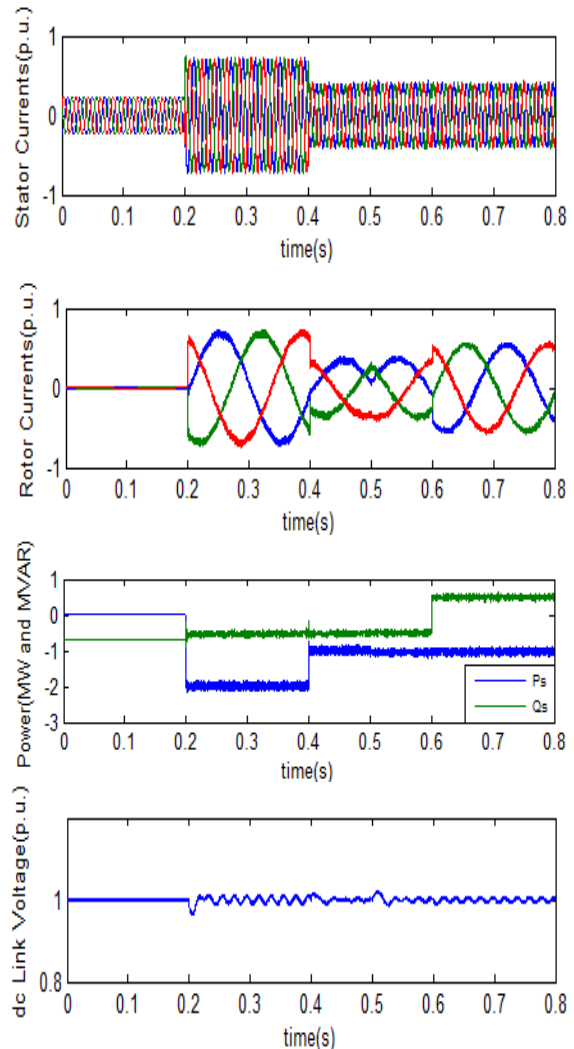
$$ISE = \int_{t_1}^{t_2} e^2(t) dt \quad (34)$$

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.

جدول ۳- معیارهای مقایسه‌ای در حالت گذرا

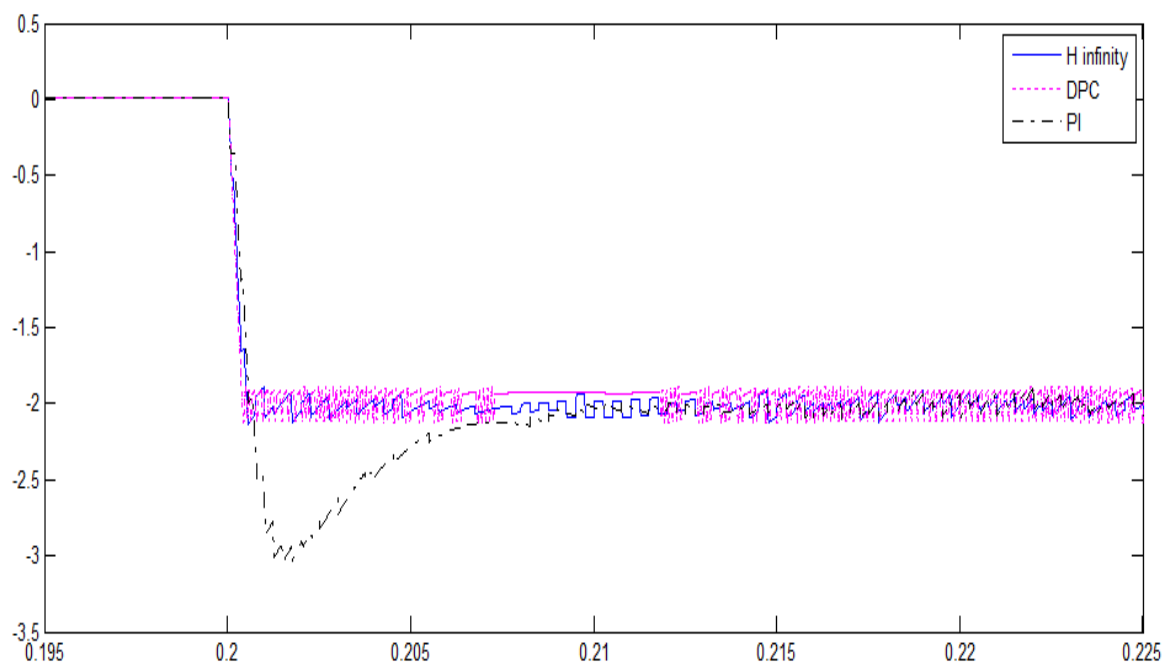
زمان نشست (میلی ثانیه)	بالا زدگی	زمان صعود (میلی ثانیه)	
۱	-	۰/۵	کنترل پیشنهادی
۹	٪۵۰	۰/۷	کنترل برداری کلاسیک
۰/۶	-	۰/۳۵	کنترل مستقیم توان

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 جریان‌های 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



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

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 می‌دهد کنترل کننده 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

جدول ۴- معیارهای مقایسه در حالت پایدار

حداکثر نوسان (پریونیت)	ISE		
	توان راکتیو	توان اکتیو	
۰/۱۰۵	$8/43 \times 10^{-6}$	$9/7 \times 10^{-6}$	کنترل پیشنهادی
۰/۰۹۵	$9/81 \times 10^{-6}$	$1/12 \times 10^{-5}$	کنترل برداری کلاسیک
۰/۱۱۰۵	$1/67 \times 10^{-5}$	$2/3 \times 10^{-5}$	کنترل مستقیم توان

اگر چه جدول ۳ نشان می‌دهد که روش کنترل مستقیم توان پیشنهادی در مقاله [۳۴] از دینامیک بسیار بالایی برخوردار 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 پیشنهادی 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

پریونیت به ۰/۰۹۵ و ۰/۱۱۰۵ و انتگرال مربع خطا کمتر در معیارهای حالت پایدار و پوشش دادن ضعف‌های دو 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): ۸۷-۱۰۰.
- [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 under 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 رضانی، 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, ICASSP98* (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.