

کنترل مستقیم توان در ژنراتورهای القایی توربین بادی با تغذیه دوگانه با استفاده از کنترلگر فازی

فرهاد بهادری جهرمی^{۱*}

۱- گروه مهندسی برق، واحد فسا، دانشگاه آزاد اسلامی، فسا، ایران
Bahadori.fr@gmail.com

چکیده: باد یک منبع مناسب و قدرتمند انرژی است. تولید توان در یک توربین بادی با سرعت متغیر، موضوعی جالب توجه است چراکه در سیستم‌های مبدل انرژی باد، حداکثر بهره‌برداری در هر سرعتی قابل دستیابی است. اما این سیستم برای محاسبه سرعت بهینه توربین نیاز به پارامترهای آن دارد. در این مقاله، یک روش کنترلی برای ردگیری نقطه توان بیشینه در سیستم مبدل انرژی باد ارائه می‌شود که به منظور شبیه‌سازی و طراحی از این روش و کنترل فازی به روش ممدانی استفاده شده است. در این مقاله، سیستم مبدل انرژی باد، مولد القایی دوسو تغذیه که با روتور و استاتور به شبکه متصل می‌شود، می‌باشد. ورودی سیستم کنترل، تفاضل سرعت مطلوب ژنراتور و سرعت واقعی آن است. سرعت مطلوب همان سرعت دورانی است که در آن ژنراتور توان بیشینه را از توربین بادی دریافت می‌کند. پس از انجام شبیه‌سازی‌ها و طراحی کنترل‌کننده فازی مناسب برای سیستم، مشخص شد که انتخاب نادرست یک پارامتر تأثیر نامطلوبی بر روند کنترل یک سیستم دارد.

واژه‌های کلیدی: سیستم‌های تبدیل انرژی باد، توربین‌های بادی با سرعت متغیر، ژنراتورهای القایی با تغذیه دوگانه، ردیابی نقطه حداکثر توان

Direct Power Control in Doubly-fed Wind Turbine Induction Generators using Fuzzy Controller

Farhad Bahadori-Jahromi^{1*}

¹ Department of Electrical Engineering, Fasa Branch, Islamic Azad University, Fasa, Iran
Bahadori.fr@gmail.com

Abstract:

Wind is a convenient and powerful source of energy. Power generation in a variable speed wind turbine is an interesting topic; since in wind energy converter systems, maximum utilization can be achieved at any speed. But this system needs its parameters to calculate the optimal speed of the turbine. In this article, a control method for tracking the maximum power point in the wind energy converter system is presented, which has been used for simulation and design along with fuzzy control by Mamdani method. In this article, the wind energy converter system is a two-fed induction generator, which is connected to the grid with a rotor and a stator. The input of the control system is the difference between the desired speed of the generator and its actual speed. The optimal speed is the rotational speed at which the generator receives the maximum power from the wind turbine. After conducting simulations and designing a suitable fuzzy controller for the system, it was found that the incorrect selection of a parameter has an adverse effect on the control process of a system.

Keywords: Wind Energy Conversion Systems, Variable Speed Wind Turbines, Doubly-Fed Induction Generators, Maximum Power Point Tracking

DOI: 00.00000/0000

تاریخ چاپ مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۲۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۰۸

نوع مقاله: پژوهشی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۵/۰۳



۱- مقدمه

استفاده شده است. در [۱۵] به بررسی سیستماتیک توربین‌های بادی، شناسایی و جبران‌سازی بهینه سیستم توربین بادی پرداخته است. در پژوهش فوق بر روی توربین‌های 4.8MW، 1.5MW، 275kW و 50kW کار شده و نشان داده شده که با تنظیمات شناساگر به‌طور دقیق و طراحی مناسب کنترل‌کننده می‌توان به اهداف کنترلی در سیستم‌های توربین بادی دست یافت. در [۱۶] به طراحی کنترل‌کننده از راه دور برای توربین پرداخته شده است. در مقاله فوق جهت دستیابی به کیفیت توان مطلوب از فیلترینگ مورفولوژیکی استفاده شده است. همچنین جهت بررسی عملکرد روش، به حذف هارمونیک‌های ناخواسته و بهبود پاسخ سیستم پرداخته است.

کنترل‌کننده‌های تناسبی-انترگرالی-مشتقی و مخصوصاً تناسبی-انترگرالی از بهترین و معروف‌ترین کنترل‌کننده‌هایی هستند که در کنترل سیستم‌های صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرند. لذا در [۱۷] از یک کنترل‌کننده تناسبی-مشتقی جهت کنترل توربین بادی متغیر استفاده شده است. نتایج حاصله و ارائه شده حاکی از عملکرد نسبتاً مناسب کنترل پیشنهادی در پژوهش فوق می‌باشد. کنترل ساختاری ارائه شده در [۱۸] یکی دیگر از روش‌های کنترلی پیاده‌سازی شده بر روی سیستم‌های توربین بادی می‌باشد. در [۱۹] توربین بادی به‌صورت مدل ریاضیاتی مبتنی بر روش اولیبر-لاگرانژ مورد تحقیق واقع شده است.

۲- مدل دینامیکی توربین بادی

برای مطالعات کنترل فرکانس، بحث بر روی حلقه‌های کنترل توان حقیقی متمرکز می‌شود. مدل مورد استفاده برای این مطالعات به صورت شکل (۱) می‌باشد [۱۶-۱۸]. توان مکانیکی ایجاد شده تابعی از سرعت باد، سرعت روتور و زاویه گام می‌باشد که به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$P_m = \frac{\rho}{2} A_r V_w^3 C_p(\lambda, \theta) \quad (1)$$

در این معادله، ρ چگالی هوا، V_w سرعت باد و C_p ضریب توان است و تابعی از λ و θ می‌باشد. λ نسبت سرعت نوک تیغه روتور به سرعت باد می‌باشد و θ زاویه گام پره است. C_p مشخصه توربین باد می‌باشد و به صورت یک مجموعه از منحنی‌های C_p بر حسب λ تهیه می‌شود و θ در آن به‌صورت یک پارامتر است. منحنی‌های C_p بر حسب λ برای یک نمونه توربین باد جنرال الکتریک در شکل (۲) نشان داده شده است. برازش منحنی انجام شده برای به‌دست آوردن نمایش ریاضی منحنی‌ها به صورت (۲) می‌باشد.

$$C_p(\lambda, \theta) = \sum_{i=0}^4 \sum_{j=0}^4 \alpha_{i,j} \theta^i \lambda^j \quad (2)$$

برازش منحنی یک تقریب خوب برای مقادیر $2 < \lambda < 13$ می‌باشد. مقادیر λ خارج از این بازه، سرعت‌های باد خیلی بالا و پایین را نشان می‌دهد که خارج از محدوده کارکرد توربین می‌باشد.

امروزه سیستم‌های تبدیل انرژی باد (WECS)^۱ به عنوان یک جایگزین مناسب برای سوخت‌های فسیلی مورد توجه هستند. به همین دلیل بهره‌برداری پایدار و کارآمد از انرژی باد و به‌دنبال آن بررسی سیستم‌های مبدل انرژی باد به عنوان یک موضوع مهم مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. این سیستم‌های مبدل، عمدتاً شامل توربین‌های بادی با سرعت متغیر (VSWT)^۲ هستند؛ اگرچه سیستم‌های توربین بادی با سرعت متغیر معمولاً بر پایه ژنراتورهای القایی با تغذیه دوگانه (DFIGs)^۳ هستند [۱]. لذا انرژی باد به‌عنوان مهمترین و پرکاربردترین انرژی تجدیدپذیر در قرن ۲۱ شناخته شده است [۲]. مهمترین بخش سیستم تولید انرژی الکتریکی از باد، مولد می‌باشد. یک توربین بادی می‌تواند به‌صورت سرعت-ثابت و یا سرعت-متغیر عمل کند. در حالت سرعت-ثابت، سرعت توربین همواره یکسان می‌باشد، اما در حالت سرعت-متغیر، سرعت چرخش روتور با توجه به سرعت باد تغییر می‌کند [۳]. در مقایسه با حالت سرعت-ثابت، حالت سرعت-متغیر مزیت‌هایی از قبیل تولید توان بیشتر، محدوده عملکردی بالاتر و همچنین پایداری بیشتر دارد. البته از آنطرف هم پیچیدگی طراحی و پیاده‌سازی سیستم و میزان نیازمندی به نگهداری بیشتر سیستم‌های سرعت-متغیر بیشتر از سرعت-ثابت، و همچنین عمر طولانی‌تر، ارزانتر بودن و مقاوم بودن سیستم‌های سرعت-ثابت بیشتر از سرعت-متغیر می‌باشد [۴].

بررسی‌ها و مطالعات مختلفی در زمینه شبیه‌سازی و کنترل سیستم‌های توربین بادی انجام شده است. در [۴ و ۱]، چند روش برای MPPT توربین بادی با مولد القایی دوسو تغذیه معرفی شده و سرعت دورانی بهینه به وسیله ضریبی مرتبط با سرعت باد، محاسبه شده است. با این وجود در این مقالات اثر خطای پارامتری در مدل سیستم، اغتشاش در باد و شرایط آب و هوایی لحاظ نشده است. به همین دلیل ممکن است ضرایب تغییر کرده و نقطه سرعت بهینه به‌درستی به سیستم کنترل معرفی نشود که نتیجه آن عدم ردگیری نقطه توان بیشینه خواهد بود. برای مقابله با این آثار، روش کنترل تطبیقی MPPT که براساس جستجوی هیل-کلایمپ^۴ است در [۵] ارائه شده است. تحلیل تئوری رفتار دینامیکی مولد القایی دوسو تغذیه در [۶] مورد بررسی قرار گرفته است. یک روش کنترلی دکوپله بدون سنسور در [۷] معرفی شده و نتایج حاصله گواهی از عملکرد خوب روش پیشنهادی دارد. در [۸] یک سیستم مولد توربین بادی کامل پیاده‌سازی شده و از یک روش جدید کنترل ولتاژ جهت کنترل سیستم استفاده شده است. در [۹] به طراحی کنترل‌کننده و بررسی عملکرد آن برای کنترل توربین بادر در وضعیت بادهای شدید پرداخته شده است. در [۱۰] از روش‌های کنترل کلاسیک استفاده شده و در [۱۱-۱۳] از روش کنترل LQG تطبیقی استفاده شده است. همچنین در [۱۴] از روش کنترل نظارتی جهت کنترل توربین باد

¹ Wind Energy Conversion System

² Variable Speed Wind Turbine (VSWT)

³ Doubly-Fed Induction Generators (DFIGs)

⁴ Hill Climb Searching



۳- مدل ریاضی ژنراتور القایی تغذیه دوگانه

شکل (۳) مدار معادل DFIG را در مبنای سنکرون (نسبت به طرف استاتور) نشان می‌دهد. روابط حاکم بر مدار فوق بصورت زیر می‌باشند:

$$\begin{aligned} V_s^s &= R_s I_s^s + \frac{d\phi_s^s}{dt} + j\omega_s \phi_s^s \\ V_r^s &= R_r I_r^s + \frac{d\phi_r^s}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \phi_r^s \\ \phi_s^s &= L_s I_s^s + L_m I_r^s \\ \phi_r^s &= L_m I_s^s + L_r I_r^s \end{aligned} \quad (۴)$$

در رابطه فوق $L_r = L_{\delta r} + L_m$ و $L_s = L_{\delta s} + L_m$ است. توان‌های اکتیو و راکتیو لحظه‌ای هم از رابطه زیر به دست می‌آیند:

$$P_s + jQ_s = -\frac{3}{2} V_s^s I_s^s \quad (۵)$$

اندازه و سرعت دوران شار استاتور در ولتاژهای ایده‌آل شبکه، ثابت هستند. به این ترتیب $\frac{d\phi_s^s}{dt} = 0$ و اگر از تلفات مسی در استاتور نیز چشم‌پوشی شود، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$V_s^s = j\omega_s \phi_s^s \quad (۶)$$

معمولا برای سادگی در محاسبات با به‌کارگیری تبدیل abc به dq0 تعداد متغیرهای مسئله را کاهش می‌دهند. در این مورد با استفاده از یک PLL^۱ می‌توان فرکانس سیگنال مورد نظر را استخراج کرد و از آن برای انجام تبدیل abc به dq0 که معروف به تبدیل پارک^۲ است، استفاده نمود. رابطه (۷)، ماتریس این تبدیل را نشان می‌دهد.

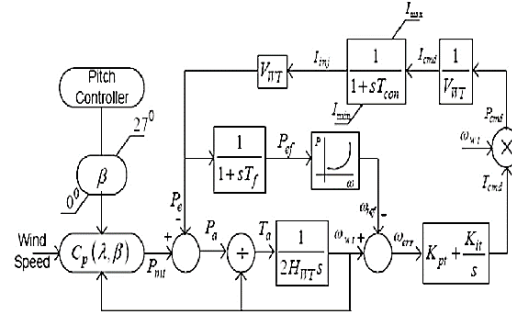
$$V_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} V_{abc} \quad (۷)$$

$$V_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} V_{dq0} \quad (۸)$$

در روابط فوق می‌توان جریان یا ولتاژ هر متغیر سه فاز دیگری را نیز برای تبدیل به کار برد. حال این تبدیل به‌گونه‌ای به‌کار برده می‌شود که بردار ولتاژ استاتور بر روی محور d ثابت شود، لذا:

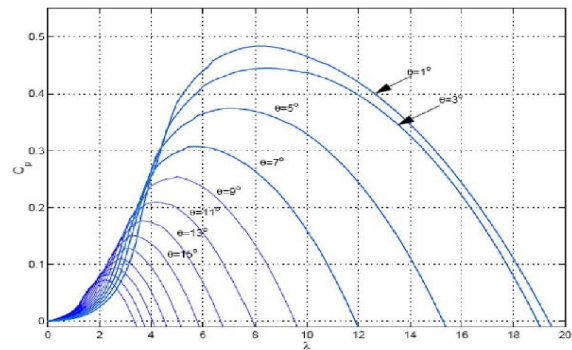
$$\varphi_{sd} = 0, \varphi_{sq} = -\frac{V_{sd}}{\omega_s} \quad (۹)$$

با توجه به روابط اخیر می‌توان روابط توان اکتیو و راکتیو را به‌صورت زیر بازنویسی کرد:

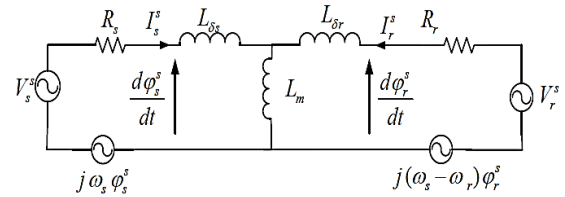


شکل (۱): بلوک دیاگرام کنترلرهای توان اکتیو و زاویه‌ی گام در DFIG

[۱۵]



شکل (۲): منحنی‌های توان باد [۱۵]



شکل (۳): مدار معادل DFIG انتقال یافته به سمت استاتور [۱۴]

با توجه به منحنی‌های C_p در شکل (۲) مربوط به توربین‌های بادی با سرعت متغیر، سرعت توربین بسته به میزان سرعت باد به گونه‌ای کنترل می‌شود که حداکثر توان ممکن توسط توربین تولید شده یا به عبارت دیگر، نقطه کار روی اوج این منحنی قرار گیرد. از آن جا که اندازه‌گیری توان الکتریکی ساده‌تر و دقیقتر از اندازه‌گیری سرعت باد است، در عمل برای ردیابی نقطه حداکثر توان (MPPT)، سرعت مرجع توربین برحسب توان اندازه‌گیری شده محاسبه می‌شود. سرعت مرجع به طور نرمال ۱/۲ pu می‌باشد؛ اما برای سطوح توان زیر ۷۵ درصد کاهش می‌یابد. سرعت مرجع برای دنبال کردن ماکزیمم توان از باد برای سطوح زیر ۰/۷۵ توان نامی توسط رابطه زیر تعیین می‌شود:

$$\omega_{ref} = -0.67P^2 + 1.42P + 0.51 \quad (۳)$$

که در این رابطه P توان الکتریکی اندازه‌گیری شده می‌باشد. برای سطوح توان بیشتر از نامی، سرعت روتور توسط گام ملخ کنترل خواهد شد.

² Park Transformation

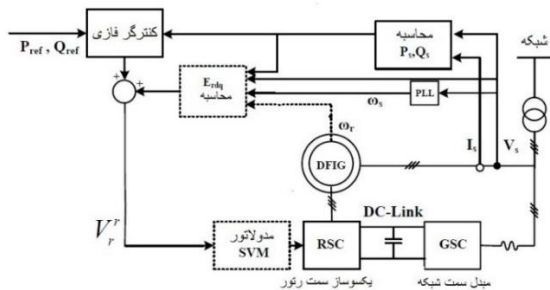
¹ Phase-Locked Loop



۴- طرح کنترل مستقیم توان در DFIG با استفاده از کنترلگر فازی

شکل (۴) نمای کلی از طرح کنترلی را نشان می‌دهد. این شکل، طرح کلی را برای شبیه‌سازی در اختیار می‌گذارد. البته جزئیات نسبتاً زیادی برای پیاده‌سازی آن وجود دارد. همانطور که در شکل مشاهده می‌شود، توان‌های اکتیو و راکتیو از روی ولتاژ و جریان استاتور محاسبه و به همراه توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع، به عنوان ورودی به کنترل‌کننده فازی وارد می‌شوند. البته باید توجه داشت که ورودی سیستم فازی در واقع اختلاف بین توان خط استاتور و توان مرجع است ولی برای سادگی در نمایش، در شکل فرض شده است که محاسبه خطا و انتگرال آن در درون بلوک کنترلگر فازی صورت می‌گیرد. همچنین برای محاسبه مقادیر E_{rd} و E_{rq} ، ابتدا با استفاده از یک PLL [۱۸]، فرکانس سنکرون، استخراج شده و به همراه سرعت دوران روتور، یعنی ω_r ، به عنوان ورودی به بلوک محاسبه E_{rdq} داده می‌شود. در نهایت با جمع خروجی کنترلگر فازی و بلوک محاسبه E_{rdq} ، سیگنال ولتاژ روتور، V_r^r به دست می‌آید.

معمولاً برای اینکه بتوان ولتاژ را بر روی پایانه‌های روتور تنظیم کرد از یک مکانیزم یکسوساز به همراه مبدل DC به AC استفاده می‌شود که برای ثبات بیشتر ولتاژ لینک DC، در بین آنها از یک خازن با ظرفیت بالا استفاده می‌شود. مهمترین موضوع این است که چگونه پالس‌های لازم برای ترستورهای یکسوساز فراهم شود تا ولتاژ مربوطه بر روی پایانه‌های روتور تولید شود. برای تولید پالس‌های یکسوساز، از روی یک سیگنال مرجع از تکنیک (SVM) [۲۰] استفاده می‌شود. در شکل (۴) این تکنیک با به کارگیری بلوک مدولاتور SVM پیاده‌سازی می‌شود. در واقع مدولاتور سیگنال روتور تولیدی از کنترلگر فازی و بلوک محاسبه E_{rdq} را به عنوان سیگنال فرمان دریافت و بر اساس آن برای برآورده شدن هدف کنترل، پالس‌ها را برای یکسوساز سمت روتور تولید می‌کند. مبدل سمت شبکه نیز به این منظور استفاده می‌شود که ولتاژ DC لازم را روی پایانه یکسوساز فراهم آورد. اگر امکان استفاده از یک منبع ولتاژ DC بر روی لینک DC وجود داشته باشد نیاز به استفاده از مبدل سمت شبکه نخواهد بود. چراکه می‌توان با استفاده از تنظیم ولتاژ لینک DC و به کارگیری SVM، ولتاژ مطلوب را روی پایانه‌های روتور فراهم آورد.



شکل (۴): طرح کنترل مستقیم توان در DFIG با استفاده از کنترلگر فازی

$$\begin{aligned} P_s &= K_\sigma V_{sd} \varphi_{rd} \\ Q_s &= -K_\sigma V_{sd} \left(\frac{L_r}{L_m} \frac{V_{sd}}{\omega_s} + \varphi_{rq} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

در رابطه فوق $K_\sigma = \frac{3 L_m}{2 \sigma L_s L_r}$ است.

جهت استخراج ترم‌های کنترلی مرتبط با ولتاژ روتور برای تنظیم توان‌های اکتیو و راکتیو، کار به صورت زیر دنبال خواهد شد. فرض بر این است که در شرایط کار عادی ژنراتور، ولتاژ استاتور ثابت است، لذا میزان تغییرات توان‌ها در یک بازه زمانی T_s بصورت زیر قابل ارزیابی است:

$$\begin{aligned} \Delta P_s &= K_\sigma V_{sd} \Delta \varphi_{rd} \\ \Delta Q_s &= -K_\sigma V_{sd} \Delta \varphi_{rd} \end{aligned} \quad (11)$$

روابط فوق نشان می‌دهند که می‌توان با تغییر شار روتور $\Delta \varphi_{rd}$ ، تغییرات توان‌های اکتیو و راکتیو را کنترل کرد. اگر (۴) در بازه زمانی T_s بازنویسی شود:

$$\frac{\Delta \varphi_{rd}^s}{T_s} = V_r^s - R_r I_r^s - j(\omega_s - \omega_r) \varphi_r^s \quad (12)$$

و لذا با انتقال رابطه فوق به مبنای dq0 نتیجه می‌شود:

$$\Delta \varphi_{rd} = T_s V_{rd} + T_s (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \quad (13)$$

$$\Delta \varphi_{rq} = T_s V_{rd} + T_s (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd}$$

به سادگی می‌توان دریافت که با توجه به روابطی که تاکنون ارائه شده است، ولتاژ روتور در مبنای dq0 بصورت زیر می‌شود:

$$V_{rd} = \frac{\Delta P_s}{T_s K_\sigma V_{sd}} + \frac{\omega_s - \omega_r}{K_\sigma V_{sd}} Q_s + \frac{\omega_s - \omega_r}{L_m \omega_s} V_{sd} \quad (14)$$

$$V_{rq} = -\frac{\Delta Q_s}{T_s K_\sigma V_{sd}} + \frac{\omega_s - \omega_r}{K_\sigma V_{sd}} P_s$$

رابطه‌های اخیر را می‌توان به صورت دو ترمی مانند زیر نوشت.

$$V_{rd} = U_{rd} + E_{rd} \quad (15)$$

$$V_{rq} = U_{rq} + E_{rq}$$

که در آنها:

$$E_{rd} = \frac{\omega_s - \omega_r}{K_\sigma V_{sd}} Q_s + \frac{\omega_s - \omega_r}{L_m \omega_s} V_{sd} \quad (16)$$

$$E_{rq} = \frac{\omega_s - \omega_r}{K_\sigma V_{sd}} P_s$$

حال می‌توان محل اثر کنترل‌کننده فازی را مشخص کرد. ترم‌های U_{rd} و U_{rq} با استفاده از کنترل‌کننده فازی تولید می‌شوند. در واقع برای تولید این ترم‌ها از دو سیستم فازی مشابه استفاده خواهد شد. خروجی یکی از این سیستم‌ها U_{rd} و دیگری U_{rq} خواهد بود. ورودی‌ها برای سیستم فازی هم به صورت خطای توان و انتگرال خطای توان در نظر گرفته می‌شوند. می‌توان هر دو توان اکتیو و راکتیو را بطور همزمان در نظر گرفت یا اینکه تنها یکی را تنظیم کرد. در این مقاله، تنها تنظیم توان اکتیو در نظر گرفته شده است.

¹ Space Vector Modulation



است. در شکل (۵) با توجه به اینکه توابع تعلق برای U_{rq} و U_{rd} مانند هم هستند، در یک شکل نشان داده شده‌اند. همچنین مشاهده می‌شود که سه گروه فازی P و Z و N برای هر ورودی و پنج گروه فازی NL, NM, Z, PM, PL برای خروجی در نظر گرفته شده است. اگر فازی-سازی از نوع منفرد، غیرفازی‌سازی به روش میانگین مراکز، اجتماع قواعد با ماکسیسم‌گیری و در نهایت استلزام ضرب ممدانی برای استنتاج قواعد فازی در نظر گرفته شوند، سیستم فازی دارای مدل ریاضی زیر خواهد بود [۲۱].

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^m \bar{y}^l \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x_i)} \quad (19)$$

در رابطه فوق m تعداد قوانین فازی است، $\mu_{A_i^l}(x_i)$ معرف مقدار تابع تعلق ورودی i ام در قانون l ام است، \bar{y}^l هم معرف مرکز گروه فازی خروجی در قانون l ام می‌باشد. استنتاج رابطه فوق نیازمند دانستن جدول قواعد فازی است که به صورت زیر بیان می‌شوند:

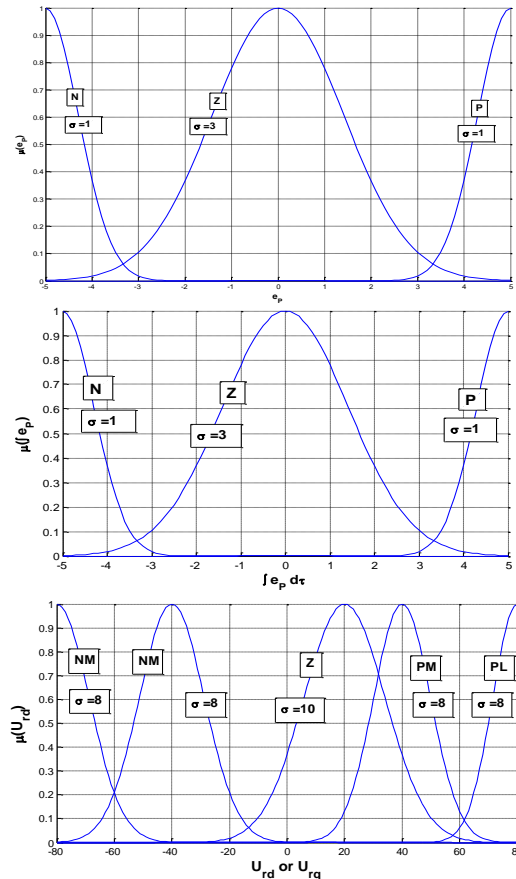
$$\text{rule } l: \text{if } x_1 \text{ is } A_1^l \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^l \text{ and } \dots \text{ then } y \text{ is } B^l \quad (20)$$

که در آن معرف گروه فازی خروجی در قانون l ام است. البته اگر غیرفازی‌سازی از نوع میانگین‌گیری بر روی مراکز گروه‌های فازی خروجی باشد، دیگر نیاز به دانستن رابطه اصلی B^l نیست و تنها دانستن مراکز آنها کفایت می‌کند. در جدول (۱) قواعد فازی پیشنهاد می‌شود. پارامترهای DFIGN در جدول (۲) در نظر گرفته شده است. در شکل (۶) ورودی مرجع مربوط به توان اکتیو نشان داده شده است.

انتخاب این نوع ورودی مرجع که دارای تغییرات پله‌ای است، برای ارزیابی عملکرد کنترل‌کننده مناسب است. در شکل (۷) سیگنال کنترلی U_{rd} نشان داده شده است. با توجه به اینکه سیستم فازی برای تولید U_{rd} و U_{rq} مشابه هم بوده و ورودی‌های مشابهی هم دریافت می‌کنند لذا این دو سیگنال با یکدیگر برابر خواهند بود. مطلوب این است که ولتاژ لینک DC مقدار ثابتی داشته باشد. در این جا مشاهده می‌شود که دامنه تغییرات این ولتاژ قابل قبول است. توان خروجی نسبت به توان مطلوب شکل (۸) مقایسه شده‌اند. مشاهده می‌شود که با بکارگیری کنترل‌کننده فازی، ردگیری توان به صورت قابل قبولی صورت گرفته است. ولتاژ و جریان سه فاز استاتور و ولتاژهای روتور در مبنای d و q در شکل‌های (۹-۱۰) نشان داده شده است. در نهایت در شکل (۱۱) خطا و انتگرال خطای ردگیری توان که به عنوان ورودی‌های سیستم فازی هستند نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که با وجود نوسانات پله‌ای در سیگنال مرجع، خطای ردگیری نوسانات شدید ندارد.

جدول (۱): جدول قواعد فازی

e_p	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
$\int e_p dt$	P	P	P	Z	Z	Z	N	N	N
U_{rd} یا U_{rq}	P L	P M	Z	PM	Z	NM	Z	NM	NL



شکل (۵): توابع تعلق فازی برای ورودی‌های e_p و $\int e_p dt$ و خروجی‌های U_{rd} و U_{rq}

کنترل‌کننده فازی در واقع یک مدل ریاضی ورودی خروجی است که با به‌کارگیری برخی مفاهیم ریاضیات فازی شکل می‌گیرد. این مدل می‌تواند دارای چند ورودی باشد ولی خروجی آن یکی است. به همین منظور در این مورد باید از دو کنترل‌کننده فازی برای تولید U_{rd} و U_{rq} استفاده شود. البته ساختار دو کنترل‌کننده مشابه یکدیگر است. قدم اول در طراحی کنترل‌کننده فازی، مشخص کردن ورودی‌ها و خروجی، محدوده تغییرات آنها و اختصاص گروه‌های فازی به آنها است. در این مورد، ورودی کنترل‌کننده خطای توان و انتگرال خطای توان است که صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$e_p = P_s - P_{s,ref}, \quad I_{e_p} = \int_0^t e_p(\tau) d\tau \quad (17)$$

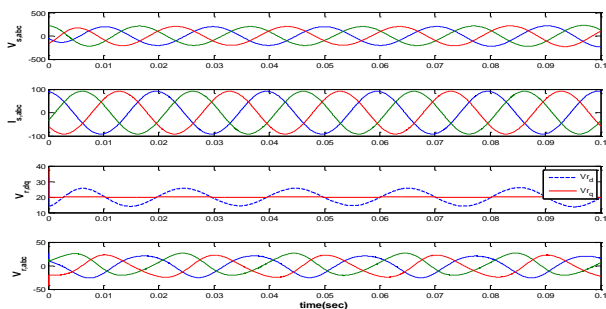
به همین ترتیب می‌توان خطا و انتگرال خطای توان راکتیو را نیز در نظر گرفت. البته در این شبیه‌سازی تنها کنترل توان اکتیو مورد بررسی قرار گرفته است. شکل (۵) گروه‌های فازی اختصاص یافته به ورودی‌ها و خروجی را نشان می‌دهد. تمام توابع از نوع گوسی و بصورت زیر هستند.

$$\mu_{A_i^l}(x_i) = e^{-\frac{(x_i - \bar{x}_i^l)^2}{\sigma_i^l}} \quad (18)$$

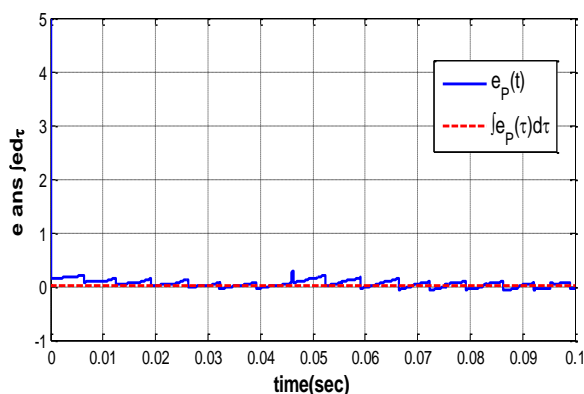
در رابطه قبل اندیس l معرف شماره قانون فازی است، اندیس i شماره ورودی و l نشان‌دهنده مرکز تابع مربوط به ورودی i ام در قانون l ام

جدول (۲): پارامترهای DFIG در شبیه سازی نسبت به طرف استاتور

توان نامی	ولتاژ	R_s	R_r	L_m	L_s, L_r	p	نسبت دور استاتور به دور موتور	دور موتور
20 MW	690 V	0.435 Ω	Ω 0.819	70 mH	2 mH	P=2	0.3	100 rpm



شکل (۱۰): ولتاژ و جریان سه فاز استاتور و ولتاژهای روتور در مبنای d و q



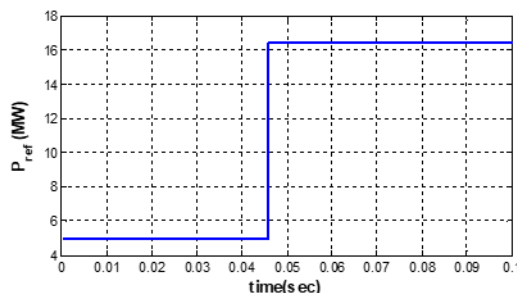
شکل (۱۱): خطا و انتگرال خطای ردگیری

۵- نتیجه گیری

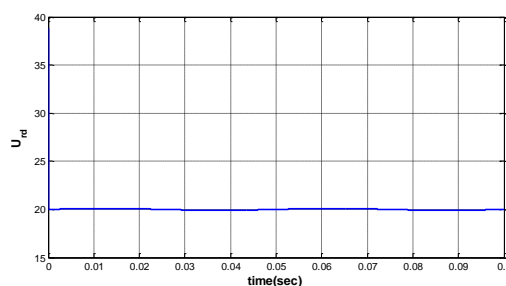
در این مقاله، یک کنترل کننده فازی جهت بهبود عملکرد سیستم توربین بادی طراحی و پیاده سازی شد. فرض بر این بود که مدل مولد القایی دوسو تغذیه (DFIG) در اختیار است و ساختار مدل توربین بادی در دسترس می باشد. با توجه به طراحی کنترل کننده فازی و اعمال آن بر روی سیستم توربین بادی نتایج بسیار قابل توجه و مطلوبی به دست آمد که همانطور که مشاهده شد، نشان از عملکرد مناسب کنترل کننده فازی می باشد. از آنجا که سیستم مورد بررسی در این مقاله بسیار غیرخطی است می توان نتیجه گرفت که با طراحی دقیق و مناسب کنترل کننده های فازی می توان سیستم های غیرخطی را به خوبی کنترل نموده و عملکرد مطلوب را از آنها شاهد بود.

مراجع

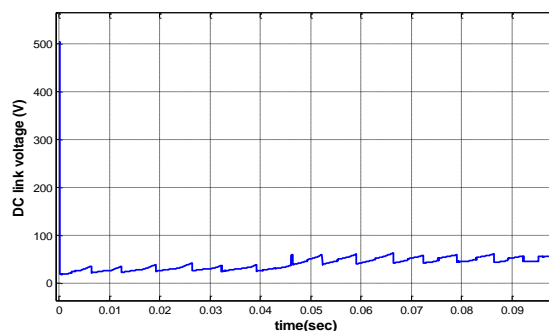
- [1] Liang J . Yongxing Qiu .(2015). "The modeling and numerical simulations of wind turbine generation system with free vortex method and Simulink", Energy Conversion and Management 103 pp: 762–777,2015.
- [2] Sukanta Roga and etl. , Recent Technology and Challenges of Wind Energy Generation: A Review, Sustainable Energy Technologies and Assessments, No.52, pp:1-17, May 2022.
- [3] Mohammadjavad Mobarra and etl., Variable Speed Diesel Generators: Performance and Characteristic Comparison, Failure Diagnosis and Prognosis of Induction Machines, Energies , 15(2), 592,2022.



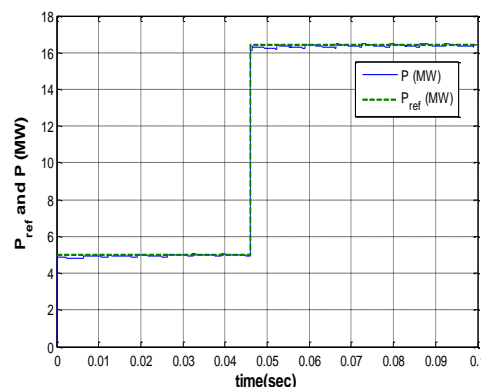
شکل (۶): توان اکتیو مرجع (P_ref (MW)



شکل (۷): سیگنال کنترل U_dc



شکل (۸): ولتاژ لینک DC



شکل (۹): مقایسه توان مطلوب و توان خروجی با به کارگیری کنترل فازی



- [19] S. M. Muyeen, R. Takahashi, T. Murata, and J. Tamura. (2009). "Integration of an Energy Capacitor System With a Variable-Speed Wind Generator," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 24, no. 3, 2009.
- [20] G. Lalor, A. Mullane, and M.O. Malley, "Frequency control and wind turbine technologies," *IEEE Trans. Power System*, vol. 20, no. 4, pp. 1905–1913, Nov. 2005.
- [21] Tina Samavat and etl., A Comparative Analysis of the Mamdani and Sugeno Fuzzy Inference Systems for MPPT of an Islanded PV System, *international journal of energy research*, vol.2023, Apr 2023.
- [4] Tapia A, Tapia G, Ostolaza JX, etl. (2003). Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator. *IEEE Trans Energy Convers* 2003;18(2):194–204.
- [5] Petersson A, Thiringer T, Harnfors L, et al. Modeling and experimental verification of grid interaction of a DFIG wind turbine. *IEEE Trans Energy Convers*,20(4):878–886,2005.
- [6] Batoul Amen Alsati and etl., Study the impact of transient state on the doubly fed induction generator for various wind speeds, *Journal of Engineering and Applied Science*, NO.65, Jun 2023.
- [7] Akel F, Ghennam T, Berkouk EM, etl. , An improved sensorless decoupled power control scheme of grid connected variable speed wind turbine generator. *Energy Convers Manage* ,No78,pp:584–594,2014.
- [8] Koa HS, Yoonb GG, Kyunga NH, etl. , Modeling and control of DFIG-based variable-speed wind-turbine. *Electr Power Syst Res*,No78,2008.
- [9] Bekka H, Taraft S, Rekioua D, Bacha S. , Power control of a wind generator connected to the grid in front of strong winds. *J Electr Syst*,9(3),pp:267–278,2013.
- [10] Bianchi, F.D., De Battista, H., Mantz, R.J. (2010). Robust multivariable gain- scheduled control of wind turbines for variable power production. *Int. J. Syst. Control* 1 (3), 103–112.
- [11] Mateescu, R., Pintea, A., Stefanoiu, D. , Discrete-time LQG control with disturbance rejection for variable speed wind turbines. In: *1st International conference on Systems and Computer Science—ICSCS 2012*, Lille, France, August, pp. 1–6,2012.
- [12] Nourdine, S., Camblong, H., Vechiu, I., Tapia, G. , Comparison of wind turbine LQG controllers designed to alleviate fatigue loads. In: *18th Mediterranean Conference on Control and Automation—MED 2010*, Marrakech, Morocco, June, pp: 1591–1596,2010.
- [13] Maria Letizia Corradini and etl., A control strategy for variable-speed variable-pitch wind turbines within the regions of partial- and full-load operation without wind speed feedback, *Asian Journal of control*, Vol.25, Issue5, Sep 2023.
- [14] Ramadge, P., Wonham, W.M. , Supervisory control of a class of discrete event processes. In: *Bensoussan, A., Lions, J.L. (Eds.), Lecture Notes in Control and Information Sciences*, vol. 63. Springer-Verlag, Heidelberg, pp. 475–498, 1987.
- [15] S. Morimoto, H. Nakayama, M. Sanada, and Y. Takeda. (2005). "Sensorless Output Maximization Control for Variable-Speed Wind Generation System Using IPMSG," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp.60-67, Jan/Feb. 2005.
- [16] T. Senjyu, N. Nakasone, A. Yona, S. A. Yousuf, T. Funabashi, and H. Sekine. , "Operation Strategies for Stability of Gearless Wind Power Generation Systems," *Proceedings of IEEEIPES General Meeting 2008 (GM 2008)*, CD-ROM, pp: 1-24, July 2008.
- [17] Md. E. Haque, M. Negnevitsky, and K. M. Muttaqi. (2010). "A Novel Control Strategy for a Variable-Speed Wind Turbine With a Permanent-Magnet Synchronous Generator," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 46, no. 1,2010.
- [18] W. Qiao, L. Qu, and R. G. Harley. , "Control of IPM Synchronous Generator for Maximum Wind Power Generation Considering Magnetic Saturation," *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 1095-1105, May/June 2009.

