

کنترل مستقیم توان در یک نیروگاه برق آبی کوچک با مولد القایی دوسوتغذیه

*غلامرضا عرب مارکده^۱امیر الهی^۲جعفر سلطانی^۳

چکیده

در این مقاله یک ساختار کنترلی پیشرفته برای کنترل نیروگاه برق آبی کوچک با مولد القایی دوسوتغذیه در حالت متصل به شبکه اصلی پیشنهاد شده است. روش پیشنهادی بر اساس نظریه کنترل حالت لغزشی بوده و قادر است تا توان کارآمد و ناکارآمد تحویلی به شبکه را با دقت و سرعت بسیار بالا کنترل کند. همچنین در این پژوهش، یک روش جدید برای کنترل مستقیم ولتاژ مستقیم (dc) ارائه شده است که نوسانات ولتاژ اتصال dc را به صورت کامل حذف می کند. شبیه سازی روش پیشنهادی در نرم افزار متلب / سیمولینک (Matlab/Simulink) انجام گردیده است و نتایج شبیه سازی تأثیر روش پیشنهادی در دستیابی به اهداف کنترلی را تأیید می کند.

واژه های کلیدی

نیروگاه برق آبی کوچک، مولد القایی دوسوتغذیه، کنترل حالت لغزشی، کنترل مستقیم توان.

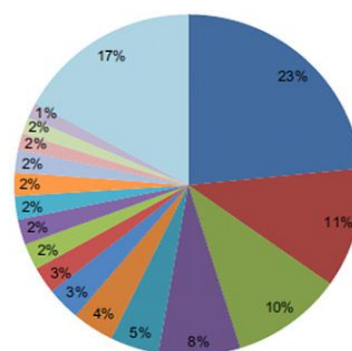
مقدمه

بیشینه ۱۰ مگاوات، نیروگاه‌های آبی خیلی کوچک^۲ با سطح توان بیشینه ۱ مگا وات و نیروگاه‌های خیلی خیلی کوچک^۳ با سطح توان بیشینه ۱۰۰ کیلو وات) تقسیم می‌شوند. البته در تقسیم‌بندی‌های دیگر، نیروگاه‌های با توان کمتر از ۵ کیلووات نیز مورد بررسی قرار می‌گیرند که به نیروگاه‌های پیکو^۴ معروف هستند. (کاب و شارپ،^۵ ۲۰۱۳)

در نیروگاه‌های برق آبی از ماشین‌های متفاوتی به عنوان مولد برقی استفاده شده است. در ابتدا در واحدهای تولید برق آبی استفاده از مولدهای القایی به دلیل عملکرد نامناسب توجیه پذیر نبود و اغلب مولدهای هم‌زمان^۶ مورد استفاده قرار می‌گرفتند. (ارلیش،^۷ ۲۰۰۲؛ آنیل نایک^۸ و همکاران، ۲۰۱۱) به‌تازگی از مبدل‌های پشت‌به‌پشت^۹ برای کنترل توان‌های کارآمد و ناکارآمد در مولدهای القایی سرعت متغیر استفاده شده است. در این ماشین‌ها که به عنوان مولد القایی دوسوتغذیه شناخته می‌شوند (DFIG)^{۱۰} توان مبدل الکترونیک قدرت برابر با توان لغزش خواهد بود (حدود ۲۰٪ توان نامی ماشین). برخلاف گذشته، سامانه DFIG کاربرد بسیاری در نیروگاه‌های برق آبی سرعت متغیر پیدا کرده است. امروزه رقابت بسیار نزدیکی میان مولدهای هم‌زمان و مولدهای القایی دوسوتغذیه به منظور استفاده در نیروگاه‌های برق آبی وجود دارد. مقایسه فراگیری میان این دو مولد پر کاربرد توسط آنایالارا^{۱۱} و همکاران (۲۰۱۱) و جوهر و همکاران^{۱۲} (۲۰۱۱) ارائه شده است. استفاده از سامانه DFIG در نیروگاه‌های برق آبی (به‌ویژه از نوع سرعت متغیر) افزون بر کاهش فشار و تنش مکانیکی وارد بر محور توربین و مولد، سبب کاهش اختلال صوتی تولیدی می‌شود. (لونا^{۱۳} و همکاران، ۲۰۱۱) استفاده از چنین ساختارهایی با وجود کنترل‌کننده مناسب برای مبدل الکترونیک قدرت، افزون بر سرعت پاسخ بالای سامانه، قابلیت اطمینان سامانه را در رویارویی با خطاهای

بر اساس قانون تبدیل انرژی نیروگاه‌های برق آبی، انرژی الکتریسیته را از آب استخراج می‌کنند. حدود ۳۶۷۳۱/۱ تراوات ساعت از انرژی برق کشورها از طریق نیروگاه‌های برق آبی تولید می‌شود. شکل (۱) سهم تولید انرژی برق آبی در کشورهای مختلف را نشان می‌دهد. (گزارش آماری شرکت BP از انرژی در دنیا، ۲۰۰۳)

چین	۲۳٪
برزیل	۱۱٪
کانادا	۱۰٪
آمریکا	۸٪
روسیه	۵٪
نروژ	۴٪
هند	۳٪
دیگر کشورهای آمریکای مرکزی و جنوبی	۳٪
کشورهای آفریقایی	۲٪
دیگر کشورهای اروپایی و آسیایی	۲٪
ونزوئلا	۲٪
ژاپن	۲٪
سوئد	۲٪
فرانسه	۲٪
ترکیه	۲٪
ویتنام	۱٪
کشورهای دیگر زیر ۱٪	۱۷٪



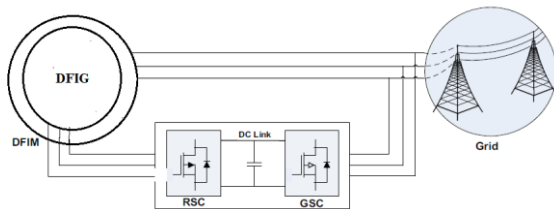
شکل (۱): نمودار سهم تولید انرژی برق آبی در کشورهای مختلف در سال ۲۰۱۳
معمولاً نیروگاه‌های آبی سنتی، توانایی تولید توان‌های کمتر از یک گیگاوات را دارند. از طرف دیگر، نیروگاه‌های آبی کوچک که معمولاً بدون سد و ذخیره‌سازی مورد استفاده قرار می‌گیرند به سه دسته نیروگاه‌های آبی کوچک^۱ با سطح توان

2. Mini Hydro Power Plants.
3. Micro Hydro Power Plants.
4. Pico Power Plants.
5. Cobb And Sharp.
6. Synchronous Generator.
7. Erlich.
8. Anil Naik.
9. Back to Back.
10. Induction Generator Doubly Fed .
11. Anaya-Lara.
12. Johar.
13. Luna.

1. Small Hydro Power Plants.

داشته باشد. به همین منظور ساختارهای کنترلی متفاوتی برای استفاده مناسب از این مولدهای القایی در نیروگاه‌های آبی کوچک ارائه شده است (سینگ و همکاران، ۲۰۱۱؛ سینگ و همکاران، ۲۰۱۰؛ باسیک^{۱۲} و همکاران، ۲۰۰۳). کاستی بارز این ساختارها گران‌قیمت بودن مولد و پیچیدگی فرایند کنترل است که سبب می‌شود، مولدهای القایی دوستغذیه و مولدهای هم‌زمان در کاربردهای برق آبی هنوز هم از محبوبیت ویژه‌ای برخوردار باشند.

در این مقاله یک روش کنترل جدید بر مبنای کنترل حالت لغزشی برای مولد القایی دوستغذیه در یک نیروگاه آبی کوچک با ظرفیت ۲ مگاوات پیشنهاد شده است. ساختار سامانه الکتریکی مورد مطالعه در این مقاله در شکل (۲) نشان داده شده است. روش پیشنهادی قابلیت تغییر سریع توان کارآمد و ناکارآمد مولدهای القایی متصل به نیروگاه برق آبی را دارد. هم‌چنین در این پژوهش، یک روش جدید مبتنی بر کنترل مستقیم ولتاژ اتصال dc مبدل پشت‌به‌پشت ارائه شده است. این روش قابلیت حذف کامل نوسانات ولتاژ اتصال dc را دارد. شایسته یادآوری است که با توجه به نوع کنترل‌کننده، ساختار پیشنهادی نسبت به تغییر در مؤلفه‌های سامانه مقاوم است.



شکل (۲): ساختار سامانه الکتریکی مورد مطالعه

اصول عملکرد نیروگاه‌های آبی کوچک

نیروگاه‌های آبی کوچک معمولاً دارای یک مخزن یا کانال آبی کوچک، دقت‌آزما، توربین و مولد هستند. شکل (۳) ساختار یک نیروگاه آبی کوچک را نشان می‌دهد؛ آب از درون مخزن توسط لوله‌های عبور آب با فشار زیاد به توربین برخورد کرده و به انرژی جنبشی تبدیل می‌شود. توربین به محور مولد متصل شده و انرژی حرکتی توسط مولد به انرژی الکتریکی تبدیل می‌شود. توان جنبشی تولیدی توسط توربین نیروگاه برق آبی را می‌توان از رابطه (۱) به‌دست آورد (مارکز^{۱۳} و همکاران، ۲۰۱۰):

معمول در سامانه قدرت افزایش می‌دهد. با وجود اینکه روش‌های متفاوتی برای کنترل توان کارآمد و ناکارآمد سامانه DFIG در نیروگاه‌های بادی ارائه شده است (نصرآزادانی^۱ و همکاران، ۲۰۱۴؛ رانی^۲ و همکاران، ۲۰۱۴؛ لین^۳ و همکاران، ۲۰۱۳؛ آبنیکی^۴ و همکاران، ۲۰۱۳)، اما درباره کنترل توان کارآمد و ناکارآمد نیروگاه‌های آبی با استفاده از این مولدها، مقالات زیادی در دسترس نیست (راجاسینگ^۵ و همکاران، ۲۰۱۴). کنترل ولتاژ و بسامد در یک مولد القایی در حالت عملکرد جزیره‌ای توسط اسمیت^۶ (۱۹۹۶) بررسی شده است. در این روش، کنترل ولتاژ و بسامد در حضور بارهای پویایی^۷ مانند موتور القایی صورت گرفته است.

از طرف دیگر (بربان^۸ و همکاران، ۲۰۱۰) کنترل مستقیم توان کارآمد و ناکارآمد یک نیروگاه آبی کوچک با سامانه DFIG بررسی نمودند. این روش، مشابه کنترل مستقیم گشتاور در موتورهای القایی سه‌فاز است که شامل تمامی مزایای روش مذکور می‌باشد، اما بزرگترین کاستی این روش بسامد کلیدزنی متغیر و نوسان بالا در متغیرهای تحت کنترل است. نیروگاه‌های آبی کوچک معمولاً دور از شبکه قدرت اصلی و مصرف‌کننده نصب می‌شوند و معمولاً بار تک‌فاز مقاومتی را تغذیه می‌کنند. از آنجا که هزینه ساخت مولدهای القایی تک‌فاز به ازای هر کیلو وات نسبت به مولدهای القایی سه‌فاز خیلی بیشتر است؛ از این رو ترجیح داده می‌شود که انرژی سه‌فاز تولیدی توسط مولدهای القایی سه‌فاز در نیروگاه‌های برق آبی توسط روش‌های متفاوت به انرژی تک‌فاز تبدیل شود (درخشان و نوربخش^۹، ۲۰۰۸). روش‌های متفاوتی برای تبدیل انرژی سه‌فاز به تک‌فاز توسط چان و لی^{۱۰} (۲۰۰۵) و سینگ^{۱۱} و همکاران (۲۰۰۶) ارائه شده است.

پژوهش‌های انجام‌شده در دو دهه پیش نشان داده است که استفاده از مولدهای القایی بیش از سه‌فاز می‌تواند مزایایی مانند کاهش نوسانات گشتاور و کاهش هماهنگی‌ها را در پی

1. Nasr-Azadani.
2. Rani.
3. Lin.
4. Abniki.
5. Raja Singh.
6. Smith.
7. Dynamic.
8. Berban.
9. Derakhshan And Nourbakhsh.
10. Chan and lei.
11. Singh.

12. Basic.
13. Marquez.

معادلات ولتاژ DFIG در دستگاه مرجع ساکن به صورت رابطه زیر بیان می شود (نصر آزادانی و همکاران، ۲۰۱۴):

$$\vec{v}_{sa\beta} = R_s \vec{i}_{sa\beta} + \frac{d\vec{\psi}_{sa\beta}}{dt} \quad (3)$$

$$\vec{v}_{ra\beta} = R_r \vec{i}_{ra\beta} + \frac{d\vec{\psi}_{ra\beta}}{dt} - j \omega_r \vec{\psi}_{ra\beta}$$

در معادلات بالا داریم:

$$\vec{\psi}_{sa\beta} = L_s \vec{i}_{sa\beta} + L_m \vec{i}_{ra\beta} \quad (4)$$

$$\vec{\psi}_{ra\beta} = L_r \vec{i}_{ra\beta} + L_m \vec{i}_{sa\beta}$$

در رابطه های بالا R_r و R_s مقاومت های قسمت ثابت مولد و قسمت چرخنده مولد، L_r و L_s اظرفیت های القای مغناطیسی^۱ قسمت ثابت مولد و قسمت چرخنده مولد و L_m ظرفیت القاء مغناطیسی مغناطیس کنندگی ماشین است. با جایگزینی معادله (۴) در (۳) داریم:

$$\vec{v}_{ra\beta} = R_r \vec{i}_{ra\beta} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d\vec{\psi}_{sa\beta}}{dt} + L_r' \frac{d\vec{i}_{ra\beta}}{dt} - j \omega_r (L_r' \vec{i}_{ra\beta} + \frac{L_m}{L_s} \vec{\psi}_{sa\beta})$$

$$L_r' = L_r - L_m^2 / L_s \text{ که،}$$

با استفاده از معادلات (۳-۵)، فazor فضایی جریان های قسمت چرخنده در دستگاه مرجع ساکن قسمت ثابت مولد، به صورت زیر به دست می آید:

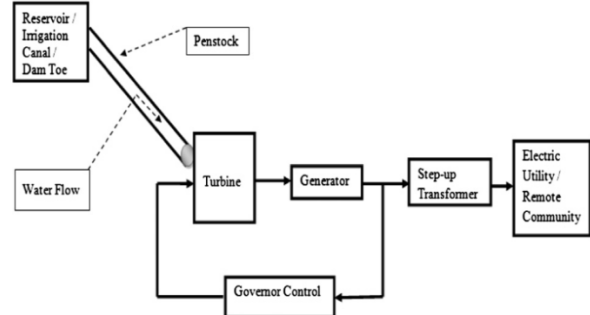
$$\frac{d\vec{i}_{ra\beta}}{dt} = \frac{\vec{v}_{ra\beta}}{L_r'} - \frac{R_r}{L_r'} \vec{i}_{ra\beta} - \frac{L_m}{L_s L_r'} \frac{d\vec{\psi}_{sa\beta}}{dt} + j \omega_r (\vec{i}_{ra\beta} + \frac{L_m}{L_s L_r'} \vec{\psi}_{sa\beta}) \quad (6)$$

در بیشتر پژوهش هایی که تاکنون در مورد DFIG صورت گرفته است (اعم از نیروگاه های آبی یا بادی) کنترل توان کارآمد و ناکارآمد ایستانه^۲ مدنظر بوده است، اما با توجه به اهمیت کنترل موج دار^۳ گشتاور امواج الکتریکی در طول عمر محور مولد (به ویژه در سامانه های با سرعت متغیر توربین)، در این مقاله کنترل گشتاور امواج الکتریکی به جای کنترل توان کارآمد ایستانه مدنظر قرار گرفته است. از آنجایی که گشتاور الکترو مغناطیسی و توان کارآمد، رابطه بسیار نزدیکی با یکدیگر دارند، کنترل مناسب گشتاور امواج الکتریکی به

1. Inductance.
2. Stator.
3. Ripple.

$$P_{mec} = \eta \cdot \rho \cdot g \cdot H \cdot Q \quad (1)$$

در رابطه فوق P_{mec} ، توان جنبشی تولیدی در محور توربین، η بازدهی توربین، ρ چگالی حجمی آب، g شتاب ناشی از جاذبه، Q دبی آب و H ارتفاع مؤثر آب است.



شکل (۳): ساختار یک نیروگاه آبی کوچک

از آنجایی که بازدهی توربین (η) به مؤلفه های گوناگونی مانند سرعت محور، ارتفاع ریزش آب و موارد دیگری وابسته است، از این رو در نظر گرفتن رابطی خطی بین بازدهی و توان جنبشی در سامانه های با سرعت متغیر، محاسبات را دچار خطا می کند. به منظور از بین بردن خطای پیش گفته، می توان از رابطه (۲) برای محاسبه بازدهی استفاده کرد (مارکز و همکاران، ۲۰۱۰):

$$\eta(\lambda, Q) = \left[\frac{1}{2} \left(\frac{90}{\lambda_1} + Q + 0.78 \right) \exp\left(\frac{-50}{\lambda_1}\right) \right] (3.33 \cdot Q) \quad (2)$$

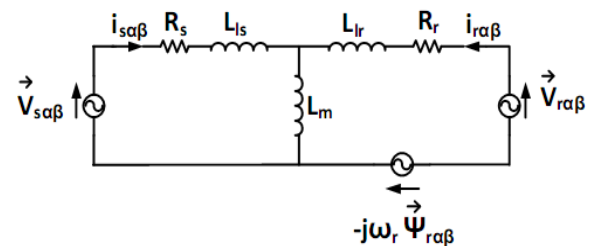
که در رابطه (۲) داریم:

$$\lambda_1 = \left[\frac{1}{(\lambda + 0.089)} - 0.0035 \right]^{-1}, \quad \lambda = \frac{R.A.\omega}{Q}$$

در روابط بالا R شعاع توربین و A مساحت پره های توربین است.

مدار معادل الکتریکی DFIG

مدار معادل الکتریکی DFIG بر اساس بردارهای فضایی و با در نظر گرفتن حالت موتوری برای جریان ها در شکل (۴) نشان داده شده است.



شکل (۴): مدار معادل الکتریکی DFIG در دستگاه مرجع ساکن

$$\begin{bmatrix} v_r \\ v_{ra} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = M_3 M_2 M_1 \begin{bmatrix} U_{raN} \\ U_{rbN} \\ U_{rcN} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$M_1 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}, M_2 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix}$$

$$M_3 = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

در رابطه بالا M_1 آرایه^۲ تبدیل بین V_r و ولتاژ فازهای سیم‌پیچی در DFIG است. هم‌چنین M_2 آرایه تبدیل کلارک، M_3 آرایه تبدیل از دستگاه چرخنده به دستگاه مرجع ساکن و θ_r موقعیت زاویه‌ای چرخنده است. همان‌گونه که پیش‌تر نیز اشاره شد، گشتاور امواج الکتریکی و توان ناکارآمد ایستانه به‌عنوان متغیرهای تحت کنترل برای تولید تپ‌های درجه مبدل سمت چرخنده در نظر گرفته شده‌اند.

بدین منظور سطوح لغزش زیر تعریف شده است:

$$\begin{aligned} S_{T_e} &= e_{T_e} + \lambda_{T_e} \int e_{T_e} dt, e_{T_e} = T_e^* - T_e \\ S_{Q_s} &= e_{Q_s} + \lambda_{Q_s} \int e_{Q_s} dt, e_{Q_s} = Q_s^* - Q_s \end{aligned} \quad (11)$$

در معادله (۱۱)، λ_{T_e} و λ_{Q_s} ثابت‌های مثبت هستند و در این مقاله برابر با یک در نظر گرفته شده‌اند. با مشتق‌گیری از

معادله (۱۱) نسبت به زمان داریم:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{T_e} &= \dot{T}_e^* - \dot{T}_e + \lambda_{T_e} (T_e^* - T_e) \\ \dot{S}_{Q_s} &= \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s + \lambda_{Q_s} (Q_s^* - Q_s) \end{aligned} \quad (12)$$

از معادله (۷) می‌توان \dot{T}_e و \dot{Q}_s را به‌صورت زیر به‌دست آورد:

$$\begin{aligned} \dot{T}_e &= \frac{3PL_m}{2L_s} (i_{ra}\dot{\psi}_{s\beta} + \dot{i}_{ra}\psi_{s\beta} - i_{r\beta}\dot{\psi}_{sa} \\ &\quad - \dot{i}_{r\beta}\psi_{sa}) \\ \dot{Q}_s &= \frac{3}{2} (\dot{v}_{s\beta}i_{sa} + v_{s\beta}\dot{i}_{sa} - \dot{v}_{sa}i_{s\beta} - v_{sa}\dot{i}_{s\beta}) \end{aligned} \quad (13)$$

با جایگذاری رابطه (۶) در رابطه (۱۳) و سپس جایگذاری رابطه (۱۳) در (۱۲) داریم:

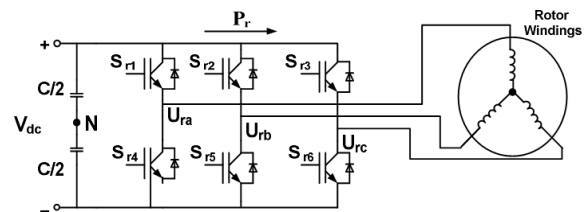
$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{S}_{T_e} \\ \dot{S}_{Q_s} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} F_{T_e} \\ F_{Q_s} \end{bmatrix} - \frac{3L_m}{2L_s L_r} \begin{bmatrix} P\psi_{s\beta} & -P\psi_{sa} \\ -v_{s\beta} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

معنای کنترل توان کارآمد ایستانه نیز می‌باشد. جدا از دستگاه مرجعی که معادلات ماشین در آن نوشته می‌شود، گشتاور امواج الکتریکی و توان ناکارآمد ایستانه - که به‌عنوان متغیرهای هدف برای کنترل مبدل سمت قسمت چرخنده در نظر گرفته شده‌اند - به‌صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3PL_m}{2L_s} (i_{ra}\psi_{s\beta} - i_{r\beta}\psi_{sa}) \\ Q_s &= \frac{3}{2} (v_{s\beta}i_{sa} - v_{sa}i_{s\beta}) \end{aligned} \quad (7)$$

طراحی کنترل‌کننده برای مبدل سمت چرخنده^۱

نمای مبدل سمت چرخنده در شکل (۵) نشان داده شده است. در این شکل U_{raN} ، U_{rbN} و U_{rcN} ولتاژ بین هرساق معکوس‌کننده^۲ و نقطه خنثی را نشان می‌دهد.



شکل (۵): نمای کلی مبدل سمت چرخنده

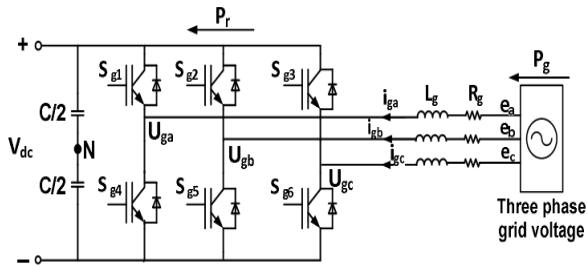
با دانستن وضعیت روشن و یا خاموش بودن کلیدهای مبدل، می‌توان ولتاژهای هرساق معکوس‌کننده نسبت نقطه خنثی را از رابطه (۸) محاسبه کرد:

$$\begin{cases} U_{raN} = u_0 (S_{r1} - S_{r4}), S_{r4} = 1 - S_{r1} \\ U_{rbN} = u_0 (S_{r2} - S_{r5}), S_{r5} = 1 - S_{r2} \\ U_{rcN} = u_0 (S_{r3} - S_{r6}), S_{r6} = 1 - S_{r3} \end{cases} \quad (8)$$

در این رابطه $u_0 = V_{dc} / 2$ می‌باشد. با حل معادلات فوق وضعیت روشن و خاموش بودن کلیدها را می‌توان به‌صورت رابطه (۹) بیان کرد:

$$\begin{cases} S_{r1} = 0.5 (1 + U_{raN} / u_0) \\ S_{r2} = 0.5 (1 + U_{rbN} / u_0) \\ S_{r3} = 0.5 (1 + U_{rcN} / u_0) \end{cases} \quad (9)$$

هم‌چنین ارتباط میان ولتاژهای چرخنده در دستگاه مرجع ساکن با ولتاژ هرساق معکوس‌کننده نسبت به نقطه خنثی را می‌توان به‌صورت رابطه زیر نشان داد:



شکل (۶): طرح مبدل سمت شبکه

در رابطه (۱۹) P_g و Q_g توان کارآمد و ناکارآمد مبدل سمت شبکه هستند و توسط روابط (۲۰-الف) و (۲۰-ب) محاسبه می‌شوند. هم‌چنین \vec{e}_n در شکل (۶) فازور فضایی ولتاژ شبکه است و توسط رابطه (۲۰-ج) بیان می‌شود:

$$P_g = \frac{3}{2}(e_{n\alpha}i_{g\alpha} + e_{n\beta}i_{g\beta}) \quad (۲۰-الف)$$

$$Q_g = \frac{3}{2}(e_{n\beta}i_{g\alpha} - e_{n\alpha}i_{g\beta}) \quad (۲۰-ب)$$

$$\vec{e}_n = \vec{U}_{gn} + R_g \vec{i}_g + L_g \frac{d\vec{i}_g}{dt} \quad (۲۰-ج)$$

در طراحی کنترل‌کننده برای مبدل سمت شبکه هدف محاسبه ولتاژهای هرساق معکوس‌کننده نسبت به نقطه خنثی و به‌دست آوردن وضعیت خاموش یا روشن بودن کلیدها از روی آنها است. ولتاژ هرساق معکوس‌کننده نسبت به نقطه خنثی و ولتاژهای دو محوری معکوس‌کننده در دستگاه مرجع ساکن ایستانه توسط رابطه (۲۱) به یکدیگر مرتبط می‌شوند.

$$\begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} = M_2 U_{gn} \quad (۲۱)$$

در کنترل مبدل سمت شبکه هدف کنترل ولتاژ اتصال dc و کنترل توان ناکارآمد سمت شبکه است. در این مقاله بر خلاف سایر مراجع پیشین، از یک روش کنترلی جدید برای کنترل ولتاژ اتصال dc استفاده شده است. در این روش از خطای ولتاژ اتصال dc در به‌دست آوردن سطح لغزش مناسب استفاده شده است. در واقع، در روش پیشنهادی، به جای کنترل غیر مستقیم، از کنترل مستقیم ولتاژ اتصال dc استفاده شده است. امتیاز بارز این روش نسبت به روش‌های کنترلی پیشین، بی‌نیازی از کنترل‌کننده PI در کنترل ولتاژ اتصال dc است. استفاده از کنترل‌کننده PI افزون بر مشکل تنظیم ضرایب، مقاوم بودن سامانه کنترل نسبت به تغییر مؤلفه‌ها را تحت تأثیر قرار می‌دهد. این در حالی است که کنترل‌کننده پیشنهادی بر مبنای کنترل

در رابطه بالا $v_{r\alpha}$ و $v_{r\beta}$ امواج مورد نیاز برای کلیدزنی مبدل سمت چرخنده هستند. هم‌چنین، F_{T_e} و F_{Q_s} توابعی از متغیرهای حالت، مقادیر مرجع ورودی و مشتقات آنها نسبت به زمان می‌باشد، اما هیچ ارتباطی به امواج کنترل برای مبدل سمت چرخنده ندارند. با جایگذاری رابطه (۱۰) در رابطه (۱۴) داریم:

$$\dot{S}_{T_e Q_s} = F_{T_e Q_s} - \frac{3L_m}{2L_s L_r} \frac{D_{T_e Q_s}}{A} \frac{NM_3}{M} \frac{M_2 M_1}{M} U_r \quad (۱۵)$$

در رابطه بالا $D_{T_e Q_s}$ یک آرایه متغیر با زمان است و لذا کنترل ولتاژهای هرساق معکوس‌کننده (U_r) نمی‌تواند باقی ماندن روی سطح لغزش را تضمین کند. در چنین مواقعی از یک بردار کلید زنی تبدیل‌یافته به‌گونه‌ای استفاده می‌شود که آرایه کنترل نامتغیر با زمان باشد. (ادکین، ۱۹۹۳^۱) این تبدیل غالباً به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$S^* = \frac{2L_s L_r}{3L_m} D_{T_e Q_s}^+ S_{T_e Q_s} \quad (۱۶)$$

در این رابطه $S^* = [S_1^* S_2^* S_3^*]^T$ تابع کلیدزنی تبدیل یافته است و $D_{T_e Q_s}^+$ آرایه شبه معکوس برای $D_{T_e Q_s}$ است و به‌صورت زیر تعریف می‌شود. (اتکین، ۱۹۹۳)

$$\begin{aligned} D_{T_e Q_s}^+ &= D_{T_e Q_s}^T (D_{T_e Q_s} D_{T_e Q_s}^T)^{-1} \\ &= \frac{3}{2} M^T B^T (B B^T)^{-1} \end{aligned} \quad (۱۷)$$

در نهایت ورودی سامانه کنترلی را می‌توان به‌صورت رابطه (۱۸) بیان کرد:

$$\begin{aligned} U_r &= u_0 \operatorname{sgn}(S^*) \\ \operatorname{sgn}(S^*) &= [\operatorname{sgn}(s_1^*) \operatorname{sgn}(s_2^*) \operatorname{sgn}(s_3^*)]^T \end{aligned} \quad (۱۸)$$

می‌توان اثبات کرد که برای ولتاژ اتصال dc به اندازه کافی بزرگ، در سامانه تعریف شده توسط رابطه (۱۴) به همراه ورودی کنترل با رابطه (۱۸) و سطوح لغزش تعریف‌شده در رابطه (۱۶)، خطای متغیرهای تحت کنترل در زمان محدودی به صفر می‌رسد.

طراحی کنترل‌کننده برای مبدل سمت شبکه^۲

طرح کلی مبدل سمت شبکه در شکل (۶) نشان داده شده است. معادلات الکتریکی حاکم بر مبدل سمت شبکه را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد:

$$C V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = P_g - P_r \quad (۱۹)$$

1. Utkin.
2. Grid Side Converter.

نتایج شبیه‌سازی

به منظور بررسی عملکرد سامانه کنترلی پیشنهادی، شبیه‌سازی یک نیروگاه آبی کوچک با ظرفیت ۲ مگاوات و با کنترل‌کننده حالت لغزشی در نرم‌افزار متلب/سیمولینک انجام شده است. مؤلفه‌های سامانه مورد مطالعه در ضمیمه آمده است. شبیه‌سازی در دو بخش صورت گرفته است. در آزمایش اول: نیروگاه آبی با مبدل الکترونیک قدرت و کنترل‌کننده حالت لغزشی پیشنهادی شبیه‌سازی و بررسی شده است. گشتاور الکترو مغناطیسی و توان ناکارآمد ایستانه به‌عنوان توابع هدف جهت کنترل مبدل سمت چرخنده و هم‌چنین ولتاژ اتصال dc و توان ناکارآمد سمت شبکه به‌عنوان توابع هدف برای کنترل مبدل سمت شبکه انتخاب شده است. در آزمایش دوم مقاوم‌بودن کنترل‌کننده پیشنهادی نسبت به تغییر مؤلفه‌ها بررسی شده است. مشخصات سامانه مورد مطالعه و DFIG در ضمیمه آورده شده است.

الف) آزمایش اول

نتایج شبیه‌سازی در حالتی که نیروگاه آبی از طریق یک مبدل به ساق بی‌نهایت متصل شده است در شکل (۷) نشان داده شده است. تغییر در مقادیر مرجع متغیرهای تحت کنترل با سرعت بسیار بالایی توسط کنترل‌کننده تعقیب می‌شود. به‌عنوان مثال در لحظه ۲٫۵ ثانیه مقدار مرجع گشتاور امواج التکریکی تغییر می‌کند و کنترل‌کننده پیشنهادی با پویایی بسیار سریع تغییر در مرجع را دنبال می‌کند. همان‌گونه که از شکل (۷ - پ) مشاهده می‌شود تغییرات ولتاژ در اتصال dc بسیار اندک (کمتر از ۳ ولت) می‌باشد و در محدوده قابل قبول قرار دارد. شکل (۷-ج) اختلاف توان کارآمد ورودی و خروجی از اتصال dc را نشان می‌دهد. همان‌گونه که دیده می‌شود، این اختلاف صفر می‌باشد؛ به عبارت دیگر که کل توان کارآمد وارد (یا خارج) شده از اتصال dc از طریق مبدل سمت شبکه خارج (یا وارد) شود و به همین دلیل نوسانات ولتاژ اتصال dc به طور چشمگیری کاهش یافته است.

به منظور بررسی تأثیر روش پیشنهادی در کنترل مستقیم توان کارآمد ناکارآمد ایستانه و کاهش ولتاژ اتصال dc شکل (۸) را در نظر بگیرید که نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی در مرجع (بربان و همکاران، ۲۰۱۰)، براساس کنترل مستقیم

حالت لغزشی افزون بر کاهش شدید نوسانات ولتاژ اتصال dc، در برابر تغییر مؤلفه‌ها نیز مقاوم می‌باشد. با توجه به مطالب گفته شده در بالا، سطوح لغزش زیر، برای کنترل مبدل سمت شبکه پیشنهاد شده است:

$$\begin{aligned} S_{V_{dc}} &= \dot{e}_{V_{dc}} + \lambda_1 e_{V_{dc}} + \lambda_2 \int e_{V_{dc}} \\ S_{Q_g} &= e_{Q_g} + \lambda_{Q_g} \int e_{Q_g} dt \end{aligned} \quad (22)$$

با مشتق‌گیری از سطوح لغزش نسبت به زمان داریم:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{V_{dc}} &= -\dot{V}_{dc} - \lambda_1 \dot{V}_{dc} + \lambda_2 (V_{dc}^* - V_{dc}) \\ \dot{S}_{Q_g} &= \dot{Q}_g^* - \dot{Q}_g + \lambda_{Q_g} (Q_g^* - Q_g) \end{aligned} \quad (23)$$

در رابطه بالا λ_1 ، λ_2 و λ_{Q_g} ثابت‌های مثبتی هستند و برابر یک در نظر گرفته شده‌اند. با مشتق‌گیری از توان کارآمد و ناکارآمد مبدل سمت شبکه در رابطه (۲۰) و جایگذاری (۱۹) و (۲۰-ج) در رابطه (۲۳):

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{V_{dc} Q_g} \\ \dot{S}_{Q_g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{V_{dc} Q_g} \\ F_{Q_g} \end{bmatrix} - \frac{K}{2L_g} \begin{bmatrix} -e_{n\alpha} & -e_{n\beta} \\ CV_{dc} & CV_{dc} \\ -e_{n\beta} & e_{n\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} \quad (24)$$

در این رابطه F_{Q_g} و $F_{V_{dc}}$ توابعی از متغیرهای حالت، مقادیر مرجع ورودی و مشتقات آنها نسبت به زمان می‌باشد، اما هیچ ارتباطی به امواج کنترل برای مبدل سمت شبکه ندارند. با قرار دادن رابطه (۲۱) در (۲۴) خواهیم داشت:

$$\dot{S}_{V_{dc} Q_g} = F_{V_{dc} Q_g} - KM_2 M_1 U_g \quad (25)$$

مشابه آنچه که در محاسبه امواج کنترلی برای مبدل سمت چرخنده بیان شد، می‌توان امواج کنترل مبدل سمت شبکه را به‌صورت رابطه (۲۶) بیان کرد:

$$U_g = \begin{bmatrix} \text{sgn}(-CV_{dc} e_{n\alpha} S_{V_{dc}} - e_{n\beta} S_{Q_g}) \\ \text{sgn}(CV_{dc}(e_{n\alpha} - \sqrt{3}e_{n\beta})S_{V_{dc}} + (e_{n\beta} + \sqrt{3}e_{n\alpha})S_{Q_g}) \\ \text{sgn}(CV_{dc}(e_{n\alpha} + \sqrt{3}e_{n\beta})S_{V_{dc}} + (e_{n\beta} - \sqrt{3}e_{n\alpha})S_{Q_g}) \end{bmatrix} \quad (26)$$

با استفاده از این ولتاژها و به کمک رابطه (۹) می‌توان وضعیت خاموش یا روشن بودن کلیدها را پیدا کرد. می‌توان با انتخاب تابع لباپانوف^۱ مناسب، پایداری کنترل‌کننده را اثبات کرد.

1. Lyapunov Function.

نامعینی‌های ساختاری (پویایی الگوشده) مقاوم می‌باشد. (اتکین، ۱۹۹۳)

در این آزمایش، ماشین در شرایط عادی در حال کار است و در لحظه ۳ ثانیه ظرفیت القای مغناطیسی خط به میزان ۴۰٪ کاهش می‌یابد و در همین حالت مقاومت‌های ایستانه و چرخنده به همین میزان کاهش می‌یابد. نتایج شبیه‌سازی در شکل (۹) نشان داده شده است. آن گونه که دیده می‌شود، کنترل‌کننده حالت لغزشی پیشنهادی با وجود تغییر در مؤلفه‌ها، دستیابی هم‌زمان به تمامی اهداف کنترلی را ممکن می‌سازد.

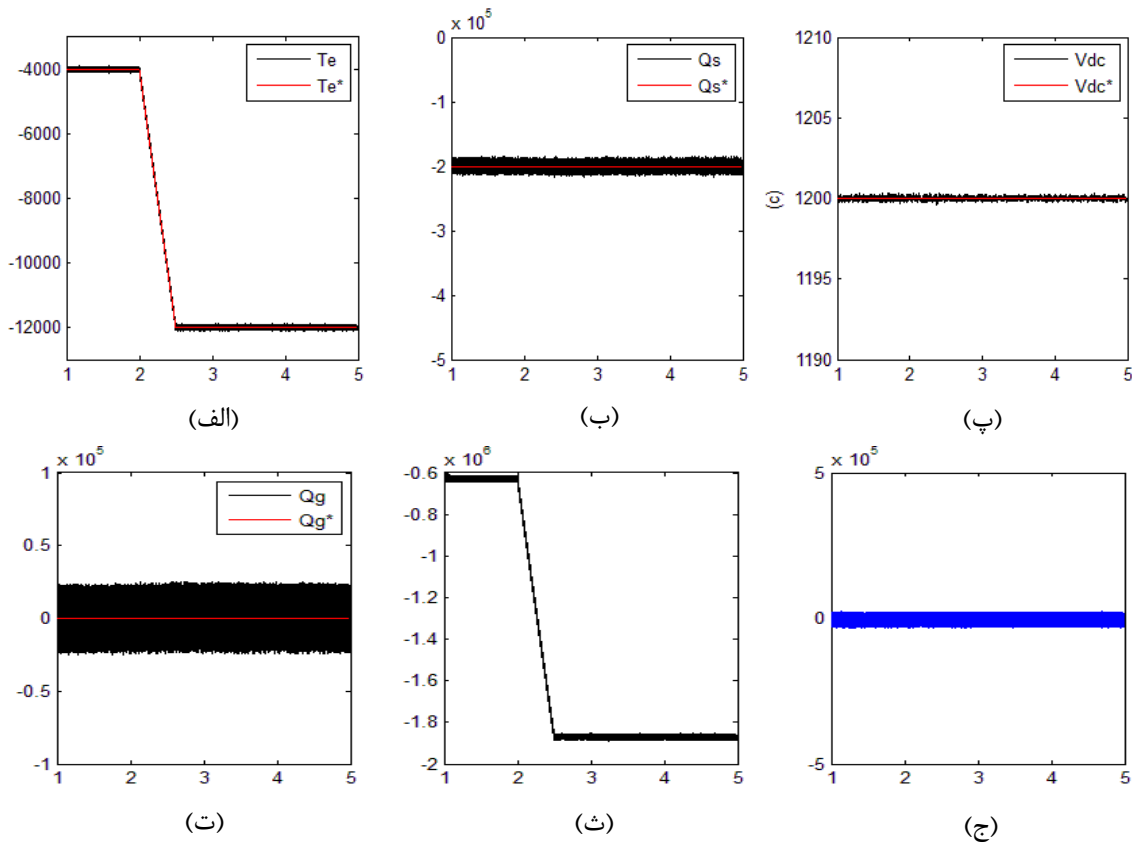
هم‌چنین با وجود تغییر در مؤلفه‌های روش ارائه‌شده برای کنترل ولتاژ اتصال dc، نوسانات ولتاژ را در محدوده قابل قبول نگه داشته است.

چنانچه معادلات توان ورودی و خروجی از سامانه نوشته شود می‌توان اثبات کرد که با استفاده از روش پیشنهادی برای کنترل ولتاژ اتصال dc نوسانات توان کل سامانه (توان تزریقی به شبکه) به کمینه مقدار خود می‌رسد. از آنجایی که در محرک‌های^۱ مبتنی بر DFIG مبدل پشت‌به‌پشت در مسیر چرخنده قرار دارد، توان نامی معکوس‌کننده پیش‌گفته با توان لغزش برابر است. در واقع توان نامی معکوس‌کننده برابر با SP_g می‌باشد که در آن P_g توان فاصله‌هوایی ماشین است و با تقریب خوبی می‌تواند برابر با توان ورودی ماشین در نظر گرفته شود. از آنجایی که لغزش در این ماشین به بیشینه ۲۰٪ محدود می‌شود - برای جلوگیری از هدررفت بالا - می‌توان گفت که توان نامی معکوس‌کننده، دست‌بالا ۲۰٪ توان نامی ماشین است. از آنجایی که سامانه DFIG توانایی کار در حالت مولد بودن در ناحیه زیر هم‌زمان و فرا هم‌زمانی را داراست تغییر سرعت، تأثیری بر عملکرد آن ندارد و این در ذات ماشین است، هرچند ممکن است تغییرات اندکی در شکل موج‌ها دیده شود، اما در این مقاله به دلیل حضور کنترل‌کننده حالت لغزشی این تغییرات حذف خواهند شد؛ چرا که کنترل‌کننده حالت لغزشی از خانواده کنترل‌کننده‌های مقاوم بوده و در برابر تغییرات سامانه از جمله ورودی مقاوم است.

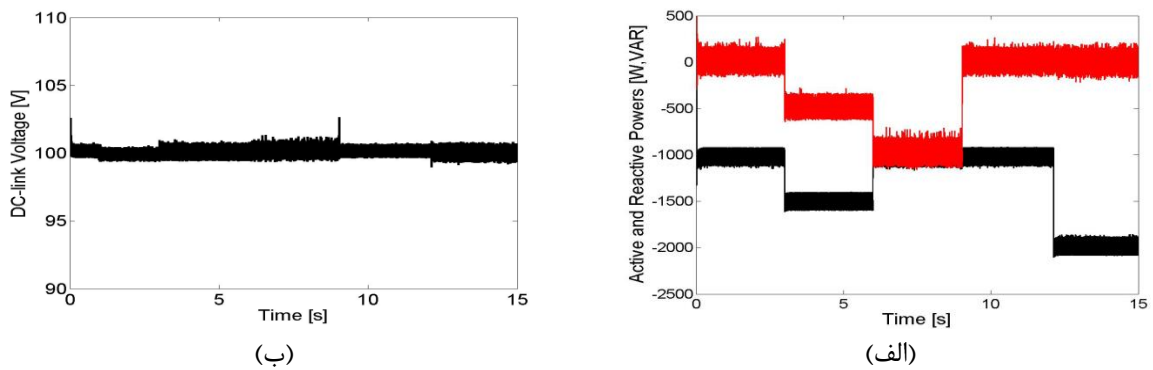
توان را نشان می‌دهد. در این روش مشابه روش کنترل مستقیم گشتاور در موتورهای الکتریکی از یک جدول جستجو برای کلیدزنی استفاده شده که در نتیجه آن، نوسان در متغیرهای تحت کنترل به شدت افزایش می‌یابد. متغیرهای مورد استفاده برای تعیین ولتاژ مرجع معکوس‌کننده، خطای توان کارآمد و ناکارآمد ایستانه می‌باشد (روش کنترل دقیقاً مانند کنترل مستقیم گشتاور در موتور الکتریکی می‌باشد با این تفاوت که از خطای توان کارآمد و ناکارآمد ایستانه برای تعیین سکتور و در نتیجه ولتاژ مرجع چرخنده استفاده شده است). در این روش، نوسانات توان کارآمد و ناکارآمد بسیار زیاد بوده (بیش از ۴۰٪) در حالی که این مقدار در روش پیشنهادی در این مقاله کمتر از ۱۰٪ می‌باشد. کاهش نوسانات توان تولیدی در سامانه‌هایی با انرژی تجدیدپذیر از اهمیت بالایی برخوردار است؛ زیرا در صورت گسترش استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر و در نتیجه افزایش توان تولیدی توسط این واحدها کیفیت توان سامانه قدرت را به شدت تحت تأثیر قرار می‌دهند. از طرف دیگر روش پیشنهادی نوسانات ولتاژ اتصال dc را به‌طور قابل توجهی کاهش داده است. (کمتر ۰٫۱۷٪) در حالی که این مقدار در روش پیشنهادی در مرجع (بربان و همکاران، ۲۰۱۰) بیش از ۳٪ است.

(ب) آزمایش دوم

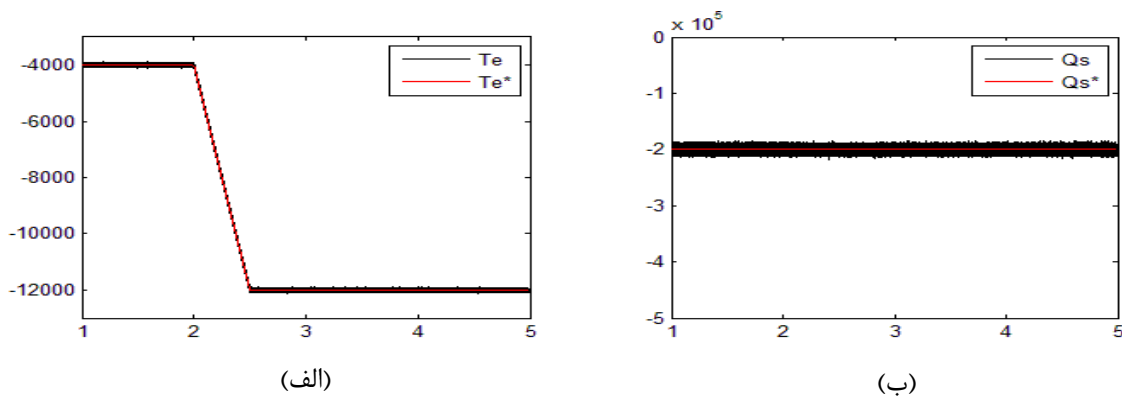
در این آزمایش مقاوم بودن کنترل‌کننده پیشنهادی نسبت به تغییرات مؤلفه‌ها بررسی می‌شود. تغییر در مؤلفه‌های یک سامانه قدرت، پدیده‌ای کاملاً طبیعی است. به عنوان نمونه، مقاومت و ظرفیت القای مغناطیسی ماشین القایی در اثر کارکرد ماشین و داغ شدن سیم‌بندی آن تغییر می‌کند. از طرف دیگر، ظرفیت القای مغناطیسی در کابل انتقالی ماشین به ساق بی‌نهایت در اثر داغ شدن تغییر چشمگیری می‌کند. در کنترل‌کننده‌های سنتی مانند PI و یا به‌طور کلی کنترل‌کننده‌های نامقاوم، چنانچه مؤلفه‌های سامانه در اثر شرایط کارکرد طبیعی ماشین دچار تغییر شوند، دستیابی به اهداف طراحی دچار مشکل خواهد شد، اما در کنترل‌کننده حالت لغزشی پیشنهادی که از جمله کنترل‌کننده‌های مقاوم می‌باشد، تغییر در مؤلفه‌های سامانه هیچ خللی در عملکرد کنترل‌کننده ایجاد نمی‌کند. در واقع کنترل‌کننده حالت لغزشی هم نسبت به نامعینی‌های مؤلفه‌ای و هم نسبت به

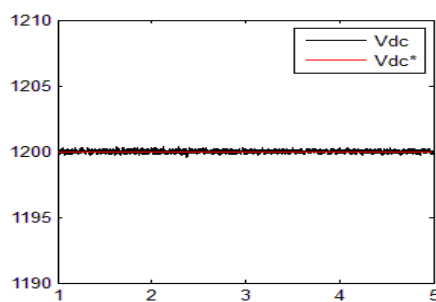


شکل (۷): نتایج شبیه‌سازی روش کنترلی پیشنهادی، (الف): گشتاور امواج الکتریکی؛ (ب): توان کارآمد ایستانه؛ (پ): ولتاژ اتصال dc، (ت): توان ناکارآمد مبدل سمت شبکه؛ (ث): توان کارآمد ایستانه، (ج): اختلاف توان ورودی و خروجی از اتصال dc

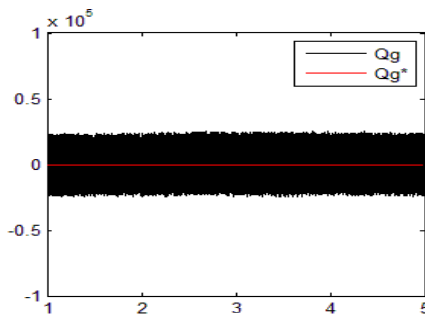


شکل (۸): نتایج شبیه‌سازی مرجع (بربان و همکاران، ۲۰۱۰): (الف): توان کارآمد و ناکارآمد ایستانه؛ (ب): ولتاژ اتصال dc





(ب)



(ت)

شکل (۹): نتایج شبیه‌سازی آزمایش دوم در روش کنترلی پیشنهادی؛ (الف): گشتاور امواج الکتریکی؛ (ب): توان ناکارآمد ایستگاه؛ (پ): ولتاژ اتصال dc؛ (ت): توان کارآمد مبدل سمت شبکه

مراجع

1. Abniki H, Abolhasani M, Kargahi M E, 2013, Vector Control Analysis of Doubly-Fed Induction Generator in Wind Farms. Energy and Power; vol. 3, no 2, pp 18–25.
2. Anaya-Lara O, Jenkins N, Ekanayake J, Cartwright P, Hughes M, 2011, Wind Energy Generation: Modelling and Control. John Wiley & Sons, pp 228-234.
3. Anil Naik K., Srikanth P and a. K. Chandel, 2011, A novel governor control for stability enhancement of hydro power plant with water hammer effect, International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology, pp. 40–45, Mar.
4. Basic D, Jian G Z, Boardman G, 2003, Transient performance study of a brushless doubly fed twin stator induction generator. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol18, pp 400–408.
5. BP Statistical Review of World Energy, June 2013, www.bp.com.
6. Breban S, Radulescu M M, Robyns B, 2010, Direct active and reactive power control of variable-speed doubly-fed induction generator on micro-hydro energy conversion system," Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on , vol 1, no 6, pp 6-8.
7. Chan T F, Lai L L, 2005, Single-phase operation of a three-phase induction generator using a novel line current injection method. IEEE Transactions on Energy Conversion, pp 20-308.
8. Cobb B R., Sharp K V., 2013, Impulse (turgo and pelton) turbine performance characteristics and their impact on pico-hydro installations. Renewable Energy; 50:959–64.

نتیجه‌گیری

در این پژوهش، یک روش کنترلی بر مبنای کنترل حالت لغزشی برای کنترل مبدل برقی قدرت مورد استفاده در یک نیروگاه آبی کوچک، مطرح شده است. هم‌چنین یک روش کنترلی جدید بر مبنای کنترل مستقیم ولتاژ اتصال dc و بر پایه کنترل حالت لغزشی برای کنترل ولتاژ اتصال dc ارائه شد. روش پیشنهادی با پویایی سریع و دقت بسیار بالا، تغییرات در مرجع ورودی را دنبال می‌کند. هم‌چنین در این روش، نوسانات ولتاژ اتصال dc به‌طور چشمگیری کاهش یافته است. الگوریتم کنترلی پیشنهادی، ضمن دستیابی هم‌زمان به اهداف کنترلی در برابر تغییر مؤلفه‌ها نیز مقاوم می‌باشد.

ضمیمه

مؤلفه‌های سامانه DFIG مورد استفاده در این مقاله در جدول (۱) نشان داده شده است.

جدول (۱): مؤلفه‌های سامانه DFIG مورد استفاده

مؤلفه	مقدار
R_s, R_r, R_g	2.6, 2.9, 0 mΩ
L_{ls}, L_{lr}, L_m	77.306, 83.369, 2500 μH
V_{dc}^*, C	1200, 16 V, mF
L_g	0.25 mH
Stator voltage (rms)	690 V
Rated Power	2 MW
P (pole pairs)	2

16. Raja Singh R, Thanga R C and Pramod A, 2014, Power electronics in hydro electric energy systems – A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, , vol. 32, issue C, pp 944-959.
17. Rani A, Nagamani M A, Ilango C, Karthikeyan G S, 2014, An Effective Reference Generation Scheme for DFIG With Unbalanced Grid Voltage, *Sustainable Energy, IEEE Transactions on* , vol.5, no.3, pp 1010,1018.
18. Singh B, Murthy S S, Gupta S, 2006, Analysis and design of electronic load controller for self-excited induction generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol21, pp 285–293.
19. Singh G K, Kumar A S, Saini R P, 2010, Performance evaluation of series compensated self excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation. *Energy*, vol 35, pp288–97.
20. Singh G K, Kumar A S, Saini R P, 2011, Performance analysis of a simple shunt and series compensated six-phase self-excited induction generator for standalone renewable energy generation. *Energy Conversion and Management*, vol 2, pp1688–99.
21. Smith N P A, 1996, Induction generators for stand-alone micro-hydro systems. *Proceedings of the international conference on power electronics, drives and energy systems for industrial growth*, pp 669–673.
22. Utkin V, 1993, Sliding mode control design principles and application to electric drives, *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol 40, no 1, pp 23-36.
9. Derakhshan S, Nourbakhsh A, 2008, Theoretical numerical and experimental investigation of centrifugal pumps in reverse operation. *Experimental Thermal and Fluid Science*, vol 32, pp 1620–7.
10. Erlich UBI., 2002, Dynamic Behavior of Variable Speed Pump Storage Units in the German, *IFAC, 15th Triennial World Congress*, Barcelona, Spain, pp. 1–6.
11. Johar M, Radan A, Miveh MR, Mirsaeidi S, 2011, Comparison of DFIG and Synchronous Machine for Storage Hydro-Power Generation. *International Journal of Pure and Applied Sciences and Technology*, vol. 7(no. 1), pp. 48–58.
12. Lin F J, Huang Y S, Tan K H, Lu Z H, Chang Y R, 2013, Intelligent-controlled doubly fed induction generator system using PFNN. *Neural Computing and Applications*;vol. 22(no.7-8), pp 1695–712.
13. Luna A, Francisco D, Kleber AL, Santos S, Rodríguez P, Member S, Watanabe EH, Member S, 2011, Simplified Modeling of a DFIG for Transient Studies in Wind Power Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58(no. 1), pp. 9–20.
14. Márquez J L, M G, Molina J, Pacas M, 2010, Dynamic modeling, simulation and control design of an advanced micro-hydro power plant for distributed generation applications, *international journal of hydrogen energy* , vol 35, pp 5772 – 5777.
15. Nasr-Azadani E, Canizares C A, Olivares DE, Bhattacharya K, 2014, Stability Analysis of Unbalanced Distribution Systems With Synchronous Machine and DFIG Based Distributed Generators, *Smart Grid, IEEE Transactions on* , vol.5, no.5, pp 2326-2338.