



دانشگاه صنعتی سهند

نشریه سالانه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۵ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۳۹۷

صفحات ۹۲ الی ۱۰۹

ISSN: 2322-3146

http://jnsee.sut.ac.ir

# بهبود عملکرد دینامیکی توربین‌های بادی سرعت ثابت با استفاده از کنترل کننده یکپارچه توان (UPFC) و کنترل کننده توان کسری (FOC)

امین پرهیزکار<sup>۱</sup> و رسول کاظم‌زاده<sup>۲</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، a\_parhizkar@sut.ac.ir

<sup>۲</sup> نویسنده مسئول، دانشیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، r.kazemzadeh@sut.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۶/۰۶/۲۰ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۹/۱۶)

## چکیده

نیروگاه‌های بادی در برابر نوسانات دینامیکی ولتاژ به خصوص خطای اتصال کوتاه و افت ولتاژهای شدید و ناگهانی بسیار ناپایدار هستند که از مهم‌ترین علل آن استفاده از ژنراتور القایی در این نیروگاه‌ها و در نتیجه نیاز به توان راکتیو و بالا بودن جریان مغناطیس‌کنندگی می‌باشد. در این مقاله به منظور بهبود ولتاژ گذر از خطای WECS در شرایط خطا و میراسازی نوسانات سرعت روتور ژنراتور القایی، از یک UPFC که دارای کنترل کننده‌های تناسبی-انتگرالی-دیفرانسیلی مرتبه کسری (FOPID) می‌باشد، استفاده شده است. از آنجائی که FOPID دارای دو پارامتر اضافه‌تر از کنترل کننده تناسبی-انتگرالی-دیفرانسیلی مرتبه صحیح کلاسیک (IOPID) است، انعطاف‌پذیری بیشتر به طراحی یک سیستم کنترل و فرصت بهتری برای تنظیم دینامیک سیستم می‌دهد. نتایج بررسی‌ها نشان می‌دهد که کنترل کننده FOPID تنظیم شده به وسیله الگوریتم تجمع ذرات پرنده‌گان (PSO) ارائه شده، عملکرد دینامیکی بهبود یافته‌ای نسبت به PID سنتی و کنترل کننده فیدبک در یک محدوده وسیعی از شرایط کاری را نشان می‌دهد.

## واژه‌های کلیدی

توربین‌های بادی،

کنترل کننده یکپارچه توان،

عملکرد توربین،

عملکرد دینامیکی.



Sahand University  
of Technology

Journal of Nonlinear  
Systems in Electrical  
Engineering

Vol.5, No.2,

Autumn and Winter 2018

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

# Improving Dynamic Performance of Fixed Speed Wind Turbines Using Unified Power Flow Controller (UPFC) and Fractional Order Controller (FOC)

Amin Parhizkar<sup>1</sup> and Rasoul Kazemzadeh<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Ph.D. Student in Electrical Engineering Faculty, Sahand University of Technology, [a\\_parihizkar@sut.ac.ir](mailto:a_parihizkar@sut.ac.ir)

<sup>2</sup>**Corresponding Author**, Associate Prof., Electrical Engineering Faculty, Sahand University of Technology, [r.kazemzadeh@sut.ac.ir](mailto:r.kazemzadeh@sut.ac.ir)

## ABSTRACT

Wind powers are very unstable in voltage fluctuations, especially in short circuit error and sharp and sudden voltage drops, which one of its main reasons is the use of induction generators in these power plants and thus needing to reactive power and high magnetizing current. To improve the ride through voltage from WECS in error conditions and damping the oscillations of the induction generator rotor, the FOPID controller is used in UPFC controllers for the first time. Since FOPID has two parameters more than IOPID, it has recently attracted much attention (needing more work and research motivation) as it gives more flexibility to a control system design and a better opportunity to adjust the system dynamics, especially, if a system is controlled by a fractional system. The investigations indicate that the FOPID controller adjusted by the presented PSO algorithm show improved dynamic performance than traditional PID and feedback controller in a wide range of operating conditions.

### Keywords

Wind turbines, UPFC,  
Turbine performance,  
Dynamic performance.

## ۱- مقدمه

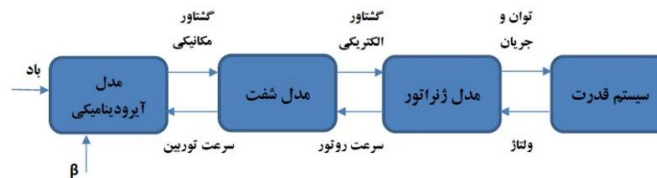
در حال حاضر منابع انرژی‌های نو مقدار قابل توجهی از انرژی را در بسیاری از کشورها شامل می‌شود. سیستم تولید بادی در مقایسه با سایر انرژی‌های نو هزینه نصب کمتری دارد و منبع انرژی مطمئن تری است. همچنین توربین‌های بادی که برای تبدیل انرژی باد به انرژی الکتریکی مورد استفاده قرار می‌گیرند به دو دسته توربین‌های بادی سرعت ثابت (FSWT)<sup>۱</sup> و توربین‌های بادی سرعت متغیر (VSWT)<sup>۲</sup> تقسیم می‌شوند. توربین بادی سرعت ثابت با ژنراتور القایی قفس سنجابی (SCIG)<sup>۳</sup> ساده‌ترین مدل الکتریکی در میان توربین‌های بادی می‌باشد [۱]. طی یک خطای اتصال کوتاه در شبکه، ژنراتور القایی به دلیل افت ولتاژ، مغناطیس زدایی شده و سرعت روتور افزایش می‌یابد که این سبب تزریق مقدار زیادی توان راکتیو به شبکه می‌شود. در همین حین توان اکتیو تحویلی به شبکه کم شده و سرعت ژنراتور القایی به دلیل انرژی اضافی دریافتی از طریق توان توربین بادی، بیشتر افزایش پیدا می‌کند. پس از رفع خطا به دلیل افزایش لغزش در طول خطا، ژنراتور القایی مقدار زیادی توان راکتیو برای مغناطیس کردن دوباره مصرف می‌کند. این مقدار زیاد توان راکتیو مورد نیاز ژنراتور القایی که از شبکه دریافت می‌شود ممکن است باعث فروپاشی ولتاژ نقطه کولپلینگ مشترک (PCC)<sup>۴</sup> شود. همچنین افزایش توان توربین در طول دوره خطا به دلیل افزایش سرعت توربین و عدم ارسال این توان اضافی به شبکه وضعیت را بدتر می‌کند. لازم به ذکر است که در هنگام وقوع خطا و کاهش ولتاژ، از توان تحویلی ژنراتور به شبکه کاسته شده و ژنراتور شروع به شتاب گرفتن می‌کند. اگر شتاب گرفتن ژنراتور سریع‌تر از بازبایی ولتاژ باشد سرعت ژنراتور همچنان افزایش یافته و سرعت به حدی می‌رسد که ژنراتور وارد ناحیه ناپایدار شده و کل واحد از مدار خارج می‌شود. اگر ژنراتور ناپایدار شود برای حفظ پایداری شبکه قدرت باید سیستم بادی سرعت ثابت را از شبکه جدا کرد که این ورود و خروج‌های مکرر سیستم بادی علاوه بر کاهش کیفیت توان تولیدی، باعث برهم خوردن توازن میان تولید و مصرف می‌شود. برای پایدارسازی سیستم‌های بادی سرعت ثابت از روش کنترل پیچ Pitch Control در توربین بادی می‌توان استفاده کرد که قدرت خروجی را در ترمینال ژنراتور ثابت نگه می‌دارد، اما این روش به علت مکانیکی بودن و تأخیر در عملکرد آن از کارایی چندانی برخوردار نبوده و بیشتر در جلوگیری از شتاب‌گیری ژنراتور بعد از جدا شدن واحد از شبکه مورد استفاده قرار می‌گیرد [۲]. بنابراین در مورد ژنراتورهای القایی سرعت ثابت تنها راهکار کم‌هزینه برای حمایت از ولتاژ شبکه، کاهش دادن توان راکتیو جذب شده از شبکه با استفاده از خازن‌های موازی است. در بسیاری از موارد که خازن‌های موازی توانایی تأمین توان راکتیو را ندارند، اکثر محققان استفاده از کنترل‌کننده‌های ادوات سیستم‌های انتقال AC انعطاف‌پذیر (FACTS)<sup>۵</sup> مانند جبران‌ساز راکتیواستاتیکی (SVC)<sup>۶</sup> و جبران‌ساز سنکرون استاتیکی (STATCOM)<sup>۷</sup> را برای بهبود ولتاژ گذر از خطای ژنراتورهای القایی ارائه کرده‌اند. با استفاده از SVC و STATCOM که هر دو از خانواده گسترده‌ی ادوات FACTS می‌باشند به صورت دینامیکی توان راکتیو مورد نیاز توربین‌های بادی بعد از رفع خطا را جبران کرده و ولتاژ شبکه را در حین و بعد از خطا افزایش می‌دهند. این کار باعث افزایش گشتاور الکتریکی تولیدی توسط ژنراتور شده و در نتیجه پایداری سیستم بادی بهبود می‌یابد اما ایراد این سیستم‌ها سرعت کم میرا شدن نوسانات می‌باشد [۳-۵]. برای راه حل این مسأله در این مقاله، از کنترل‌کننده یکپارچه توان (UPFC)<sup>۸</sup> استفاده شده تا تأثیر UPFC برای کاهش بی‌ثباتی سرعت روتور توربین‌های بادی با سرعت ثابت مورد تجزیه و تحلیل قرار گیرد. UPFC یک کنترل‌کننده ادوات FACTS سری-موازی است که می‌تواند پارامترهای الکتریکی مختلف (ولتاژ، توان واقعی و توان راکتیو)، را چه به صورت جداگانه و یا به طور همزمان کنترل کند.

بررسی‌های زیادی پیرامون شیوه‌های طراحی و تنظیم کنترل‌کننده توان کسری (FOC)<sup>۹</sup> انجام گرفته است [۶، ۷]. با توجه به اینکه کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-دیفرانسیلی مرتبه کسری (FOPID)<sup>۱۰</sup> دارای دو پارامتر اضافه‌تر از کنترل‌کننده مرتبه صحیح کلاسیک

(IOPID)<sup>۱۱</sup> است. بنابراین انعطاف‌پذیری بیشتری به طراحی یک سیستم کنترل داده و همچنین فرصت بهتری برای تنظیم دینامیک سیستم مهیا می‌کند. در این مقاله برای کنترل‌کننده‌های UPFC از توابع کنترلی FOPID بهبود یافته با الگوریتم تجمع ذرات پرندگان (PSO)<sup>۱۲</sup> استفاده می‌شود.

## ۲- ساختمان کلی توربین بادی

ساختمان یک مدل توربین بادی و روابط بین مولفه‌های آن در شکل ۱ نشان داده شده است. مدل آیرودینامیکی سرعت باد را به گشتاور مکانیکی تبدیل کرده و به مدل شفت انتقال می‌دهد. گشتاور مکانیکی وارده به سرعت باد وابسته بوده و باید کمتر از گشتاور اسمی باشد، بنابراین بایستی توسط  $\beta$  محدود شود. در این فرایند گشتاور مکانیکی به عنوان ثابت در نظر گرفته می‌شود و به سرعت وابسته نیست. گشتاور الکتریکی ژنراتور و گشتاور مکانیکی توربین به شفت وارد می‌شوند و بدین ترتیب سرعت روتور ژنراتور محاسبه می‌شود. ژنراتور القایی ولتاژ را از محل اتصال ژنراتور می‌گیرد و در پی آن خروجی ژنراتور شبکه را تغذیه می‌کند.



شکل ۱. ساختمان مدل توربین باد

## ۲-۱- مدل آیرودینامیکی توربین بادی

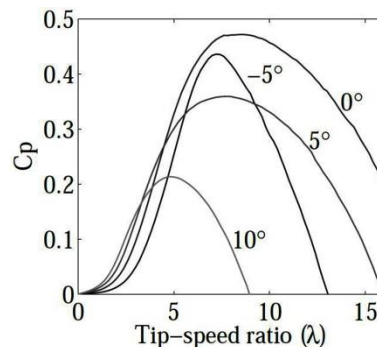
بیشترین توان مکانیکی قابل استحصال که می‌توان توسط یک توربین بادی دریافت کرد برابر است با:

$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\beta, \lambda) \rho A v_w^3 \quad (1)$$

که در آن  $C_p$  ضریب توان توربین بادی (میزان جذب توان از باد)،  $\beta$  زاویه پره توربین،  $\lambda$  نسبت سرعت نوک پره،  $\rho$  چگالی هوای برخوردی به توربین،  $A$  سطح جاروب پره‌های توربین،  $v_w$  سرعت باد و  $P_m$  توان مکانیکی توربین بادی می‌باشد.  $C_p$  در حالت کلی به صورت رابطه (۲) می‌باشد [۸].

$$C_p = C_1 (C_2 - C_3 \beta - C_4 \beta^x - C_5) e^{-C_6} \quad (2)$$

منحنی  $C_p$  بر حسب سرعت نوک و منحنی سرعت نوک بر حسب زاویه کنترل مطابق شکل ۲ می‌باشد.



شکل ۲. منحنی  $C_p$  بر حسب سرعت نوک [۸]

## ۲-۲- مدل ژنراتور القایی

عامل اصلی که یک مدل ژنراتور القایی را شامل می‌شود، دینامیک استاتور و روتور است. فلوی دینامیکی استاتور و روتور به رفتار فلوی جاری در سیم‌پیچ‌ها وابسته است. چون جریان در مدار القایی حالت متغیری دارد، نمی‌تواند سریع تغییر کند. همان حالت برای فلوی استاتور و روتور نیز رخ می‌دهد چون که آن‌ها به جریان وابسته‌اند. مدل استفاده شده در این مقاله مدل درجه سوم می‌باشد که روابط ولتاژ استاتور و روتور به صورت روابط (۳) و (۴) می‌باشد.

$$\vec{v}_s = R_s \vec{l}_s \quad (3)$$

$$0 = \vec{l}_r R_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} - j \omega_r \vec{\psi}_r \quad (4)$$

در آن  $\vec{v}_s$  مقدار ولتاژ استاتور،  $R_s$  مقاومت اهمی استاتور،  $\vec{l}_s$  جریان استاتور،  $\vec{l}_r$  جریان رتور،  $\vec{\psi}_r$  فلوی رتور،  $\vec{\omega}_r$  سرعت رتور ژنراتور می‌باشد [۹].

## ۲-۳- مدل شفت

اختلاف زیاد ما بین سرعت توربین و سرعت ژنراتور اهمیت وجود جعبه دنده را در شفت ژنراتور توربین بادی بیشتر می‌کند. حضور جعبه دنده، تنش مکانیکی مابین ژنراتور و توربین را کاهش می‌دهد. مدل متداول برای تحلیل پایداری سیستم قدرت مدل دو جرمی است که در این مقاله نیز استفاده شده است. روابط (۵)، (۶)، (۷) و (۸) مدل دو جرمی شفت را ارائه می‌کند.

$$J_t \frac{d\omega_t}{dt} = T_t - K_s (\theta_r - \theta_t) - D_m (\omega_r - \omega_t) \quad (5)$$

$$J_g \frac{d\omega_r}{dt} = -T_e - K_s (\theta_r - \theta_t) - D_m (\omega_r - \omega_t) \quad (6)$$

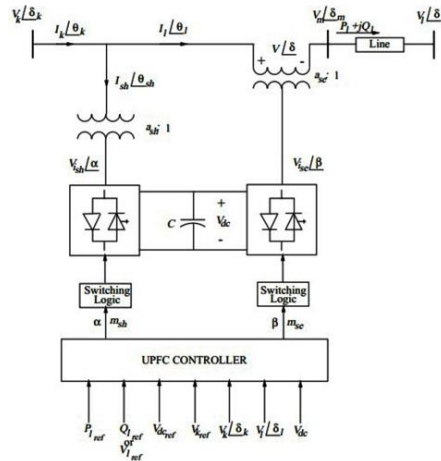
$$\frac{d\theta_t}{dt} = \omega_t \quad (7)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (8)$$

که در آن  $J_t$  مقدار اینرسی توربین،  $J_g$  مقدار اینرسی ژنراتور،  $D_m$  دمپینگ مشترک توربین و ژنراتور،  $K_s$  سفتی شفت،  $\omega_t$  سرعت توربین،  $\theta_t$  زاویه توربین،  $\theta_r$  زاویه روتور ژنراتور می‌باشد [۱۰].

## ۲-۴- مدل اصلی UPFC

UPFC از دو مبدل منبع ولتاژ VSC کنترل شده با دستگاه‌های نیمه‌هادی با قابلیت خاموش شدن، یک خازن DC مشترک تشکیل یافته است که از طریق ترانسفورماتور به سیستم قدرت متصل می‌باشد. ساختار کلی یک UPFC در شکل ۳ نشان داده شده است. این شکل هر دو استراتژی مدولاسیون پهنای پالس PWM و کنترل فاز را نشان می‌دهد. هدف اصلی از مبدل سری تولید یک ولتاژ با قابلیت کنترلی اندازه و زاویه فاز است، و این ولتاژ در فرکانس اصلی به خط انتقال تزریق می‌شود. تبادل توان اکتیو و راکتیو در پایانه‌های مبدل سری از طریق ترانسفورماتور انجام می‌گیرد. مبدل شنت توان اکتیو لازم برای لینک DC را تأمین می‌کند. بنابراین، انتقال جریان بین کنترل کننده شنت و سری از طریق لینک DC انجام می‌شود، اما توان راکتیو به طور مستقل توسط هر یک از مبدل‌ها تولید/ مصرف می‌شود [۱۱، ۱۲].



شکل ۳. مدل اصلی UPFC [۱۳]

مزیت اصلی کنترل کننده UPFC در حالت اضطراری، قابلیت تغییر سریع و مؤثر مسیر جریان برق یا میرایی نوسانات قدرت می‌باشد. دو روش PWM و کنترل زاویه برای کنترل کلیدزنی مبدل‌ها می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. کلیدهای تریستوری (GTO) <sup>۱۳</sup> برای فرکانس‌های کم می‌توانند مورد استفاده قرار گیرند، ولی به دلیل تلفات زیاد در کلیدزنی با فرکانس بالا، استفاده از روش PWM لازم است. اساس کار UPFC مبتنی بر تعادل توان است.

$$P_{ac} = P_{dc} + P_{losses} \tag{۹}$$

توان لحظه‌ای سه فاز جاری مبدل شنت از باس ac، با فرض حذف تلفات ترانسفورماتور در فرکانس و شرایط متعادل، با رابطه (۱۰) نشان داده می‌شود.

$$p_{sh} = V_k I_{sh} \cos(\delta_k - \theta_{sh}) \tag{۱۰}$$

که در آن  $V_k \angle \delta_k$  مقدار فازوری ولتاژ سینوسی سمت فرستنده و  $I_{sh} \angle \theta_{sh}$  مقدار فازوری جریان سینوسی مبدل است. مشاهده می‌شود که توان لحظه‌ای سه فاز برای یک سیستم متعادل با توان متوسط برابر است. برای شاخه سری، توان لحظه‌ای سه فاز جاری در مبدل سری تحت شرایط فرکانس اصلی و شرایط متعادل با رابطه (۱۱) نشان داده می‌شود.

$$p_{se} = 3V I_l \cos(\delta - \theta_l) \tag{۱۱}$$

که در آن  $I_l \angle \theta_l$  مقدار فازوری جریان ac خط و  $V \angle \delta = V_k \angle \delta_k - V_m \angle \delta_m$  مقدار فازوری ولتاژ خروجی مبدل سری می‌باشد. نکته مهم این است که این فازورها با توجه به سیستم مرجع تعریف شده‌اند؛ با این حال، در اجرای واقعی کنترل کننده UPFC، ولتاژ سینوسی  $v_{i_{sh}}$  به طور معمول به ولتاژ کنترل کننده شنت و یا ولتاژ فرستنده خط  $v_k$  تبدیل می‌شود که روابط آن‌ها به ترتیب به صورت (۱۲) و (۱۳) می‌باشد.

$$v_k = \sqrt{2}V_k \sin(\omega t + \delta_k) \tag{۱۲}$$

$$v_{i_{sh}} = \sqrt{2}V_{i_{sh}} \sin(\omega t + \frac{\delta_k + \Delta\alpha}{\alpha}) \tag{۱۳}$$

ولتاژهای فازوری مبدل سری با این فرض که  $v_{i_{se}}$  با ولتاژ باس انتهایی  $v_l$  هماهنگ می‌باشد، مطابق روابط (۱۴) و (۱۵) ارائه می‌شوند.

$$v_l = \sqrt{2}V_l \sin(\omega t + \delta_l) \tag{۱۴}$$

$$v_{i_{se}} = \sqrt{2}V_{i_{se}} \sin(\omega t + \frac{\delta_l + \Delta\beta}{\beta}) \tag{۱۵}$$

تلفات AC را که اساساً نتیجه تلفات کلیدزنی است، می‌توان از مدل مقاومت سری شده  $R_{se}$  و  $R_{sh}$  با هر دو مبدل استفاده کرد، و تلفات DC را با یک مقاومت  $R_C = \frac{1}{G_C}$  موازی شده با خازن DC نشان داد.

تلفات AC به طور معمول در مدل‌های ارائه شده قبلی برای UPFC نادیده گرفته شده‌اند. با این حال، این مقاومت‌ها در ارائه مدل دقیق پایداری مثل مدل واقعی ضروری می‌باشد. در مدل واقعی، معادله تعادل توان UPFC، با فرض جاری شدن توان حقیقی از مبدل شنت به مبدل سری، رابطه (۱۶) بدست می‌آید.

$$p_{sh} - p_{se} = V_{dc} \underbrace{\left( C \frac{dV_{dc}}{dt} \right)}_{I_{dc}} + V_{dc}^2 G_C + 3(a_{sh} I_{sh})^2 R_{sh} + 3(a_{se} I_{se})^2 R_{se} \quad (16)$$

که در آن  $a_{se}$  و  $a_{sh}$  نسبت ولتاژی ترانسفورماتورهای شنت و سری و  $V_{dc}$  متوسط ولتاژ خازن DC می‌باشد. بنابراین می‌توان مدل پایداری گذرا را با معادله دیفرانسیل غیرخطی (۱۷) تعریف کرد.

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = 3 \frac{V_k I_{sh}}{C V_{dc}} \cos(\delta_k - \theta_{sh}) - 3 \frac{V I_l}{V_{dc}} \cos(\delta - \theta_t) - \frac{G_C}{C} V_{dc} - 3 \frac{a_{sh}^2 I_{sh}^2}{C V_{dc}} R_{sh} - 3 \frac{a_{se}^2 I_{se}^2}{C V_{dc}} R_{se} \quad (17)$$

اگر از تلفات AC ارائه شده توسط  $R_{se}$  و  $R_{sh}$  صرف‌نظر شود، معادله (۱۷) را می‌توان به طور قابل توجهی ساده کرد. با این حال، خطاهای معرفی شده در مدل، به ویژه برای کنترل PWM، با توجه به تلفات کلیدزنی "بالا" بدست می‌آیند. در این مورد، معادله را می‌توان به راحتی به صورت رابطه (۱۸) تبدیل کرد.

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = 3 \frac{V_k k_{sh}}{C a_{sh} X_{sh}} \sin(\delta_k - \alpha) - 3 \frac{V k_{se}}{C a_{se} X_{se}} \sin(\delta - \beta) - \frac{G_C}{C} V_{dc} \quad (18)$$

که در آن،  $k_{se}$  و  $k_{sh}$  به ترتیب براساس تحلیل فوریه ولتاژ خروجی مبدل‌های  $v_{i_{se}}$  و  $v_{i_{sh}}$  بدست می‌آیند. از آنجائی که مقادیر مؤثر می‌باشند، لذا از روابط (۱۹) و (۲۰) قابل محاسبه‌اند.

$$V_{i_{sh}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} m_{sh} V_{dc} = k_{sh} V_{dc} \quad (19)$$

$$V_{i_{se}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} m_{se} V_{dc} = k_{se} V_{dc} \quad (20)$$

که در آن  $m_{se}$  و  $m_{sh}$  به ترتیب دامنه شاخص مدولاسیون در کنترل PWM مبدل‌های شنت و سری را نشان می‌دهند. مجموعه‌ی معادلات حاکم در هر برنامه شبیه‌سازی به صورت روابط (۲۱)، (۲۲)، (۲۳)، (۲۴) و (۲۵) می‌باشند.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{C_1} \\ \dot{x}_{C_2} \end{bmatrix} = f(x_{C_1}, \alpha, \beta, m_{sh}, m_{se}, V_k, V_l, V_{dc}, V, \delta_k, \delta_t, u) \quad (21)$$

$$\dot{V}_{dc} = \frac{V_k I_{sh}}{C V_{dc}} \cos(\delta_k - \theta_{sh}) + \frac{V I_l}{C V_{dc}} \cos(\delta - \theta_t) - \frac{G_C}{C} V_{dc} - \frac{R_{sh} I_{sh}^2}{C V_{dc}} - \frac{R_{se} I_{se}^2}{C V_{dc}} \quad (22)$$

$$0 = \begin{bmatrix} P_{sh} - V_k I_{sh} \cos(\delta_k - \theta_{sh}) \\ Q_{sh} - V_k I_{sh} \sin(\delta_k - \theta_{sh}) \\ P_{sh} - V_k^2 G_{sh} + k_{sh} V_{dc} V_k G_{sh} \cos(\delta_k - \alpha) \\ + k_{sh} V_{dc} V_k B_{sh} \sin(\delta_k - \alpha) \\ Q_{sh} + V_k^2 B_{sh} - k_{sh} V_{dc} V_k B_{sh} \cos(\delta_k - \alpha) \\ + k_{sh} V_{dc} V_k G_{sh} \sin(\delta_k - \alpha) \end{bmatrix} g_{sh}(\alpha, k_{sh}, V_k, V_{dc}, \delta_k, I_{sh}, \theta_{sh}, P_{sh}, Q_{sh}) \quad (23)$$

$$0 = \begin{bmatrix} P_k - P_{sh} - V_k I_l \cos(\delta_k - \theta_l) \\ Q_k - Q_{sh} - V_k I_l \sin(\delta_k - \theta_l) \\ P_l - V_m I_l \cos(\delta_m - \theta_l) \\ Q_l - V_m I_l \sin(\delta_m - \theta_l) \\ P_k - P_l - P_{sh} - P_{se} \\ Q_k - Q_l - Q_{sh} - Q_{se} \\ P_{se} - V^2 G_{se} + k_{se} V_{dc} V G_{se} \cos(\delta - \beta) \\ + k_{se} V_{dc} V B_{se} \sin(\delta - \beta) \\ Q_{se} + V^2 B_{se} - k_{se} V_{dc} V B_{se} \cos(\delta - \beta) \\ + k_{se} V_{dc} V G_{se} \sin(\delta - \beta) \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$g_{se}(\beta, k_{se}, V_{dc}, V_k, V_l, V_m, \delta_k, \delta_l, \delta_m, I_l, \theta_l, P_k, P_l, P_{sh}, P_{se}, Q_k, Q_l, Q_{sh}, Q_{se})$$

$$0 = \begin{bmatrix} I_k \cos(\theta_k) - I_{sh} \cos(\theta_{sh}) - I_l \cos(\theta_l) \\ I_k \sin(\theta_k) - I_{sh} \sin(\theta_{sh}) - I_l \sin(\theta_l) \\ P_k - V_k I_k \cos(\delta_k - \theta_k) \\ Q_k - V_k I_k \sin(\delta_k - \theta_k) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$g_{con}(V_k, \delta_k, I_k, I_{sh}, I_l, \theta_k, \theta_{sh}, \theta_l, P_k, Q_k)$$

این متغیرها به وضوح در شکل ۳ نشان داده شده است. ادیتانس برای هر دو مبدل به صورت  $G + jB = (R + jX)^{-1}$  تعریف می‌شود. متغیرهای سیستم کنترلی با  $x_{C1}$  و  $x_{C2}$  نشان داده می‌شوند، برای متغیرهای داخلی کنترل کننده  $(\Delta\alpha)$  و  $x_{C2}$  برای متغیرهایی که همیشه تحت تأثیر سیستم کنترلی هستند  $V_k$  به کار می‌روند. این متغیرها براساس نوع کنترل به کار رفته، تغییر می‌کنند. متغیر  $u$  نقطه کار کنترل کننده را نشان می‌دهد، که در مورد شکل ۳ برابر  $u = [P_{l_{ref}} \ Q_{l_{ref}} \ V_{l_{ref}} \ V_{k_{ref}} \ V_{dc_{ref}}]^T$  می‌باشد. در نهایت، معادلات سیستم کنترل بسته به نوع کنترل کننده مورد استفاده در مبدل، می‌تواند خطی یا غیر خطی باشد [۱۴].

## ۲-۵- کنترل UPFC

با توجه به ویژگی‌های ذاتی و منحصر بفرد UPFC که قادر به کنترل مستقل توان اکتیو و راکتیو می‌باشد، روش‌های کنترلی بسیار متفاوتی وجود دارد. با این حال، در بیشتر موارد، UPFC کنترل اندازه ولتاژ باس فرستنده را با تولید یا جذب توان راکتیو محلی، و کنترل جریان قدرت در خط انتقال را با تنظیم اندازه و زاویه فاز ولتاژ سری تزریق شده، تنظیم می‌کند. این روش کنترلی در حقیقت یک کنترل اتوماتیک ولتاژ برای مبدل شنت، و یک کنترل اتوماتیک جریان قدرت برای مبدل سری است. این بخش در توضیح برخی از کنترل کننده‌های موجود که برای پیاده‌سازی حالت‌های معمولی کنترل UPFC پیشنهاد شده‌اند، متمرکز شده است.

### ۲-۵-۱- کنترل مبدل شنت

مبدل شنت اساساً دو وظیفه دارد: کنترل مقدار ولتاژ  $V_k$  در باس فرستنده با تولید/ مصرف توان راکتیو و مصرف/ تامین توان حقیقی مورد درخواست مبدل سری که با کنترل مستقیم  $V_{dc}$  بدست می‌آید. هر گونه مازاد یا کمبود توان حقیقی در پایانه‌های DC با افزایش یا کاهش ولتاژ DC جبران می‌شود. این کنترل کننده شنت مؤثر و ساده در شکل ۴ نشان داده شده است. معادلات دیفرانسیلی کنترل کننده شکل ۴ به صورت روابط (۲۶)، (۲۷)، (۲۸)، (۲۹)، (۳۰)، (۳۱)، (۳۲) و (۳۳) است.

$$\dot{V}_X = \frac{[K_{M_{ac}} V - V_X]}{T_{M_{ac}}} \quad (26)$$

$$\dot{m}_{sh} = \frac{[KV_y + KT_1 \dot{V}_y - K_D m_{sh}]}{T_2} \quad (27)$$

$$\dot{V}_{dcx} = \frac{[K_{M_{dc}} V_{dc} - V_{dcx}]}{T_{M_{dc}}} \quad (28)$$

$$\Delta\dot{\alpha} = K_P \dot{V}_{dcy} + K_I V_{dcy} \quad (29)$$

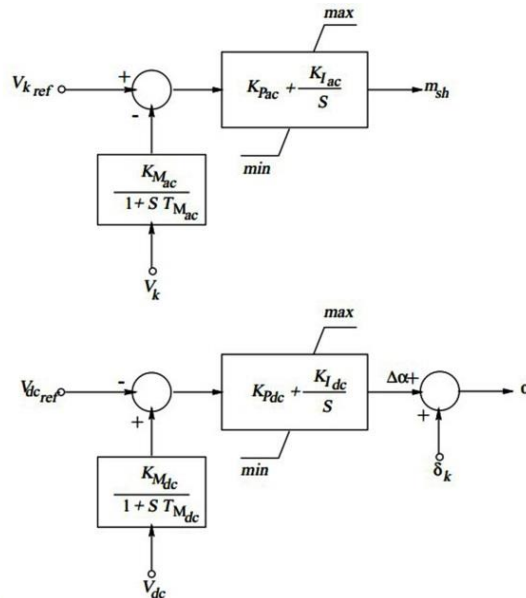


$$\dot{V}_X = \frac{[K_{M_{ac}} V - V_X]}{T_{M_{ac}}} \quad (30)$$

$$\dot{m}_{sh} = \frac{[KV_y + KT_1 \dot{V}_y - K_D m_{sh}]}{T_2} \quad (31)$$

$$\dot{V}_{dcx} = \frac{[K_{M_{dc}} V_{dc} - V_{dcx}]}{T_{M_{dc}}} \quad (32)$$

$$\Delta \dot{\alpha} = K_p \dot{V}_{dcy} + K_i V_{dcy} \quad (33)$$



شکل ۴. کنترل کننده شاخه شنت UPFC [۱۳]

ولتاژهای AC و DC مبدل شنت با استفاده از دو کنترل کننده PI کنترل می‌شوند. کنترل کننده PI اول به طور مستقیم ولتاژ فرستنده را توسط شاخص مدولاسیون کنترل می‌کند. همانطور که در رابطه (۱۸) نشان داده شده است، مقدار ولتاژ خروجی  $V_{i_{sh}}$  نسبت مستقیمی با شاخص مدولاسیون دارد. از سوی دیگر ولتاژ DC، با کنترل کننده PI دوم که مستقیماً زاویه فاز  $\alpha$  ولتاژ  $v_k$  را کنترل می‌کند، کنترل می‌شود.

بنابراین، وقتی که  $\alpha < \delta_k$  یا  $\Delta\alpha < 0$  می‌باشد، ولتاژ خروجی مبدل پسفاز است، پس خازن DC شارژ می‌شود. وقتی که  $\alpha > \delta_k$  یا  $\Delta\alpha > 0$  می‌باشد، ولتاژ خروجی مبدل پیشفاز است، پس خازن DC دشارژ می‌شود. از آنجائی که جریان شنت به ولتاژ و توان راکتیو بسیار بستگی دارد، محدودیت‌هایش نیز با محدودیت‌های کنترل کننده PI یکی است. با این حال، در این مورد، شاخص مدولاسیون به طور معمول  $0 \leq m_{sh} \leq 1$  محدود می‌شود تا سرریزی مدولاسیون رخ ندهد، یا به عبارت دیگر هارمونیک‌ها در خروجی مبدل با عملکرد مبدل در ناحیه خطی کاهش یابند [۱۵].

محدودیت در اختلاف زاویه فاز  $\Delta\alpha$ ، که همان محدودیت قابلیت انتقال توان اکتیو از کنترل کننده بحث شده در قسمت قبلی است، به طور مستقیم بر روی کنترل کننده PI دوم اعمال می‌گردد. در تئوری، تغییر فاز می‌تواند در حدود  $-90^\circ \leq \Delta\alpha \leq 90^\circ$  تغییر پیدا کند. با این حال، تلفات مبدل، که معرف یک اختلاف فاز بین ولتاژ خروجی مبدل و ولتاژ باس AC می‌باشد، بسته به ویژگی‌های مبدل در محدوده عملکردی  $\Delta\alpha$  کاهش می‌یابد.

## ۲-۵-۲- کنترل مبدل سری

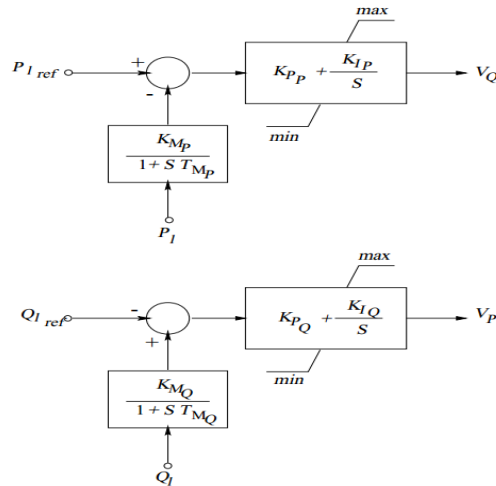
روش کنترلی توان و ولتاژ برای مبدل سری در شکل ۵ نشان داده شده است. معادلات دیفرانسیل برای UPFC به دست آمده از شکل ۵ به صورت روابط (۳۴)، (۳۵)، (۳۶) و (۳۷) است.

$$\dot{i}_X = \frac{[K_{M_p} I_1 - I_X]}{T_{M_p}} \quad (34)$$

$$\dot{m}_{se} = K_{P_p} \dot{i}_y + K_{I_p} I_y \quad (35)$$

$$\dot{V}_{dcx1} = \frac{[K_{M_Q} V_{dc} - V_{dcx1}]}{T_{M_Q}} \quad (36)$$

$$\dot{\beta}_1 = K_{P_Q} \dot{V}_{dcy1} + K_{I_Q} V_{dcy1} \quad (37)$$



شکل ۵. کنترل کننده شاخه سری UPFC [۱۳]

کنترل ولتاژ و زاویه فاز ولتاژ مبدل سری با توجه به  $V_P$  و  $V_Q$  از روابط (۳۸)، (۳۹) و (۴۰) تبعیت می‌کند.

$$V_{i_{se}} = \sqrt{V_P^2 + V_Q^2} \quad (38)$$

$$m_{se} = \sqrt{\frac{\lambda V_{i_{se}}}{3 V_{dc}}} \quad (39)$$

$$\Delta\beta = -\tan^{-1}\left(\frac{V_Q}{V_P}\right) \quad (40)$$

در این حالت کنترل خودکار جریان برق برای مبدل سری به سادگی امکان‌پذیر است، ولتاژ مبدل سری برای کنترل توان حقیقی جاری در خط انتقال  $P_l$ ، در مقدار پیشنهادی، و کنترل ولتاژ دریافتی  $V_l$ ، معمولاً برای کنترل توان راکتیو خط  $Q_l$ ، بکار می‌رود. فرضیات زیر در طراحی این کنترل کننده استفاده می‌شود.

ولتاژ فازوری دریافتی  $V_l < \delta_l$  به عنوان کمیت مرجع استفاده می‌شود. از این رو، ولتاژ مبدل و جریان خط را می‌توان براساس فازوری به دو جزء به صورت روابط (۴۱) و (۴۲) تجزیه کرد.

$$V_{i_{se}} \angle \beta = \frac{(V_P - jV_Q) e^{j\delta_l}}{V_{i_{se}} \angle \Delta\beta} \quad (41)$$

$$I_l \angle \theta_l = (I_P - jI_Q) e^{j\delta_l} \quad (42)$$

با این فرضیات توان حقیقی و غیرحقیقی خط انتقال با صرفنظر از امپدانس خط به طور تقریبی به صورت روابط (۴۳) و (۴۴) می‌باشد.

$$P_l \approx V_l I_P \quad (43)$$

$$Q_l \approx V_l I_Q \quad (44)$$

با حذف تلفات مقاومتی خط انتقال و ترانسفورماتور مبدل سری، رابطه ولتاژی شکل ۳ به صورت رابطه (۴۵) ساده می‌شود.

$$V_{ise} \angle \Delta \beta = V_k \angle (\delta_k - \delta_l) - V_l - j \frac{(X_l + X_{se})}{X} (I_P - jI_Q) \quad (45)$$

انتخاب محدوده برای این کنترل کننده سری پیچیده‌تر از کنترل کننده مبدل شنت است.

## ۶-۲- کنترل FOPID

امروزه، مفاهیم کنترل کننده‌های غیر صحیح یا کنترل کننده‌های مرتبه کسری در سیستم‌های کنترل توجه محققان زیادی را به خود جلب کرده است. مفهوم FOC با استفاده از محاسبات کسری با مفهوم معادلات دیفرانسیل و انتگرال مرتبه غیر صحیح مطابقت دارد. در واقع FOC مفهوم  $\frac{d^n y(t)}{dt^n}$  با عدد صحیح n را به مفهوم  $\frac{d^\alpha y(t)}{dt^\alpha}$  غیر صحیح با امکان مختلط بودن آن توسعه می‌دهد. محاسبات کسری چیز جدیدی نیست، بلکه تعمیم یافته محاسبات معمولی است. کنترل کننده‌های مرتبه صحیح (IOC) کلاسیک حالات خاصی از FOC هستند.

کنترل‌هایی با دو درجه‌ی آزادی<sup>۱۵</sup> نسبت به انواع با یک درجه آزادی کلاسیک برای ردیابی نقطه تنظیم در حضور ورودی‌های اغتشاش دارای عملکرد بالاتری هستند. لازم به ذکر است که درجه‌ی آزادی یک سیستم کنترل به تعداد توابع تبدیل حلقه بسته‌ای که می‌توانند به طور مستقل از هم تنظیم شوند اتلاق می‌شود. در حین طراحی یک سیستم کنترل، معیارهای عملکرد مختلفی ارضاء می‌شوند. لذا یک سیستم کنترل با دو درجه آزادی به طور طبیعی مزایایی نسبت به سیستم کنترل با یک درجه آزادی سنتی خواهد داشت. اخیراً بررسی‌های زیادی پیرامون شیوه‌های طراحی و تنظیم FOC انجام گرفته است. از آنجائی که FOPID دارای دو پارامتر اضافه‌تر از کنترل کننده IOPID کلاسیک است، در کاربردهای کنترلی مختلف جلب توجه زیادی (جای کار و انگیزه تحقیق) را داشته است زیرا انعطاف پذیری بیشتر به طراحی یک سیستم کنترل می‌دهد و فرصت بهتری برای تنظیم دینامیک سیستم می‌دهد به ویژه اگر سیستم اصلی که قرار است کنترل شود یک سیستم کسری باشد [۶، ۷].

## ۷-۲- محاسبات کسری

تعریف رایج استفاده شده برای انتگرال-دیفرانسیل کسری توسط Riemann- Liouville (R-L) ارائه شده است. تعریف R-L برای مشتق گیری کسری به صورت رابطه (۴۶) است.

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t (t-\tau)^{n-\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad (46)$$

که در آن  $n-1 \leq \alpha \leq n$  و n یک عدد صحیح و  $\Gamma(0)$  تابع گامای اویلر است. برای انتگرال کسری، رابطه (۴۷) برقرار است.

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_a^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad (47)$$

که  ${}_a D_t^\alpha$  اپراتور کسری است. تبدیل لاپلاس تعریف (R-L) برای مشتق گیری کسری به صورت رابطه (۴۸) می‌باشد.

$$L\{{}_a D_t^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k {}_a D_t^{\alpha-k-1} f(t)|_{t=0} \quad (48)$$

که در آن  $n-1 \leq \alpha \leq n$  و  $L\{f(t)\}$  بیانگر تبدیل لاپلاس زمان است. با فرض شرایط اولیه‌ی صفر، رابطه (۴۸) سیستم‌های با رفتار دینامیکی شرح داده شده با معادلات دیفرانسیل شامل مشتق گیری‌های کسری را به توابع تبدیل با مرتبه کسری از S تبدیل می‌کند. در شبیه‌سازی‌ها و پیاده‌سازی‌های سخت‌افزاری توابع تبدیل شامل مراتب کسری از S، لازم است آن‌ها با توابع تبدیل مرتبه‌ی صحیح تقریب زده شوند. تقریب کامل و جامع تابع تبدیل مرتبه کسری، شامل یک تعداد نامحدود از قطب‌ها و صفرها خواهد بود. با وجود این، ممکن است که تقریب‌های منطقی با تعداد محدودی از قطب‌ها و صفرها به دست آید. مشتق یا انتگرال کسری S را می‌توان به وسیله‌ی یک تابع تبدیل ارائه شده به وسیله‌ی Oustaloup در مرجع [۱۶] در یک محدوده فرکانسی از پیش تعیین شده ( $\omega_l$  و  $\omega_h$ ) با استفاده از توزیع بازگشتی صفرها و قطب‌ها به صورت رابطه (۴۹) تقریب زد.

$$s^\alpha = K \prod_{n=1}^N \frac{1+(s/\omega_{z,n})}{1+(s/\omega_{p,n})} \quad (49)$$

که در آن  $K$  یک بهره تنظیم شده است. به طوری که به ازای  $K=1$ ، بهره صفر دسی‌بل به ازای فرکانس  $\text{Irad/s}$  است. تعداد صفرها و قطب‌ها یعنی  $N$  در ابتدا تعیین می‌گردد. مقادیر پایین  $N$  تقریب‌های ساده‌تر ولی باعث ریبیل‌هایی در هر دوی رفتارهای فاز و بهره می‌شود. چنین ریبیل‌هایی را می‌توان با افزایش مقدار  $N$  حذف کرد که این کار تقریب را پیچیده می‌کند. فرکانس‌های قطب‌ها و صفرها به صورت روابط (۵۰)، (۵۱)، (۵۲)، (۵۳) و (۵۴) داده می‌شوند.

$$\omega_{z,1} = \omega_l \sqrt{n} \quad (50)$$

$$\omega_{p,n} = \omega_{z,n} \varepsilon, n = 1, \dots, N \quad (51)$$

$$\omega_{z,n+1} = \omega_{p,n} \sqrt{\eta}, n = 1, \dots, N - 1 \quad (52)$$

$$\varepsilon = \left( \frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{1/N} \quad (53)$$

$$\eta = \left( \frac{\omega_n}{\omega_l} \right)^{(1-\nu)/N} \quad (54)$$

رایج‌ترین شکل کنترل در FOPID به صورت  $PI^\lambda D^\mu$  است که  $\lambda$  و  $\mu$  به ترتیب مرتبه غیر صحیح انتگرال‌گیر و مشتق‌گیر هستند و می‌توانند هر عدد حقیقی باشند. تابع تبدیل FOPID به صورت رابطه (۵۵) است.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (55)$$

با  $\mu = \lambda = 1$  تبدیل به کنترل PID معمولی می‌شود. با  $\lambda = 1$  و  $\mu = 0$  کنترل PI به دست می‌آید و  $\mu = 1$  و  $\lambda = 0$  کنترل PD را به دست می‌دهد. معادله دیفرانسیل مرتبه‌ی کسری کنترل کننده  $PI^\lambda D^\mu$  به صورت رابطه (۵۶) می‌باشد.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^\mu e(t) \quad (56)$$

این نوع کنترل به دلیل انعطاف بیشتر و تنظیم بهتر، بیشتر مورد توجه است، زیرا دارای ۲ پارامتر مهم به اسم  $\lambda$  و  $\mu$  می‌باشد. کنترل کننده های  $PI^\lambda D^\mu$  به تغییرات پارامترهای یک سیستم کنترل شده کمتر حساس هستند [۱۶].

در بسیاری از موارد، محاسبات کسری می‌توانند برای بهبود پایداری و پاسخ سیستم از طریق استفاده از انتگرال‌ها و مشتق‌های غیر صحیح به جای مرتبه اول نوعی به کار گرفته شوند. کاربرد کنترل کننده FOPID بهینه شده با PSO به یک سیستم کنترل ولتاژ اتوماتیک در [۱۷] آورده شده است.

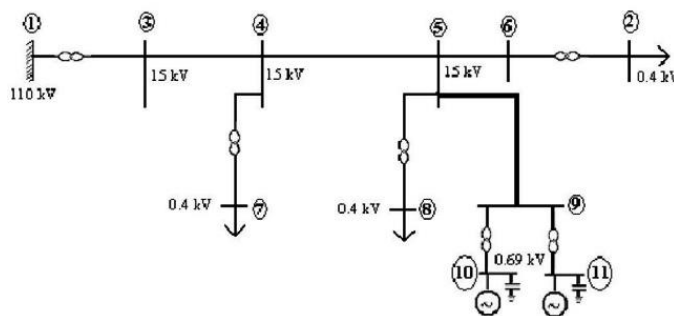
بررسی‌ها نشان می‌دهد که کنترل کننده FOPID در مقایسه با IOC، عملکرد دینامیکی بهتری را در شرایط دو ناحیه متعادل و نامتعادل دارد. کنترلرهای  $PI^\lambda D^\mu$  به تغییرات پارامترهای یک سیستم کنترل شده کمتر حساس هستند.

## ۲-۸- الگوریتم بهینه سازی جمعی ذرات

الگوریتم بهینه سازی جمعی ذرات به عنوان الگوریتم ابتکاری قدرتمند که بر مبنای روش‌های جستجوی تصادفی است برای بهینه‌سازی جامع<sup>۱۶</sup>، بر اساس مدل‌هایی از سیستم‌های اجتماعی ساده توسط ابرهات<sup>۱۷</sup> و کندی<sup>۱۸</sup> ارائه شد که در حل مسائل غیرخطی، بسیار کارآمد است. الگوریتم PSO یک تکنیک کارا برای حل مسائل بهینه‌سازی است که بر مبنای قوانین احتمال و بر اساس جمعیت کار می‌کند. هر یک از اعضای جمعیت ذره نام دارند. PSO با الگوگیری از رفتار اجتماع پرندگان و ماهی‌ها برای یافتن غذا، پروسه جستجو پیرامون جواب بهینه را با استفاده از جمعیت ذرات رهبری می‌کند. گروهی از پرندگان در فضایی به صورت تصادفی دنبال غذا می‌گردند و تنها یک تکه غذا در فضای مورد بحث وجود دارد در حالی که هیچ یک از پرندگان محل غذا را نمی‌دانند. یکی از بهترین استراتژی‌ها می‌تواند دنبال کردن پرنده‌ای باشد که کمترین فاصله را تا غذا داشته و لذا تحرک کمتری دارد. این استراتژی در واقع جانمایه الگوریتم بهینه‌سازی جمعی ذرات است [۱۸].

## ۲-۹- سیستم تست

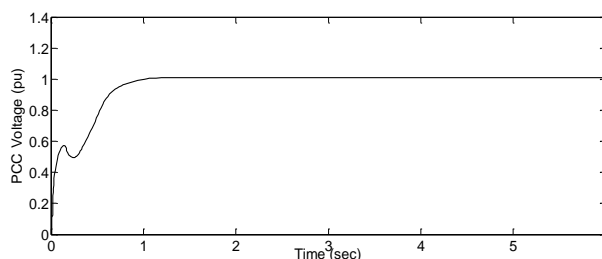
در این مقاله سیستم شعاعی ۱۱ باسه برای تجزیه و تحلیل در شکل ۶ نشان داده شده است. این سیستم شامل یک مزرعه بادی با ۱۰ توربین بادی با ظرفیت هر توربین ۷۵۰ کیلو وات است. توربین‌های بادی به باس شماره ۹ متصل هستند که این باس در حقیقت همان نقطه اتصال مشترک می‌باشد. تحقیقات با این فرض که همه توربین‌ها در مزرعه بادی، یکسان و دارای شرایط عملکردی مشابهی هستند، انجام شده است. این سیستم ۱۱ باسه دارای یک شین بی نهایت با مقدار ۱۱۰ KV در باس شماره ۱، همچنین دارای ۳ بار یکسان با مقادیر KVA  $150+j147$  متصل شده به باس‌های شماره ۲، ۷ و ۸ با ولتاژ ۴۰۰V است. سایر اطلاعات سیستم تست در قسمت پیوست مقاله آورده شده است [۱۹].



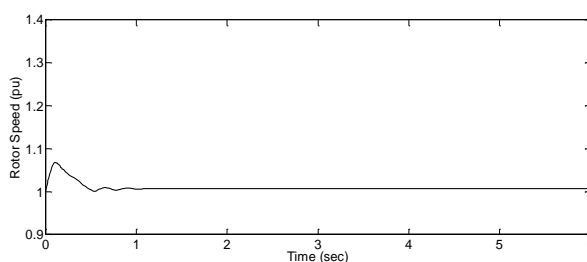
شکل ۶. سیستم تست مورد مطالعه [۱۹]

## ۳- نتایج شبیه‌سازی

شبیه‌سازی این مقاله در نرم‌افزار SIMULINK\_MATLAB انجام شده است. برای سیستم مورد مطالعه در این مقاله عملکرد سیستم بدون هیچ گونه خطایی به صورت شکل‌های ۷ و ۸ است.

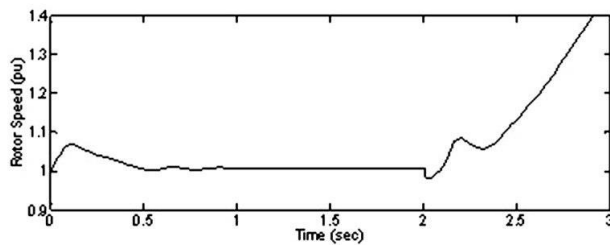


شکل ۷. ولتاژ PCC در حالت عملکرد عادی سیستم

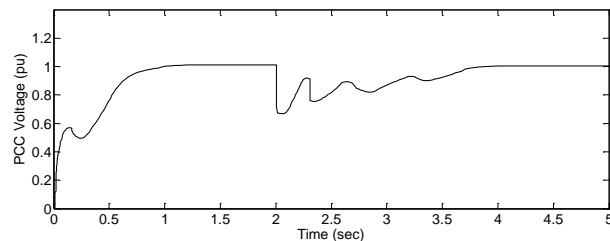


شکل ۸. سرعت روتور ژنراتور القایی در حالت عملکرد عادی سیستم

یک خطای اتصال کوتاه سه فاز به زمین در یکی از خطوط متصل بین PCC مزرعه بادی (باس ۹) و شبکه (باس ۵) در نزدیکی باس ۹ در ثانیه ۲ رخ می‌دهد. پس از قطع خط خطادار بین باس ۹ و ۵ بعد از یک تأخیر ۶ پالسه که WECS در سرعت اسمی قرار می‌گیرد، سرعت روتور ژنراتور القایی، بدون UPFC و ولتاژ PCC با حضور UPFC به ترتیب در شکل‌های ۹ و ۱۰ ارائه شده‌اند.



شکل ۹. سرعت روتور ژنراتور القایی در حالت خطای ۶ سیکل سیستم بدون UPFC



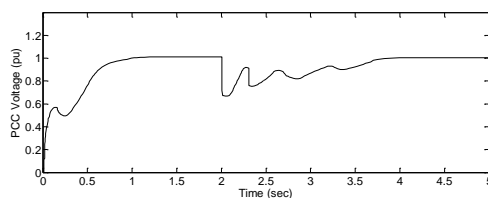
شکل ۱۰. ولتاژ PCC در حالت خطای ۶ سیکل سیستم همراه با UPFC

تجزیه و تحلیل پایداری سرعت روتور توسط ارزیابی پایداری گذرای سیستم و به دست آوردن پاسخ زمانی سرعت روتور ژنراتور القایی و ولتاژ PCC انجام می‌شود. مقدار اندازه و زاویه فاز ولتاژ در تمام باس‌ها و مقدار لغزش ژنراتور القایی به وسیله روش تجزیه و تحلیل جریان برق به دست آمده است.

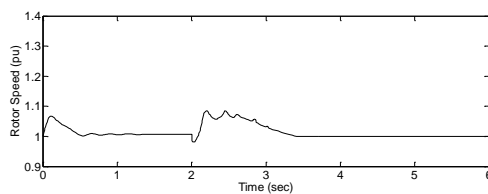
از شکل ۹ قابل مشاهده است که سرعت روتور WECS یکنواخت افزایش می‌یابد که به وضوح نمایانگر ناپایداری بعد از وقوع خطا می‌باشد. در شکل ۱۰ ولتاژ در نقطه PCC نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود که ولتاژ PCC در ابتدای وقوع خطا به یک مقدار بسیار کم در حدود ۰/۲ pu می‌رسد و سیستم قادر به بازگشت به مقدار اولیه نیست و سپس به یک مقدار کم در حدود ۰/۶pu بهبود می‌یابد. حال برای رفع این مشکل UPFC در این سیستم با مزرعه بادی نصب می‌شود. ضرایب کنترل کننده‌های UPFC با الگوریتم PSO بهینه می‌شوند تا هدف به حداقل رساندن نوسانات ولتاژ در PCC و سرعت روتور ارضا شود. بنابراین مجموع مربعات انحراف اول ضریب‌ر زمان SSDI برای تنظیم UPFC به صورت رابطه (۵۷) نوشته می‌شود.

$$SSDI = \sum_k t [(V_{ref} - V_k)^2 + (\omega_{ref} - \omega_k)^2] \quad (57)$$

بهینه‌سازی ضرایب کنترل کننده‌ها با تنظیمات مختلف پارامترهای الگوریتم PSO انجام شده است تا مناسب‌ترین ضرایب الگوریتم لحاظ شوند. با توجه به جدول ۱ مشاهده می‌شود که بعد بهینه‌سازی ضریب SSID مربوط به مورد ۳ برابر با ۰/۰۴۵۲ است، که کمترین مقدار SSDI در بین ۴ مورد تکرار روش PSO است، پس ضرایب مربوط به مورد ۳ به عنوان ضرایب بهینه به کار می‌رود. نتایج شبیه سازی با حضور UPFC همراه با ضرایب بهینه‌سازی شده کنترل کننده‌ها با PSO به صورت شکل‌های ۱۱ و ۱۲ می‌باشد.



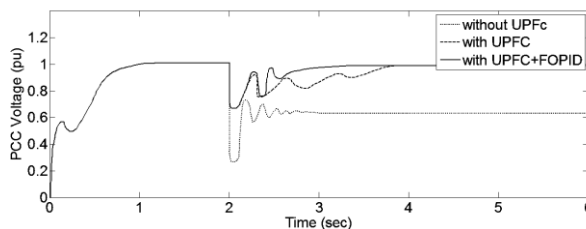
شکل ۱۱. ولتاژ PCC در حالت خطای ۶ سیکل سیستم همراه با UPFC



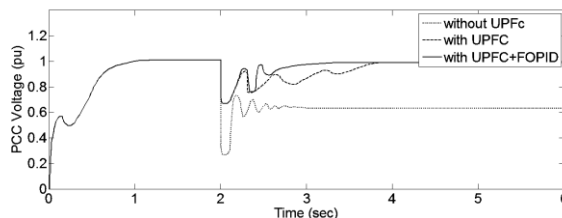
شکل ۱۲. سرعت روتور ژنراتور القایی در حالت خطای ۶ سیکل سیستم همراه با UPFC

با توجه به نتایج مشاهده می‌شود که ژنراتور القایی پس از رفع خطا پایدار شده و به سرعت اولیه خود بازمی‌گردد. ولتاژ PCC که بدون UPFC بعد از رفع خطا به ۰/۶ pu می‌رسید، با UPFC به ۰/۹۵ pu می‌رسد.

توابع FOPID را با توجه به اینکه کنترل کننده سری نسبت به موازی تاثیر بیشتری در کنترل ولتاژ دریافتی و همچنین سرعت رتور ژنراتور القایی دارد، بنابراین در دو کنترل کننده قسمت سری قرار داده می‌شود تا تاثیر این توابع روی عملکرد WECS و پایداری آن مورد بررسی قرار گیرد. ضرایب کنترل کننده‌های FOPID در جدول ۲ آورده شده است. در شکل‌های ۱۳ و ۱۴ مقایسه کلی عملکرد مزرعه بادی با تست سیستم مورد نظر در حالت‌های بدون UPFC، با UPFC و همراه UPFC با FOPID نشان داده می‌شود. در حقیقت سیستم UPFC همراه با کنترل کننده FOPID زمان نشست و فراجهدش سیستم را بعد از خطای سه فاز اتصال کوتاه در باس نزدیک به مزرعه بادی کاهش می‌دهد.



شکل ۱۳. مقایسه ولتاژ PCC در سه حالت خطای ۶ سیکل سیستم



شکل ۱۴. مقایسه سرعت رتور ژنراتور القایی در سه حالت خطای ۶ سیکل سیستم

جدول ۱. ضرایب بهینه کنترل کننده UPFC

مورد	k	$k_d$	$K_p$	$K_i$	$K_{pp}$	$K_{ip}$	$K_{pq}$	$K_{iq}$	SSDI
۱	۹/۳۴۹۸	۷/۶۳۴۶	۹/۱۲۷۵	۳/۸۱۵۴	۵/۴۳۸۹	۲/۵۶۲۳	۷/۵۲۸۵	۲/۴۷۸۳	۰/۰۲۵۸۳
۲	۵/۴۶۲۳	۴/۳۵۹۸	۸/۳۵۷۲	۰/۲۷۴۳	۴/۶۵۸۱	۰/۲۴۷۸	۳/۶۴۱۲	۰/۱۶۷۲	۰/۰۰۹۶۴
۳	۷/۹۳۲۶	۹/۵۲۷۶	۶/۸۷۳۴	۰/۶۳۴۹	۲/۹۴۶۸	۰/۶۱۰۴	۵/۹۲۶۳	۰/۳۹۸۴	۰/۰۰۴۵۲
۴	۴/۱۲۷۴	۳/۲۱۵۶	۷/۵۴۸۷	۱/۶۷۴۲	۱/۲۴۶۵	۱/۴۳۸	۲/۲۳۸۷	۱/۳۷۹۶	۰/۰۳۷۶۲

جدول ۲. ضرایب کنترل کننده‌های FOPID

	$K_p$	$K_i$	$K_d$	$\lambda$	$\mu$	$K_p$	$K_i$	$K_d$	$\lambda$	$\mu$	SSDI
۱	۲/۴۵۸۲	۱/۰۵۴۲۳	۰	۰/۶۵	۰	۴/۳۱۸۳	۲/۰۲۳۸	۰	۰/۷۳	۰	۰/۰۰۲۱
۲	۳/۶۳۱۵	۰/۲۷۴۱	۰	۰/۷۶	۰	۶/۱۱۷۴	۱/۲۵۸۳	۰	۰/۷۹	۰	۰/۰۰۱۴

## ۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله، اثر UPFC در بهبود سرعت پایداری روتور ثابت و ولتاژ گذر از خطای WECS بررسی شد. نتایج نشان داد که UPFC نه تنها در تنظیم ولتاژ، بلکه در کاهش بی‌ثباتی سرعت روتور نیز مؤثر می‌باشد. همچنین از کنترل‌های FOPID بهبود یافته با الگوریتم PSO در UPFC استفاده شده است. از آنجائی که FOPID دارای دو پارامتر اضافه‌تر از کنترلر IOPID کلاسیک است، انعطاف‌پذیری بیشتر به طراحی یک سیستم کنترل می‌دهد و فرصت بهتری برای تنظیم دینامیک سیستم می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان داد که کنترلر FOPID تنظیم شده به وسیله الگوریتم PSO ارائه شده، عملکرد دینامیکی بهبود یافته‌ای نسبت به PID سنتی و کنترلر فیدبک در یک محدوده وسیعی از شرایط کاری نشان می‌دهد. در حقیقت سیستم UPFC همراه با کنترلر FOPID زمان نشست و فراجهش سیستم را بعد از خطای سه فاز اتصال کوتاه در باس نزدیک به مزرعه بادی کاهش می‌دهد.

## پیوست

اطلاعات خط انتقال (همه خطوط): مقاومت  $0.19 \Omega/km$ ، راکتانس  $0.24 \Omega/km$ ، سوسپتانس  $2.8 \mu s/km$ ، طول خط  $20 km$   
 اطلاعات ژنراتور آسنکرون (اتصال مثلث): مقاومت استاتور  $0.034 \Omega$ ، مقاومت روتور  $0.03 \Omega$ ، راکتانس نشی استاتور  $0.055 \Omega$ ، راکتانس نشی روتور  $0.042 \Omega$ ، راکتانس مغناطیس‌کنندگی  $1/6 \Omega$ ، اینرسی روتور  $5 s$ ، اینرسی ژنراتور  $0.45 s$ ، سفتی شفت  $1 pu$   
 ۵۰، ضریب میرایی شفت  $1 pu$

اطلاعات ترانسفورماتور بار: توان ظاهری نامی  $0.63 MVA$ ، ولتاژ اتصال کوتاه نامی  $6\%$ ، تلفات مسی در بار نامی  $1 KW$

اطلاعات ترانسفورماتور افزایشنده: توان ظاهری نامی  $1 MVA$ ، ولتاژ اتصال کوتاه نامی  $6\%$ ، تلفات مسی در بار نامی  $13/58 KW$

اطلاعات ترانسفورماتور تغذیه: توان ظاهری نامی  $25 MVA$ ، ولتاژ اتصال کوتاه نامی  $11\%$ ، تلفات مسی در بار نامی  $110 KW$

اطلاعات بار (همه بارها):  $0.147+j0.150 MVA$

اطلاعات UPFC (همه مقادیر در مقیاس pu و با مقادیر پایه  $25 MVA$  و  $15 KV$  می‌باشند):  $R_{se} = 0$ ،  $X_{sh} = 0.025$ ،  $R_{sh} = 0$

$1$ ،  $K_{Mac} = 1$ ،  $K_{IQ} = 1$ ،  $K_{PQ} = 10$ ،  $K_D = 10$ ،  $K_{MP} = 1$ ،  $K = 10$ ،  $K_{IP} = 1$ ،  $C = 0.2592$ ،  $K_{PP} = 10$ ،  $R_C = 0.077$ ،  $X_{se} = 0.025$

$T_2 = 0.01$ ،  $T_1 = 1$ ،  $T_{MP} = 0.01$ ،  $T_{MQ} = 0.01$ ،  $T_{Mac} = 0.01$ ،  $T_{Mdc} = 0.01$ ،  $K_{Mdc} = 10$ ،  $K_I = 1$ ،  $K_p = 10$ ،  $K_{MQ} = 1$

## مراجع

- [1] Z. Iubosny, "Wind Turbine Operation in Electric Power Systems, Advanced Modeling," ed: Springer Verlag, Berlin, 2003.
- [2] C. Jauch, S. M. Islam, P. Sørensen, and B. B. Jensen, "Design of a wind turbine pitch angle controller for power system stabilisation," *Renewable energy*, vol. 32, no. 14, pp. 2334-2349, 2007.
- [3] Z. Saad-Saoud and N. Jenkins, "The application of advanced static VAr compensators to wind farms," 1997.
- [4] T. Ahmed, O. Noro, E. Hiraki, and M. Nakaoka, "Terminal voltage regulation characteristics by static var compensator for a three-phase self-excited induction generator," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 40, no. 4, pp. 978-988, 2004.
- [5] C. Han *et al.*, "STATCOM impact study on the integration of a large wind farm into a weak loop power system," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 226-233, 2008.



- [6] R. De Keyser, C. I. Muresan, and C. M. Ionescu, "A novel auto-tuning method for fractional order PI/PD controllers," *ISA transactions*, vol. 62, pp. 268-275, 2016.
- [7] A. Tepljakov, E. A. Gonzalez, E. Petlenkov, J. Belikov, C. A. Monje, and I. Petráš, "Incorporation of fractional-order dynamics into an existing PI/PID DC motor control loop," *ISA transactions*, vol. 60, pp. 262-273, 2016.
- [8] M. H. Baloch, J. Wang, and G. S. Kaloi, "Dynamic Modeling and Control of Wind Turbine Scheme Based on Cage Generator for Power System Stability Studies," *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, vol. 6, no. 2, pp. 599-606, 2016.
- [9] D. Lamabadu and S. Rajakaruna, "Dynamic Analysis of a Novel Single-Phase Induction Generator Using an Improved Machine Model," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 1, pp. 1-11, 2017.
- [10] A. Rolán, F. C. López, S. Bogarra, L. Monjo, and J. Pedra, "Reduced-Order Models of Squirrel-Cage Induction Generators for Fixed-Speed Wind Turbines Under Unbalanced Grid Conditions," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 2, pp. 566-577, 2016.
- [11] S. Dutta, P. Mukhopadhyay, P. K. Roy, and D. Nandi, "Unified power flow controller based reactive power dispatch using oppositional krill herd algorithm," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 80, pp. 10-25, 2016.
- [12] W.-M. Lin, K.-H. Lu, and T.-C. Ou, "Design of a novel intelligent damping controller for unified power flow controller in power system connected offshore power applications," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 9, no. 13, pp. 1708-1717, 2015.
- [13] C. A. Canizares, E. Uzunovic, and J. Reeve, "Transient stability and power flow model of the unified power flow controller for various control strategies," *International journal of energy technology and policy*, vol. 4, no. 3-4, pp. 349-378, 2006.
- [14] E. Uzunovic, C. A. Canizares, and J. Reeve, "EMTP studies of UPFC power oscillation damping," in *Proceedings of the North American Power Symposium (NAPS)*, 1999, pp. 405-410: Citeseer.
- [15] M. H. Rashid, "Power Electronics circuits devices and applications ' , 1998," ed: New Delhi, Prentice Hall of India, 1988.
- [16] A.-A. Zamani, S. Tavakoli, and S. Etedali, "Fractional order PID control design for semi-active control of smart base-isolated structures: a multi-objective cuckoo search approach," *ISA transactions*, vol. 67, pp. 222-232, 2017.
- [17] A. Mohanty, M. Viswavandya, and S. Mohanty, "An optimised FOPID controller for dynamic voltage stability and reactive power management in a stand-alone micro grid," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 78, pp. 524-536, 2016.
- [18] J. Kennedy, "The particle swarm: social adaptation of knowledge," in *Evolutionary Computation, 1997., IEEE International Conference on*, 1997, pp. 303-308: IEEE.
- [19] R. Jayashri and R. K. Devi, "Effect of tuned unified power flow controller to mitigate the rotor speed instability of fixed-speed wind turbines," *Renewable energy*, vol. 34, no. 3, pp. 591-596, 2009.

- 
- <sup>1</sup> Fixed speed wind turbine
  - <sup>2</sup> Variable speed wind turbine
  - <sup>3</sup> Squirrel cage induction generator
  - <sup>4</sup> Point of common coupling
  - <sup>5</sup> Flexible ac transmission systems
  - <sup>6</sup> Static var compensator
  - <sup>7</sup> Shunt synchronous static compensator
  - <sup>8</sup> Unified power flow controller
  - <sup>9</sup> Fractional order controller
  - <sup>10</sup> Fractional order proportional integral differential
  - <sup>11</sup> Integer order proportional-integral-differential
  - <sup>12</sup> Particle swarm optimization
  - <sup>13</sup> Gate turn-off thyristor
  - <sup>14</sup> Integer order controller
  - <sup>15</sup> 2-Degree of freedom
  - <sup>16</sup> Global
  - <sup>17</sup> Eberhart
  - <sup>18</sup> Kennedy