

طراحی پایدار ساز سیستم قدرت بر اساس تئوری کنترل مد لغزش و سیستم

مرتبه کسری

هادی دلاوری^۱، کیسان فالاحزاده^۲

Robust power system stabilizer design based on sliding mode control and Fractional Hadi Delavari, keysan falahzadeh

Email: keysanfalahzadeh@yahoo.com

چکیده

امروزه بررسی پایداری سیستم های قدرت (PSS) از اهمیت ویژه ای برخوردار است. در این مقاله با توجه به اهمیت مسئله روش طراحی کنترل کننده مد لغزشی، به عنوان یک روش طراحی کنترل مقاوم سیستم قدرت تک ماشینه باس بی نهایت ارائه شده است. که هدف این روش، بهبود پایداری دینامیکی مطلوب سیستم می باشد در این راستا با ارائه یک روش ابتکاری جدید که با استفاده از ماتریس مرتبه کسری (FoPSS) به بهبود پایداری سیستم قدرت بهتر رسیده ایم. نتایج شبیه سازی نشان دهنده برتری های این روش نسبت به سایر روش ها می باشد.

کلمات کلیدی

پایدار کننده سیستم قدرت (PSS)، کنترل مد لغزشی (SMC)، ماتریس مرتبه کسری برای سیستم قدرت (FoPSS)

مقدمه

در سالهای اخیر، تلاش های قابل توجهی به منظور بالا بردن پایداری در سیستم قدرت ارائه شده است [1]. در صورتی که که گشتاور میرا کننده ژنراتور کافی نباشد، یک سری نوسانات برای مدت زیادی وجود داشته و امکان بیشتر شدن هم دارند، با این حال آنها ممکن است تاثیر منفی بر میرایی نوسانات روتور داشته باشد. به منظور کاهش این اثر نامطلوب و بهبود عملکرد سیستم دینامیکی، سیگنال های مکمل کمکی را به سیستم ارائه می کنیم. در طول چهار دهه گذشته، روش های کنترل مختلف برای طراحی PSS ارائه شده است به منظور بهبود عملکرد کلی سیستم. در این میان، PSS معمولی از نوع جبران کننده پیش فاز و پس فاز [2] به دلیل ساختار ساده، انعطاف پذیری و سهولت اجرای آنها توسط اکثر محققان استفاده شده است. با این حال، عملکرد این پایداری کننده را می توان بطور قابل توجهی با تغییرات در شرایط عملیاتی در حالت عادی کار کند. از آنجا که سیستم های قدرت بسیار غیر خطی هستند، معمولی پایداری پارامتر PSS نمی تواند با تغییرات بزرگ در شرایط عملیاتی برآید. دو روش اصلی برای برقراری پایداری در یک سیستم قدرت بیش از یک طیف گسترده ای از شرایط عملیاتی، کنترل تطبیقی و کنترل مقاوم وجود دارد [3]. کنترل تطبیقی بر اساس این ایده که دارد با توجه به اندازه گیری های اخیر مداوم به روز

^۱ عضو هیأت علمی دانشگاه صنعتی همدان
^۲ دانشجو دانشگاه صنعتی همدان

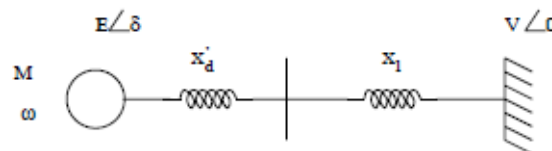
رسانی می شوند. با این حال، به طور کلی کنترل تطبیقی عملکرد ضعیفی در مرحله یادگیری دارد، مگر اینکه مقاداردهی اولیه آنها به درستی مقاداردهی شود. در شرایط سخت کاری مداوم عامل موفقیت آمیز برای کنترل تطبیقی نیاز به اندازه گیری دقیق دارد. در غیر این صورت تنظیم پارامترهای کنترل کننده کار دشوار است. کنترل مقاوم رویکرد موثر برای برخورد با عدم قطعیت معرفی شده توسط تغییرات شرایط عملیاتی را فراهم می کند.

در این میان بسیاری از تکنیک های موجود در روشهای کنترلی، H_{∞} توجه بیشتری در طراحی ساختار PSS دریافت کرده است. روش H_{∞} توسط چن [3] به طراحی PSS برای سیستم تک ماشینی شین بی نهایت استفاده شده است که طراحی H_{∞} نیاز به بازبینی جامع و دقت بالا دارد. از سوی دیگر کنترل ساختار متغیر طراحی شده است به کنترل سیستم را به یک سطح لغزش که در آن خطا به صفر تبدیل می شود [4]. یکی دیگر از تکنیک های ارائه شده برای برقراری پایداری استفاده از تئوری کنترل حالت لغزشی است [7]، که در چند سال گذشته از آن برای بهبود پایداری گذرا در سیستم قدرت، کنترل کننده ادوات FACTS استفاده شده است [8]، و یا در طراحی کنترل کننده بار-فرکانس جهت بهبود عملکرد سیستم استفاده شده است [9]. استفاده از طراحی سیستم های کنترل مبتنی بر ماتریس مرتبه کسری پدیده ای نو ظهور هستند که در زمان اخیر با توجه به انعطاف پذیری و اثر بخشی بالایی که دارد مورد توجه بسیاری از محققان قرار گرفته است [7,9]. ادغام تکنیک های هوشمند محاسباتی با ماتریس مرتبه کسری به تازگی مورد بحث و بررسی قرار گرفته است [9]. با این حال، استفاده از روش ماتریس مرتبه کسری برای کنترل سیستم های قدرت الکتریکی روشی ناشناخته به حساب می آید [8].

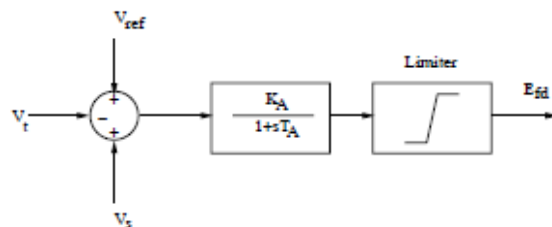
در این مقاله طراحی PSS با استفاده از روش رله زمان گسسته SMC ارائه شده است. به طوری که تنظیم سطح لغزش دقیقی رسیده است. بنابراین، مشکل چترینگ حذف می شود و یک روش ابتکاری جدید که از ماتریس مرتبه کسری استفاده شده است. هدف پایدار سازی سیستم قدرت تک ماشینه متصل به شین بی نهایت است که با استفاده از دو روش اسلایدینگ مد کنترل و ماتریس مرتبه کسری (فرکشنال) مورد مقایسه قرار می گیرد.

مدل سیستم قدرت

تجزیه و تحلیل سیگنالهای کوچک با استفاده از مدل تک ماشینه متصل به شین بی نهایت، که از مقاومت آرمیچر در ماشین مورد نظر چشم پوشی شده است که در شکل (۱) نشان داده شده است.



شکل ۱: نمودار خطی شده سیستم تک ماشینه متصل به شین بی نهایت



شکل ۲: بلوک دیاگرام سیستم تحریک

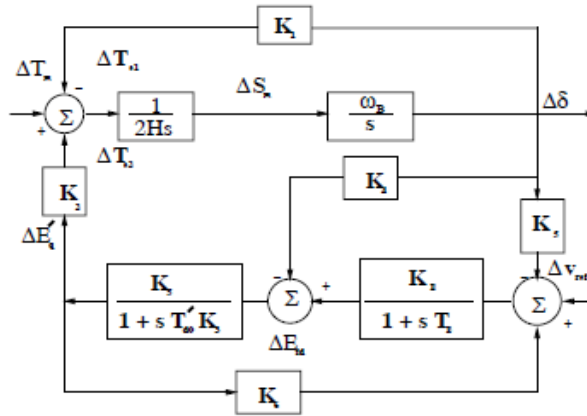
معادلات مکانیکی روتور با صرفه نظر کردن از مقاومت آرمیچر [1]

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_B (S_m - S_{m0}), \quad (1)$$

$$2H \frac{dS_m}{dt} = -DS_m + T_m - T_e \quad (2)$$

$$T_e = [E_q t_q - (x'_q - x'_d) t_d t_q] \quad (۳)$$

۱-۲ ارائه سیستم: بلوک دیاگرام سیستم تحریک در شکل (۲) نشان داده شده است، معادلات مورد استفاده برای تحلیل مدل هفرون-فیلیپس خطی شده مورد نظر در بالا آمده است و همچنین مدل سیمولینک آن مطابق شکل (۳) می باشد.



شکل (۳) مدل هفرون فیلیپس سیستم قدرت

با توجه به شکل (۳) می توان معادلات حالت خطی شده یک ماشین سنکرون متصل به شین بینهایت را به صورت زیر نوشت [1,6]:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [A]x + [B](\Delta V_{ref} + \Delta V_s) \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (۴)$$

$$x = [\Delta S_m \quad \Delta \delta \quad \Delta E_{fd} \quad \Delta \dot{E}_q]^T \quad (۵)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & \omega_B & 0 & 0 \\ -\frac{k_1}{2H} & D & -\frac{k_2}{2H} & 0 \\ -\frac{k_4}{T_{do}} & -\frac{1}{2H} & \frac{1}{T_{do}} & \frac{1}{T_E} \\ -\frac{K_E K_G}{T_E} & 0 & -\frac{K_E^{do} K_G}{T_E} & -\frac{1}{T_E} \end{bmatrix} \quad (۶)$$

$$[B]^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{K_E}{T_E} \end{bmatrix} \quad (۷)$$

$$C = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (۸)$$

همچنین S_m شیب ماشین، زاویه محور، $\Sigma f d$ ولتاژ ژنراتور در pu و E'_q ولتاژ فلوی ماشین در pu است. y نیز معادله خروجی ماشین را نشان می دهد.

$W = 0$ را می توان از طریق انتخاب ارزش بالای ورودی ژنراتور برای فردی که می خواهد PSS را طراحی کرده بدست آورد. با استفاده از این عملکرد جابه جایی، فرکانس هایی در رنج های مختلف بدست می آیند.

تئوری حالت کنترل لغزشی:

در این بخش به تئوری حالت کنترل حالت مد لغزشی می پردازیم:
طراحی سیستم کنترل لغزشی شامل دو مرحله طراحی بردار سوئیچینگ است و انتخاب زیر سیستم های کنترلی است به طوری که مسیر حالت روی سوئیچینگ لغزش چترینگ دارند.
ایده اصلی روش کنترل حالت لغزش از مقایسه آن با طراحی فیدبک حالت خطی برای سیستم زیر است [5].



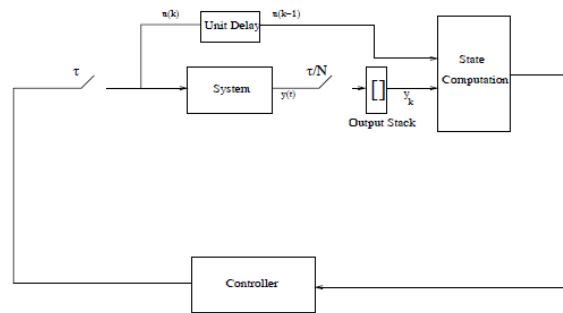
علائم کنترل در این حال ثابت باقی می ماند. m را ورودی، P را خروجی n^{th} را ترتیب زمان ادامه دار در سیستم LTI تصور کنید :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu, \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (9)$$

که در آن $Y \in \mathbf{R}$, $u \in \mathbf{R}$, $x \in \mathbf{R}^n$ و ماتریس های A , B , C دارای ابعاد مشخصی هستند.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \Phi_T x(k) + \Gamma_T u(k), \\ y(k) &= Cx(k). \end{aligned} \quad (10)$$

باید ورودی کنترل u با نمونه داخلی T عمل کند و خروجی سیستم دوره سریعتری مثل $\Delta = T/X$ عمل کند، جایی که N مساوی یا بزرگتر از V باشد. همچنین فرض بر این است که Δ حاوی سه گانه G, T, Φ است و اینگونه تصور شده است که دو گانه (Φ_T, Γ_T) قابل کنترل و دو گانه (Φ, C) قابل مشاهده اند. با استفاده از این حقیقت که u در سیستم محرک $T \leq t < (k-1)T$ ثابت است، بر اساس محرک های سیستم Δ ایجاد می گردد.



شکل ۶: نحوه و روند شبیه سازی

علاوه بر این اگر خروجی های سیستم نمونه N به صورت زیر باشد:

$$C_0 = \begin{bmatrix} C \\ C_\Phi \\ \vdots \\ C_\Phi N - 1 \end{bmatrix}, D_0 = \begin{bmatrix} C \\ C_T \\ \vdots \\ C \sum_{j=0}^{N-2} \Phi^j \Gamma \end{bmatrix}$$

y_k و k برای معرفی KT مورد استفاده قرار گیرد به منظور خلاصه می توان نوشت:

$$x(k+1) = \Phi_T x(k) + \Gamma_T u(k) \quad (11)$$

$$y_{k+1} = C_0 x(k) + D_0 u(k) \quad (12)$$

$$C_0 = \begin{bmatrix} C \\ C_\Phi \\ \vdots \\ C_\Phi N - 1 \end{bmatrix}, D_0 = \begin{bmatrix} C \\ C_T \\ \vdots \\ C \sum_{j=0}^{N-2} \Phi^j \Gamma \end{bmatrix}$$

رابطه خروجی های چند وجهی و وضعیت $x(k)$ می توان به شکل y_{k+1} و ورودی کنترل $u(k)$ با استفاده از معادله ۱۲ به شکل زیر نوشته شود:

$$x(k) = (C_0^T C_0)^{-1} C_0^T (y_{k+1} - D_0 u(k)) \quad (13)$$

از آنجا که ارزش N بزرگتر از شاخص سیستم انتخاب شده است، C_0 را می توان به صورت ماتریس $n \times PN$ بر

پایه n نوشت. از این رو $(C_0^T C_0)$ نیز ماتریسی بر پایه n خواهد بود. علاوه بر این ماتریس $n \times n$ را خواهیم داشت.



جابه جایی ارزش $x(k)$ از معادله ۱۳ در معادله ۱۱ برای $x(k+1)$ خواهیم داشت:

$$x(k+1) = L_y y_{k+1} + L_u u(k)$$

که در آن:

$$L_y = \Phi_T (C_0^T C_0)^{-1} C_0^T,$$

$$L_u = \Gamma_T - \Phi_T (C_0^T C_0)^{-1} C_0^T D_0,$$

همچنین $x(k)$ با استفاده از y_k و ورودی $u(k-1)$ به شکل زیر خواهد بود:

$$x(k) = L_y y_k + L_u u(k-1) \quad (14)$$

بنابراین با استفاده از رابطه موجود در معادله ۱۴ هر گونه کنترل

$$u(k) = f u(x(k))$$

به شکل

$$u(k) = f u(L_y y_k - 1 L_u u(k-1))$$

خواهد بود، همان طور که در شکل ۶ دیده می شود.

۳-۱ کنترل روش لغزش بدون استفاده از تقویت کننده:

در این تکنیک، ساختار کنترل به گونه ای تغییر می کند که تقویت کننده از کار می افتد و این امر به نزدیکی به سطح گردش مربوط می باشد [5]، اگر m ورودی، P ، خروجی و n^{th} ترتیب زمان ناپیوسته در سیستم باشد بنابراین:

$$x(k+1) = \Phi_T x(k) + \Gamma_T u(k) \quad (15)$$

$$y(k) = C x(k)$$

و کنترل روش لغزش ارائه شده توسط اوتکین و همکارانش به شکل زیر می باشد:

$$u(k) = \begin{cases} u_{eq}(k) & \text{when } \|u_{eq}(k)\| \leq u_0 \\ u_0 \frac{u_{eq}(k)}{\|u_{eq}(k)\|} & \text{when } \|u_{eq}(k)\| > u_0 \end{cases} \quad (16)$$

جایی که:

$$u_0 > \left\| (C^T \Gamma_T)^{-1} \right\| \left\| C^T \Phi_T - C^T x(k) \right\| \quad (17)$$

$$u_{eq}(k) = -(C^T \Gamma_T)^{-1} (s(k) + (C^T \Phi_T - C^T) x(k)) \quad (18)$$

کنترل ارائه شده در معادله ۱۷ بر اساس وضعیت سیستم می باشد. اما کلیه وضعیت های سیستم قدرت برای اندازه گیری در دسترس نمی باشند. از اینرو، قانون کنترل با استفاده از خروجی های شرح داده شده در بخش ۴ و معادله ۱۴ قابل محاسبه است.

$$u_{eq}(k) = F_y y_k + F_u u(k-1) \quad (19)$$

جایی که این قانون کنترل ارائه شده در معادله 19 در تکنیک کنترل روش لغزش بدون استفاده از تقویت

کننده بر اساس PSS که در زیر شرح داده می شود مورد استفاده قرار می گیرد.

$$F_y = -(C^T \Gamma_T)^{-1} (C^T \Phi_T) L_y,$$

$$F_u = - = -(C^T \Gamma_T)^{-1} (C^T \Phi_T) L_u.$$

۳-۲: بررسی موردی: طراحی PSS برای سیستم تک ماشینه متصل به شین بی نهایت (SMIB):

خطی تصور کردن سیستم نیرو: معادلات غیر خطی مربوط به رفتار سیستم قدرت در موارد ویژه قادر به خطی شدن هستند و مدل خطی که نشان دهنده پاسخ های محرکه کوچک به سیستم نیرو هستند را ایجاد می کنند.



دیگرام SIMLILINK شامل کلیه مانع های غیر خطی به منظور تولید مدل خطی سیستم ایجاد شده است. در این مدل خطی زمان $T=0/05$ مجزا و گسسته می گردد.

پارامترهای زیر در مدل همزمان واحد ناقل محدوده هایش مورد استفاده قرار می گیرند.

$$H = 5, T_{do} = 6 \text{ sec.}, D = 0.0, K_E = 100, T_E = 0.02 \text{ sec.},$$

$$x_e = 0.6 \text{ p.u.}$$

طراحی کنترل کننده کلاسیک برای پایدار ساز سیستم قدرت: پایدار ساز کلاسیک سیستم قدرت PSS همانگونه که در بخش قبل شرح داده شد طراحی می گردد. عملکرد جابه جایی PSS به کار گرفته شده در تحلیل به صورت زیر می باشد:

$$CPSS = 9 \left(\frac{10s}{1+10s} \right) \left(\frac{1+0.0463s}{1+0.0321s} \right) \quad (20)$$

طراحی PSS با استفاده از تکنیک کنترل مد لغزش بدون استفاده از دستگاه تقویت برای سیستم واحد ناقل نامحدود ماشین، داده های سیستم واحد ناقل نامحدود ماشین به منظور طراحی تکنیک کنترل فرمان لغزش بدون استفاده از تقویت کننده بر اساس پایدار کننده سیستم قدرت مورد استفاده قرار می گیرند. دیگرام خطی سیستم در شکل (۱) دیده می شود.

همانگونه که در بخش ۲ شرح داده شد، مدل خطی شده SISD در سیستم SMIB بدست آمده که در معادله ۴ نشان داده شده و همان نمونه در زمان ناپیوسته در معادله ۱۵ دیده می شود. کنترل زمان لغزش بدون استفاده از تقویت کننده که در معادله ۱۹ دیده شد در طراحی PSS برای SMIB به کار می رود به طبق آن:

$$u_{eq}(k) = F_y y_k + F_u u_{(k-1)}$$

ارزش عددی f_u و f_y در زیر داده شده است:

$$F_y = 10^3 \times [1.5144 \quad -5.4028 \quad 6.1664 \quad -2.2604]$$

$$F_u = -1.8974,$$

همچنین محدوده کنترل به شکل $u_0=0/1$ داده شده است.

مبانی حساب دیفراسیل و انتگرال جزء به جزء:

در این مقاله یک روش جدید FoPSS برای کنترل یک سیستم قدرت تک ماشین متصل به شین بی نهایت استفاده شده است [10,11]. با وجود پیچیدگی در طراحی FoPSS نتایج مطلوبی در خروجی شبیه سازی حاصل شده است.

FoPSS در تابع انتقال زیر شرح داده شده است:

$$G_f(s) = \frac{(K_W s)^\alpha}{((s\tau)^\alpha + 1)} \left(\frac{(s\tau_1)^\alpha + 1}{(s\tau_2)^\alpha + 1} \right)^2 \quad (21)$$

که در $s^\alpha = f\left\{\frac{d^\alpha}{dt^\alpha}\right\}$ عملگر لاپلاس مشتق کسری α خواهد بود، $0 < \alpha \leq 1$ به این صورت که $T_j; j = 1, 2$...4, با این حال TW و KW مقدار ثابتی هستند، و $\alpha = 1$.

به طور کلی مقدار لاپلاس $f(t)$ از مشتق مرتبه کسری $0 < n-1 \leq 1$ به شکل زیر است:

$$\mathcal{L}\{D_t^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k [D^{\alpha-k-1} f(t)]_{t=0} \quad (22)$$

اگر $f(t)$ در حالت ثابت باشد، خواهیم دید که $\{D_t^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(s)$ در کل فرایند مورد استفاده قرار می گیرد.

باتوجه به این مرحله از فرایند داریم:

$$G_F = K \left(\frac{(s\tau_1)^\alpha + 1}{(s\tau_2)^\alpha + 1} \right)' \quad (23)$$



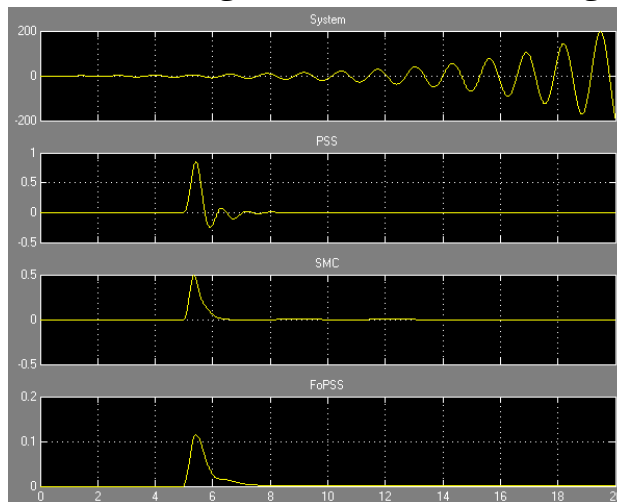
برای ایجاد پایداری در یک سیستم به هم پیوسته کفایت $1 + \frac{S^\alpha K_w}{S^\alpha T}$ معادله فوق را در ۲۳ جایگذاری کرد. به منظور پیاده سازی FoPSS در ابعاد محدود و سیستم تک ماشینه متصل به شین بی نهایت استفاده از $\frac{1}{S^\alpha}$ می توانیم از معادله زیر استفاده کنیم :

$$\frac{1}{s^{0.5}} = \frac{15.8489(s + 0.0389)(s + 0.2512)(s + 1.585)(s + 10)(s + 63.1)}{(s + 0.01585)(s + 0.1)(s + 0.631)(s + 3.981)(s + 25.12)(s + 158.5)}$$

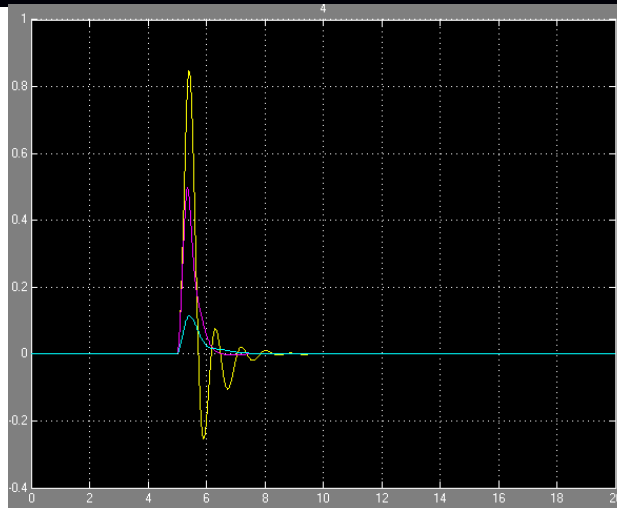
در نتیجه FoPSS را می توان از رابطه ۲۳ بدست آورد:

$$G_{Fi}(S) = \frac{r_1^\alpha [N(s) + r_1^\alpha D(s)]}{(r_2^\alpha - r_1^\alpha) + r_1^\alpha [N(s) + r_1^\alpha D(s)]} \quad (24)$$

۱-۴ شبیه سازی بامدل غیر خطی: لغزش ماشین به عنوان خروجی داده شده است. با استفاده از این سیگنال کنترل فرمان لغزش بدون استفاده از تقویت کننده همانگونه که در بخش ۳ شرح داده شد طراحی می گردد. این شبیه سازی در تصویر ۷ دیده می شود. همانگونه که در نمودار ها نیز نشان داده شد، کنترل کننده پیشنهادی قابلیت میرائی محرکه از ۲ تا ۳ ثانیه را پس از اصلاح خط در قدرت $P_{go} = 1/0$ داراست که در آن خط خارجی ضریب القاء $x_e = 0/6p_u$ می باشد. در اینجا خط، تغییر در خروجی ژنراتور تصور شده است.



شکل ۷: پاسخ خروجی سیستم با استفاده از کنترل کننده های PSS,SMC,FOPSS



شکل ۸: مقایسه خروجی هم زمان کنترل کننده PSS, SMC, FOPSS
رنگ زرد: PSS، رنگ بنفش: SMC، رنگ آبی: FOPSS

۵- نتیجه گیری:

این مقاله طراحی PSS برای یک سیستم قدرت تکی ماشینه متصل به شین بی نهایت SMIB را بر اساس تکنیک کنترل مد لغزش بدون استفاده از تقویت کننده و یک کنترل کننده مرتبه کسری فرکشنال پیشنهاد می دهد. لغزش به عنوان خروجی در نظر گرفته شده و کنترل فرمان لغزش بدون استفاده از دستگاه تقویت کننده در نمونه سرعت مناسب به کار گرفته شده است. طبق یافته ها کنترل کننده طراحی شده باعث افزایش میرایی به روشی مناسب شده است، که روش پیشنهادی جدید FOPSS پاسخ بهتری نسبت به سایر روش ها دارد. شبیه سازی به شکلی واضح، حذف تصادم و برخورد در کنترل را از طریق تکنیک پیشنهادی، نشان می دهد.

منابع:

- [1] K. R. Padiyar, Power System Dynamics Stability and Control. Second Edition, B S Publications, Hyderabad, 2002.
- [2] F. P. DeMello, P. J. Nolan, T. F. Laskowski, and J.M.Undrill, "Coordinated application of stabilizers in multi-machine power systems," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-99, pp. 892-901, May/June 1980.
- [3] S. Chen and O. P. Malik, "H ∞ optimization- based power system stabilizer design," in IEE proceedings Part-C, vol. 142, no. 2, March 1995, pp. 179-184.
- [4] M. L. Kothari, K. Bhattacharya, and J. Nanda, "Adaptive power system stabilizer based on pole shifting technique," in IEE Proceedings-C, vol. 143, 1996, pp. 96-98.
- [5] R. J. Wai, "Adaptive sliding-mode control for induction servomotor drive," in IEE Proc: on Electric Power Applications, vol. 147, no. 6, November 2000, pp. 553-562.
- [6] C. A. Monje, Y. Q. Chen, B. M. Vinagre, D. Xue, and V. Feliu, Fractional-order systems and controls: Fundamentals and applications. New York, NY, USA: Springer, 2010.
- [7] S. Das, Functional Fractional Calculus. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2011.
- [8] I. Pan and S. Das, Intelligent fractional Order Systems and Control: An Introduction, Series: Studies in Computational Intelligence, vol. 438. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2013.
- [9] R. El-Khazali, Z.A. Memon, and N. Tawalbeh, |Fractional-Order Power System Stabilizers|, 4th-IFAC workshop on Fractional Differentiation and Applications, Badajoz, Spain 2010.
- [10] R. El-Khazali, and N. Tawalbeh —Multi-Machine Fractional-Order Power System Stabilizers|, 2012
- [11] M. I. Alomoush, "Load frequency control and automatic generation control using fractional-order controllers," Elect. Eng., vol. 91, no. 7, pp. 357-368, Mar. 2010.



- [12] I. Pan and S. Das, "Chaotic multi-objective optimization based design of fractional order PI λ D μ controller in AVR system," Int. J. Elect. Power Energy Syst., vol. 43, no. 1, pp. 393–407, Dec. 2012
- [13] S. Debbarma, L. C. Saikia, and N. Sinha, "AGC of a multi-area thermal system under deregulated environment using a non-integer controller," Elect. Power Syst. Res., vol. 95, pp. 175–183, Feb. 2013.
- [14] C.-L. Kuo, C.-H. Lin, H.-T. Yau, and J.-L. Chen, "Using self-synchronization error dynamics formulation based controller for maximum photovoltaic power tracking in micro-grid systems," IEEE J. Emerg. Sel. Topic Circuits Syst., vol. 3, no. 3, pp. 459–467, Sep. 2013.