

# روشی جدید برای طراحی PSS خود تنظیم بر مبنای ترکیب تکنیک‌های شیفیت و تخصیص قطب

معین پرستگاری، رحمت‌الله هوشمند و محمد عطایی

**چکیده:** امروزه استفاده از پایدارسازهای PSS<sup>۱</sup> به منظور بهبود پایداری دینامیکی سیستم‌های قدرت گسترش یافته است. بدین منظور، روش‌های متنوعی برای تعیین ضرایب کنترل کننده‌ها در طراحی پایدارسازهای سیستم قدرت ارائه شده است. در این راستا اگر این ضرایب در هر نقطه کار، به‌وسیله مکانیزم تطبیق صحیح شوند عملکرد مقاوم سیستم بهبود خواهد یافت. در این مقاله روش جدیدی برای تعیین ضرایب PSS با تابع تبدیل Lead-lag بر مبنای روش خود تنظیم و با ترکیب تکنیک‌های شیفیت قطب<sup>۲</sup> و تخصیص قطب<sup>۳</sup> ارائه گردیده است. علاوه بر این، عمل شناسایی مورد نیاز در طراحی رگولاتور خود تنظیم (STR)<sup>۴</sup> نیز با استفاده از پارامترهای P و Q انجام می‌گردد. همچنین خصوصیات روش پیشنهادی با روش پایدارسازی با تابع تبدیل PID که ضرایب آن با استفاده از روش خود تنظیم و به کارگیری تکنیک تخصیص قطب تعیین می‌شود، مقایسه می‌گردد. در نهایت، مزایای استفاده از پایدارساز پیشنهادی، که در فرآیند تطبیق پارامترها از روش خود تنظیم مبتنی بر شیفیت و تخصیص موقعیت قطب‌های مطلوب استفاده می‌کند، نسبت به سایر پایدارسازها بیان می‌گردد. جهت نمایان ساختن این مزایا، نتایج شبیه‌سازی بر روی یک سیستم قدرت با پارامترهای مشخص و در نقاط کاری متفاوت ارائه می‌شود.

**کلمات کلیدی:** رگولاتور خود تنظیم (STR)، PSS، پایدارساز PID، تکنیک انتقال قطب، تکنیک تخصیص قطب.

## ۱. مقدمه

کنترل تحریک یک ژنراتور سنکرون تأثیر به‌سزایی در ارتقای پایداری و نیز میرایی سیستم قدرت دارد. به‌این منظور در مورد کنترل تحریک ژنراتور و انواع پایدارسازهای ژنراتور سنکرون از طریق سیستم تحریک، مطالعات فراوانی انجام گردیده است [۱، ۲، ۳، ۴، ۵، ۶، ۷، ۸، ۹]. هدف از تمامی این مطالعات، تعیین یک پایدارساز با عملکرد مطلوب می‌باشد.

مقاله در تاریخ ۸۵/۸/۱۰ دریافت و در تاریخ ۸۶/۱/۲۶ به تصویب نهایی رسید.

دکتر معین پرستگاری، دانشکده مهندسی، دانشگاه اصفهان،

parastegari@eng.ui.ac.ir

رحمت‌الله هوشمند، دانشکده مهندسی، دانشگاه اصفهان،

ooshmand\_r@eng.ui.ac.ir

محمد عطایی، دانشکده مهندسی، دانشگاه اصفهان،

ataei@eng.ui.ac.ir

1. Power System Stabilizer

2. Pole Shifting Technique

3. Pole Placement Technique

4. Self Tuning Regulator

در یک تقسیم بندی کلی می‌توان روند طراحی پایدارسازهای سیستم قدرت را به دو قسمت تقسیم نمود: یکی از این روش‌ها، مبتنی بر طراحی یک کنترل کننده برای یک سیستم قدرت است، و دیگری مبتنی بر تعیین فیدبک‌های گینی برای پایدارسازی سیستم می‌باشد [۱].

در روش مبتنی بر تابع تبدیل، از تغییرات سرعت ژنراتور فیدبک گرفته و سیگنالی به‌عنوان مکمل ولتاژ تحریک ایجاد می‌شود. هنگام طراحی PSS به روش سنتی، مکان هندسی قطب‌های سیستم برای ما اهمیتی ندارد و تنها مسئله مورد بررسی، پایدارسازی حلقه فیدبک می‌باشد [۱ و ۲].

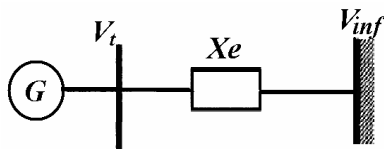
در روش سنتی برای کنترل کننده با تابع تبدیل lead-lag 
$$K_c \cdot \frac{1 + s.T_1}{1 + s.T_2}$$
، متغیرهای کنترلی پارامترهای  $T_1$  و  $K_c$

می‌باشد. در تفکیک میدان، پارامترهای  $T_1$  و  $K_c$  به‌گونه‌ای تعیین می‌شوند که مقادیر  $\zeta$  و  $\omega_n$  مطلوبی حاصل شود. عیب این روش این است که با تغییر نقطه کار سیستم، دیگر مقادیر  $\zeta$  و  $\omega_n$  به

و با استفاده از روش رگولاتور خود تنظیم، تعیین می‌گردد. در این راستا، حل متداول معادله دیوفانتین<sup>۱</sup> در طراحی رگولاتور خود تنظیم با مشکل مواجه می‌گردد که به منظور رفع آن، تکنیک انتقال قطب نیز با تکنیک تخصیص قطب ترکیب می‌گردد. علاوه بر این، با توجه به این که طراحی رگولاتور خود تنظیم بر اساس شناسایی سیستم صورت می‌پذیرد، لذا انجام عمل شناسایی با استفاده از پارامترهای P و Q سیستم صورت می‌گیرد که باعث افزایش سرعت شناسایی می‌شود. در ادامه و در بخش دوم، مدل سیستم قدرت تحت بررسی مرور می‌گردد و بخش سوم به طور اجمالی به روش طراحی رگولاتور خود تنظیم متداول می‌پردازد. طراحی PSS خود تنظیم با ترکیب تکنیک‌های انتقال قطب و تخصیص قطب نیز در بخش چهارم ارائه می‌گردد. در این بخش، طراحی PID خود تنظیم نیز به عنوان پایدارساز سیستم قدرت بر اساس تکنیک انتقال قطب صورت می‌پذیرد. سپس در بخش پنجم، نتایج شبیه‌سازی مربوط به PSS و کنترل کننده PID معمولی و پایدارسازهای خود تنظیم ارائه شده آورده می‌شود تا علاوه بر بررسی مزایای مربوط به پایدارسازهای خود تنظیم، عملکرد PSS خود تنظیم پیشنهادی نیز نسبت به PID خود تنظیم ارزیابی گردد. در پایان نیز جمع بندی و نتیجه گیری ارائه می‌گردد.

## ۲. مدل سازی سیستم

سیستم مورد بررسی، یک ژنراتور سنکرون متصل به یک خط انتقال می‌باشد. این خط انتقال، خود به یک سیستم قدرت بزرگ متصل می‌باشد که معادل شین بی‌نهایت است. این سیستم در شکل ۱ نشان داده شده است.



شکل ۱. ژنراتور متصل به شین بی‌نهایت

با توجه به آنکه کنترل کننده بر روی یک سیستم قدرت خطی شده طراحی می‌شود، لذا باید سیستم را حول نقطه کار، خطی نمود. به این منظور از مدل ارتقاء یافته Hefferon-Phillips- Demello- Conconda استفاده می‌گردد که در شکل ۲ قابل مشاهده می‌باشد. همان گونه که در این مدل مشاهده می‌شود، سیستم دارای ۵ متغیر حالت می‌باشد. در نتیجه سیستم مذکور دارای ۵ مقدار ویژه است که با بررسی انجام شده بر روی سیستم تحت مطالعه، ۲ مقدار ویژه آن ناپایدار و یا در آستانه ناپایداری است.

مقادیر  $\zeta$  و  $\omega_n$  مطلوب نزدیک نمی‌باشد و یا حتی پاسخ سیستم، نامطلوب خواهد بود [۲]. البته با انتقال مقادیر ویژه سیستم به سمت چپ می‌توان به پایداری مناسبی دست یافت. برای نیل به این هدف از روش شیفت قطب استفاده می‌شود [۱۰].

مطالعات انجام شده فوق در حالتی است که کنترل کننده، یک کنترل کننده آنالوگ بوده و هیچ مکانیزمی برای تطبیق سیستم در نظر گرفته نشده است.

از طرف دیگر به دلیل کاربرد روزافزون سیستم‌ها و کنترل کننده‌های دیجیتال می‌توان روش‌های کنترلی را براساس کنترل کننده‌های دیجیتال بنا نمود.

با انجام این کار، می‌توان کنترل کننده را به وسیله یکی از مکانیزم‌های تطبیقی تنظیم نمود که با این کار هم به اهداف کنترلی رسیده و هم با تغییر نقطه کار سیستم، پاسخ مطلوب حاصل گردد [۳، ۴، ۶، ۷، ۹]. در این صورت سیگنال کنترلی، خروجی کنترل کننده تطبیقی خواهد بود. برای انجام این کار به شناسایی سیستم هم نیاز است.

در راستای ایجاد سیگنال کنترلی می‌توان از روش‌های کنترلی هوشمند نیز استفاده نمود [۱۱، ۱۲، ۱۳، ۱۴].

در هنگام استفاده از این روش‌ها باید از سیستم، و تمام حالات سیستم اطلاعات کافی موجود باشد؛ زیرا در غیر این صورت، ممکن است آموزش سیستم به خوبی انجام نشده، سیستم کنترلی به خوبی عمل نکند و پایداری سیستم از بین برود.

روش دیگر کنترلی، استفاده از یک PID معمولی است؛ با این تفاوت که ضرایب PID در هر لحظه از زمان، بوسیله مکانیزم تطبیق به گونه‌ای محاسبه شود که مقادیر  $\zeta$  و  $\omega_n$  از پاسخ سیستم، مقادیر مطلوبی داشته باشند [۵، ۶، ۷].

از آنجا که هدف اصلی طراحی، رسیدن به پایداری مطلوبی است، لذا می‌توان مکانیزم تعیین ضرایب PID را با شرط پایداری سیستم انجام داد [۴، ۶، ۷]. با انجام این کار مشاهده می‌شود که در نقاط کاری مختلف پاسخ قابل قبولی حاصل می‌شود.

استفاده از PID به عنوان کنترل کننده باعث ایجاد مشکلات زیادی خواهد شد. عمده این مشکلات به دلیل وجود مشتق گیر در سیستم است؛ زیرا ورود نویز و نوسانات فرکانس بالا در سیستم، سیگنال کنترلی بزرگی را ایجاد خواهد کرد که باعث ناپایداری سیستم می‌شود. به این دلیل در مکانیزم کنترل، به جای تابع تبدیل PID از تابع تبدیل Lead-lag استفاده می‌گردد.

در این صورت برای حصول عملکرد مطلوب در هر نقطه کار، باید از کنترل تطبیقی استفاده نمود که هدف مکانیزم تطبیق، یافتن ضرایب مجهول Lead-lag می‌باشد.

در این مقاله، طراحی پایدارساز مقاوم سیستم قدرت با به کارگیری تابع تبدیل lead-lag مورد نظر است که جهت مقاوم نمودن این پایدارساز نسبت به تغییرات نقطه کار، ضرایب آن به صورت تطبیقی

<sup>1</sup> Diophantine Equation

در این مدل پروسه همان سیستم قدرت می‌باشد که متغیر  $y$  مقدار خروجی سیستم است و ارتباط آن با ورودی به صورت زیر خواهد بود:

$$A(q^{-1}).y(q^{-1}) = q^{-1}.B(q^{-1}).U(q^{-1}) \quad (4)$$

در رابطه ۴، اپراتور شیفت به عقب زمانی می‌باشد. از طرفی مقادیر  $y$ ، مقادیر خروجی نمونه برداری شده با فرکانس نمونه برداری  $1/T_s$  بوده و  $y_i$  نیز سیگنال ورودی می‌باشد. یک مرحله از طراحی STR، انجام شناسایی سیستم بر اساس اطلاعات ورودی و خروجی آن می‌باشد. به عبارت دیگر، چند جمله‌ای‌های  $A$  و  $B$  مطرح شده در مدل رابطه (۴)، که در مرحله بعدی طراحی به کار می‌روند، باید شناسایی گردد. این کار می‌تواند با استفاده از روش حداقل مربعات بازگشتی (RLS)<sup>۱</sup> انجام پذیرد که البته در این مقاله، این عمل به کمک مقادیر نمونه برداری شده توان اکتیو و راکتیو صورت می‌پذیرد. در بخش (۴) به این موضوع بیشتر پرداخته می‌شود. پس از این مرحله، بایستی روند تنظیم ضرایب رگولاتور را طی نمود. در این رگولاتور، ورودی کنترلی به صورت زیر ایجاد می‌گردد:

$$U(q^{-1}) = \frac{T(q^{-1})}{R(q^{-1})}.y_i(q^{-1}) - \frac{S(q^{-1})}{R(q^{-1})}.y(q^{-1}) \quad (5)$$

که در آن، جملات  $T$  و  $S$  و  $R$ ، چند جمله‌ای‌های دارای اپراتور شیفت به عقب می‌باشد. حال اگر تابع تبدیل مطلوب،  $G_m$  باشد که به صورت زیر تعریف شده باشند:

$$G_m(q^{-1}) = \frac{q^{-1}.B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})} \quad (6)$$

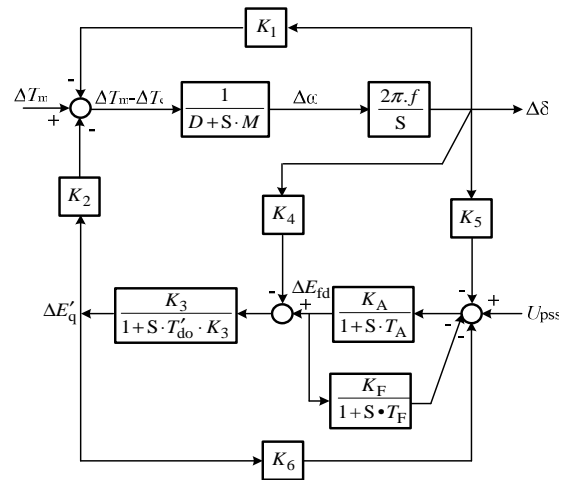
آنگاه با برابر قرار دادن  $G_m$  با  $G$  (تابع تبدیل سیستم) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} G(q^{-1}) &= \frac{y(q^{-1})}{y_i(q^{-1})} \\ &= \frac{q^{-1}.T(q^{-1}).B(q^{-1})}{A(q^{-1}).R(q^{-1}) + q^{-1}.B(q^{-1}).S(q^{-1})} \\ &= \frac{q^{-1}.B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})} \end{aligned} \quad (7)$$

در این صورت، رابطه  $A_m(q^{-1}) = P(q^{-1})$  موقعیت قطب‌های مورد نظر ما می‌باشد. با برابر قرار دادن مخرج دو کسر معادله زیر تحت عنوان معادله دیوفانتین حاصل می‌شود:

$$A(q^{-1}).R(q^{-1}) + q^{-1}.B(q^{-1}).S(q^{-1}) = A_m(q^{-1}) \quad (8)$$

که حل این معادله به طور معمول منجر به استخراج ضرایب چند جمله‌ای‌های  $R$ ،  $S$  و  $T$  می‌گردد. البته در این مقاله با توجه به



شکل ۲. مدل خطی شده ژنراتور سنکرون در نقطه کار

هدف ما، پایداری این سیستم در تمام نقاط کار و حصول عملکرد مطلوب می‌باشد. برای این کار از سیگنال  $\Delta\omega$  نمونه برداری انجام می‌شود که این سیگنال، برای ایجاد سیگنال کنترلی  $U$  به کار خواهد رفت. لذا می‌توان نوشت:

$$U(s) = H(s).\Delta\omega(s) \quad (1)$$

که تابع تبدیل  $H(s)$  مورد بررسی در این مقاله به صورت‌های زیر می‌باشد.

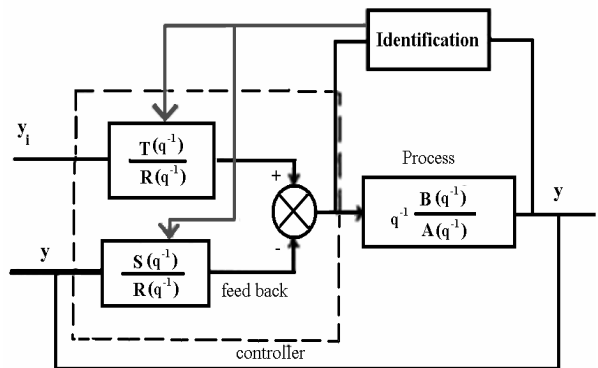
$$H_{PSS}(s) = \frac{K_c.s}{1+T_w.s} \cdot \left( \frac{1+s.T_1}{1+s.T_2} \right) \quad (2)$$

$$H_{PID}(s) = \frac{T_w.s}{1+T_w.s} \cdot \left( K_p + K_D.s + \frac{K_I}{s} \right) \quad (3)$$

در این مقاله می‌خواهیم مقادیر  $K_p$ ،  $K_D$ ،  $K_I$  و یا  $K_c$ ،  $T_1$ ،  $T_2$ ،  $T_w$  در روابط فوق را از مکانیزم تطبیق به دست آوریم.

### ۳. مرور روش طراحی رگولاتور خود تنظیم

در این مقاله از رگولاتور خودتنظیم (STR) به عنوان پیدارساز استفاده می‌گردد. بنابراین در ابتدا توضیحاتی در مورد رگولاتورهای خود تنظیم مطرح می‌شود. مدل کنترل کننده خود تنظیم به طور کلی به صورت شکل ۳ می‌باشد [۱۵].



شکل ۳. رگولاتور خود تنظیم

<sup>1</sup> Recursive Least Square

شکل مطلوبی به دست آورد؛ به گونه‌ای که سیستم در هر نقطه کار، پاسخ مطلوبی داشته باشد. به این منظور مراحل زیر انجام می‌گردد.

#### ۴-۱-۱. شناسایی مدل سیستم

در این قسمت ابتدا با استفاده از عمل نگاشت، سیستم از حالت زمان پیوسته به حالت زمان گسسته منتقل می‌گردد و هدف این است که چند جمله‌ای‌های A و B در رابطه (۴) تعیین گردد. در این مقاله، دو جمله نخست صورت تابع تبدیل منتقل شده از حالت زمان پیوسته به زمان گسسته به عنوان چند جمله‌ای B مد نظر است.

#### • شناسایی با داده‌های P و Q

در نیروگاه‌ها همیشه مقادیر P و Q و  $E_t$  معلوم است. در مرجع [۲] اثبات می‌گردد که می‌توان با استفاده از مقادیر P و Q، مقادیر جریان‌ها، ولتاژها، شارها و سایر مولفه‌های دیگر ژنراتور را محاسبه نمود.

از طرفی با دانستن مقادیر P و Q و E و دانستن مشخصات الکتریکی ژنراتور می‌توان مدل خطی شده سیستم قدرت، و پس از آن ضرایب  $K_1$  تا  $K_6$  را در مدل خطی هفرون-فیلیپس به دست آورد.

#### • مزیت شناسایی با داده‌های P و Q نسبت به RLS معمولی

در صورت استفاده از روش RLS در شناسایی سیستم قدرت، در حالت گذرای سیستم (وقتی نیروگاه به تازگی در مدار قرار گرفته است و یا خطای شدیدی رخ داده است) سیگنال‌های کنترلی شدیدی ایجاد می‌شود که ممکن است خود باعث ناپایداری سیستم گردد.

در صورتی که در سیستم صفر و قطب ناپایدار وجود داشته باشد استفاده از RLS باعث ایجاد جواب مطلوبی نمی‌شود؛ مخصوصاً هنگامی که از سیستم شناسایی شده برای تنظیم ضرایب رگولاتور خودتنظیم استفاده می‌گردد ممکن است برای حذف صفر و قطب، چندجمله‌ای‌های R و S و T خود ناپایدار شوند که این امر باعث ناپایداری سیستم قدرت می‌شود.

در صورتی که اگر به وسیله مقادیر P و Q پارامترهای مدل خطی شده سیستم را به دست آوریم، به دلیل این که با تغییر نقطه کار مقادیر  $K_1$  تا  $K_6$  جدید به دست می‌آید دیگر حالت گذرای ناپایدار به وجود نمی‌آید؛ زیرا شناسایی این روش همانند روش RLS به زمان زیادی نیاز ندارد. تعیین مقادیر  $K_1$  تا  $K_6$  از روی مقادیر P و Q مسئله‌ای است که بر اساس شرایط خاص ماشین سنکرون می‌باشد. این در حالی است که روش RLS برای هر سیستم دارای ورودی و خروجی دارای جواب می‌باشد.

انتخاب تابع تبدیل lead-lag، در این مرحله نمی‌توان معادله دیوفانتین را به‌طور متداول حل نمود که ایده استفاده از شیفت قطب مطرح می‌گردد. لازم به ذکر است که چندجمله‌ای مشخصه مطلوب سیستم حلقه بسته می‌تواند به صورت  $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$  انتخاب گردد که این چند جمله‌ای معادل با  $P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2}$  در سیستم زمان گسسته می‌باشد [۱۶]. در این رابطه می‌توان نوشت:

$$P_1 = -2.e^{(-\zeta.\omega_n.T_s)}. \cos(\omega_n.T \sqrt{1-\zeta^2}) \quad (9)$$

$$P_2 = e^{(-2.\zeta.\omega_n.T_s)} \quad (10)$$

که  $\frac{1}{T_s}$  فرکانس نمونه‌برداری می‌باشد.

#### ۴. طراحی پایدارساز خود تنظیم برای سیستم قدرت

در این بخش، روش پیشنهاد شده برای تعیین ضرایب PSS خود تنظیم که در آن از تابع تبدیل Lead-Lag به عنوان جبران‌ساز استفاده شده است، ارائه می‌گردد. همچنین، روش پایدارسازی با تابع تبدیل PID که ضرایب آن با استفاده از روش خود تنظیم تعیین می‌گردد جهت مقایسه با PSS خود تنظیم، بیان می‌شود.

#### ۴-۱. طراحی PSS خود تنظیم

تابع تبدیل PSS به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$H_{PSS}(s) = \frac{K_c \cdot s}{1 + T_w \cdot s} \cdot \left( \frac{1 + s.T_1}{1 + s.T_2} \right) \quad (11)$$

در صورتی که جمله بالا گذر سیستم را به صورت  $\frac{s}{1 + T_w \cdot s}$  نظر بگیریم (با  $T_w = 0.5$ ) آنگاه قسمت متغیر تابع PSS دارای تابع تبدیلی به فرم  $K_c \left( \frac{1 + s.T_1}{1 + s.T_2} \right)$  می‌باشد. هدف کلی از طراحی PSS، تعیین ضرایب  $T_1, T_2, K_c$  است.

برای طراحی PSS معمولی، باید  $T_2$  را ثابت در نظر گرفت. پس از آن مقادیر  $T_1, k_c$  را به گونه‌ای محاسبه نمود که PSS باعث پایدارسازی سیستم شود [۱]. به این منظور مقدار نسبت میرایی سیستم  $\zeta$  در بازه  $0/1 \leq \zeta \leq 0/3$  انتخاب می‌گردد.

در این صورت PSS طراحی شده منجر به عملکرد مطلوب در یک نقطه کار سیستم می‌باشد. جهت حصول عملکرد مناسب در کلیه نقاط کاری سیستم بحث طراحی PSS خود تنظیم مطرح می‌گردد.

به‌طور کلی مسئله را می‌توان به این صورت مطرح نمود که تابع تبدیل PSS به صورت  $\frac{K_c \cdot s}{1 + 0/5 \cdot s} \cdot \left( \frac{1 + s.T_1}{1 + s.T_2} \right)$  مفروض می‌باشد.

هدف از مکانیزم تطبیق، آن است که ضرایب  $T_1, T_2, K_c$  را به

$$T_1 = \frac{-T_s}{\ln\left(\frac{S_2}{S_1}\right)} \quad (18)$$

$$T_2 = -\frac{T_s}{\ln(z_2)} \quad (19)$$

پس به طور خلاصه می‌توان گفت که، کل عملیات طراحی پایدارساز Lead-Lag خود تنظیم به این صورت است که در ابتدا موقعیت قطب‌های مطلوب را تعیین می‌کنیم. به این صورت که مقادیر  $\zeta$  و  $\omega_n$  مطلوب را در معادلات (۵) و (۶) جای گذاری نموده و  $A_m$  را به دست می‌آوریم.

پس از آن، با حل معادله دیوفانتین و برای سیستم زمان گسسته معادل، با استفاده از جایابی قطب و شیفت قطب مقادیر  $\alpha, z_2, S_2, S_1$  را تعیین نموده و پس از آن، ضرایب  $T_2, T_1, K_c$  را طبق روابط معکوس محاسبه می‌کنیم.

#### ۲-۴. طراحی PID خود تنظیم

تابع تبدیل پایدارسازی که تابع تبدیل پایدارساز آن به فرم PID می‌باشد به صورت زیر می‌باشد:

$$H_{PID}(s) = \frac{T_w \cdot s}{1 + T_w \cdot s} \cdot (K_p + K_D \cdot s + \frac{K_I}{s}) \quad (20)$$

که هدف از طراحی پایدارساز با استفاده از PID، تعیین ضرایب مناسب  $K_p, K_D, K_I$  است.

با دانستن موقعیت قطب‌های مطلوب و ایجاد پیش فازی کافی به وسیله یک تابع تبدیل PID، می‌توان یک پایدارساز معمولی طراحی نمود [۵] که می‌تواند برای یک نقطه کار مشخص، پاسخ مطلوب را بدهد. اما مشابه مبحث بخش (۴-۱)، برای حصول عملکرد مطلوب در نقاط کاری مختلف، طراحی PID خود تنظیم مطرح می‌گردد.

در این حالت روند طراحی مشابه بخش (۴-۱) است؛ لذا تنها به وجوه متمایز اشاره می‌گردد.

در این حالت نیز ابتدا مسئله به صورت طراحی رگولاتور خود تنظیم با روش تخصیص قطب‌ها (PP) در نظر گرفته می‌شود. به این منظور در معادله دیوفانتین (۱۰)، چند جمله‌ای‌های  $R$  و  $S$  و  $T$  را درجه ۲ در نظر می‌گیریم.

از طرفی چون می‌خواهیم تابع تبدیل را به فرم انتگرالی ایجاد نماییم، لذا جمله  $R$  دارای ترم  $(1 - q^{-1})$  می‌باشد.

همچنین برای ایجاد خطای حالت ماندگار صفر، باید  $T(q^{-1}) = S(1)$  باشد. در این صورت، در حل معادله دیوفانتین، مجهولات معادله، ضرایب  $r_1, S_1, S_2, S_o$  می‌باشند که در چند جمله‌ای‌های  $R$  و  $S$  و  $T$  ظاهر می‌گردند.

از طرفی در نیروگاه‌ها همیشه مقادیر  $P$  و  $Q$  در دسترس است ولی مقادیر  $\Delta T, \Delta \omega$  به راحتی قابل محاسبه نمی‌باشد تا به مکانیزم شناسایی وارد گردد.

#### ۲-۱-۴. تعیین ضرایب رگولاتور

ایده اصلی در این قسمت بدین صورت است که ضرایب رگولاتور بر اساس تخصیص محل قطب‌ها برای سیستم زمان گسسته تعیین گردد و سپس با استفاده از روابط معکوس نگاشت به کار رفته، ضرایب PSS تعیین شود. لذا ابتدا سیستم را از حالت زمان پیوسته به زمان گسسته منتقل می‌کنیم.

برای این کار از نگاشت استفاده می‌شود. در این صورت با توجه به روابط مربوط به نگاشت، معادله پایدارساز در حوزه زمان گسسته به صورت زیر تبدیل می‌شود:

$$G = \frac{S_1 \cdot z - S_2}{z - z_2} \quad (12)$$

در این رابطه اپراتور  $z$  بیانگر شیفت به جلوی زمانی می‌باشد. در این صورت معادله دیوفانتین به صورت زیر خواهد بود:

$$A(z) \cdot (z - z_2) + z \cdot (S_1 \cdot z - S_2) \cdot (b_o \cdot z + b_1) = z^3 + a_{m1} \cdot z^2 + a_{m2} \cdot z \quad (13)$$

رابطه فوق به این معنا است که چند جمله‌ای‌های  $R$  و  $S$  و  $T$  در معادله کلی دیوفانتین به صورت زیر می‌باشند:

$$R = (z - z_2) \quad (14)$$

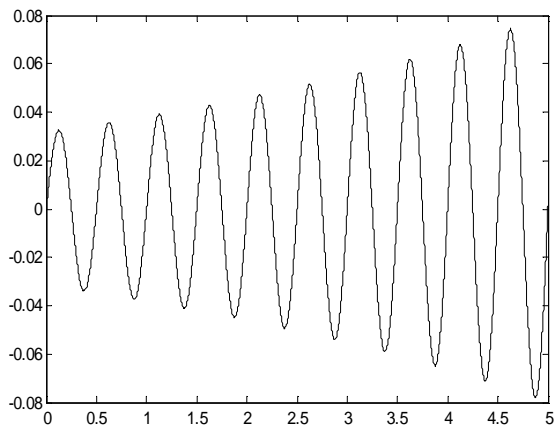
$$S = (S_1 \cdot z - S_2) \quad (15)$$

$$T = S(1) = (S_1 - S_2) \quad (16)$$

با حل معادله (۱۳) به ۴ معادله و ۳ مجهول می‌رسیم که دارای جواب نمی‌باشد. برای حل این مشکل از تکنیک شیفت قطب استفاده می‌نماییم؛ یعنی مقادیر قطب‌های مطلوب را با پارامتر مجهول  $\alpha$  شیفت می‌دهیم [۱۷]. با انجام این کار، پارامتر  $\alpha$  هم به مجهولات ما اضافه می‌شود تا معادله (۱۷) تشکیل گردد؛ پس به ۴ معادله و ۴ مجهول می‌رسیم.

$$A(z) \cdot (z - z_2) + z \cdot (S_1 \cdot z - S_2) \cdot (b_o \cdot z + b_1) = (z \cdot \alpha)^3 + a_{m1} \cdot (z \cdot \alpha)^2 + a_{m2} \cdot (z \cdot \alpha) \quad (17)$$

البته باید در نظر داشت که در این رابطه، هم  $\alpha$  و هم  $\alpha^2$  ظاهر می‌شود. با محاسبه پارامترهای  $\alpha, z_2, S_2, S_1$  مقادیر قابل حصول می‌باشد. برای این کار مقادیر  $T_2, T_1, K_c$  بر اساس معکوس روابط نگاشت مطابق روابط (۱۸) و (۱۹) محاسبه می‌شود.



شکل ۴. پاسخ  $\Delta\omega(t)$  سیستم بر حسب زمان در نقطه کار اول بدون پایدارساز

$$Q = 0,55 \quad P = 0,8 \quad X_e = 0,4$$

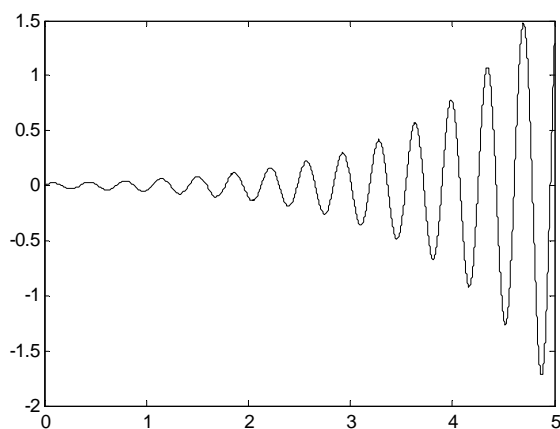
$$\Rightarrow \begin{cases} k_1 = 0,97 & k_2 = 0,97 & k_3 = 0,36 \\ k_4 = 1,24 & k_5 = -0,05 & k_6 = 0,46 \end{cases}$$

همچنین نقطه کار دوم نیز دارای مشخصات زیر می‌باشد:

$$pf = 0,82 \quad P = 1,2 \quad X_e = 0,6$$

$$\Rightarrow \begin{cases} k_1 = 1,75 & k_2 = 1,1145 & k_3 = 0,4182 \\ k_4 = 1,42 & k_5 = -0,19 & k_6 = 0,5459 \end{cases}$$

به منظور نمایش قابلیت‌های این کنترل کننده در نقاط کاری مختلف، پاسخ دو نوع پایدارساز در دو نقطه کار مختلف بررسی شده است. ابتدا پاسخ مدل سیستم بدون استفاده از هیچ‌گونه پایدارسازی ارائه می‌شود که همانند شکل‌های (۴) و (۵) می‌باشد که نوسانات  $\Delta\omega$  را در دو نقطه کار مورد نظر نشان می‌دهد. این نوسانات، ناپایداری دینامیکی سیستم را بدون استفاده از هیچ پایدارسازی نشان می‌دهد و بیانگر لزوم استفاده از پایدارساز می‌باشد.



شکل ۵. پاسخ  $\Delta\omega(t)$  سیستم بر حسب زمان برای سیستم در نقطه کار دوم بدون پایدارساز

$$R(q^{-1}) = (1 + r_1 \cdot q^{-1}) \cdot (1 - q^{-1}) \quad (21)$$

$$S(q^{-1}) = S_o + S_1 \cdot q^{-1} + S_2 \cdot q^{-2} \quad (22)$$

$$T(q^{-1}) = S_o + S_1 + S_2 \quad (23)$$

با تعیین ضرایب مجهول در معادله دیوفانتین، طراحی رگولاتور خود تنظیم کامل شده است. از طرفی چون هدف، تنظیم پارامترهای مجهول کنترل کننده PID می‌باشد لذا برای این کار باید پارامترهای مجهول را با استفاده از مکانیزم STR محاسبه نمود.

پس به این منظور با حل معادله (۲۴) ضرایب  $K_P, K_D, K_I$  مطابق روابط (۲۵) تا (۲۷) محاسبه می‌شوند:

$$U(k) = \frac{S_o + S_1 + S_2}{(1 + r_1 \cdot q^{-1}) \cdot (1 - q^{-1})} \cdot y_r(k) - \frac{S_o + S_1 \cdot q^{-1} + S_2 \cdot q^{-2}}{(1 + r_1 \cdot q^{-1}) \cdot (1 - q^{-1})} \cdot y(k) \quad (24)$$

$$K_P = \frac{S_1 + 2S_2}{1 + r_1} \quad (25)$$

$$K_I = \frac{S_o + S_1 + S_2}{T_s} \quad (26)$$

$$K_D = \left\{ [r_1 \cdot s_1 - (1 - r_1) s_2] / (1 + r_2) \right\} \quad (27)$$

به طور خلاصه کل عملیات کنترل پایدارساز PID به این صورت است که در ابتدا موقعیت قطب‌های مطلوب تعیین می‌گردد. به این صورت که مقادیر  $\zeta$  و  $\omega_n$  مطلوب را در معادلات (۵) و (۶) جای گذاری نموده و  $A_m$  را به دست می‌آوریم. پس از آن، با حل معادله دیوفانتین، مقادیر  $r_1, S_o, S_1, S_2$  را تعیین نموده و پس از آن، ضرایب  $K_P, K_D, K_I$  محاسبه می‌گردد. لازم به ذکر است که اگر صفر سیستم، صفر پایدار باشد (اگر  $A_m$  مقدار  $-\frac{b_2}{b_1} < 0/1 < 0/9$  باشد) در حل معادله دیوفانتین، مقدار  $A_m$  به صورت زیر جای گذاری می‌شود:

$$A_m = P(q^{-1}) \cdot \left(1 + \frac{b_2}{b_1} \cdot q^{-1}\right) \quad (28)$$

## ۵. نتایج شبیه‌سازی

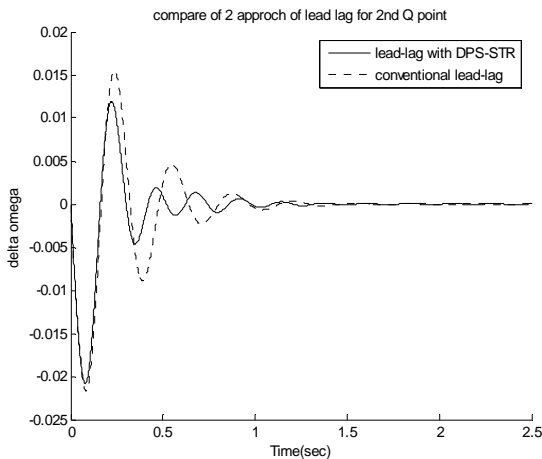
### ۵-۱. اطلاعات اولیه سیستم

پارامترهای سیستم مورد بررسی در ضمیمه (الف) آمده است. این سیستم در دو نقطه کار مختلف مورد بررسی قرار می‌گیرد. نقطه کار اول دارای مشخصات ورودی و ضرایب  $k_1$  تا  $k_6$  سیستم به صورت زیر است:

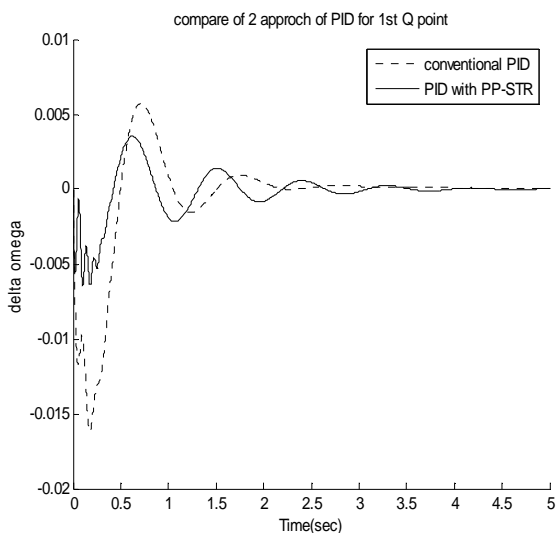
نتایج شبیه سازی مربوط به این طراحی با خطوط خط چین در شکل ۸ و ۹ نشان داده شده است.

۵-۳-۲. PID خود تنظیم

با استفاده از روش‌های ارائه شده در بخش (۴-۲)، ضرایب PID محاسبه می‌گردد. با انجام مکانیزم کنترل و شبیه‌سازی، پاسخ سیستم برای ۲ نقطه کاری در شکل‌های ۸ و ۹ آورده شده است.



شکل ۷. پاسخ  $\Delta\omega(t)$  سیستم با پایدارساز lead-lag بر حسب زمان در نقطه کار دوم



شکل ۸. پاسخ  $\Delta\omega(t)$  سیستم با پایدارساز PID بر حسب زمان در نقطه کار اول

همان گونه که در پاسخ‌های سیستم هم مشاهده می‌شود، در صورت استفاده از تابع تبدیل PID، به دلیل وجود جمله دیفرانسیلی، پایدارساز سیستم دارای پاسخ گذرای ناخواسته‌ای می‌باشد. در صورتی که دامنه این پاسخ گذرا، زیاد باشد می‌تواند باعث ناپایداری دینامیکی سیستم شود.

۵-۲. نتایج شبیه سازی مربوط به استفاده از PSS

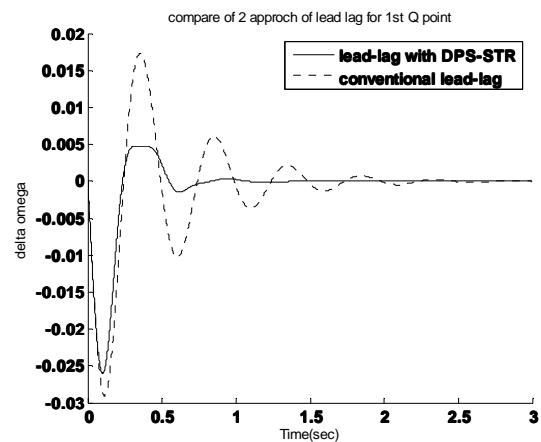
۵-۲-۱. نتایج مربوط به PSS معمولی

با در نظر گرفتن  $\beta_c = 0.2$ ، پایدارساز PSS برای نقطه کار دوم طراحی شده و همین PSS را برای نقطه کار اول مورد استفاده قرار می‌دهیم. روش محاسبه ضرایب PSS معمولی در مرجع [۱] آمده است. نتایج شبیه سازی مربوط به این بخش با گراف‌های خط چین در شکل‌های ۶ و ۷ مشخص شده است. از آنجاییکه PSS معمولی برای نقطه کار دوم طراحی شده است، پاسخ مربوط به این نقطه کار نسبت به پاسخ در نقطه کار اول مطلوب‌تر است و این در واقع بیانگر عدم مقاومت PSS معمولی نسبت به تغییر نقاط کاری می‌باشد.

۵-۲-۲. نتایج مربوط به استفاده از PSS خود تنظیم

پیشنهادی DPS-STR

با استفاده از روش‌های مذکور در بخش (۴-۱) در مورد تعیین ضرایب PSS خود تنظیم با استفاده از ترکیب تکنیک‌های تخصیص قطب و شیفیت قطب (DPS-STR)<sup>۱</sup>، PSS مذکور طراحی شده و شبیه‌سازی سیستم در دو نقطه کار انجام شده است. نتایج این شبیه‌سازی در شکل‌های ۶ و ۷ آورده شده است. همان طور که ملاحظه می‌گردد، PSS خود تنظیم پیشنهادی دارای عملکرد مطلوب در نقاط کاری متفاوت می‌باشد.



شکل ۶. پاسخ  $\Delta\omega(t)$  سیستم با پایدارساز lead-lag بر حسب زمان در نقطه کار اول

۵-۳. نتایج شبیه سازی مربوط به استفاده از PID برای پایدارسازی سیستم

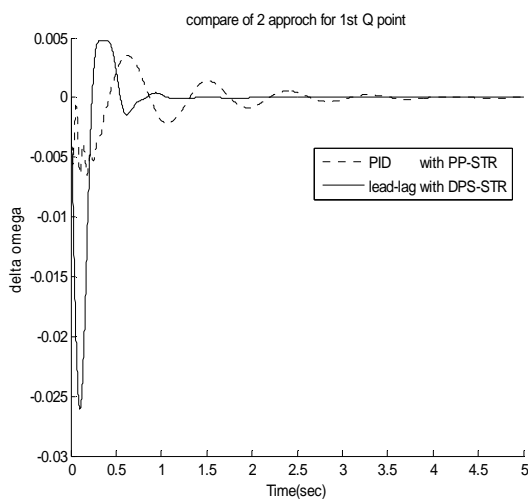
۵-۳-۱. PID معمولی

در این مرحله ابتدا ضرایب PID به وسیله روش معمولی محاسبه گردید که این مقادیر طراحی شده عبارتند از:

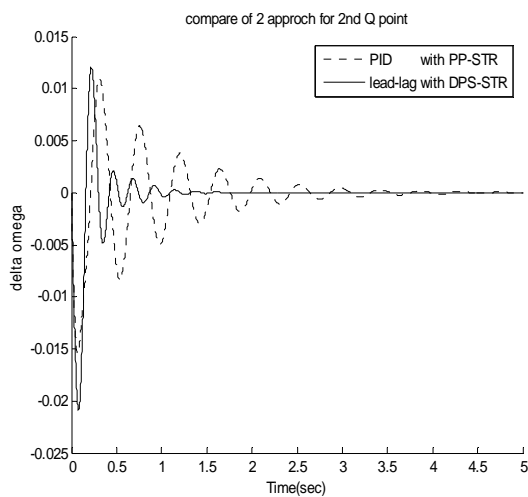
$$K_p = 29.2 \quad K_I = -10029 \quad K_D = 5.5 \quad T_w = 0.5$$

<sup>۱</sup>. Desired Pole Shifting STR

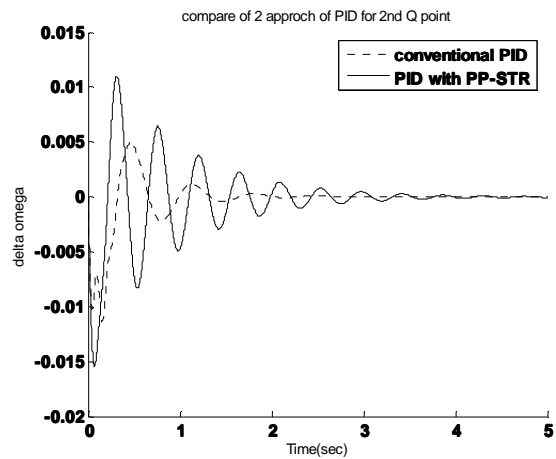
عیب عمده این روش هم، ایجاد گذراهای نا خواسته در خروجی سیستم (یعنی پارامتر  $\Delta\omega$ ) است که دلیل آن هم وجود جمله دیفرانسیلی در تابع تبدیل آن می‌باشد. این موضوع می‌تواند در برخی نقاط کار و یا حین شناسایی سیستم، باعث ناپایداری سیستم گردد البته این مشکل در هنگام تولید سیگنال کنترلی، خود را بیشتر نشان می‌دهد. شکل ۱۲ سیگنال کنترلی  $U = \Delta V_{ref}$  را بر حسب زمان، و برای دو تابع تبدیل PID و lead-lag نشان می‌دهد. تابع تبدیل PID باعث ایجاد سیگنال کنترلی با دامنه زیاد و فرکانس بالا می‌شود که در عمل، این سیگنال غیر قابل استفاده می‌باشد (در عمل با قرار دادن یک محدود کننده، از ایجاد سیگنال کنترلی با دامنه بزرگ جلوگیری می‌گردد). پس با وجود مزیت ظاهری در استفاده از پایدارساز PID در نقطه کار اول، به دلیل مشکلات عملی، این روش استفاده نمی‌شود؛ زیرا باعث ایجاد سیگنال کنترلی با دامنه ۲۵ برابر دامنه سیگنال کنترلی پایدارساز lead-lag می‌شود. البته روش Lead-Lag به دلیل عدم استفاده از جمله دیفرانسیلی، این مشکل را نخواهد داشت.



شکل ۱۰. پاسخ  $\Delta\omega(t)$  سیستم در نقطه کار اول



شکل ۱۱. پاسخ  $\Delta\omega(t)$  سیستم در نقطه کار دوم



شکل ۹. پاسخ  $\Delta\omega(t)$  سیستم با پایدارساز PID بر حسب زمان در نقطه کار دوم

همچنین با مقایسه نتایج حاصله از دو روش مشاهده می‌شود که تعیین ضرایب PID مبتنی بر روش PP-STR دارای پاسخ بهتری می‌باشد که دارای زمان خیز و فراجهش کمتری می‌باشد. در ضمن، حین تغییر نقطه کار، تغییر پاسخ سیستم نسبت به نقطه کار قبلی، کمتر می‌باشد.

همان‌گونه که در این شکل‌ها مشاهده می‌شود، PSS خود تنظیم، دارای پاسخ قابل قبولی می‌باشد. همچنین نوسانات گذرای نامطلوبی که در مورد پایدارساز PID وجود داشت، در مورد این پایدارساز ایجاد نمی‌شود. بعلاوه با دقت در پاسخ این پایدارساز مشاهده می‌شود که پایدارسازی که ضرایب آن با استفاده از روش DPS-STR به دست می‌آید، دارای جواب بهتری خواهد بود.

#### ۵-۴. مقایسه دو روش پایدارسازی

در این قسمت، مقایسه‌ای بین دو روش کنترلی پایدارساز PID با روش کنترلی پایدارساز با استفاده از Lead-Lag انجام شده است. در پایدارساز PID ضرایب مجهول به روش PP-STR (که بهترین پاسخ در روش‌های مبتنی بر پایدارسازهای PID را داشت) محاسبه شده است.

همچنین ضرایب مجهول پایدارساز با تابع تبدیل Lead-Lag به روش DPS-STR (که بهترین پاسخ پایدارسازهای مبتنی بر تابع تبدیل Lead-Lag بود) محاسبه شده است. در شکل‌های ۱۰ و ۱۱ پاسخ هر دو روش در دو نقطه کار مختلف مشاهده می‌شود.

همان‌گونه که در این شکل‌ها مشخص شده است، پایدارساز مبتنی بر تابع تبدیل Lead-Lag، دارای زمان نشست کمتری است و همچنین هیچ نوسانات گذرای اضافه‌ای در پاسخ آن ایجاد نمی‌شود. این در حالی است که تنها مزیت پایدارساز PID، کم بودن حد اکثر فراجهش آن می‌باشد.



[3] Prabha Kundur., "Power System Stability and Control" McGraw-Hill, Inc., 1994

[4] Kothari, M.L.; Bhattacharya, K.; Nanda, J.; "Adaptive Power System Stabiliser Based on Pole-Shifting Technique", Proc 1996 IEEE - Generation, Transmission and Distribution Conf., vol 143, Jan. 1996, pp:96 - 98

[5] Buamud, M.S.; Shamekh, A.R.; "A Comparative Study Between the Performance of the Fixed Gain PID and the Adaptive Self-tuning Power System Stabilizers" Proc 2002 IEEE Power System Technology Conf. ,vol 2, 13-17 Oct. 2002, pp:1233 - 1238

[6] Wu, Chi-Jui; Hsu, Yuan-Yih; "Design of Self-Tuning PID Power System Stabilizer for Multimachine Power Systems", IEEE Trans. Power Systems, vol 3, pp: 1059 – 1064, Aug. 1988

[7] Gu, W., Bollinger, K.E., "A Self-tuning Power System Stabilizer for Wide-Range Synchronous Generator Operation" IEEE Trans. Power Systems, vol 4, pp:1191–1199, Aug. 1989.

[8] Murdoch. A., Vencataraman. S., Lawson.R. A, Pearson.W.R ;"Integral of Accelerating Power Type PSS Part 1 Theory, Design, and Tuning Methodology", IEEE Trans. Energy Conversion, vol 14, pp:1658–1662, December 1999.

[9] Astrom, K., "Robustness of a Design Method Based on Assignment of Poles and Zeros", IEEE Trans. Automatic Control, vol 25, pp:588 – 591, Jun 1980.

[10] Motoki. H, Yokoyama. A., Kawakami. H., Kawasaki. K., "Experimental Study on Power System Damping Enhancement by Multiple Digital Adaptive PSS's Using Analog-Type Real-Time Power System Simulator". IEEE Trans. Power Systems. Pp.808-812, 2002.

[11] Tamer Abdelazim, O.P., Malik, "Fuzzy Logic Based Identifier and Pole-Shifting Controller for PSS Application". IEEE Trans. Power Systems. Pp.1680-1685, vol. 3, July 2003.

[12] Hassan. M.A.M., Malik. O.P., "Implementation and Laboratory Test Results for A Fuzzy Logic Based Self-Tuned Power System Stabilizer" IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 8, No. 2, pp.221-229, June 1993.

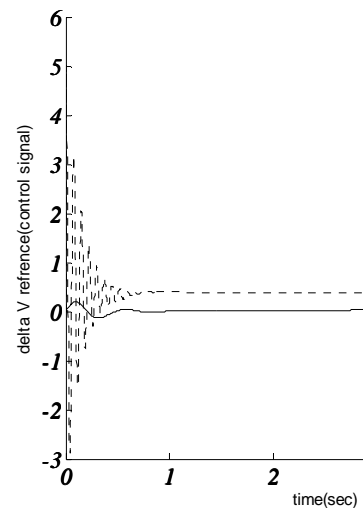
[13] Gillard. D.M., Bollinger. K.E., "Neural Network Identification of Power System Stabilizer Functions" IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 11, No. 1, pp. 104-111, March 1996.

[14] Tavares. C., da Costa.Jr., Barreiros .J.A.L, de Oliveira. R.C.L., Pedreira. C.T.L "Generalized Predictive Power System Stabilizer with Fuzzy Supervision from a Local Mode Network" 2002 IEEE Power System Technology Conf vol.2, pp.1-4, September 2001.

[15] Astrom, K., Wittenmark. B., "Adaptive Control" Third Edition, 1989. Addison-Wesley Publishing Company.

[16] Astrom, K., Wittenmark. B., "Computer Controlled System" Third Edition, 1997. Prentice Hall E.H.Miller.

[17] Kothari, M.L., Bhattacharya, K., Nanda, J., "Adaptive enhancement of synchronous generator stabilizer



شکل ۱۲. سیگنال کنترلی ایجاد شده در نقطه کار اول (پایداری ساز با تابع تبدیل PID، پایداری ساز با تابع تبدیل lead lag)

### ۶. نتیجه گیری

در این مقاله، روش جدیدی برای پایداری سازی سیستم‌های قدرت با استفاده از تابع lead lag و به صورت خود تنظیم ارائه گردید که ضرایب آن با استفاده از روش تخصیص قطب به همراه شیفت قطب‌ها (DPS-STR) محاسبه می‌شود.

عمل شناسایی مورد نیاز در طراحی این رگولاتور نیز با استفاده از اطلاعات توان اکتیو و راکتیو سیستم صورت پذیرفت که باعث افزایش سرعت و دقت شناسایی گردید.

برای بررسی مزایای این پایداری ساز، نتایج شبیه‌سازی آن را با نتایج شبیه‌سازی پایداری ساز مبتنی بر تابع تبدیل PID مقایسه نمودیم. برای انجام این مقایسه، ضرایب پایداری ساز مبتنی بر PID، با استفاده از روش STR محاسبه گردید.

با بررسی پاسخ دو سیستم در دو نقطه کار متفاوت، مشاهده نمودیم که روش پیشنهادی، باعث بهبود نوسانات گذرا شده و نیز زمان نشست پاسخ را کاهش می‌دهد.

بهبود پاسخ گذرای سیستم، یک عامل تعیین کننده در طراحی سیستم می‌باشد؛ زیرا در پایداری سازهای قبلی مبتنی بر STR (که تماماً دارای تابع تبدیل PID بودند) جمله دیفرانسیلی باعث ایجاد ناپایداری در سیستم می‌شود که روش پیشنهادی این معایب را ندارد. در ضمن، استفاده از روش پیشنهادی باعث کاهش زمان نشست سیگنال می‌شود.

### مراجع

[1] Yu. Y.N., "Electric Power System Dynamic" Academic press, 1983

[2] Anderson.P.M., Fouad.A.A., "Power System Control and Stability" IEEE Press, 2002

## ضمیمه ب:

## پارامترهای مورد نظر در روند طراحی کنترل‌کننده

پارامترهای مورد استفاده در طراحی کنترل‌کننده به صورت زیر است:

$$P_{1-self-tuning} = -1,07$$

$$P_{2-self-tuning} = 0,6376$$

$$\omega_{convention\ at-PSS} = 7,6$$

$$\zeta_{convention\ at-PSS} = 0,2$$

$$T_{2convention\ at-PSS} = 0,2$$

performance by including the external utility System Dynamics", IEEE Trans. Power Systems, 1993, pp. 1401-1408.

## ضمیمه الف:

## پارامترهای سیستم مورد مطالعه

پارامترهای ژنراتور سنکرون از قرار زیر می‌باشد.

$$H=5\ sec \quad T'_{do} = 6\ sec \quad X_c = 1.6\ p.u$$

$$X_q = 1.55\ p.u \quad X'_d = 0.32\ p.u$$

همچنین پارامترهای اکسایتر برابرند با:

$$K_A = 400 \quad K_F = 0.025$$

$$T_A = 0.05\ sec \quad T_F = 1\ sec$$