

طراحی تثبیت‌کننده ولتاژ خودتنظیم برای ژنراتورهای سنکرون

دکتر حمید لسانی

گروه مهندسی برق و کامپیوتر دانشکده فنی - دانشگاه تهران

مهندس محسن شفیعی خور

کارشناسی ارشد برق و کامپیوتر - دانشکده فنی - دانشگاه تهران

چکیده

در این مقاله یک کنترل کننده PID، خودتنظیم^۱ جهت تثبیت ولتاژ ترمینال ژنراتور سنکرون ارائه می‌شود. سیستم خودتنظیم طرح شده بسیار ساده است بطوریکه پیاده‌سازی آن در عمل به راحتی میسر خواهد بود. از طرفی جهت بهتر شدن پاسخ سیستم و رفع مشکلات موجود در اجرای سیستم‌های خودتنظیم سریع، مدل «دو نرخ» یا به عبارتی سیستم کنترل با دو زمان نمونه‌برداری^۲ نیز در اینجا ارائه گشته و با توجه به نتایج شبیه‌سازی بدست آمده پاسخ بهتر سیستم دو نرخ نشان داده خواهد شد.

۱- مقدمه

پیشرفت سریع و فزاینده تکنولوژی ساخت ریزپردازنده‌های دیجیتال، امکان ساخت کامپیوترهای سریع با قابلیت‌های بالا میسر شده و این مسئله نقطه عطفی را در کنترل فرآیندهای صنعتی بوسیله کامپیوتر و کاربرد کنترل دیجیتال ایجاد نموده است. در همین راستا کنترل‌کننده‌های دیجیتالی نیز جهت کنترل تحریک ژنراتورهای سنکرون پیشنهاد شده است [۲ و ۳].

اما سیستم‌های قدرت را می‌توان از جمله سیستم‌های

تأثیر سیستم تحریک و حلقه AVR بر پایداری شبکه‌های قدرت پس از کاری که توسط دملو^۳ و دیگران، انجام گرفت روشن تر گردید و مشخص شد که هر چه نوسانات ولتاژ در سیستم کنترل تحریک سریع تر میرا گردند، پایداری کلی شبکه بهتر و مطلوب تر خواهد بود [۱].

با توجه به این امر توجه زیادی نسبت به بهتر نمودن عملکرد کنترل تحریک بخصوص با افزودن یک حلقه کنترل کمکی (PSS)^۴ معطوف گشته است. از طرفی با گسترش و

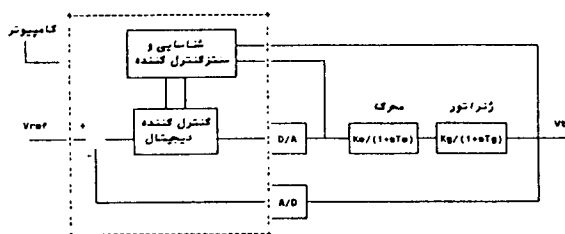
ممکن است رخ دهد.

برای غلبه بر این مشکل می توان از نوع «تعمیم یافته این روش» یا تکنیک GMVC در سیستم کنترل خودتنظیم سود جست. توضیحات بیشتر در این خصوص در مراجع [۸ و ۱۱ و ۱۲] به تفصیل آمده است.

در این مقاله به معرفی یک PID خودتنظیم جهت تثبیت ولتاژ ترمینال ژنراتورهای سنکرون خواهیم پرداخت و مزایای آن را با توجه به نتایج شبیه سازی بدست آمده نشان خواهیم داد. استراتژی کنترل بکار رفته در این روش، تکنیک تخصیص قطب می باشد و لذا مشکل یادشده در مورد سیستمهای MV در این جا بوجود نخواهد آمد. علاوه بر این «مدل دو نرخی» این سیستم نیز ارائه خواهد شد. مزایای حاصله نیز با ذکر نتایج شبیه سازی سیستم نشان داده خواهد شد. بطور کلی با انتخاب دو زمان نمونه برداری مختلف عمل تخمین و شناسائی پارامترها بهتر انجام گرفته و سیگنال کنترل سریعتر به سیستم تحت کنترل اعمال می شود. به عبارتی خیلی سریع تر و بهتر می توان دینامیکهای سریع سیستم تحت کنترل را دنبال نمود! [۹].

۲- کنترل تخصیص قطب با استفاده از PID:

شکل زیر دیاگرام بلوکی سیستم کنترل تحریک خودتنظیم مورد بحث را نشان می دهد.



شکل ۱- دیاگرام بلوکی سیستم کنترل تحریک خودتنظیم

ناهنجار و غیرخطی با تغییرات زمانی نسبتاً زیاد به شمار آورد. علاوه بر بارها، ساختار معادلات حاکم بر دینامیک سیستمهای قدرت و از جمله ژنراتورهای سنکرون غیرخطی است. در طراحی کنترل کننده های آنالوگ و دیجیتال با پارامترها و گینهای ثابت نیز در واقع فرض می شود که پارامترهای سیستم تحت کنترل حول نقطه تعادلی ثابت می ماند. اما این فرض با توجه به تغییر شدید و غیر خطی ساختار شبکه یا بار که بصورت اغتشاش^۱ بر سیستم وارد می شوند، فرض چندان درستی نیست.

یکی از طرق کنترل سیستمهای غیرخطی و متغیر با زمان، استفاده از روشهای کنترل تطبیقی یا خودتنظیم^۲ می باشد. تاکنون جهت کنترل تحریک ژنراتورهای سنکرون با توجه به ساختار کنترل کننده های خودتنظیم، کارهایی نیز انجام گرفته است [۴ و ۵ و ۶].

در مقالات [۴ و ۵] تثبیت کننده خودتنظیم با استراتژی حداقل تغییرات^۳ MV و در مقاله [۶] از استراتژی کنترل «تخصیص قطب»^۴ (PA) استفاده شده است. اما یکی از مشکلات عمده در پیاده سازی عملی این سیستمها، زمان نسبتاً زیاد محاسبات می باشد. البته در مقاله [۵] از تکنیک «دو نرخی» در فرآیند کنترل تحریک استفاده و برخی از مزایای بکارگیری این روش ذکر شده است. اما یکی از مشکلات عمده تنظیم کننده مزبور علاوه بر زیاد بودن تعداد پارامترهای مدل تخمین زن (و در نتیجه افزایش زمان نمونه برداری)، ناپایدار شدن آن در زمانی است که سیستم تحت کنترل غیر می نیمم فاز^۵ قرار می گیرد [۷]. البته این موضوع در اکثر سیستمهایی که از استراتژی حداقل تغییرات (MV) در سنتز کنترل کننده استفاده می شود

1- Disturbance

2- Adaptive or self - tuning control

3- Minimum variance

4- Pole - assignment

5- Non-minimum phase

که در عمل نشان داده‌اند از دیرباز مورد توجه قرار گرفته و بسیار به کار رفته‌اند. همانطور که می‌دانیم یک PID متشکل از سه بخش است. قسمت تناسبی، مشتق‌گیر و انتگرال‌گیر که در حوزه s بصورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (4)$$

$U(s)$ تبدیل لاپلاس ورودی سیستم تحت کنترل و $E(s)$ سیگنال خطا می‌باشد. K_p و K_i و K_d به ترتیب ضرایب بخش تناسبی، انتگرال و مشتق‌گیر هستند. وجود جمله انتگرال‌گیر سبب می‌شود که خطای حالت ماندگار سیستم صفر گردد. از طرفی جهت تنظیم این کنترل‌کننده برای شرایط مختلف تنها کافی است ۳ پارامتر (که گین‌های کنترل‌کننده هستند) تعیین شوند.

- معادل دیجیتالی این کنترل‌کننده با توجه به ورودی مرجع $r(t)$ و خروجی سیستم تحت کنترل $y(t)$ به صورت زیر خواهد شد [۸].

(۵)

$$u(t) = \frac{r(t)(g_0 + g_1 + g_2) - (g_0 + g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2})y(t)}{1 - z^{-1}}$$

که در آن:

$$K_p = -g_1 - 2g_2, \quad K_d = g_2 \text{ و } K_i = g_0 + g_1 + g_2$$

$u(t)$ ورودی سیستم در لحظه t است. در مورد سیستمهایی که دینامیک پیچیده‌ای دارند. قواعد ساده و خاصی پیشنهاد شده است تا بتوان ضرایب کنترل‌کننده (K_p, K_i, K_d) را به نحو مطلوب انتخاب نمود [۱۰].

اما اگر فرض شود که مدل سیستم تحت کنترل شکل خاص زیر را دارد:

$$y(t) = \frac{\hat{b}_0 z^{-1}}{1 + \hat{a}_1 z^{-1} + \hat{a}_2 z^{-2}} \cdot u(t) \quad (6)$$

در این صورت تنها گینهای ثابت خاصی با توجه به

با تقریب نسبتاً خوبی می‌توان ژنراتور و محرک را با دو فیلتر (تابع انتقال) مرتبه یک مدل نمود. در این حالت T_e, T_g به ترتیب ثابت زمانهای تحریک و ژنراتور و K_e و K_g گین‌های حالت ماندگار آنها می‌باشند.

سیستم خودتنظیم فوق با نمونه‌گیری از ورودی - خروجی و استفاده از الگوریتم «تخمین برگشتی»^۱، پارامترهای مدل منظور شده برای ژنراتور و محرک را شناسایی کرده و از آن در سنتز پارامترهای کنترل‌کننده استفاده می‌نماید. «سنتز» به گونه‌ای صورت می‌گیرد که در نهایت قطبهای حلقه بسته سیستم در محل‌های مورد نظر قرار گیرند. معمولاً انتخاب یک یا دو قطب برای سیستم حلقه بسته در عمل کافی خواهد بود [۸]. برای حالت تک‌قطبی، معادله مشخصه سیستم حلقه بسته با صفر قرار دادن چند جمله‌ای درجه یک زیر بدست می‌آید.

$$T = 1 - t_1 z^{-1} \quad (1)$$

روشن است که برای حالت دو قطبی، معادله مشخصه سیستم فیدبک را می‌توان با چند جمله‌ای درجه دوم زیر نشان داد:

$$T = 1 + t_1 z^{-1} + t_2 z^{-2} \quad (2)$$

اگر بخواهیم رفتار سیستم دیجیتال مورد نظر، مانند سیستمهای آنالوگ مرتبه ۲ تنها با ضریب میرایی ξ و فرکانس طبیعی (ω_n) تعیین شود، در اینصورت می‌بایست t_1 و t_2 را برابر مقادیر زیر بگیریم [۸]:

$$t_1 = -2 \exp(-\xi \omega_n T_s) \cos \{T_s \omega_n (1 - \xi^2)^{\frac{1}{2}}\} \quad (3)$$

$$t_2 = \exp(-2\xi \omega_n T_s)$$

۱-۲ کنترل‌کننده PID:

کنترل‌کننده‌های PID بدلیل سادگی و نیز پاسخهای خوبی

تخمین و شناسایی پارامترهای مدل سیستم با الگوریتم شناخت شده RLS و «ضریب فراموشی تطبیقی»^۱ که در قسمت ضمیمه توضیح داده شده، انجام می‌گیرد. با افزودن ضریب فراموشی علاوه بر اینکه الگوریتم RLS قادر به تشخیص و پی‌گیری تغییرات پارامترهای سیستم تحت کنترل می‌باشد، از «واگرایی» یا به اشباع رفتن الگوریتم^۲ که اکثراً در روش RLS با فاکتور فراموشی ثابت بوجود می‌آید جلوگیری می‌شود [۸].

۴- الگوریتم سیستم کنترل خودتنظیم تحریک

با توجه به مطالب یادشده بطور خلاصه می‌توان مراحل زیر را جهت اجرای سیستم کنترل خودتنظیم تحریک توسط کامپیوتر در نظر گرفت:

(i) ابتدا تعیین مقادیر اولیه سیستم (ژنراتور سنکرون، محرک، پارامترهای تخمین زن و...)

(ii) محاسبه گین‌های کنترلر PID با استفاده از روابط (۸)

(iii) محاسبه ورودی سیستم تحت کنترل $u(t)$ با استفاده از معادله تفاضلی زیر که از رابطه (۵) نتیجه می‌شود:

$$(10)$$

$$u(t) = u(t-1) + (\hat{g}_0 + \hat{g}_1 + \hat{g}_2)r(t) - \hat{g}_0 y(t) - \hat{g}_1 y(t-1) - \hat{g}_2 y(t-2)$$

(iv) محاسبه خروجی سیستم تحت کنترل با توجه به رابطه تفاضلی:

$$(11)$$

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - a_2 y(t-2) + b_0 u(t-1) + b_1 u(t-2)$$

(v) ذخیره مقادیر ورودی و خروجی سیستم تحت کنترل در لحظه t و سپس تخمین پارامترها در این پله زمانی.

(vi) بازگشت به مرحله (ii)

پارامترهای سیستم برای کنترل کننده PID بدست خواهد آمد:

$$(7)$$

$$y(t) = \frac{b_0 z^{-1}(g_0 + g_1 + g_2)}{(1-z^{-1})(1+a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}) + b_0 z^{-1}(g_0 + g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2})}$$
 برای اینکه سیستم حلقه بسته قطبهای مورد نظر یا به عبارتی پاسخ گذرای دلخواهی داشته باشد می‌بایست مخارج این تابع تبدیل برابر یکی از روابط (۱) یا (۲) قرار داده شود.

در مورد سیستم مورد بحث که کنترل تحریک یک ژنراتور سنکرون می‌باشد قطبها با روابط (۲)، (۳) تعیین می‌گردند لذا با مساوی قرار دادن چند جمله‌ای مخارج تابع فوق با چند جمله‌ای درجه دوم رابطه (۲) ضرایب کنترل کننده بصورت زیر بر حسب پارامترها سیستم حلقه بسته بدست می‌آیند:

$$g_0 = \frac{t_1 + (1 - \hat{a}_1)}{\hat{b}_0} \quad (8)$$

$$g_1 = \frac{t_2 + (\hat{a}_1 - \hat{a}_2)}{\hat{b}_0}$$

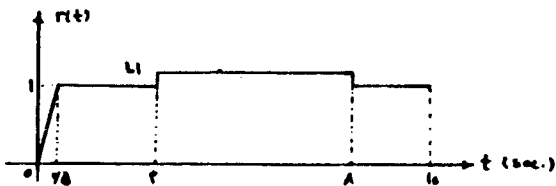
$$g_2 = \frac{a_2}{\hat{b}_0}$$

۳- شناسایی سیستم:

تابع تبدیل سیستم تحت کنترل که در شکل ۱ نشان داده شده است در حوزه Z در بخش ضمیمه الف محاسبه شده است. اما در سیستم خودتنظیم مورد نظر. مدل سیستم تحت کنترل با رابطه (۶) تخمین زده می‌شود، لذا بردار پارامترها (θ) و بردار داده‌ها $x(t)$ در الگوریتم تخمین و شناسایی به صورت زیر خواهد بود:

$$\theta^T = [-a_1 \ -a_2 \ b_0] \quad (9)$$

$$x^T(t) = [y(t-1) \ y(t-2) \ u(t-1)]$$



شکل ۳ ورودی مرجع

در لحظه راه‌اندازی ژنراتور، $r(t)$ که در واقع بیانگر ولتاژ ترمینال مورد نظر می‌باشد بصورت «شیب تغییر می‌کند و بعد از 0.5 ثانیه به مقدار ماکزیمم خود ($1p.u.$) می‌رسد.

همانطور که مشاهده می‌شود با این فرم تغییر سیگنال مرجع در واقع پاسخهای شیب، حالت ماندگار پاسخ پله افزایشی و پله کاهشی سیستم را یکجا بررسی می‌کنیم.

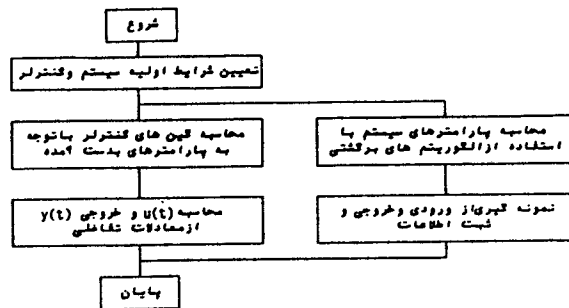
۵-۱ - شرایط مختلف سیستم و بار (اختشاشات):

الف - تست بی‌باری: برای این منظور مقدار بار متصل به ژنراتور در شروع راه‌اندازی با مقادیر $R_{بار} = 10$ و $X_{بار} = 0$ نشان داده می‌شود. این مقادیر نسبت به واحد در نظر گرفته شده‌اند.

ب - ژنراتور تحت بار امیدانسی: جهت بررسی پاسخ تنظیم‌کننده ولتاژ به تغییرات بار، در ثانیه دوم شبیه‌سازی سیستم یک بار امیدانسی بصورت پله با مقادیر $R_{بار} = 10$ و $X_{بار} = 0$ (باراهمی) از ژنراتور کشیده می‌شود.

ج - حالت اتصال کوتاه: در ثانیه پنجم، اتصال کوتاهی بصورت زیر رخ می‌دهد: $R_{بار} = 0.005$ و $X_{بار} = 0.03$ این اتصال کوتاه حدود 0.1 ثانیه طول کشیده و پس از این مدت خط انتقال متصل به ژنراتور قطع می‌شود. این عمل با فرض حالت بی‌باری $R_{بار} = 10$ و $X_{بار} = 0$ مدل شده است. سپس در زمان $t = 5/18$ Sec با فرض اینکه قسمت اتصال کوتاه شده توسط سکسیونرها قطع شده است وصل مجدد

لازم به ذکر است که در سیستم عملی به جای مرحله (iv) نمونه‌گیری از ورودی و خروجی سیستم تحت کنترل جهت تخمین و شناسایی پارامترهای مدل، انجام خواهد شد. فلوچارت الگوریتم شبیه‌سازی سیستم در شکل رسم شده است. در این حالت محاسبات و ذخیره‌سازی اطلاعات تا اتمام زمان مورد نظر برای شبیه‌سازی سیستم انجام خواهد گرفت. در بخش بعد نتایج شبیه‌سازی سیستم خودتنظیم با توجه به شکل ۱ و ورودیها و اغتشاشات مختلف آورده شده است.



شکل ۲ فلوچارت الگوریتم شبیه‌سازی سیستم

۵- شبیه‌سازی سیستم:

ضرایب a_i و b_i آمده در رابطه (۱۱) ضرایب واقعی سیستم با توجه به شکل ۱ می‌باشند. چگونگی بدست آوردن این ضرایب و استفاده از آن در برنامه شبیه‌سازی سیستم در قسمت ضمیمه آمده است.

ورودی مرجع

سیگنال مرجع در تستهای انجام گرفته بصورت شکل زیر تغییر می‌کند.

$$T_e = 0.2 \text{ sec} \quad K_e = 2.5 \quad T_s = 50 \text{ msec}$$

همانطور که مشاهده می شود بجز در لحظه راه اندازی در سایر حالات یعنی افزایش ورودی بصورت پله، زمان اتصال کوتاه، تغییر بار و بار خازنی پاسخ سیستم نسبتاً خوب و قابل قبول می باشد.

در منحنیهای (i) شکل موجهای ورودی، خروجی و خطای سیستم $(\eta(t) = n(t) - y(t))$ و در شکل (ii) منحنی تغییر پارامترهای تخمین زده شده برای مدل ژنراتور نشان داده شده است.

در این تستها جهت جلوگیری از خطای سر ریز مقدار ثابتی با پارامتر \hat{b}_0 در روابط سنتز کنترل کننده (معادلات g_i) جمع شده است. مقدار این کمیت تأثیر زیادی در پاسخ خروجی سیستم دارد. در شکل ۴a، $\varepsilon = 0.005$ در نظر گرفته شده است و در شکل ۴b پاسخ سیستم را با توجه به افزایش این مقدار تا ۰/۰۱ نشان می دهد.

ملاحظه می شود که پاسخ در این حالت بسیار بهتر از حالت قبل شده است. در این زمان تغییر وضعیتها و شرایط اعمال شده بر سیستم، خروجی در کمتر از یک ثانیه به مقدار مورد نظر (سیگنال مرجع $r(t)$) خواهد رسید.

در لحظه اتصال کوتاه یا تغییر پله ورودی تغییراتی در منحنی تخمین پارامترها مشاهده می شود. گرچه در این حالت پارامترهای مدل نسبت به مقادیر واقعیشان یک جمله با یاس (bias) نیز دارند اما بدلیل وجود جمله انتگرال گیر در حلقه کنترل، خروجی، سیگنال مرجع را دنبال نموده و سیگنال خطا در حالت دائمی برابر صفر می گردد.

بار صورت می گیرد. در این حالت بار امپدانس با $R_{\text{بار}} = 0.5$ و $X_{\text{بار}} = 0.3$ ($\cos \varphi < 0.8$) به ژنراتور وصل می شود که این مقدار از مقدار نامی ژنراتور بیشتر است.

د- بار خازنی: جهت تست بار خازنی و اثر آن بر روی کنترل ولتاژ در $t = 7 \text{ sec}$ بار سلفی - اهمی به یکبار قطع شده و یک بار خازنی با مقادیر زیر به ژنراتور وصل می شود:

$$R_{\text{بار}} = 1, \quad X_{\text{بار}} = -0.75$$

متذکر می شویم که با تغییر امپدانس بار، ثابت زمانی و گین ژنراتور در تابع تبدیل درجه ۱ با توجه به روابطی که در مرجع [۱۱] آمده است تغییر می کند.

۲-۵ در نظر گرفتن اشیاء:

در این تستها، محدودکننده هایی برای خروجی قرار داده شده است، حد پایین سیگنال خروجی V_f صفر ولت و حد بالای آن 1.4 P.u در نظر گرفته شده است.

۳-۵ شرایط اولیه:

مقادیر اولیه پارامترها و تخمین زن برابر:

$$a_1(0) = -2$$

$$a_2(0) = 1 \quad p(0) = rI_3$$

$$b_0(0) = 10^{-4} \quad r = 100$$

در نظر گرفته شده است.

همچنین در الگوریتم RLS از ضریب فراموشی ثابت ($\lambda = 0.98$) استفاده شده است.

۴-۵ پاسخها

شکل ۴a پاسخ سیستم را با توجه به مقادیر زیر نشان

می دهد.

$$\zeta = 0.8 \quad T'_{do} = 2 \text{ sec} \quad K_g = 1$$

$$\omega_n = 2\pi f_n = 2\pi \times 2.3$$

۶- کنترل کننده خودتنظیم با دو زمان نمونه برداری (DSTC):

در کنترل خودتنظیم مورد نظر اگر بتوان زمان نمونه برداری را تا حد قابل ملاحظه‌ای کاهش داد، پاسخ سیستم بسیار بهتر می‌شود. شکل (۶a) پاسخ سیستم را با توجه به کاهش T_s از 50 msec به 20 msec را نشان می‌دهد. در این حالت $\varepsilon = 0.005$ گرفته شده است. پاسخ بسیار خوب و سریع خروجی و نیز اورشوت بسیار کم آن در لحظات مختلف از منحنیهای نشان داده شده بوضوح آشکار است. منحنی تغییرات پارامترها نیز در این حالت تغییرات کمتری داشته در نهایت با یاس کمتری نیز دارند.

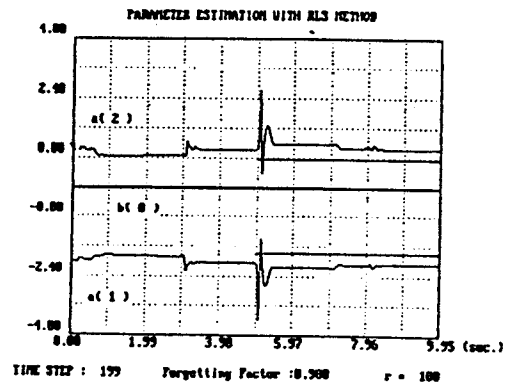
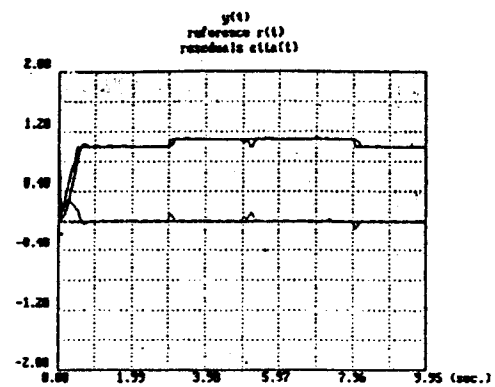
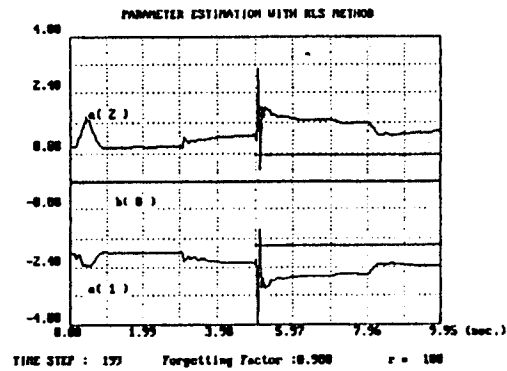
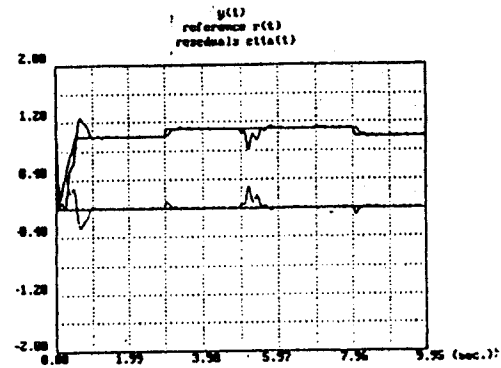
اما با توجه به زمان لازم جهت تخمین و شناسایی سیستم و کنترل کننده مشکل بتوان در عمل زمان نمونه برداری را تا این حد پایین آورد.

از طرفی عمده زمان محاسبات کامپیوتری مربوط به قسمت تخمین و شناسایی سیستم می‌باشد. و به همین خاطر اگر سیگنال کنترل نیز با همان فرکانس نمونه برداری به سیستم تحت کنترل اعمال شود، بدلیل تغییر دینامیک سیستم در طی این زمان، پاسخ چندان مطمئن و خوبی در عمل بدست نمی‌آید.

یکی از طرق قوی و مناسب جهت بهبود پاسخ و غلبه بر این مشکل استفاده از دو فرکانس نمونه برداری در حلقه کنترل می‌باشد [۹،۵].

نحوه عمل بدین ترتیب است که سیگنال کنترل اعمال شده به سیستم تحت کنترل با فرکانس بیشتر و تخمین پارامترهای مدل با فرکانس کمتری انجام می‌گیرد. این نکته نیز قابل ذکر است که هر چه زمان نمونه برداری بزرگتر باشد، تخمین پارامترها بهتر صورت می‌پذیرد [۹].

بلوک دیاگرام یک سیستم کنترل تخصیص قطب



شکل ۴ (a) پاسخ سیستم به $\varepsilon = 0.005$ و (b) پاسخ سیستم با $\varepsilon = 0.01$

$$G_f(z^{-1}) = \frac{cb_0(z^{-1} + \text{sign}(b_1/b_0)(|b_1/b_0|)^{1/N})z^{-2}}{(1-e^{\alpha T/N} z^{-1})(1-e^{\beta T/N} z^{-1})} \quad (13)$$

ثابت c به گونه‌ای انتخاب می‌شود که گین حالت دائمی (در $z = 1$) توابع فوق یکی شود. حال این مدل را در معادله تخصیص قطب کلی زیر قرار داده و ضرایب کنترلر با توجه به قیود ذکر شده بدست می‌آیند.

$$FA + z^{-k}BG = Tx \quad (14)$$

$$n_f = n_b \quad n_g = n_{a-1}, \quad n_t \leq n_a + n_b - n_x$$

در این رابطه x یا یک و یا برابر چند جمله‌ای نویز (c) می‌باشد. معمولاً $N = T_g/T_f = 2-6$ انتخاب می‌شود. بدین ترتیب الگوریتم زیر را می‌توان برای سیستم در نظر گرفت:

(i) تخمین مدل سیستم در هر زمان نمونه برداری بزرگ با استفاده از روش تخمین برگشتی RLS مدل آهسته سیستم

$$A_f y(t_s) = B_f u(t_s - K_s)$$

(ii) تبدیل پارامترهای مدل آهسته به مدل سریع (B_f, A_f)
(iii) تعیین چند جمله‌های G, F به گونه‌ای که:

$$F.A_f + z^{-k}B_f G = Tx$$

(iv) محاسبه سیگنال کنترل با توجه به رابطه زیر:

$$Fu(t_f) = Hu_c(t_f) - Gy(t_f)$$

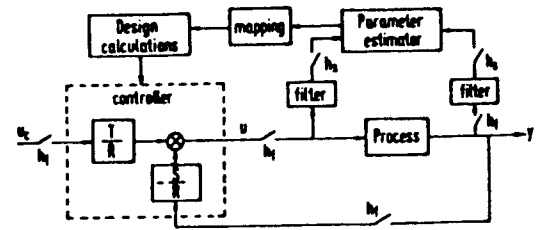
مراحل (i) و (iii) در فواصل زمانی بزرگ، و مرحله (iv) در هر زمان نمونه برداری کوچک انجام می‌شود. بدین ترتیب زمان محاسبه نیز کاهش چشم‌گیری خواهد داشت.

لازم به ذکر است که با توجه به مدل گرفته شده برای سیستم $(b_1=0)$ ترم دوم چند جمله‌ای صورت رابطه (۱۳) حذف خواهد شد.

۶-۲ نتایج شبیه‌سازی

پارامترهای در نظر گرفته شده برای سیستم مانند قبل

خودتنظیم با دو نرخ نمونه برداری در شکل زیر نشان داده شده است:



شکل ۵ سیستم کنترل خودتنظیم با دو زمان نمونه برداری

نکته مهم در این حالت هماهنگ کردن دو بخش کنترل کننده و تخمین زن با یکدیگر می‌باشد. زیرا نمی‌توان مستقیماً از پارامترهایی که توسط مدل تخمین زن بدست می‌آید برای محاسبه سیگنال کنترل استفاده نمود. برای سهولت دو نوع مدل شناسایی برای سیستم تعریف می‌شود: (i) مدل آهسته^۱ و (ii) مدل سریع^۲

۶-۱ تبدیل مدلها

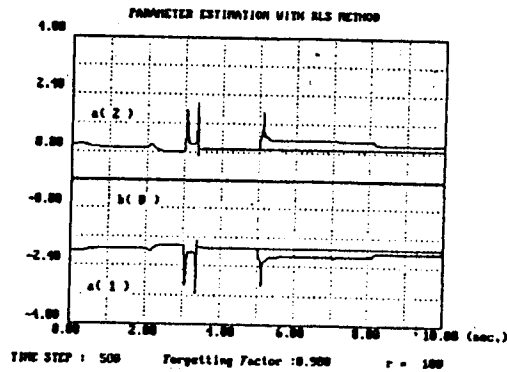
برای این منظور می‌توان از نگاشت قطب و صفر^۳ استفاده نمود [۹]. ابتدا مدل آهسته از حوزه Z به حوزه s برگردانده شده و سپس از حوزه s با زمان نمونه برداری جدید به حوزه Z برده می‌شود.

در عمل مدل‌های مرتبه ۱ و ۲ با در نظر گرفتن تأخیر زمانی لازم جهت اهداف مدل‌سازی On-line کافی هستند. به عنوان مثال مدل آهسته یک سیستم مرتبه ۲ را با زمان نمونه برداری T_s در نظر می‌گیریم:

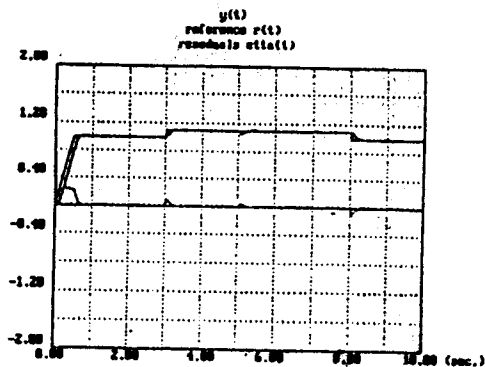
$$G_s(z^{-1}) = \frac{b_0 z^{-12} + b_1 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} z^{-d} \quad (12)$$

$$= \frac{b_0(z^{-1} + (b_1/b_0)z^{-2})}{(1-e^{\alpha T} z^{-1}) + (1-e^{\beta T} z^{-1})} z^{-d}$$

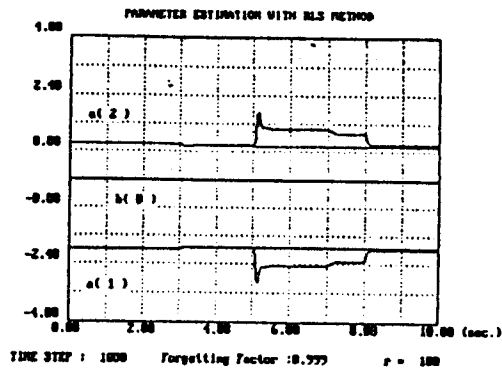
«مدل سریع» این تابع انتقال بصورت زیر خواهد شد [۹].



شکل ۶ (a) پاسخ سیستم تک نرخ



شکل ۶ (b) پاسخ سیستم دو نرخ



شکل ۶ (b) پاسخ سیستم دو نرخ

۷- نتیجه گیری:

در این مقاله ضمن معرفی یک کنترلر خودتنظیم بسیار ساده جهت تثبیت ولتاژ ژنراتور سنکرون چگونگی تبدیل سیستم خود تنظیم تک نرخ به حالت دو نرخ بیان گردید

می باشد. تنها در الگوریتم RLS از فاکتور فراموشی تطبیقی استفاده شده است.

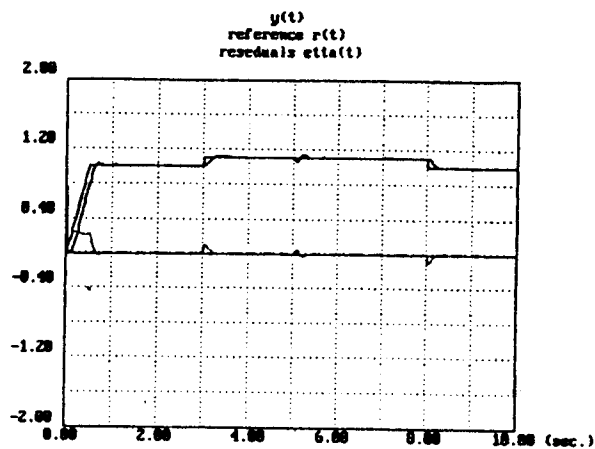
شکل (6b) پاسخ سیستم خودتنظیم دو نرخ را با مقادیر زیر نشان می دهد:

$$T_s = 50\text{msec} \quad f_n = 2.9\text{Hz}$$

$$T_f = 10\text{msec} \quad \zeta = 0.8, \varepsilon = 0.0005$$

ملاحظه می شود در این حالت پاسخ بسیار بهتر از شکل (4b) در سیستم خودتنظیم تک نرخ با $T_s = 50\text{msec}$ است. میزان جهش در لحظه راه اندازی و اتصال کوتاه بسیار کم بوده و خروجی بانوسان بسیار کمی به ورودی خواهد رسید. پاسخ پله در لحظات سوم و هشتم نیز نشان می دهد که خروجی در کمتر از $0/3$ ثانیه به مقدار مورد نظر می رسد. در زمان وصل بار خازنی (ثانیه هفتم) نیز جهشی مشاهده نمی شود.

بدلیل کوچک بودن مقدار ε پارامترها پس از ثانیه هشتم به مقادیر صحیح خود (پس از تغییر رخ داده بدلیل اتصال کوتاه در ثانیه پنجم) خواهند رسید. بهبود پاسخ حتی نسبت به شکل (6a) نیز قابل ملاحظه است.



شکل ۶ (a) پاسخ سیستم تک نرخ

$$a_1 = -(e^{-aT_s} + e^{-bT_s}) \quad a = \frac{1}{T_c}$$

$$a_2 = e^{-(a+b)T_s} \quad b = \frac{1}{T_g}$$

(الف - ۵)

ضمیمه ب: ضریب فراموشی متغیر یا تطبیقی

برای این منظور ضریب فراموشی متغیری با استفاده از خطای مدلسازی بصورت زیر می توان تعریف نمود [۱۱۸]:

$$\lambda(t) = \frac{\tau_f}{\tau_{f-1}} \left[1 - \frac{\varepsilon^2(t)}{\tau_f S_f(t)} \right]$$

(ب - ۱)

که در آن τ_f سرعت تطبیق را تعیین کرده و $S_f(t)$ نیز متوسط وزن داده شده به مقادیر گذشته $\varepsilon^2(t)$ می باشد. اگر $S_f(t)$ از رابطه زیر حساب شود:

$$S_f(t) = \frac{\tau_f - 1}{\tau_f} S_f(t-1) + \frac{\varepsilon^2(t)}{\tau_f}$$

(ب - ۲)

در این صورت معادله (ب - ۱) را می توان به فرم ساده زیر در آورد:

$$\lambda(t) = \frac{S_f(t-1)}{S_f(t)} \quad (\text{ب} - ۳)$$

از این رابطه برگشتی به همراه رابطه (ب - ۲) در برنامه شبیه سازی سیستم خودتنظیم تحریک با دو زمان نمونه برداری استفاده شده است.

فهرست منابع

1- F.P. Demello, C. Concordia: "Concept of Synchronous Machine Stability as Affected by Generalized Multivariable Pole shifting (GMPS) Technique", IEEE Trans. on PWRs, Vol. 7, No.3, pp.1239, Aug. 1992.

2- A. Ghandakly, P. Kronegger. "Digital Controller

در سیستم دونرخی سیگنال کنترل با فرکانسی بیشتر از فرکانس لازم جهت تخمین و شناسایی پارامترهای مدل، به سیستم اعمال می شود. بدین ترتیب می توان تغییرات دینامیکی سریع سیستم را نیز پاسخ داد. نتایج شبیه سازی بدست آمده نیز گواه بر این مدعا است.

از طرفی بدلیل ساده بودن کنترل کننده مورد استفاده (PID) پیاده سازی این روش در عمل به راحتی امکان پذیر است.

ضمیمه الف

تابع تبدیل سیستم در این حالت، از حاصلضرب سه بلوک Z.O.H، محرک و ژنراتور بدست می آید. در این صورت مدل زمان گسسته سیستم مزبور را می توان به طریق زیر محاسبه نمود.

$$G_p(z^{-1}) = z \left[\frac{1 - e^{-sT_s}}{s} G_p(s) \right] = (1 - z^{-1}) z \left[G_p \left(\frac{s}{z} \right) \right]$$

(الف - ۱)

که در آن $z[0]$ علامت تبدیل z می باشد و T_s پریود

نمونه برداری است. پس:

$$z \left[\frac{1}{s} \cdot \frac{K_e}{1 + sT_e} \cdot \frac{K_g}{1 + sT_g} \right] = z \left[\frac{k_1}{s} + \frac{k_2}{s + \frac{1}{T_e}} + \frac{k_3}{s + \frac{1}{T_g}} \right]$$

(الف - ۲)

در این رابطه:

$$K_1 = K_e K_g, K_2 = \frac{T_e K_e K_g}{T_g - T_e}, K_3 = \frac{T_g K_e K_g}{T_e - T_g}$$

(الف - ۳)

تبدیل Z رابطه (الف - ۲) به سادگی قابل محاسبه است.

در نهایت خواهیم داشت:

$$G_p(z^{-1}) = z^{-1} \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (\text{الف} - ۴)$$

که در آن:

$$b_0 = -[K_1(e^{-aT_s} + e^{-bT_s}) + K_2(1 + e^{-bT_s}) + K_3(1 + e^{-aT_s})]$$

$$b_1 = [K_1 e^{-(a+b)T_s} + K_2 e^{-bT_s} + K_3 e^{-aT_s}]$$

- Design Method for Synchronous Generator Excitation and Stabilizer Systems, Part 1-Methodology and Computer simulation", IEEE Trans. on Power Systems, Vol. PWRs-2, No. 3, pp. 633, August 1987.
- 3- A.H.M.S. Ula, A.R. Hassan: "Design and Implementation of a Personal Computer Based Automatic Voltage Regulator for a Synchronous Generator", IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol. 7, No. 1, pp. 125, March 1992.
- 4- D. Xia, G.T. Heydt. "Self-Tuning Controller for on Power Apparatus and Systems, PAS-102, No. 6, pp. 1877-1885, 1983.
- 5- J. Kanniah, O.P. Malik, G.S. Hope: "Excitation Control of Synchronous Generators Using Adaptive Regulators, Part 1-Theory and Simulation Results", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 5, pp. 897, May 1984.
- 6- Sh. Funabiki, A. Hitsumoto: "Automatic Voltage Regulator of Synchronous Gen. with Pole Assignment Self-Tuning Regulator", IEEE IECON 91, pp. 1807-1811, 1991.
- 7- A.A. Ghandakly, J.J. Dai: "An Adaptive Synchronous Generator Stabilizer Design by Generalized Multivariable Pole shifting (GMPS) technique", IEEE Trans. on PWRs, Vol. 7, No. 3, pp. 1239, Aug. 1992.
- 8- P.E. Wellstead, M.B. Zarrop: "Self-Tuning Systems, Control and Signal Processing", 1991.
- 9- C.C. Hang et al.: "A Dual-Rate Self-Tuning Pole-Assignment Controller", IEEE Trans. on industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, Feb. 1993, pp. 116-129.
- 10- J.B. Ziegler, N.B. Nichols: "Optimum Settings for Automatic Controllers", Trans. ASME, 1942, pp. 759-768.
- [۱۱] شفیعی خور - محسن: طراحی تثبیت کننده تطبیقی برای ژنراتورهای سنکرون، پایان نامه دوره کارشناسی ارشد، گروه برق و کامپیوتر - دانشکده فنی دانشگاه تهران، ۱۳۷۳.
- [۱۲] شفیعی خور - محسن: کنترل کننده های خود تنظیم، گزارش سمینار. گروه برق و کامپیوتر - دانشکده فنی دانشگاه تهران، ۱۳۷۲.