

SID



سرویس های ویژه



سرویس ترجمه تخصصی



کارگاه های آموزشی



بلاگ مرکز اطلاعات علمی



عضویت در خبرنامه



فیلم های آموزشی

کارگاه های آموزشی مرکز اطلاعات علمی جهاد دانشگاهی



PROPOSAL

پروپوزال

مركز آموزش
پروپوزال نویسی و پایان نامه نویسی

کارگاه آنلاین
پروپوزال نویسی و پایان نامه نویسی



مركز آموزش
روش تحقیق و مقاله نویسی علوم انسانی

کارگاه آنلاین
روش تحقیق و مقاله نویسی علوم انسانی



ISI
Scopus

مركز آموزش
آشنایی با پایگاه های اطلاعات علمی بین المللی و ترکیه های جستجو

کارگاه آنلاین آشنایی با پایگاه های اطلاعات علمی بین المللی و ترکیه های جستجو

طراحی کنترل کننده فرکانس بار تطبیقی L_1 در سیستم قدرت با اغتشاشات بار متغیر با زمان

حسین هوشمندی صفا، محمد آبشاری، مهران قاسم پور، امیر خزاعی

شرکت توزیع نیروی برق شهرستان مشهد

مشهد، ایران

کنترل فرکانس در نقطه نامی، اطمینان از سرعت ثابت موتورهای القایی و سنکرون را به دنبال خواهد داشت. اگر این کنترل صورت نگیرد، هر چند طراحی مناسبی برای سیستم قدرت صورت گرفته باشد، باز هم شبکه قدرت با مشکلات پیش‌بینی نشده‌ای مواجه خواهد شد. هدف اصلی کنترل فرکانس بار برگرداندن فرکانس سیستم و توان عبوری از خطوط ارتباطی به مقادیر نامی و از پیش تعیین شده خود می‌باشد.

تاکنون روش‌های مختلفی برای طراحی کنترل کننده فرکانس بار پیشنهاد شده است. در این میان کنترل کننده های کلاسیک مانند PID که دارای پارامترهای ثابت می باشند، به دلیل ساختار ساده و پیاده سازی آسان، بیشتر مورد توجه قرار گرفته‌اند. پارامترهای این دسته از کنترل کننده ها بطور معمول با استفاده از روش‌های کنترل کلاسیک و در حوزه فرکانس تعیین می‌شوند. این دسته از کنترل کننده‌ها معمولاً در یک شرایط کاری تنظیم می‌شوند و همواره دارای عملکرد ضعیفی بدلیل طبیعت غیرخطی عناصر سیستم قدرت، نامعینی در پارامترها، محدوده وسیع شرایط کاری و اغتشاش‌های پیش‌بینی نشده در سیستم قدرت می باشند [۱]. در سال‌های اخیر حجم قابل توجهی از تحقیقات علمی در حوزه حل مسئله کنترل بار فرکانس با روش‌های تطبیقی انجام گرفته است [۲]-[۴]. این تحقیقات به سمت بدست آوردن کنترل کننده‌هایی که بتوانند در محدوده وسیعی از تغییرات پارامترهای سیستم و ماشین‌ها، عملکرد بهینه‌ای برای سیستم قدرت فراهم آورند، جهت‌گیری شده‌اند.

در این مقاله یک روش کنترل تطبیقی L_1 به منظور کنترل فرکانس بار یک سیستم قدرت دارای اغتشاشات بار متغیر با زمان ارائه شده است. در روش پیشنهادی، تنظیم طیف فرکانسی سیگنال کنترل در حالت گذرا مورد

چکیده — امروزه با توسعه سیستم‌های قدرت، به منظور بهره‌برداری بهینه از سیستم‌های قدرت لازم است فرکانس در محدوده مشخصی ثابت بماند. هدف اصلی کنترل فرکانس بار برگرداندن فرکانس سیستم و توان عبوری از خطوط ارتباطی به مقادیر نامی و از پیش تعیین شده خود می‌باشد. در این مقاله یک روش کنترل تطبیقی L_1 به منظور کنترل فرکانس بار یک سیستم قدرت با اغتشاشات بار متغیر با زمان معرفی می‌گردد. روش ارائه شده یکنواختی پاسخ گذرای محدود شده را برای سیگنال ورودی و خروجی سیستم، به طور همزمان، و نیز ردیابی مجانبی خروجی صفر را تضمین می‌کند. همچنین، در روش پیشنهادی تنظیم طیف فرکانسی سیگنال کنترل در حالت گذرا مورد توجه قرار گرفته است. حال آنکه در اکثر روش‌های تطبیقی گزارش شده، افزایش بهره تطبیق هر چند که باعث بهبود ردیابی خروجی سیستم می‌شود اما سیگنال کنترل دچار نوسانات فرکانس بالا می‌گردد که این نوسانات باعث محدودیت نرخ تطبیق می‌گردد. به منظور ارزیابی روش پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی برای یک سیستم قدرت تک ناحیه‌ای و تحت اغتشاشات بار متغیر با زمان ارائه شده است.

واژه‌های کلیدی — کنترل تطبیقی L_1 ، کنترل فرکانس بار، سیستم قدرت تک ناحیه

۱. مقدمه

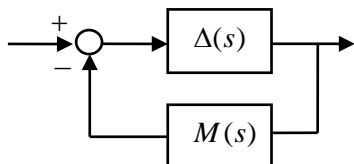
امروزه با توسعه سیستم‌های قدرت، به منظور بهره‌برداری بهینه از سیستم‌های قدرت لازم است فرکانس در محدوده مشخصی ثابت بماند.

تعریف ۳: برای یک سیستم مناسب و پایدار با m ورودی و n خروجی $H(s)$ ، بهره L_1 بصورت زیر تعریف می شود.

$$\|H(s)\|_{L_1} = \max_{i=1, \dots, n} \left(\sum_{j=1}^m \|H_{ij}(s)\|_{L_1} \right) \quad (1)$$

که $H_{ij}(s)$ عنصر سطر i ام و ستون j ام ماتریس $H(s)$ است.

قضیه ۱ (قضیه بهره کوچک L_1): سیستم بهم پیوسته شکل (۱) پایدار است اگر $\|M(s)\|_{L_1} \|\Delta(s)\|_{L_1} < 1$ [۶].



شکل ۱: سیستم بهم پیوسته.

سیستم خطی زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t) \quad (2)$$

که در آن $x \in R^n$ ، $u \in R$ ، $b \in R^n$ و $A \in R^{n \times n}$ هرویتز است. همچنین فرض می شود تابع انتقال $(SI - A)^{-1}b$ اکیدا مناسب و پایدار است. می توان تابع انتقال فوق را بصورت زیر بازنویسی نمود.

$$(SI - A)^{-1}b = \frac{n(s)}{d(s)} \quad (3)$$

که در آن $d(s) = \det(SI - A)$ یک چندجمله ای مرتبه n پایدار است. همچنین $n(s)$ یک بردار $n \times 1$ است که عنصر i ام آن یک تابع چند جمله ای بصورت زیر است.

$$n_i(s) = \sum_{j=1}^n n_{ij} S^{j-1} \quad (4)$$

لم ۱: اگر $(A \in R^{n \times n}, b \in R^n)$ کنترل پذیر باشد، آنگاه ماتریس N که عضو سطر i ام و ستون j ام آن n_{ij} است، دارای رتبه کامل می باشد (اثبات در مرجع [۷]).

لم ۲: اگر زوج (A, b) کنترل پذیر باشد و $(SI - A)^{-1}b$ اکیدا مناسب و پایدار باشد، آنگاه وجود دارد $c \in R^n$ بگونه ای که تابع انتقال $c^T(SI - A)^{-1}b$ مینیمم فاز با درجه نسبی یک می باشد. یعنی همه

توجه قرار گرفته است. حال آنکه در اکثر روش های تطبیقی گزارش شده، افزایش بهره تطبیق هر چند که باعث بهبود ردیابی خروجی سیستم می شود اما سیگنال کنترل دچار نوسانات فرکانس بالا می گردد که این نوسانات باعث محدودیت نرخ تطبیق می گردد. به منظور ارزیابی روش پیشنهادی، نتایج شبیه سازی برای یک سیستم قدرت تک ناحیه ای با اغتشاشات بار متغیر با زمان ارائه شده است.

ادامه مقاله بصورت زیر سازماندهی شده است. در بخش دوم برخی مقدمات و مفاهیم مورد نیاز مربوط به سیستم های خطی بیان می گردد. در بخش سوم فرمول بندی مسئله تحت بررسی تشریح می گردد و سپس معماری کنترل کننده فرکانس بار تطبیقی L_1 ارائه می گردد. سپس در بخش چهارم عملکرد کنترل کننده تطبیقی L_1 ارائه شده بر روی یک سیستم قدرت تک ناحیه ای با اغتشاشات بار متغیر با زمان مورد ارزیابی قرار می گیرد. بخش پنجم نیز به نتیجه گیری مقاله اختصاص داده شده است.

۲. مفاهیم و مقدمات ریاضی لازم

در این قسمت برخی مقدمات ریاضی و مفاهیم سیستم های خطی مورد نیاز در بخش های بعدی مقاله مطرح می شود.

تعریف ۱: برای سیگنال $\xi_i(t), t \geq 0$ و $\xi_i \in R^n$ نرم L_∞ کوتاه^۱ نرم L_∞ بصورت زیر تعریف می شود [۵].

$$\|\xi_i\|_{L_\infty} = \max_{i=1, \dots, n} \left(\sup_{0 \leq \tau \leq t} |\xi_i(\tau)| \right)$$

$$\|\xi_i\|_{L_\infty} = \max_{i=1, \dots, n} \left(\sup_{\tau \geq 0} |\xi_i(\tau)| \right)$$

که در آن ξ_i عنصر i ام ξ_i است.

تعریف ۲: بهره L_1 یک سیستم مناسب و پایدار تک ورودی-تک خروجی

$H(s)$ به صورت $\|H(s)\|_{L_1} = \int_0^\infty |h(t)| dt$ تعریف می شود که در آن $h(t)$ پاسخ ضربه $H(s)$ است [۵].

توجه ۱: یک سیستم زمان پیوسته LTI مناسب با پاسخ ضربه $h(t)$

$$\int_0^\infty |h(\tau)| d\tau < \infty \text{ اگر و تنها اگر } [5].$$

^۱ Truncated L_∞ norm

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_m \hat{x}(t) + b(\omega u(t) + \hat{\theta}^T(t)x(t) + \hat{\sigma}(t)) \\ \hat{y}(t) = c^T \hat{x}(t), \quad \hat{x}(0) = x_0 \end{cases} \quad (8)$$

صفرهای آن در سمت چپ محور صفحه قرار دارند و درجه مخرج آن یک درجه بزرگتر است درجه صورت است (اثبات در مرجع [۸]).

۳. فرمول بندی مسئله

سیستم زیر با معادلات دینامیکی داده شده را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_m x(t) + b(\omega u(t) + \theta^T(t)x(t) + \sigma(t)) \\ y(t) = c^T x(t), \quad x(0) = x_0 \end{cases} \quad (5)$$

که در رابطه فوق $x \in R^n$ بردار حالت سیستم و قابل اندازه گیری می‌باشد. همچنین $u \in R$ سیگنال کنترل، $y \in R$ خروجی سیستم، $b, c \in R^n$ بردارهای ثابت معلوم می‌باشند. همچنین A_m یک ماتریس هرویتز معلوم $n \times n$ می‌باشد که $(A_m b)$ کنترل پذیر می‌باشد. همچنین $\omega \in R$ پارامتر معلوم می‌باشد. نهایتاً $\theta(t) \in R^n$ یک بردار از پارامترهای نامعلوم متغیر با زمان می‌باشد. همچنین $\sigma(t) \in R$ اغتشاش متغیر با زمان است.

بدون از دست دادن کلیت مسئله، فرض می‌کنیم:

$$\theta(t) \in \Theta, \quad |\sigma(t)| \leq \Delta, \quad t \geq 0 \quad (6)$$

که Θ مجموعه ای مشخص و $\Delta \in R^+$ یک باند L_∞ (محافظه کارانه) از $\sigma(t)$ است. در واقع هدف کنترل طراحی یک کنترل تطبیقی فیدبک حالت کامل^۱ است به گونه ای که $y(t)$ هر سیگنال مرجع محدود شده $r(t)$ را هم در حالت گذرا و هم در حالت ماندگار دنبال کند و سایر سیگنال های خطا محدود شده باقی بمانند.

فرض دیگری که وجود دارد این است که $\theta(t)$ و $\sigma(t)$ بطور پیوسته مشتق پذیر می‌باشند و مشتق آنها بطور یکنواخت محدود می‌باشد. به عبارت دیگر داریم:

$$\|\dot{\theta}(t)\|_2 \leq d_\theta < \infty, \quad \|\dot{\sigma}(t)\|_2 \leq d_\sigma < \infty, \quad \forall t \geq 0 \quad (7)$$

که $\|\cdot\|_2$ نشان دهنده نرم ۲ می‌باشد و اعداد d_θ و d_σ به اندازه دلخواه بزرگ می‌باشند. در این ادامه ساختار و معماری کنترل کننده تطبیقی برای سیستم (۵) تشریح می‌گردد. عناصر کنترل کننده تطبیقی L_1 بصورت زیر می‌باشند.

تخمین زن حالت: تخمین زن حالت در نظر گرفته شده بصورت زیر است:

¹ full-state feedback adaptive controller

همانطور که مشاهده می‌شود، ساختار تخمین زن حالت مشابه (۵) می‌باشد. تنها تفاوت موجود این است که پارامترهای نامعلوم $\theta(t)$ و $\sigma(t)$ با تخمین های تطبیقی $\hat{\theta}(t)$ و $\hat{\sigma}(t)$ جانشین شده‌اند. تخمین های تطبیقی توسط قوانین تطبیق زیر داده می‌شوند:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}(t) &= \Gamma_\theta \text{Proj}(\hat{\theta}(t), -x(t)\tilde{x}^T(t)Pb), \quad \hat{\theta}(0) = \hat{\theta}_0 \\ \dot{\hat{\sigma}}(t) &= \Gamma_\sigma \text{Proj}(\hat{\sigma}(t), -\tilde{x}^T(t)Pb), \quad \hat{\sigma}(0) = \hat{\sigma}_0 \end{aligned} \quad (9)$$

که در آن $\tilde{x}(t) = \hat{x}(t) - x(t)$ سیگنال خطای بین حالت سیستم و حالت تخمین زن می‌باشد. همچنین $\Gamma_\theta = \Gamma_c I_{n \times n} \in R^{n \times n}$ و $\Gamma_\sigma = \Gamma_c$ بهره‌های تطبیق می‌باشند که $\Gamma_c \in R^+$ است. همچنین P ، حل معادله جبری $A_m^T P + P A_m = -Q, Q > 0$ می‌باشد.

قانون کنترل: سیگنال کنترل بوسیله رابطه زیر تولید می‌شود:

$$u(s) = C(s)\bar{r}(s) \quad (10)$$

که در آن

$$\bar{r}(t) = \frac{k_g r(t) - \hat{\theta}^T(t)x(t) - \hat{\sigma}(t)}{\omega} \quad (11)$$

$$k_g = -\frac{1}{c^T A_m^{-1} b} \quad (12)$$

همچنین، $C(s)$ تابع انتقال اکیدا سره و پایدار با بهره پایین‌گذر $C(0) = 1$ می‌باشد. یک انتخاب ساده برای $C(s)$ بصورت زیر است:

$$C(s) = \frac{\omega_a}{s + \omega_a} \quad (13)$$

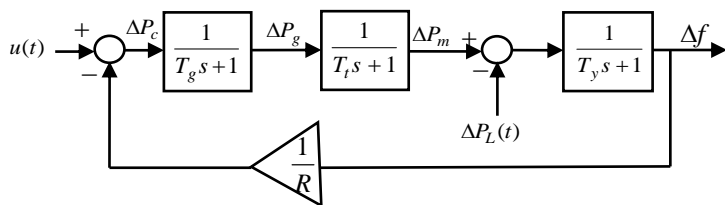
همچنین داریم:

$$L = \max_{\theta \in \Theta} \sum_{i=1}^n |\theta_i| \quad (14)$$

که θ_i عنصر i ام θ و Θ مجموعه بسته تعریف شده در (۶) می‌باشد. اکنون می‌توان شرایط لازم L_1 برای تضمین پایداری کل سیستم و داشتن عملکرد گذرای مطلوب را بیان نمود.

شرط پایداری بهره L_1 : شرط پایداری سیستم با کنترل کننده تطبیقی L_1 این است که طراحی $C(s)$ به گونه‌ای انجام شود که رابطه زیر برقرار باشد.

آن یا به عبارت دیگر خطای فرکانس، تقویت و ترکیب شده و تبدیل به یک سیگنال فرمان می شود که به گاورنر توربین ارسال می گردد [۹]. در نتیجه گاورنر تعادل بین ورودی و خروجی را از طریق تغییر خروجی توربین انجام می دهد. این روش به روش کنترل فرکانس مگاوات^۱ یا کنترل توان-فرکانس^۲ موسوم است. بلوک دیاگرام سیستم قدرت تک ناحیه ای از نوع بدون بازگرمایش^۳ بصورت شکل (۳) می باشد.



شکل ۳: بلوک دیاگرام سیستم قدرت تک ناحیه.

در شکل فوق Δf تغییرات فرکانس، R ثابت تنظیم کننده، T_g ثابت زمانی سرعت گاورنر، T_t ثابت زمانی توربین، T_y ثابت زمانی بار و جرم می باشند. همچنین، ΔP_g ، ΔP_m ، Δf و ΔP_L به ترتیب تغییرات خروجی گاورنر، تغییرات توان مکانیکی، انحراف فرکانس و تغییرات بار می باشند و نیز $T_y = \frac{2H}{D}$ که $D=1$ و $H=10$ می باشد. پارامترهای سیستم تک ناحیه ای مذکور بصورت جدول (۱) می باشد [۱۰].

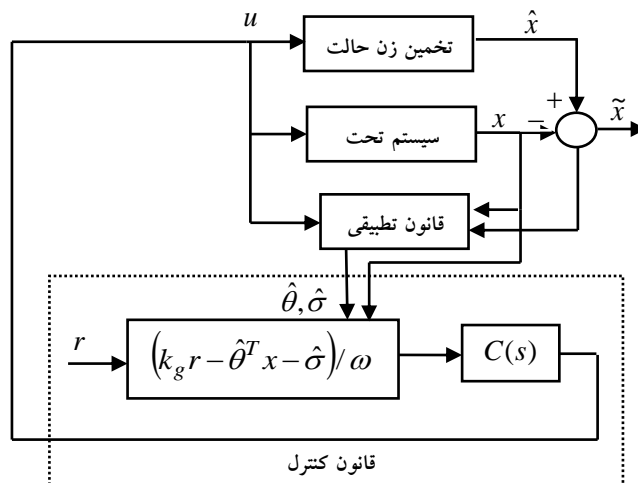
جدول ۱: پارامترهای نامی مربوط سیستم قدرت تک ناحیه ای شکل (۳)

پارامتر	مقدار پارامتر
T_g	۰/۰۸ ثانیه
T_t	۰/۳ ثانیه
T_y	۲۰ ثانیه
R	۲/۴

فضای حالت سیستم قدرت تک ناحیه ای به صورت زیر می باشد [۱۱].

$$\|G(s)\|_{L_1} < 1 \quad (15)$$

که در آن $G(s) = (SI - A_m)^{-1}b(1 - C(s))$ می باشد. مراحل طراحی کنترل کننده تطبیقی L_1 شامل معادلات (۸) تا (۱۰) می باشد، به شرط اینکه رابطه (۱۵) برقرار باشد. سیستم حلقه بسته با کنترل کننده تطبیقی L_1 در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل ۲: سیستم حلقه بسته با کنترل کننده تطبیقی L_1 .

در حالتی که $\theta(t) = \theta$ ثابت است، شرط پایداری بهره L_1 ساده می شود. برای انتخاب ساده $C(s)$ به فرم رابطه (۱۳)، شرط پایداری بهره L_1 کنترل کننده تطبیقی به این صورت می شود که A_g داده شده در رابطه زیر برای تمام $\theta \in \Theta$ هرویتز باشد.

$$A_g = \begin{bmatrix} A_m + b\theta^T & b\omega \\ -\left(\frac{\omega_a}{\omega}\right)\theta^T & -\omega_a \end{bmatrix} \quad (16)$$

۴. طراحی کنترل کننده فرکانس بار تطبیقی L_1

در این قسمت با استفاده از روش طراحی پیشنهادی به طراحی کنترل کننده بار فرکانس برای یک سیستم قدرت تک ناحیه ای می پردازیم.

۴.۱. مدل سازی سیستم فرکانس بار تک ناحیه ای

همانطور که اشاره شد، هدف کنترل فرکانس بار یا LFC، حفظ تعادل توان حقیقی در یک سیستم قدرت، از طریق کنترل فرکانس، است. هنگامی که تقاضای توان اکتیو (یا به عبارت دیگر توان بار یا مصرف کننده) تغییر می کند، یک تغییر فرکانس رخ می دهد. این تغییرات فرکانس از مقدار نامی

¹ Megawatt frequency

² Power-frequency (P-f) control

³ non-reheat type

$$\Theta_i = [-2 \ 2], \quad i=1,2, \quad \Delta = [-10 \ 10] \quad (22)$$

به منظور پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی L_1 تشریح شده در روابط (۸) تا (۱۱)، لازم است $C(s)$ را به گونه ای انتخاب کنیم که شرط پایداری (۱۵) برقرار گردد. چنانچه $C(s)$ را بصورت زیر انتخاب نماییم،

$$C(s) = \frac{\omega_a}{s + \omega_a} \quad (23)$$

آنگاه طبق رابطه $G(s) = (SI - A_m)^{-1} b(1 - C(s))$ خواهیم

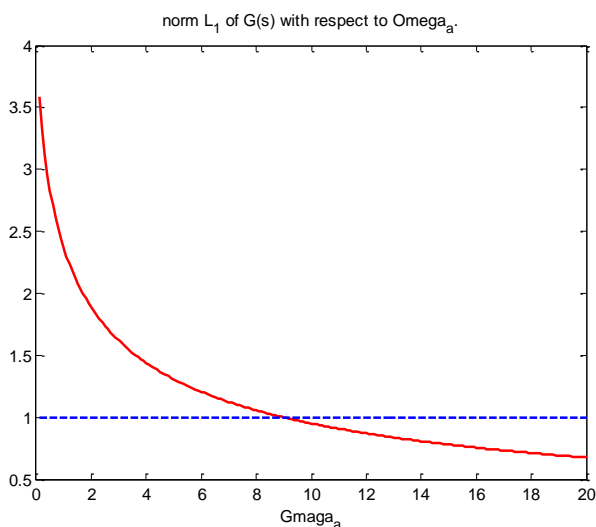
داشت:

$$G(s) = \frac{s}{s + \omega_a} H(s) \quad (24)$$

که در آن

$$H(s) = \begin{bmatrix} \frac{-5.2s - 17.16}{s^3 + 15.85s^2 + 42.04s + 2.92} \\ \frac{-17.16}{s^3 + 15.85s^2 + 42.04s + 2.92} \\ \frac{s^2 + 15.8s + 41.25}{s^3 + 15.85s^2 + 42.04s + 2.92} \end{bmatrix} \quad (25)$$

از طرفی با توجه به رابطه (۱۴)، $L = 4$ می باشد. همچنین با رسم $\|G(s)\|_{L_1} L$ بصورت تابعی از ω_a می توانیم بهره تطبیق Γ_c را بدست آوریم. $\|G(s)\|_{L_1} L$ بصورت شکل (۴) بدست می آید. با توجه به این شکل مشخص است که برای $\omega_a = 10$ رابطه $\|G(s)\|_{L_1} L < 1$ برقرار می باشد. لذا حداقل گین تطبیق باید $\Gamma_c = 10000$ باشد.



$$\begin{cases} \frac{d(\Delta f)}{dt} = \frac{1}{2H} [\Delta P_m - \Delta P_L - \frac{D}{2H}] \\ \frac{d(\Delta P_m)}{dt} = \frac{1}{T_t} [\Delta P_g - \Delta P_m] \\ \frac{d(\Delta P_g)}{dt} = \frac{1}{T_g} [-\Delta P_c - \frac{1}{R} \Delta f - \Delta P_g] \end{cases} \quad (17)$$

با انتخاب $\Delta P_c = u$ و $\Delta f = x_3$, $\Delta P_m = x_2$, $\Delta P_g = x_1$ داریم

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_g} & 0 & -\frac{1}{RT_g} \\ \frac{1}{T_t} & -\frac{1}{T_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2H} & -\frac{D}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{T_g} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{2H} \end{bmatrix} \Delta P_L$$

معادله فوق به فرم رابطه (۴) بصورت زیر بازنویسی می شود:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_m x(t) + b(\omega u(t) + \theta^T(t)x(t) + \sigma(t)) \\ y(t) = c^T x(t), \quad x(0) = x_0 \end{cases} \quad (19)$$

که در آن

$$A_m = \begin{bmatrix} -12.5 & 0 & -5.2 \\ 3.3 & -3.3 & 0 \\ 0 & 0.05 & -0.05 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$c = [1 \ 0 \ 0]$$

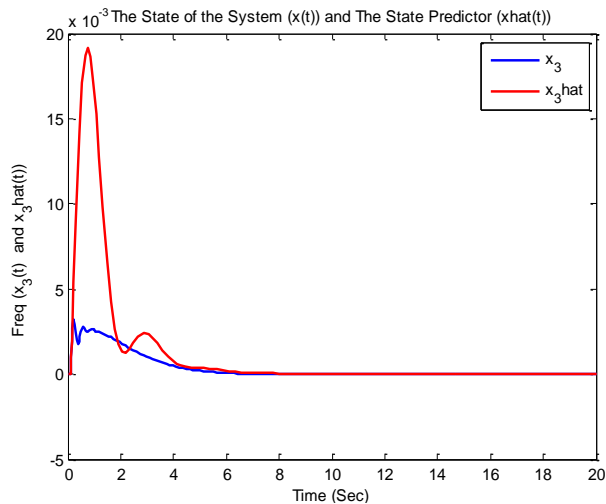
همچنین $\omega = 1$ در نظر گرفته شده است. همچنین پارامترهای متغیر با زمان و اغتشاشات بار بصورت زیر در نظر گرفته شده اند.

$$\theta(t) = \begin{bmatrix} 1 - \cos(0.3t) \\ 1 + 0.3 \sin(0.3t) + 0.2 \cos(0.2t) \\ 0.2 \cos(0.2t) \end{bmatrix} \quad (21)$$

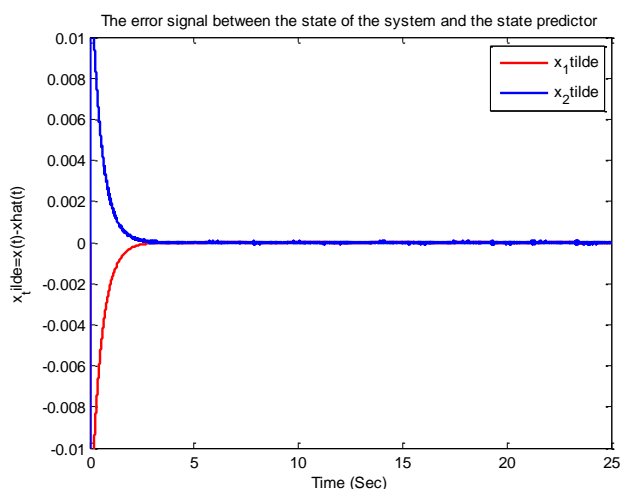
$$\Delta P_L(t) = \sin(0.2t)$$

لذا مجموعه های بسته Δ و Θ در رابطه (۶) را می توان بصورت زیر در نظر گرفت.

شکل ۴: رسم $\|G(s)\|_{L_1} L$ بصورت تابعی از ω_a .



شکل ۷: متغیر حالت $x_3(t)$ و تخمین آن $\hat{x}_3(t)$.



شکل ۸: سیگنال خطای بین متغیر حالت سیستم و متغیر حالت تخمین زن

$$\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$$

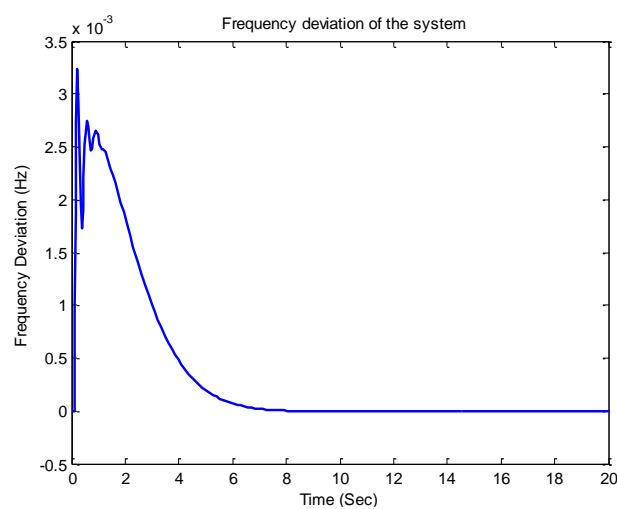
۵. نتیجه گیری

در این مقاله طراحی کنترل کننده فرکانس بار تطبیقی L_1 برای سیستم قدرت با اغتشاشات بار متغیر با زمان ارائه شده است. روش پیشنهاد شده یکنواختی پاسخ گذرای محدود شده را برای سیگنال ورودی و خروجی سیستم، به طور همزمان، و نیز ردیابی مجانبی تغییرات فرکانس صفر را تضمین می کند. به منظور ارزیابی روش پیشنهادی، نتایج شبیه سازی برای یک سیستم قدرت تک ناحیه ای در حضور اغتشاشات بار متغیر با زمان ارائه شده است. نتایج بدست آمده کارایی و توانایی کنترل کننده تطبیقی ارائه شده را نشان می دهند.

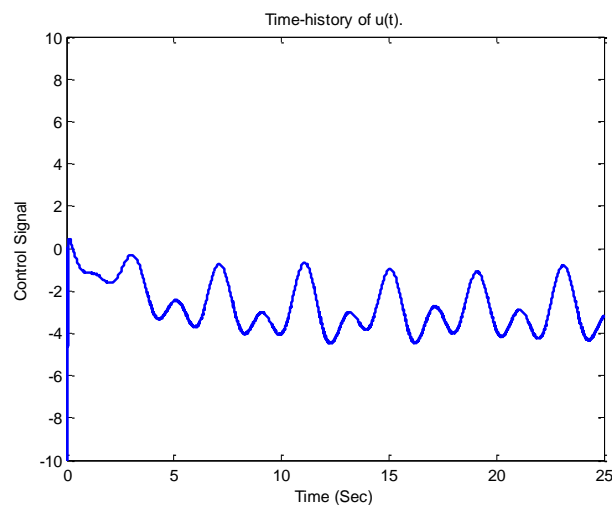
منابع

- [1] M. N. Anwar, S. Pan, "A new PID load frequency controller design method in frequency domain through direct synthesis approach",

شکل (۵) تغییرات فرکانس شبکه (Δf) را نشان می دهد. همانگونه که از شکل (۵) مشخص است، کنترل کننده تطبیقی طراحی شده به خوبی تغییرات فرکانس را صفرنموده است (عمل ردیابی سیگنال صفر را بخوبی انجام داده است). همچنین تغییرات سیگنال کنترلی تولید شده توسط کنترل کننده تطبیقی در شکل (۶) نشان داده شده است. همچنین شکل (۷) تغییرات متغیر حالت $x_3(t)$ و تخمین آن $\hat{x}_3(t)$ را نشان می دهد. همانگونه که از شکل مذکور مشخص است، تخمین زن به خوبی عمل کرده و تخمین حالت دقیقاً بر مقادیر واقعی حالت منطبق می باشد. شکل (۸) نیز که نمودار سیگنال خطای بین متغیر حالت سیستم و متغیر حالت تخمین زن، یعنی $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ می باشد نیز موید همین مطلب می باشد.



شکل ۵: تغییرات فرکانس به ازای اغتشاش بار متغیر با زمان



شکل ۶: سیگنال کنترل $u(t)$.

- International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 67, pp. 560-569, 2015.
- [2] H. Yousef, "Adaptive fuzzy logic load frequency control of multi-area power system", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 68, pp. 384-395, 2015.
- [3] L. Dong, Y. Z., Zhiqiang Gao, "A robust decentralized load frequency controller for interconnected power systems", ISA Transactions, Vol. 51, No. 3, pp. 410-419, 2012.
- [4] D. K. Chaturvedi, R. Umrao, O. P. Malik, "Adaptive Polar Fuzzy logic based Load Frequency Controller", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 66, pp. 154-159, 2015.
- [5] P. Ioannou and J. Sun, Robust Adaptive Control, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1996.
- [6] H.K. Khalil, Nonlinear Systems, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [7] C. Cao, N. Hovakimyan, "Guaranteed transient performance with L_1 adaptive controller for systems with unknown time-varying parameters and bounded disturbances: part I. American
- [8] L. Pan, J. Luo, C. Cao, J. Shen, " L_1 adaptive control for improving load-following capability of nonlinear boiler-turbine units in the presence of unknown uncertainties", Simulation Modelling Practice and Theory, Vol. 57, pp. 26-44, 2015.
- [9] H. saadat, "Power System Analysis", Mcgraw-Hill International, edition, 2005.
- [10] M. A. Tammam, M. A. S. Aboelela, M. A. Moustafa, A. E. A. Seif, "A Multi-Objective Genetic Algorithm Based PID Controller for Load Frequency Control of Power Systems", International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, 2014.
- [11] T. H. Mohamed, A. A. Hassan, H. Bevrani, T. Hiyama, "Model predictive based load frequency control design", 16th International Conference on Electrical Engineering, pp. 1-6, 2010.

SID



سرویس های ویژه



سرویس ترجمه تخصصی



کارگاه های آموزشی



بلاگ مرکز اطلاعات علمی



عضویت در خبرنامه



فیلم های آموزشی

کارگاه های آموزشی مرکز اطلاعات علمی جهاد دانشگاهی



PROPOSAL
پروپوزال

پروپوزال نویسی و پایان نامه نویسی

دکتره تهرانی

کارگاه آنلاین
پروپوزال نویسی و پایان نامه نویسی



روش تحقیق و مقاله نویسی علوم انسانی

دکتره تهرانی

کارگاه آنلاین
روش تحقیق و مقاله نویسی علوم انسانی



ISI
Scopus

آشنایی با پایگاه های اطلاعات علمی بین المللی و ترند های جستجو

دکتره تهرانی

کارگاه آنلاین آشنایی با پایگاه های اطلاعات علمی بین المللی و ترند های جستجو