کنترل گشتاور سیستم‌های تشدید دوجرمی با استفاه از کنترل‌کننده PID

مهناز هاشمی[۴،۱]، ندا بهزادفر*[۴،۲]، مجید دهقانی[۴،۳]

۱- استادیار، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، mahnazhashemi100@gmail.com

*۲- استادیار، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، n.behzadfar@pel.iaun.ac.ir

۳- استادیار، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، dehghani@pel.iaun.ac.ir

۴- مرکز تحقیقات ریزشبکه‌های هوشمند، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران

تاریخ دریافت: ۹۹/۱/۲۰ تاریخ پذیرش: ۹۹/۳/۲۸

چکیده: ساده‌ترین مدل از سیستم‌های تشدید مکانیکی، سیستم دو جرمی است که نوسانات یک مانع اصلی در برابر افزایش عملکرد مطلوب سیستم است. عملکرد پیچشی یک پدیده غیرخطی است و مدل خطی و ریاضی یک سیستم ابزار مناسبی جهت بررسی و تشخیص و طراحی در برابر این پدیده است. در این مقاله رفتار دینامیکی سیستم نوسانی دو جرمی با کنترل کننده PID برای کنترل‌کننده کوپل با استفاده از آنالیز مقادیر ویژه برای سیستم تشدید دو جرمی بررسی و شبیه‌سازی شده است. برای طراحی کنترل‌کننده معادلات توصیف کننده سیستم در فضای حالت و مدل ریاضی سیستم دو جرمی براساس توابع انتقال بیان می‌شود. نتایج شبیه‌سازی برای حلقه بسته و حلقه باز سیستم نشان داده شده و تاثیر تغییر شاخص پایداری در روش دیاگرام ضرایب (CDM) بر پایداری سیستم را نشان می‌دهد.

واژه‌های کلیدی: سیستم دو جرمی، کنترل‌کننده PID، مدل سیستم، معادلات حالت

۱- مقدمه

یک نمونه سیستم تشدید دو جرمی[۱] اتصالات بازوهای روبات و درایو چرخ فولادی است که دارای یک موتور و یک بار متصل به یک شافت انعطاف‌پذیر است که بخش محرک می‌تواند به‌صورت یک سیستم دو جرمی مدل شود [۲،۱].

با گسترش صنعت و پیشرفت روش‌های کنترلی، راندمان و کارآیی بالا در شاخص کنترل حرکتی تحقق یافته است. در بسیاری از کاربردهای صنعتی از سرو کنترل به‌طور وسیعی برای تخمین بارهای پیچیده مانند تجهیزات جلوگیری از لرزش‌ها برای سازه‌هایی با ساختار بزرگ و با ارتفاع بلند استفاده شده است. در سیستم‌های حرکتی سریع و دقیق نیاز به کنترل‌کننده با کارآیی بسیار بالا است که در برابر تغییرات بار و پارامترهای سیستم مقاومت بالایی داشته باشد. امروزه علی‌رغم وجود روش‌های مدرن طراحی کنترل‌کننده، به علت عملکرد خوب سیستم‌های کنترل شده به فرم کلاسیک، استفاده از روش‌های طراحی کلاسیک کنترل به علت سادگی اجرا همچنان معمول است [۴،۳].

سیستم‌های دو جرمی تاکنون در مقالات مختلف مورد مطالعه قرار گرفته‌اند و سیستم‌های کنترلی مختلفی برای آنها طراحی شده است [۶،۵].

روش‌های کنترلی مختلفی برای سیستم نوسانی دو جرمی مانند کنترل نسبت تشدید[۲] [۷]، روش کلاسیک [۸]، کنترل مقاوم[۳] [۹]، روش تجزیه [۱۰]، کنترل نسبت تشدید آرام[۴] [۱۱]، کنترل مد لغزشی[۵] [۱۲]، کنترل بهینه [۱۳] و ... تاکنون ارائه شده است.

از کاربرد مدل سیستم دو جرمی می‌توان در مدل‌سازی سیستم بادی اشاره کرد [۱۴]. در [۱۵] و [۱۶] از مدل سیستم دو جرمی برای مدل‌سازی استفاده شده است.

در [۱۷] روش کنترل توقف لرزش در سیستم دو جرمی با استفاده از فیلتر H_∞ بر اساس مشاهده‌گر کنترل‌کننده فیدبک حالت ارائه شده

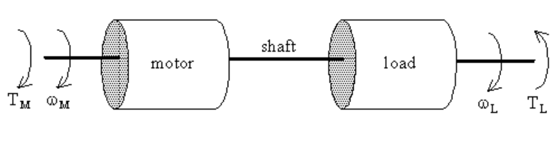
است. در [۱۸] روش کنترل سرعت سیستم دو جرمی بر اساس مد لغزشی ارائه شده که برای به‌دست آوردن مشخصات خوب دو حلقه کنترل شامل یک حلقه بیرونی کنترل سرعت زاویه‌ای و یک حلقه درونی کنترل پیچ خوردگی پیشنهاد شده است. در [۱۹] ابتدا روش شناسایی حداقل مربعات بازگشتی (RLS) برای شناسایی پارامترهای مکانیکی برای سیستم الاستیک دو جرمی استفاده می شود. سپس به منظور بهبود دقت و استحکام الگوریتم شناسایی، استخراج نوسان مکانیکی از سیستم سروو مورد بررسی قرار می‌گیرد و تاثیر فرکانس نمونه‌برداری در صحت شناسایی بررسی می‌شود.

در [۲۰] روش کنترل کوپل یک سیستم نوسانی سه جرمی با پس‌زدن کوپل ارائه شده که در آن پارامترهای کنترل پیشنهادی براساس روش دیاگرام ضرایب (CDM) طراحی شده است. در [۲۱] کنترل بهینه بر اساس کنترل پیش‌بینی مدل برای سیستم تشدید دو جرمی برای بهبود عملکرد دینامیکی و جلوگیری از ارتعاش پیچشی چرخ غلتان به‌کار برده شده است.

در این مقاله معادلات حالت و معادله خروجی سیستم با کنترل‌کننده گشتاور با استفاده از تابع انتقال و رسم نمودار حالت تعیین می‌شود. نتایج شبیه‌سازی تاثیر تغییر شاخص پایداری[۶] در روش دیاگرام ضرایب[۷] بر پایداری سیستم را نشان می‌دهد. ساختار مقاله به این شرح است. در قسمت دوم یک توصیف فضای حالت از سیستم تشدید دو جرمی ارائه و بلوک دیاگرام به‌صورت سیستم چند ورودی و چند خروجی نشان داده خواهد شد. در قسمت سوم معیار دیاگرام ضرایب براساس چند جمله‌ای معادله مشخصه بیان شده است. در قسمت چهارم طراحی کنترل‌کننده گشتاور سیستم دو جرمی اشاره شده است. در قسمت پنجم نتایج شبیه‌سازی سیستم حلقه باز و در قسمت ششم نتایج شبیه‌سازی سیستم حلقه بسته ارائه شده است. در نهایت در قسمت هفتم نتیجه‌گیری مقاله بیان شده است.

۲- مدل سیستم دو جرمی

ساختار سادهٔ سیستم درایو موتور با بار در حال گردش در شکل (۱) نشان داده شده که سیستم شامل یک موتور محرک و یک بار کوپل شده به موتور از طریق یک شافت است [۲۳،۲۲]. اگر سختی شافت پائین باشد سیستم نوسان مکانیکی پیدا می‌کند. با انتخاب سه متغیر حالت سرعت موتور (ω_M)، سرعت بار (ω_L) و گشتاور پیچشی شافت[۸] (T_S) و دو متغیر ورودی گشتاور موتور[۹] (T_M) و گشتاور اغتشاشی بار[۱۰] (T_L)، معادلات حالت سیستم دو جرمی در حالت مدار باز به فرم ماتریسی به‌صورت زیر است [۲۵،۲۴]:



شکل (۱): سیستم تشدید دو جرمی

$$\dot{X}=\begin{bmatrix} -\frac{B_M}{J_M} & -\frac{1}{J_M} & 0 \\ K_S-\frac{B_M B_S}{J_M} & -B_S(\frac{1}{J_M}+\frac{1}{J_L}) & -(K_S-\frac{B_L B_S}{J_L}) \\ 0 & \frac{1}{J_L} & -\frac{B_L}{J_L} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} \frac{1}{J_M} & 0 \\ \frac{B_S}{J_M} & \frac{B_S}{J_L} \\ 0 & -\frac{1}{J_L} \end{bmatrix} U \qquad (۱)$$

که در آن J_L اینرسی بار، B_L ضریب میرایی بار، K_S ضریب سختی شافت[۱۱]، B_S ضریب میرائی شافت[۱۲]، J_M اینرسی موتور، B_M ضریب میرائی موتور است. مقدار K_S به جنس روتور و شکل آن بستگی دارد. همچنین بردار متغیرهای حالت و بردار ورودی عبارتند از:

$$X=[\omega_M \quad T_S \quad \omega_L]^T \qquad (۲)$$

$$U=[T_M \quad T_L]^T \qquad (۳)$$

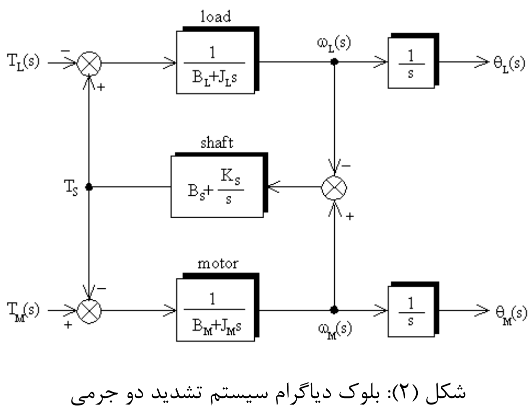
شکل (۲) بلوک دیاگرام سیستم تشدید دو جرمی با توجه به معادلات دیفرانسیل فوق را نشان می‌دهد که در آن $G_L(s)$ تابع انتقال بار، $G_M(s)$ تابع انتقال موتور و $G_S(s)$ تابع انتقال شافت است [۲۶]:

$$G_L(s)=\frac{1}{J_L s+B_L} \qquad (۴)$$

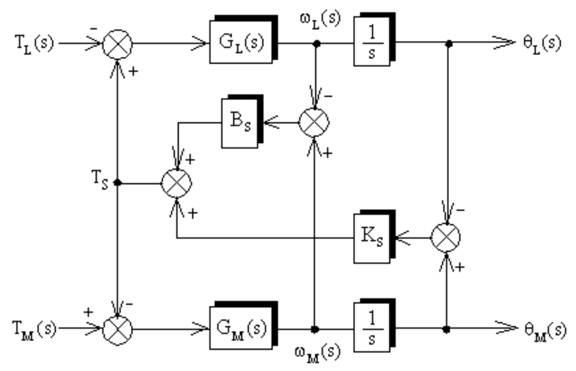
$$G_M(s)=\frac{1}{J_M s+B_M} \qquad (۵)$$

$$G_S(s)=B_S+\frac{K_S}{s} \qquad (۶)$$

شکل (۳) بلوک دیاگرام سیستم تشدید دو جرمی را براساس رابطه بین گشتاور شافت با زاویه و سرعت‌های بار و موتور نشان می‌دهد. همان‌طور که دیده می‌شود کوپل شافت از مجموع دو سیگنال تشکیل شده که یکی از آنها متناسب با اختلاف سرعت‌های موتور و بار و دیگری متناسب با اختلاف زوایای موتور و بار هستند و با توجه به ناچیز بودن میرایی سیستم، گشتاور شافت را می‌توان متناسب با اختلاف زوایای موتور و بار در نظر گرفت.



شکل (۲): بلوک دیاگرام سیستم تشدید دو جرمی

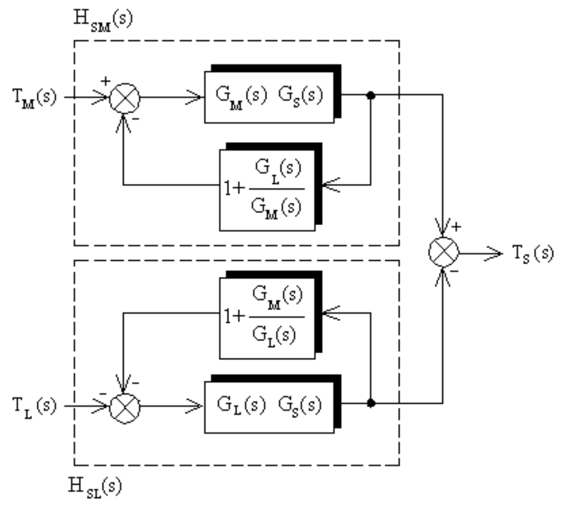


شکل (۳): بلوک دیاگرام سیستم تشدید دو جرمی براساس زاویه موتور و بار

شکل (۴) بلوک دیاگرام سیستم براساس رابطهٔ گشتاور شافت به صورت سیستم چند متغیره نشان می‌دهد که توابع انتقال براساس رابطه خروجی و ورودی بیان می‌شود. توابع انتقال گشتاور شافت به گشتاور بار و گشتاور موتور عبارتند از:

$$H_{SL}(s)=\left.\frac{T_S(s)}{T_L(s)}\right|_{T_M=0}=\frac{1}{J_L J_M}\frac{(B_S s+K_S)(J_M s+B_M)}{\Delta(s)} \tag{۷}$$

$$H_{SM}(s)=\left.\frac{T_S(s)}{T_M(s)}\right|_{T_L=0}=\frac{1}{J_L J_M}\frac{(B_S s+K_S)(J_L s+B_L)}{\Delta(s)} \tag{۸}$$



شکل (۴): مدل‌سازی سیستم تشدید دو جرمی برای کنترل گشتاور [۲۷]

با توجه به ریشه‌های معادله درجه دوم، فرکانس تشدید برابر است:

$$\omega_R=\sqrt{a_1}=\sqrt{K_S\frac{J_M+J_L}{J_M J_L}}=\sqrt{\frac{K_S}{J_L}(1+K_J)} \tag{۹}$$

همان‌طور که دیده می‌شود فرکانس تشدید تحت تاثیر نسبت اینرسی[۱۳] (K_J) است. مقدار B_S در اکثر سیستم‌ها دارای مقدار کمی است و با صرفنظر از B_S مقدار میرایی صفر است. فرکانس ضد تشدید به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\omega_A=\sqrt{\frac{K_S}{J_L}} \tag{۱۰}$$

۳- روش دیاگرام ضرایب

در اکثر سیستم‌ها هدف از طراحی کنترل‌کننده علاوه بر پایدارسازی، ردیابی نیز است و مشخصه سیستم حلقه بسته پایدارساز و ردیابی است. از کنترل‌کننده برای برآورده کردن عملکرد مطلوب و دستیابی به پاسخ مطلوب در سیستم استفاده می‌شود. روش‌های طراحی کنترل-کننده متعددی وجود دارد که روش بهینه‌سازی کاربرد زیادی دارد.

روش دیاگرام ضرایب یکی از روش‌های جبری است که براساس فرم چند جمله‌ای توسعه داده می‌شود و بین تئوری کنترل مدرن و سنتی در نظر گرفته می‌شود. پارامترهای طراحی در CDM شاخص پایداری (γ_k) و ثابت زمانی معادل[۱۴] (τ) است که براساس ضرایب چند جمله‌ای حلقه بسته سیستم تعریف می‌شوند. اگر فرم عمومی معادله مشخصه سیستم حلقه بسته با مرتبهٔ n به‌صورت زیر در نظر گرفته شود [۲۸]:

$$\Delta(s)=a_n s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\ldots\ldots+a_1 s+a_0=\sum_{k=0}^{k=n}a_k s^k \tag{۱۱}$$

شاخص پایداری، ثابت زمانی معادل و حد پایداری (γ_k^*) براساس ضرایب چند جمله‌ای فوق به‌صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\gamma_k=\frac{a_k^2}{a_{k+1}a_{k-1}}\qquad k=1,\ldots,n-1 \tag{۱۲}$$

$$\tau=\frac{a_1}{a_0} \tag{۱۳}$$

$$\gamma_k^*=\frac{1}{\gamma_{k-1}}+\frac{1}{\gamma_{k+1}}\qquad k=1,\ldots,n-1\ ,\ \gamma_n=\gamma_0=\infty \tag{۱۴}$$

بنابراین ضرایب چند جمله‌ای معادله مشخصه به‌صورت زیر بیان می-شوند:

$$a_k=\frac{a_o\,\tau^k}{\gamma_{k-1}\gamma_{k-2}^2\ldots\ldots\gamma_1^{k-1}} \tag{۱۵}$$

با توجه به رابطهٔ فوق برای چند جمله‌ای درجه چهار خواهیم داشت:

$$a_2=\frac{a_o\,\tau^2}{\gamma_1} \tag{۱۶}$$

$$a_3=\frac{a_o\,\tau^3}{\gamma_2\,\gamma_1^2} \tag{۱۷}$$

$$a_4 = \frac{a_o\, \tau^4}{\gamma_3\, \gamma_2^2\, \gamma_1^3} \tag{۱۸}$$

بنابراین نسبت دو ضریب متوالی در چند جمله‌ای برابر است با:

$$\frac{a_{k+1}}{a_k} = \frac{\tau}{\gamma_k\, \gamma_{k-1}\, \gamma_{k-1} \ldots\ldots \gamma_2\, \gamma_1} \tag{۱۹}$$

براساس الگوریتم روت هروتیس، شرط پایداری برای سیستم مرتبه سوم و چهارم عبارتند از:

$$\gamma_1\, \gamma_2 > 1 \tag{۲۰}$$

$$\gamma_2 > \gamma_2^* \tag{۲۱}$$

همچنین شرط پایداری برای سیستم مرتبه پنج و بالاتر به ترتیب عبارتند از:

$$\gamma_k > 1.12\, \gamma_k^* \;\;,\;\; k = 2,3,\ldots,n-2 \tag{۲۲}$$

$$\gamma_k \gamma_{k+1} \le 1 \quad, \; k = 2,3,\ldots,n-2 \tag{۲۳}$$

برای به‌دست آوردن شرایط مقاوم و داشتن پاسخ سریع، شاخص پایداری به‌صورت $\gamma_k > 1.5\gamma_k^*$ در نظر گرفته می‌شود. ثابت زمانی معادل، سرعت پاسخ را مشخص می‌کند و براساس زمان نشست T_S به‌صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\tau = \frac{T_S}{2.5 \sim 3} \tag{۲۴}$$

۴- کنترل گشتاور در سیستم دو جرمی

در کنترل گشتاور سیستم دو جرمی به‌منظور باز داشتن نوسان مکانیکی، کنترل‌کننده PID اغلب به عنوان یک روش ساده کنترل استفاده می‌شود. از مزایای PID می‌توان به اجرای ساده و تاثیر آن در محدوده وسیعی از کاربردهای صنعتی آن اشاره کرد.

در این قسمت ضرایب کنترل‌کننده با توجه به تابع انتقال گشتاور شافت به گشتاور مطلوب تعیین می‌شود. براساس روش دیاگرام ضرایب، پارامترهای τ، γ_1، γ_2 در سیستم حلقه بسته کنترل گشتاور در سیستم تشدید دو جرمی با صرفنظر از میرایی سیستم برابرند با:

$$\begin{cases} \tau = \dfrac{K_{PT}\, K_S + J_M\, \omega_R^2}{K_{IT}\, K_S} \\[2ex] \gamma_1 = \dfrac{(K_{PT}\, K_S + J_M\, \omega_R^2)^2}{K_{DT}\, K_S^2\, K_{IT}} \\[2ex] \gamma_2 = \dfrac{K_{DT}^2\, K_S^2}{J_M\, (K_{PT}\, K_S + J_M\, \omega_R^2)} \end{cases} \tag{۲۵}$$

بنابراین ضرایب کنترل کننده PID برابرند با:

$$\begin{cases} K_{PT} = \dfrac{J_M}{K_S}\left(\dfrac{\gamma_1^2\, \gamma_2}{\tau^2} - \omega_R^2\right) = \dfrac{1}{K_J\, \omega_A^2}\left(\dfrac{\gamma_1^2\, \gamma_2}{\tau^2} - \omega_R^2\right) \\[2ex] K_{IT} = \dfrac{J_M\, \gamma_1^2\, \gamma_2}{K_S\, \tau^3} = \dfrac{\gamma_1^2\, \gamma_2}{\tau^3 K_J\, \omega_A^2} \\[2ex] K_{DT} = \dfrac{J_M\, \gamma_1\, \gamma_2}{K_S\, \tau} = \dfrac{\gamma_1\, \gamma_2}{\tau\, K_J\, \omega_A^2} \end{cases} \tag{۲۶}$$

ثابت زمانی τ برحسب فرکانس متقاطع بهره برابر است با:

$$\tau = \frac{\gamma_1 \sqrt{2\gamma_2}}{\sqrt{\omega_R^2 + \omega_G^2}} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_R} \frac{\gamma_1 \sqrt{\gamma_2}}{\sqrt{1 + (\frac{\omega_G}{\omega_R})^2}} \tag{۲۷}$$

همانطور که دیده می‌شود، مقدار τ با ω_G نسبت معکوس دارد و برای کاهش لرزش نوسانات شافت باید $\omega_G \ge \omega_R$ در نظر گرفته شود. ضرایب کنترل‌کننده برحسب نسبت فرکانس متقاطع به فرکانس تشدید برابرند با:

$$\begin{cases} K_{PT} = \dfrac{J_M\, \omega_R^2}{2 K_S}\left[\left(\dfrac{\omega_G}{\omega_R}\right)^2 - 1\right] \\[2ex] K_{IT} = \dfrac{J_M}{K_S} \dfrac{\omega_R^3}{\sqrt{8}\;\gamma_1 \sqrt{\gamma_2}} \left[\left(\dfrac{\omega_G}{\omega_R}\right)^2 + 1\right]^{\frac{3}{2}} \\[2ex] K_{DT} = \dfrac{J_M}{K_S} \dfrac{\sqrt{\gamma_2}\, \omega_R}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\dfrac{\omega_G}{\omega_R}\right)^2 + 1} \end{cases} \tag{۲۸}$$

بنابراین زمانی که $\omega_G \ge \omega_R$ می‌باشد، بهره‌های کنترل کننده PID که متناسب با ω_G^2، ω_G^3 و ω_G می‌باشند، با افزایش ω_G بهره‌های کنترل کننده افزایش می‌یابند و تحقق کنترل کننده PID مشکل می‌گردد.

تغییرات بهره‌های کنترل‌کننده برحسب نسبت فرکانس متقاطع به فرکانس تشدید از پارامترهای سیستم دو جرمی مستقل است و تنها به شاخص پایداری بستگی دارد. بهره‌های انتگرال‌گیر و متناسب کنترل‌کننده به نسبت فرکانس متقاطع به فرکانس تشدید بیشتر بستگی دارند ولی تغییرات بهره مشتق کنترل کننده کمتر است.

تابع تبدیل جبران‌کننده به‌صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$G_F(s) = K_{PF} + \frac{K_{IF}}{s} + K_{DF}\, s \qquad (۲۹)$$

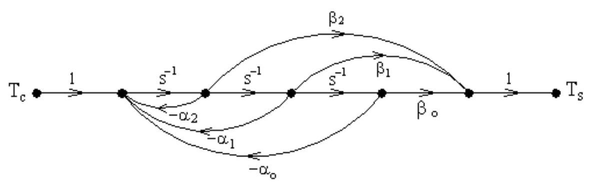
گشتاور شافت برابر است با:

$$T_S(s) = H_{CF}(s)\, T_C(s) + H_{LF}(s)\, T_L(s) \qquad (۳۰)$$

که در آن توابع انتقال $H_{CF}(s)$ و $H_{LF}(s)$ به ترتیب نسبت گشتاور شافت نسبت به گشتاور مطلوب و گشتاور بار است.
تابع $G_F(s)$ تاثیری بر صفر تابع انتقال مدار بسته ندارد و صفرهای تابع انتقال حلقه بسته فقط به بهره‌های کنترل‌کننده $G_T(s)$ بستگی دارد. اگر فیدبک جبران‌کننده متناسب در نظر گرفته شود و یا به عبارت دیگر $K_{DF}=0$ و $K_{IF}=0$ باشند، معادلهٔ مشخصه در این حالت عبارت است از:

$$\begin{aligned}\Delta_{FT}(s) &= J_M\, s^3 + K_S\, K_{DT}\, s \\ &+ (J_M\, \omega_R^2 + K_{PT} K_S + K_{PF} K_S)\, s + K_S\, K_{IT}\end{aligned} \qquad (۳۱)$$

در مقایسه با چند جمله‌ای سیستم حلقه بسته با کنترل کننده PID، تنها ضریب K_{PT} به $K_{PT}+K_{PF}$ تغییر کرده است. نمودار حالت با صرفنظر از میرایی سیستم در کنترل‌کننده PID با جبران‌کننده متناسب در شکل (۵) نشان داده شده که در آن ضرایب با توجه به معادله مشخصه و صورت تابع انتقال $H_{CF}(s)$ عبارتند از:



شکل (۵): بلوک دیاگرام کنترل‌کننده گشتاور با جبران کننده

$$\begin{cases}\beta_2 = \dfrac{K_S\, K_{DT}}{J_M} \\ \beta_1 = \dfrac{K_S\, K_{PT}}{J_M} \\ \beta_0 = \dfrac{K_S\, K_{IT}}{J_M}\end{cases} \qquad (۳۲)$$

$$\begin{cases}\alpha_2 = \dfrac{K_S\, K_{DT}}{J_M} \\ \alpha_1 = \omega_R^2 + \dfrac{K_{PT} K_S + K_{PF} K_S}{J_M} \\ \alpha_0 = \dfrac{K_S\, K_{IT}}{J_M}\end{cases} \qquad (۳۳)$$

کنترل‌کنندهٔ PD مشابه یک فیلتر بالا گذر و کنترل کننده PI مشابه یک فیلتر پائین گذر عمل می‌کند ولی کنترل‌کننده PID با توجه به پارامترهای آن مشابه یک فیلتر میان گذر یا میان نگذر عمل خواهد کرد.

۵- نتایج شبیه‌سازی بدون کنترل‌کننده

عملکرد سیستم دینامیکی معمولاً با پاسخ گذرای آن تعریف می‌شود که برحسب زمان صعود، زمان نشست و فراجهش به ازای ورودی سیگنال پله یا شیب به سیستم تعیین می‌گردد. در این قسمت نتایج شبیه‌سازی در حوزه زمان با استفاده از نرم افزار متلب برای حالت مدار باز نشان داده می‌شود. پارامترها سیستم برای شبیه‌سازی در جدول (۱) آمده است. شکل (۶) مدل سیستم در حالت بدون فیدبک در محیط سیمولینک را نشان می‌دهد. با توجه به اهمیت تابع انتقال گشتاور شافت به گشتاور موتور $[H_{SM}(s)]$ در طراحی حلقه بسته کنترل کوپل و تابع انتقال سرعت موتور به گشتاور موتور $[H_{MM}(s)]$ در کنترل سرعت، در این قسمت مشخصات این دو تابع بیشتر مورد توجه قرار می‌گیرند. شکل (۷) پاسخ فرکانسی توابع انتقال متناظر با متغیرهای حالت نسبت به گشتاور اختلالی بار و شکل (۸) نسبت به گشتاور موتور را نشان می‌دهد که در فرکانس تشدید ۹۱/۷ رادیان بر ثانیه تغییرات فاز زیاد است.

جدول (۱): پارامترهای اصلی سیستم تشدید دو جرمی

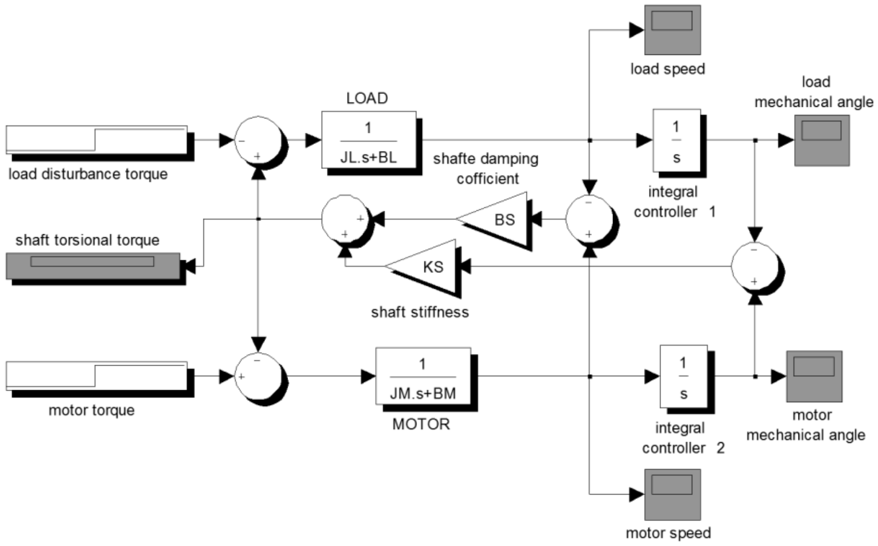
کمیت	مقدار
J_M	0.0641
B_M	0.0021
J_L	0.0523
B_L	0.0530
K_S	242
B_S	0.15
K_J	0.8159
ω_A	68.0
ω_R	91.7
K_R	1.35
η	0.0284
ω_L	62.7

اندازه تابع انتقال متناظر با سرعت موتور در فرکانس ضد تشدید ۶۸/۰ رادیان بر ثانیه مینیمم محلی است. در جدول (۲) مقادیر ویژه برای سیستم بدون کنترل کننده و صفرهای توابع انتقال $H_{SM}(s)$ و $H_{MM}(s)$ آمده است. به علت نزدیک بودن ریشه‌ها در نزدیک محور موهومی، میرایی سیستم کم است.

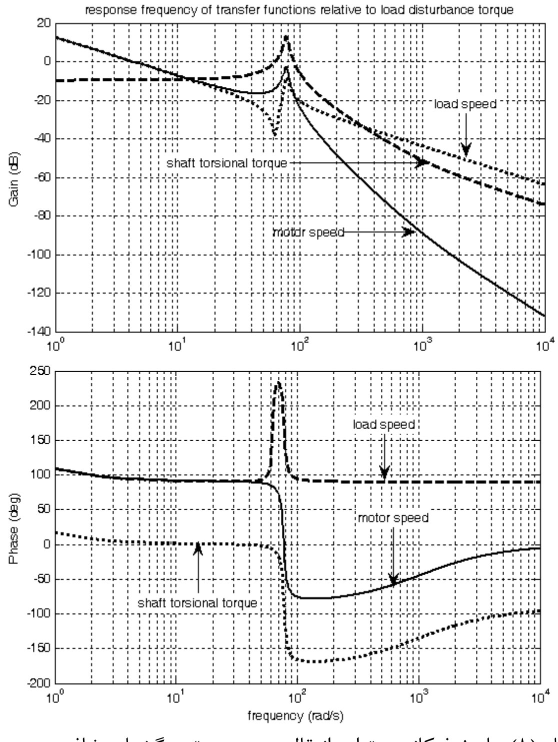
جدول (۲): مقادیر ویژه سیستم حلقه باز

حالت	مقادیر ویژه
بدون کنترل‌کننده	-0.4734 -2.8905±j91.6183

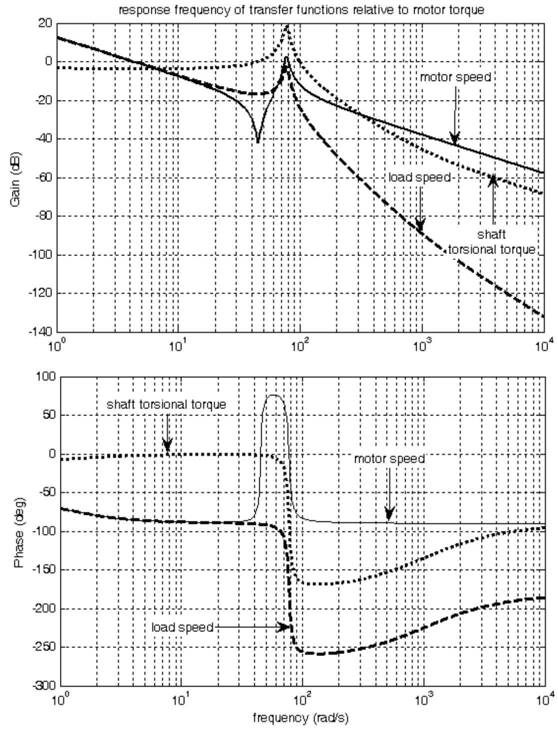
صفرهای تابع انتقال گشتاور شافت به گشتاور موتور	-1613.3 -1.0134
صفرهای تابع انتقال سرعت موتور به گشتاور موتور	-1.9407±j67.9955



شکل (۶): مدل سیستم دو جرمی بدون فیدبک در محیط سیمولینک متلب



شکل (۸): پاسخ فرکانسی توابع انتقال سرعت موتور، گشتاور شافت و سرعت بار نسبت به گشتاور اختلالی بار



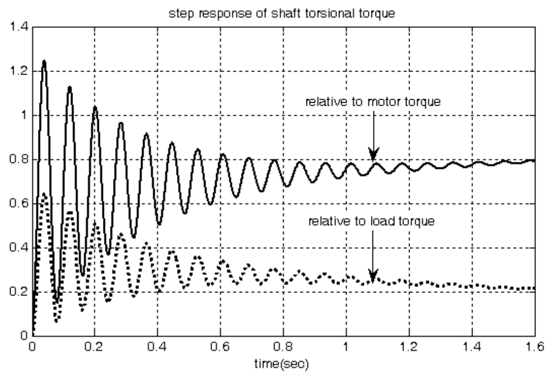
شکل (۷): پاسخ فرکانسی توابع انتقال سرعت موتور، گشتاور شافت و سرعت بار نسبت به گشتاور موتور

همان‌طور که دیده می‌شود در حالت بدون کنترل‌کننده، معادله مشخصه دارای یک قطب حقیقی منفی و دو قطب مختلط مزدوج است که قسمت موهومی آن تقریباً برابر فرکانس تشدید سیستم است.

تابع انتقال سرعت موتور به گشتاور موتور دارای یک جفت صفر مزدوج است که قسمت موهومی آن تقریباً برابر فرکانس ضد تشدید است.

خطای حالت دائمی پاسخ گشتاور شافت به ورودی پله واحد کوپل موتور برابر نسبت میرایی موتور به مجموع میرایی موتور و بار است و با صرفنظر کردن از میرایی سیستم برابر نسبت اینرسی موتور به مجموع اینرسی موتور و بار خواهد بود و با افزایش نسبت اینرسی خطای حالت دائمی کاهش می‌یابد.

شکل (۹) پاسخ پله گشتاور پیچشی شافت را در حالت بدون کنترل نشان می‌دهد که نوسانات کوپل تا حدود ۱/۶ ثانیه ادامه دارد.



شکل (۹): پاسخ پله گشتاور پیچشی شافت به ازای تغییرات در گشتاور بار و گشتاور موتور

۶- نتایج شبیه‌سازی با کنترل‌کننده

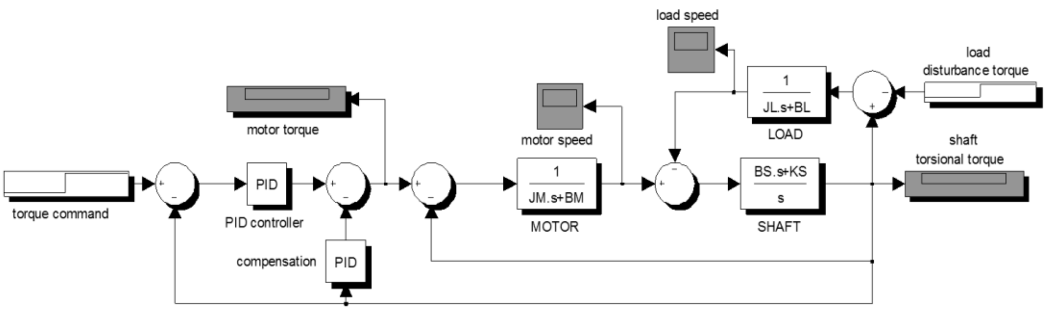
شکل (۱۰) مدل سیستم تشدید دو جرمی برای کنترل گشتاور پیچشی شافت با کنترلکننده PID با جبران‌کننده در محیط سیمولینک نشان می‌دهد.

در جدول (۳) بهره‌های کنترل‌کننده و ثابت زمانی معادل به‌ازای مقادیر مختلف فرکانس قطع و دو مقدار شاخص پایداری $\gamma_1=2.5$ و $\gamma_2=2$ آمده است.

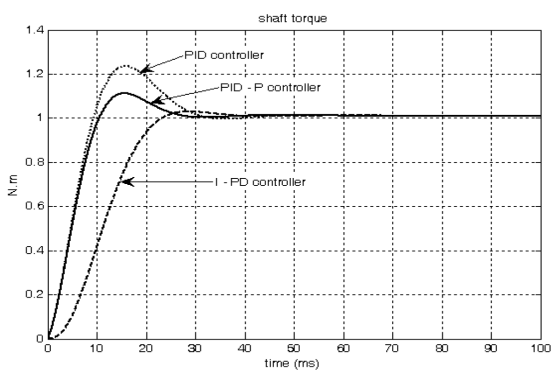
جدول (۳): بهره‌های کنترل‌کننده به‌ازای مقادیر مختلف فرکانس قطع

$\gamma_1=2.5,\ \gamma_2=2$			
$\frac{\omega_G}{\omega_R}$	1	$\frac{3}{\sqrt{5}}$	3
K_{PT}	0	2.6326	26.3256
K_{IT}	256.0595	424.1632	2862.8
K_{DT}	0.0677	0.0801	0.1513
τ	0.0257	0.0217	0.0115

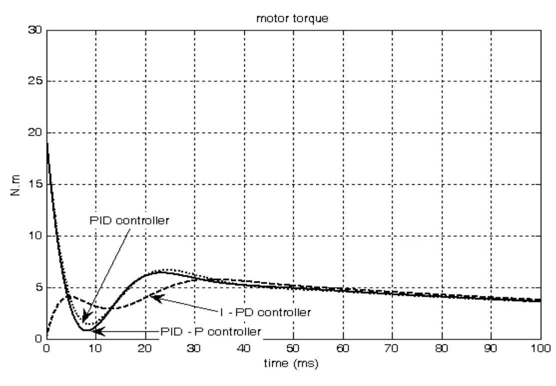
شکل (۱۱) پاسخ پله کوپل شافت و شکل (۱۲) پاسخ پله کوپل موتور را به ازای سه کنترل‌کننده PID، I-PD و PID-P نشان می‌دهد. همان‌طور که دیده می‌شود در حالت کنترل‌کننده PID مقدار بالا زدگی پاسخ بیشترین مقدار و در حالت I-PD بالا زدگی در پاسخ وجود ندارد.



شکل (۱۰): مدل سیستم تشدید دو جرمی برای کنترل گشتاور با کنترل‌کننده PID و جبران‌کننده در محیط سیمولینک



شکل (۱۱): پاسخ پله کوپل شافت به ازای سه کنترل‌کننده PID، PID-P و I-PD



شکل (۱۲): پاسخ پله کوپل موتور به ازای سه کنترل‌کننده PID، PID-P و I-PD

زمان رسیدن پاسخ پله به مقدار نهایی در هر سه کنترل‌کننده یکسان بوده ولی زمان صعود در کنترل کننده I-PD کمترین مقدار را دارد.

۷- نتیجه‌گیری

عملکرد پیچشی یک پدیده غیر خطی است و مدل خطی و ریاضی یک سیستم ابزار مناسبی جهت بررسی و تشخیص و طراحی در برابر این پدیده است. در این مقاله رفتار دینامیکی سیستم به ازای پارامترهای مختلف سیستم با تعیین مقادیر ویژه و رسم پاسخ پله و نمودار بُد در حالت مدار باز آنالیز و تحلیل گردید. سیستم تشدید دو جرمی در حالت بدون کنترل به علت داشتن قطب‌ها با مقدار حقیقی منفی پایدار است ولی به علت نزدیکی قطب‌ها به محور موهومی کوپل شافت دارای نوسان خواهد بود. خطای پاسخ حالت دائمی کوپل شافت به ورودی پله کوپل موتور با افزایش نسبت اینرسی کاهش می‌یابد. لذا برای از بین بردن نوسانات کوپل و کنترل سرعت نیاز به کنترل‌کننده است که کنترل‌کننده براساس معیار بهینه طراحی گردید. هدف کنترل گشتاور در سیستم تشدید دو جرمی حذف نوسانات کوپل شافت است. یک روش ساده برای کنترل گشتاور در سیستم تشدید دو جرمی طراحی و شبیه‌سازی شد. نتایج شبیه‌سازی در حوزهٔ زمان و حوزهٔ فرکانس تاثیر کنترل‌کننده بر پاسخ دینامیکی سیستم را نشان داد. روش پیشنهاد شده عملیات ریاضی ساده را شامل می‌شود و نیازی به بهینه‌سازی سیستم در هر بار نیست و زمان لازم برای طراحی کنترل‌کننده کاهش می‌یابد.

مراجع

[1] D. Kim, J. Back, "*Load speed control of two-inertia system by load speed/torque estimation and torsion torque compensation*", Proceeding of the IEEE/ICCAS, Daegwallyeong, pp. 685-689, Oct. 2018.

[2] G. Shahgholian, A. Hakimi, N. Behzadfar, "*Motor speed maximum control in the resonance ratio controller for two-mass system using self-organizing fuzzy controller*", International Journal of Research Studies in Electrical and Electronics Engineering, vol. 1, no. 6, pp. 1-8, 2020.

[3] M. Kaminski, K. Szabat, "*Neuro-fuzzy state space controller for drive with elastic joint*", Proceeding of the IEEE/PEDS, pp. 373-378, Sydney, NSW, Australia, June 2015.

[4] G. Shahgholian, P. Shafaghi, M. Zinali, S. Moalem, "*State space analysis and control design of two-mass resonant system*", Proceeding of the IEEE/ICCEE, pp. 97-101, Dubai, Dec. 2009.

[5] M. G. Lloret, G. Müller, F. Duvigneau, U. Gabbert , "*On the numerical modeling of poroelastic layers in spring*-mass systems", Applied Acoustics, vol. 1571, Article 106996, Jan. 2020.

[6] H. Zoubek, M. Pacas, "*Encoderless identification of two-mass-systems utilizing an extended speed adaptive observer structure*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 64, no. 1, pp. 595-604, Jan. 2017.

[7] S. Katsura, K. Ohnishi, "*Force servoing by flexible manipulator based on resonance ratio control*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 539-547, Feb. 2007.

[8] T. M. O'Sullivan, C. M. Bingham, N. S. Schofield, "*Enhanced servo-control performance of dual-mass systems*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 1387-1399, June 2007.

[9] K. Peter, I. Scholing, B. Orlik, "*Robust output feedback H_∞ control with a nonlinear observer for a two-mass system*", IEEE Trans. *on Industry Applications*, vol. 6, no.2, pp. 637-644, May-June 2003.

[10] Y. Hori, H. Sawada, Y. Chun, "*Slow resonance ratio control for vibration suppression and disturbance rejection in torsional system*," IEEE Trans. on *Industrial Electronics*, vol. 46, no.1, pp.162–168, Feb. 1999.

[11] K. Najdek, R. Nalepa, K. Szabat, "*Selection of controller parameters of a two-mass drive system using the D-decomposition technique*", Proceeding of the IEEE/IEC-ON, pp. 1308-1313, Lisbon, Portugal, Oct. 2019.

[12] K. Erenturk, "*Nonlinear two-mass system control with sliding-mode and optimized proportional-integral derivative controller combined with a grey estimator*", IET *Control Theory & Applications*, Vol. 2, No. 7, pp. 635-642, July 2008.

[13] K. Date, H.O hmori, A. Sano, Y. Todaka, H. Nisida, "*Speed control of two mass resonant system by new simple adaptive control scheme*", Proceeding of the IEEE/ICCA, Vol. 2, pp. 1120-1124, Sept. 1998.

[14] V. P. Singh, N. Kishor, P. Samuel, N. Singh, "*Small-signal stability analysis for two-mass and three-mass shaft model of wind turbine integrated to thermal power system*", Computers and Electrical Engineering, vol. 78, pp. 271-287, Sept. 2019.

[15] Z. Lin, J. Liu, Y. Niu, "*Dynamic response regulation of non-linear feedback linearised wind turbine using a two-mass model*", IET Control Theory and Applications, vol. 11, no. 6, pp. 816-826, 2017.

[16] A. Jafari, G. Shahgholian, "*Analysis and simulation of a sliding mode controller for mechanical part of a doubly-fed induction generator based wind turbine*", IET Generation, Transmission and Distribution, vol. 11, no. 10, pp. 2677-2688, July 2017.

[17] J.S. Kim, L.W. Yang, Y.S. Kim, Y.J. Kim, "*The vibration suppression control of the two mass resonant system using the H filter*", Proceeding of the IEEE/IECON, vol. 3, pp.1464-1470, Aug./Sep. 1998.

[18] D. Szabo, S. Kerekes, "*A fuzzy sliding mode approach for the two mass system*", Proceeding of the IEEE/ISIE, pp.348-352, 1999.

[19] C. Wang, J. Pan, Y. Hong, Y. Liu, "*Design mechanism of Sampling Frequency on mechanical parameter identification in a two-mass servo drive system*", Proceeding of the IEEE/ICEMS, pp. 1-5, Harbin, China, Aug. 2019.

[20] Y. Nakayama, K. Fujikawa, H. Kobayashi, "*A torque control method of three intertia torsional system with backlash*", Proceeding of the IEEE/AMC, pp.193-198, 2000.

[21] J. Wang, Y. Zhang, L. Xu, Y. Jing, S. Zhang, "*Torsional vibration suppression of rolling mill with constrained model predictive control*", Proceeding of the IEEE/VV-ICA, vol. 2, pp. 6401-6405, June 2006.

[22] J. Kabziński, "*Adaptive control of two-mass drive system with nonlinear stiffness and damping*", Proceeding of the IEEE/IECON, Washington, DC, pp. 2195-2200, Oct. 2018,

[23] M. Yokoyama, R. Oboe, T. Shimono, "Robustness analysis of two-mass system control using acceleration-aided kalman filter", Proceeding of the IEEE/IECON, pp. 4600-4605, Washington, DC, Oct. 2018.

[24] M. Mahdavian, N. Wattanapongsakorn, G. Shahgholian, S. Farazpey, M. Azadeh, M.R. Janghorbani, "*Controller design for torque control to torsional vibration in two-mass resonant system*", Proceeding of the IEEE/ ECTIC-ON, pp. 1-6, Chiang Mai, Thailand, June/July 2016.

[25] A. Movahedi, G. Shahgholian, E. Ghaedi and M. Mahdavian, "Controller design for performance improvement of two-mass resonance systems", *Proceeding of the IEEE/ICEMS*, pp/ 1-5, Beijing, China, Aug. 2011.

[26] G. Shahgholian, P. Shafaghi, Z. Azimi, "*State space model and speed control of two-mass resonant system using state feedback design*", International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering, vol. 6, no. 2, pp. 111-116, Sep. 2014.

[27] G. Shahgholian, J. Faiz, "*An analytical approach to synthesis and modeling of torque control strategy for two-mass resonant systems*", International Review of Automatic Control, Vol. 2, No. 4, pp. 459-468, July 2009.

[28] Y. Wu, K. Fujikawa, H. Kobayashi, "*A torque control method of two mass resonant system with PID-P controller*", Proceeding of the IEEE/AMC, pp.240-245, Coimbra, Portugal, Portugal, July 1998.

زیرنویس‌ها

1. two-mass resonant system
2. resonance ratio control
3. robust control
4. slow resonance ratio control
5. sliding mode control
6. stability index
7. coefficient diagram method
8. shaft torsional torque
9. motor torque
10. load disturbance torque
11. shaft stiffness coefficient
12. shaft damping coefficient
13. inertia ratio
14. equivalent time constant

Torque Control of Two-Mass Aggravation Systems Using PID Controller

Mahnaz Hashemi, Neda Behzadfar, Majid Dehghani

Assistant Professor- Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran
mahnazhashemi100@gmail.com, n.behzadfar@pel.iaun.ac.ir, dehghani@pel.iaun.ac.ir

Abstract: **The simplest model of mechanical resonance systems is a two-mass system, in which oscillations are a major barrier to increasing system performance. Twisting performance is a nonlinear phenomenon, and the linear and mathematical model is a good tool for examining, diagnosing, and designing against this phenomenon. In this paper, the dynamic behavior of a two-mass oscillation system with a PID controller for the coupling controller is analyzed using simulations of special values for a two-mass intensification system. To design the controller, the equations describing the system in the state space and the mathematical model of the two-mass system are expressed based on the transfer functions. The simulation results are shown for the closed loop and the open loop of the system and show the effect of changing the stability index in the coefficient diagram (CDM) method on the stability of the system.**

Keywords: **two-mass system, PID controller, system model, state equations**