Archive of SID

کنترل کننده‌های مُد لغزشی فازی تطبیقی برای درایوهای کنترل سرعت و موقعیت موتور القایی*

کاظم عاملی(۱) رضا قاضی(۲) اسد عازمی(۳)

چکیده در این مقاله یک کنترل‌کنندهٔ سرعت "مد لغزشی فازی تطبیقی" Adaptive fuzzy sliding mode برای درایوهای کنترل سرعت و موقعیت موتورهای القایی طراحی شده است که مزایای کنترل مدلغزشی، مکانیسم استنباط فازی و الگوریتم تطبیقی را دارا است. ابتدا یک کنترل‌کنندهٔ سرعت مد لغزشی با سطح سوئیچینگ انتگرالی طراحی شده است که با استفاده از آن اطلاعات شتاب برای کنترل سرعت مورد نیاز نیستند. پایداری نمایی کنترل‌کنندهٔ فوق و عدم حساسیت آن در برابر خطاها به اثبات رسیده است. مشکلی که در طراحی این کنترل‌کننده وجود دارد، تعیین حد بالای عدم قطعیتها است. در این مقاله نقش مؤثر پارامتر فوق را در عملکرد سیستم نشان داده‌ایم و برای تخمین آن یک کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی فازی را معرفی کرده‌ایم که در آن از مکانیسم استنباط فازی برای تخمین استفاده شده است. در انتها برای تعیین بهینهٔ مراکز توابع عضویت تخمین‌زن فازی، یک الگوریتم تطبیقی پیشنهاد شده است. روشهای مورد بحث، در درایوهای کنترل سرعت و موقعیت موتور القایی به کار رفته‌اند و قابلیت الگوریتم فازی تطبیقی در تخمین درست حد بالای عدم قطعیتها با شبیه‌سازی به اثبات رسیده است. پاسخ کنترل‌کننده‌های فوق با هم و با کنترل کننده مرسوم PI مقایسه شده‌اند.

واژه‌های کلیدی کنترل مدلغزشی، کنترل فازی، کنترل تطبیقی، درایو موتور القایی.

Adaptive Fuzzy Sliding Mode Speed and Position Controllers for Induction Motor Drives

K. Ameli R. Ghazi A. Azemi

Abstract *In this paper, an adaptive fuzzy sliding mode (AFSM) controller is proposed for induction motor drives, which combines the merits of sliding mode control, the fuzzy inference mechanism and the adaptive algorithm. First, a sliding mode speed controller with and integral operation-switching surface is designed, in which the acceleration information for speed control is not required. The exponential stability is guaranteed and insensitivity to uncertainties and disturbances are obtained as well, In the design of sliding mode controller, the bound of the uncertainties must be available. In this paper, the significant of this parameter in regard to the sstem performance is shown. Next, a fuzzy sliding mode speed controller investigated in which a fuzzy interface mechanism is used to estimate the upper bound of uncertainties. Finally an adaptive algorithm is proposed to determine the optimized centers of membership functions for fuzzy estimator. The proposed approaches have been used in position and speed control drives. Computer simulation demonstrating the validity of the proposed adaptive fuzzy algorithm is provided.*

Key Words Sliding Mode Control, Fuzzy Control, Adaptive Control, Induction Motor Drives.

---

* نسخه اولیه مقاله در تاریخ ۷۹/۱۲/۲۰ و نسخه نهایی آن در تاریخ ۸۰/۸/۳ به دفتر نشریه رسیده است.

۱ -کارشناس ارشد برق

۲ - دانشیار گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی "مشهد"

۳ - استادیار گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی "مشهد"

www.SID.ir

Archive of SID

مقدمه

در سالهای اخیر بکارگیری استراتژی ساختار متغیر با استفاده از کنترل مد لغزشی در سیستم‌های درایو ac توجه زیادی را به خود معطوف کرده است[8-1]. علت آن مزایای عمده این روش از قبیل: عدم حساسیت به تغییر پارامترها، تأثیرناپذیری از خطاهای خارجی، پاسخ دینامیکی سریع و سادگی طراحی و اجرا است [9, 10].

اصولاً در یک سیستم کنترل شده با روش کنترل مد لغزشی، مسیر حالتها شامل دو قسمت است: مد رسیدن و مد لغزشی. قبل از رسیدن به سطح سوئیچینگ (مد رسیدن) کنترل موجود، سیستم را به سمت سطح مورد نظر هدایت می‌کند. هنگامی که تمام حالتها روی صفحه قرار گرفتند مُد لغزشی اتفاق می‌افتد. در مد لغزشی رفتار دینامیکی سیستم براساس سطح سوئیچینگ تعیین می‌شود و از عدم قطعیت‌ها و خطاهای خارجی مستقل است. در عمل محدودیت فرکانس سوئیچینگ باعث می‌گردد حالتهای سیستم بر روی سطح سوئیچینگ باقی نمانده و در اطراف آن نوسان کند. این نوسانات را شوریدگی (Chattering) می‌نامند که امری نامطلوب است زیرا باعث افزایش فعالیت کنترلی و تحریک دینامیکهای فرکانس بالای سیستم (که مدل نشده‌اند) می‌گردد. بنابراین باید برای رفع آن تدبیری اندیشید.

در [1] برای رفع مشکل شوریدگی یک کنترل‌کنندهٔ PI در خروجی کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی قرار داده شده است. هرچند با بکارگیری کنترل‌کنندهٔ PI پدیده شوریدگی کاهش یافته ولی به نظر می‌رسد استفاده از کنترل‌کنندهٔ مزبور سرعت کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی را کاهش داده و از یک مزیت مهم کنترل‌کننده‌های مد لغزشی یعنی پاسخ سریع آنها استفاده نشده است. همچنین از آنجا که برای بدست آوردن سیگنال شتاب از یک رؤیتگر یا مشتق‌گیر غیر ایده‌آل استفاده شده است و رؤیتگر به تغییر پارامترهای سیستم حساس بوده و مشتق‌گیر نیز نویز را تقویت می‌کند، عملکرد کنترلی سرعت شکل مطلوب را ندارد. در [2] یک کنترل‌کنندهٔ سرعت مد لغزشی با سطح سوئیچینگ انتگرالی طراحی شده است که در آن اطلاعات شتاب برای کنترل سرعت مورد نیاز نیستند. در این مرجع برای رفع مشکل شوریدگی از تابع پیوسته به جای تابع علامت در سیگنال کنترل استفاده شده است. اما در طراحی کنترل‌کنندهٔ مزبور حد بالای عدم قطعیتها باید در دسترس باشد. عدم قطعیتهای مفروض شامل گشتاور بار و تغییرات پارامترهای مکانیکی سیستم هستند که در عمل اندازه‌گیری آنها کاری مشکل بوده، لذا تعیین حد فوق دشوار است. از طرفی این پارامتر ضریب تابع علامت و یا تابع پیوستهٔ جایگزین آن در سیگنال کنترل بوده و در وقوع پدیدهٔ شوریدگی و میزان آن نقش بسزایی دارد. در مقالهٔ مزبور پس از صرفنظر کردن از تمام عدم قطعیتها به جز گشتاور بار، سعی شده است تا مقدار گشتاور توسط یک الگوریتم تطبیقی به طور لحظه‌ای محاسبه شود. این روش پاسخ مناسبی نداده و پاسخ پلهٔ سرعت دارای بالازدگی (Over shoot) بزرگی است. مسأله تعیین حد بالای عدم قطعیتها همچنان مورد توجه است. در [3] الگوریتم تطبیقی دیگر و در [4] یک الگوریتم عصبی فازی برای این منظور استفاده شده است.

در مقالهٔ حاضر ابتدا یک کنترل‌کنندهٔ سرعت مد لغزشی طراحی شده است[2]. اما برای تعیین حد بالای عدم قطعیتها از روشی دیگر استفاده می‌گردد. در اینجا حد فوق با استفاده از یک الگوریتم فازی و براساس مقدار سطح سوئیچینگ و مشتق آن تخمین‌زده می‌شود. پس از آن به منظور بهینه کردن مقدار تخمین زده شده یک الگوریتم تطبیقی به کار می‌رود [8]. این الگوریتم مراکز توابع عضویت تخمین‌زن فازی را بر حسب شرایط

www.SID.ir

Archive of SID

مختلف کار تغییر داده تا مقدار بهینه‌ای برای حد بالای عدم قطعیتها تخمین زده شود.

در ادامه ابتدا سیستم درایو معرفی شده، سپس بترتیب کنترل‌کننده‌های سرعت مدلغزشی، مدلغزشی فازی و مدلغزشی فازی تطبیقی شرح داده شده‌اند. در انتها نتایج شبیه‌سازی و پاسخ کنترل‌کننده‌های فوق با هم و با کنترل‌کنندهٔ مرسوم PI مقایسه و برتری کنترل‌کنندهٔ پیشنهادی نشان داده شده است.

معرفی سیستم درایو موتور القایی

مدل الکترومغناطیسی یک موتور القائی سه فاز، اتصال ستاره و قفس سنجابی در دستگاه مرجع چرخان با سرعت سنکرون به صورت زیر است[2].

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\delta} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\delta}\right) i_{ds} + \omega_e i_{qc} - \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\delta}\phi_{dr} + \frac{\omega_r L_m}{L_r L_\delta}\phi_{qr} + \frac{1}{L_\delta} v_{ds} \quad (1)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_e i_{ds}\left(\frac{R_s}{L_\delta} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\delta}\right) i_{qs} - \frac{\omega_r L_m}{L_r L_\delta}\phi_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\delta}\phi_{qr} + \frac{1}{L_\delta} v_{qs} \quad (2)$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r}\phi_{dr} - (\omega_e - \omega_r)\phi_{qr} \quad (3)$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs} - (\omega_e - \omega_r)\phi_{qr} - \frac{R_r}{L_r}\phi_{qr} \quad (4)$$

i، ϕ، v، R و L به ترتیب نشان‌دهندهٔ جریان، شار، ولتاژ، مقاومت و اندوکتانس می‌باشند. زیرنویسهای s و r برای نشان دادن استاتور و روتور به کار می‌روند. d و q نیز مؤلفه‌ها را در دستگاه مرجع دو محوری مشخص می‌کنند. ω_r و ω_e به ترتیب سرعتهای زاویه‌ای الکتریکی روتور و استاتور، L_m و L_δ نیز اندوکتانسهای متقابل و پراکندگی هستند. ($L_\delta = L_s - L_m^2/L_r$)

گشتاور تولیدی توسط موتور و معادله مکانیکی حاکم به این صورت بیان می‌شوند:

$$T_e = \frac{3p\, L_m}{4\, L_r}(\phi_{dr}\, i_{qs} - \phi_{qr}\, i_{ds}) \quad (5)$$

$$J\frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L = T_e \quad (6)$$

B و J به‌ترتیب ضریب اصطکاک و ثابت اینرسی ماشین هستند. با بکارگیری روش غیرمستقیم کنترل برداری و در حالت ایده‌آل خواهیم داشت [8]:

$$T_e = K_t\, i_{qs} \quad (7)$$

$$K_t = \frac{3P}{4}\left(\frac{L_m^2}{L_r}\right) i_{ds}^* \quad (8)$$

$$\omega_e = \omega_r + \frac{R_r\, i_{qs}^*}{L_r\, i_{ds}^*} \quad (9)$$

i_{qs}^* فرمان جریان گشتاور ساز i_{ds}^* فرمان جریان شارساز است. با توجه به روابط فوق بلوک دیاگرام سیستم کنترل سرعت در شکل (۱) نشان داده شده است. سیستم کنترل موقعیت کاملاً شبیه سیستم کنترل سرعت است. تفاوت تنها در سیگنالهای فیدبک است که کنترل‌کننده سرعت باید براساس آنها سیگنال فرمان جریان i_{qs}^* را تولید کند. در سیستم کنترل موقعیت علاوه بر سیگنال سرعت، سیگنال موقعیت نیز مورد نیاز است. به این مساله در قسمتهای بعد خواهیم پرداخت.

کنترل‌کننده سرعت مُد لغزشی

معادلهٔ مکانیکی (۶) را با فرض وجود عدم قطعیتها می‌توان به صورت زیر در نظر گرفت.

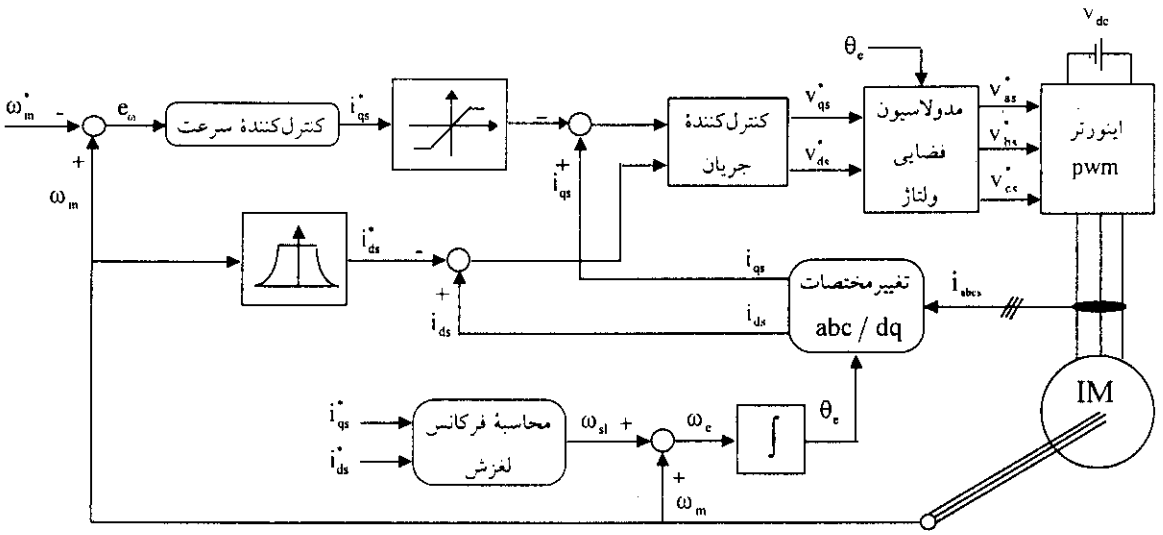
$$\dot{\omega}_m(t) = (a+\Delta a)\,\omega_m(t) + (b+\Delta b) i_{qs}(t) + (d+\Delta d) T_L \quad (10)$$

$$a = -\frac{B}{J}\ ,\ b = \frac{K_t}{J}\ ,\ d = \frac{-1}{J}$$

Δa، Δb و Δd عدم قطعیتهای تولید شده توسط

www.SID.ir

Archive of SID



شکل ۱ بلوک دیاگرام سیستم کنترل سرعت

پارامترهای سیستم J، B و K_t هستند. حال متغیر حالت خطای سرعت را تعریف می‌کنیم .

$$e_\omega(t) = \omega_m(t) - \omega^*_m \qquad (۱۱)$$

ω^*_m فرمان سرعت است. با مشتق گرفتن از طرفین رابطهٔ (۱۱) و بکارگیری (۱۰) در آن، سیستم دینامیکی خطای سرعت بصورت زیر بدست می‌آید :

$$\dot{e}_\omega(t) = a e_\omega(t) + b\left[\bar{i}_{qs} + e(t)\right] \qquad (۱۲)$$

e(t) مجموع عدم قطعیت‌ها است و به این صورت بیان می‌شود :

$$e(t) = \frac{\Delta a}{a}\omega_m(t) + \frac{\Delta b}{b} i_{qs} + \frac{(d+\Delta d)}{b} T_L \qquad (۱۳)$$

و :

$$\bar{i}_{qs}(t) = i_{qs}(t) + \frac{a}{b}\omega^*_m \qquad (۱۴)$$

حال براساس سیستم (۱۲) سطوح سوئیچینگ زیر را برای سیستمهای کنترل سرعت و موقعیت پیشنهاد می‌کنیم [2].

طراحی سطح سوئیچینگ سطح سوئیچینگ به کار رفته برای سیستم کنترل سرعت به صورت زیر است [2] :

$$S(t) = h\left[e_\omega(t) - \int_0^t (a+bk)e_\omega(\tau)d\tau - e_\omega(0)\right] = 0 \qquad (۱۵)$$

h یک ثابت مثبت و k گین فیدبک خطی است. همانگونه که ملاحظه می‌شود برای محاسبهٔ مقدار S تنها سیگنال خطای سرعت کافی است. برای سیستم کنترل موقعیت نیز سطح سوئیچینگ زیر پیشنهاد می‌شود :

$$S(t) = h\left[e_\omega(t) - (a+bk)e_\omega(t)\right] = 0 \qquad (۱۶)$$

که در سیستم کنترل موقعیت داریم :

$$e_\theta(t) = \theta_m(t) - \theta^*_m \qquad (۱۷)$$

θ^*_m سیگنال فرمان موقعیت است و در این سیستم :

$$\dot{\omega}_m = \dot{\theta}^*_m \qquad (۱۸)$$

اگر مسیر حالت سیستم (۱۲) روی سطح سوئیچینگ (۱۵) نگه داشته شود یعنی : $S(t)=\dot{S}(t)=0$ آنگاه رفتار دینامیکی سیستم کنترل سرعت نسبت به عدم قطعیتهای $\Delta a\,\omega_m(t)$، $\Delta b\, i_{qs}(t)$ و خطای بار T_L حساس نبوده و از رابطهٔ زیر تبعیت می‌کند :

$$\dot{e}_\omega(t) = (a + bk)\, e_\omega(t) \qquad (۱۹)$$

www.SID.ir

Archive of SID

و در مورد سیستم کنترل موقعیت نیز با صفر بودن S در رابطهٔ (۱۶) خواهیم داشت :

$$e_\omega(t) = \dot{e}_\theta = (a + bk)e_\theta(t) \qquad (۲۰)$$

سیستمهای (۱۹) و (۲۰) خطی بوده و با قرار دادن قطبهای این سیستمها در نیم صفحهٔ چپ (با تعیین مناسب k) خطاهای سرعت و موقعیت به صورت نمائی به صفر همگرا می‌شوند.

طراحی کنترل‌کننده سرعت . براساس سطوح سوئیچینگ ذکر شده علاقه‌مندیم کنترلی بیابیم که شرط رسیدن را برآورده ساخته و وجود مد لغزشی را تضمین کند. برای این منظور کنترل‌کنندهٔ سرعت زیر را برای هر دو سطح پیشنهاد می‌کنیم .

$$\bar{i}_{qs}(t) = ke_\omega(t) - \beta\ \mathrm{sgn}(S(t)) \qquad (۲۱)$$

sgn(۰) تابع علامت است. β نیز حد بالای عدم قطعیت‌ها می‌باشد. یعنی :

$$|e(t)| \le \beta \qquad (۲۲)$$

فرمان جریان گشتاورساز یا همان خروجی کنترل‌کننده سرعت (i^*_{qs}) می‌تواند با جایگذاری (۲۱) در (۱۴) بدست آید. برای اثبات پایداری سطوح سوئیچینگ در هر دو حالت کنترل سرعت و موقعیت می‌نویسیم :

$$\begin{aligned} S(t)\dot{S}(t) &= S(t)\{h\dot{e}_\omega(t) - h(a+bk)e_\omega(t)\} = S(t) \\ &\{ha\,\dot{e}_\omega(t) + hb\,\bar{i}_{qs}(t) + hb\,e(t) - ha\,e_\omega(t) \\ &- hb\,ke_\omega(t)\} \\ &= S(t)\{hb\,ke_\omega(t) - hb\beta\mathrm{Sgn}(S(t)) + hbe(t) \\ &- hb\,ke_\omega(t)\} = bh\big(e(t)\,S(t) - \beta|S(t)|\big) \le \\ &- hb|S(t)|\,\big(\beta - |e(t)|\big) \le 0 \end{aligned}$$

بنابراین شرط وجود مد لغزشی یعنی:

$$S\dot{S} \le 0 \qquad (۲۳)$$

برآورده شده است [9].

مشکلی که در اینجا وجود دارد تعیین β است. از رابطهٔ (۱۳) می‌توان دریافت که اندازه‌گیری این پارامتر کار دشواری است. از طرفی در رابطهٔ (۲۱)، β ضریب تابع علامت است یعنی این پارامتر می‌تواند در وقوع شوریدگی و میزان آن نقش مؤثری داشته باشد. در شبیه‌سازیها نشان خواهیم داد که بزرگ بودن بی‌رویه این پارامتر باعث وقوع شوریدگی می‌شود، حتی اگر در سیگنال کنترل از تابع پیوسته به جای تابع علامت استفاده شود. در قسمت بعد یک کنترل‌کننده مد لغزشی فازی پیشنهاد می‌کنیم که در آن یک مکانیسم استنباط فازی برای تخمین حد بالای عدم قطعیتها به کار می‌رود.

کنترل‌کننده سرعت مد لغزشی فازی

در این قسمت یک مکانیسم استنباط فازی برای تخمین حد بالای عدم قطعیتها معرفی می‌شود. ابتدا در رابطهٔ (۲۱) β را با $\bar{\beta}$ جایگزین می‌کنیم :

$$\bar{i}_{qs}(t) = ke_\omega(t) - \bar{\beta}\ \mathrm{sgn}(S(t)) \qquad (۲۴)$$

$\bar{\beta}$ مقدار تخمین‌زده شده حد بالای عدم قطعیتها توسط مکانیسم فازی است. بنا به رابطهٔ (۲۲) β مقداری مثبت است، در نتیجه $\bar{\beta}$ نیز باید مثبت باشد. در ادامه نگرشی جدید نسبت به $\bar{\beta}$ غیر از حد بالای عدم قطعیتها ارایه می‌کنیم. رابطهٔ (۲۴) نشان می‌دهد که $\bar{\beta}$ مقدار گین کنترلی است که به سیستم اعمال می‌شود تا حالتهای سیستم به سمت سطح سوئیچینگ هدایت شوند. به عبارت دیگر هرگاه S مثبت باشد (یعنی سرعت موتور از مقدار مرجع بیشتر باشد)، رابطهٔ (۲۴) به این صورت در خواهد آمد :

$$\bar{i}_{qs}(t) = ke_\omega(t) - \bar{\beta} \qquad (۲۵)$$

یعنی کنترل اعمالی به سیستم به اندازهٔ $\bar{\beta}$ کاهش می‌یابد. می‌دانیم که سیگنال فوق، فرمان جریان گشتاورساز است و کاهش آن، کاهش گشتاور تولیدی و در نتیجه کاهش سرعت را در پی خواهد داشت. این امر

www.SID.ir

Archive of SID

باعث خواهد شد خطای سرعت و در پی آن مقدار S به سمت صفر حرکت کنند. ولی اگر S منفی بود

$$\bar{i}_{qs}(t) = ke_{\omega}(t) + \bar{\beta} \qquad (۲۶)$$

در نتیجه کنترل اعمال شده به سیستم افزوده می‌شود و باعث افزایش سرعت می‌گردد.

با توجه به روابط (۲۵) و (۲۶) می‌توان دریافت که در هر دو حالت فوق اندازهٔ $\bar{\beta}$ میزان کنترل اعمال شده به سیستم را تعیین می‌کند. از این مساله می‌توان در تعیین $\bar{\beta}$ استفاده کرد. روشن است که هرچه حالتهای سیستم از سطح دورتر بوده و یا به عبارتی اندازهٔ S بزرگتر باشد باید گین کنترل بیشتری به سیستم اعمال کنیم تا از دور شدن حالتها از سطح جلوگیری کرده و آنها را بازگرداند. اگر مقدار $\bar{\beta}$ بدرستی قرار داده شود، به گونه‌ای که حالتهای سیستم با شروع از هر نقطه به سمت سطح سوئیچینگ حرکت کنند، می‌توان گفت که $\bar{\beta}$ در اصل حد بالای عدم قطعیتها بوده است. حال براساس توضیحات فوق یک مکانیسم استنباط فازی برای تعیین مناسب $\bar{\beta}$ پیشنهاد می‌کنیم. این مکانیسم، $\bar{\beta}$ را براساس مقادیر S و $\dot{S}$ تخمین می‌زند. مجموعه‌های فازی به کار رفته اینگونه تعریف می‌شوند .

N : منفی Z : صفر P : مثبت

PH : مثبت بسیار بزرگ، PB : مثبت بزرگ، PM : مثبت متوسط، PS : مثبت کوچک و ZE : صفر

توابع عضویت برای S، $\dot{S}$ و $\bar{\beta}$ در شکل (۲) نشان داده شده‌اند. قوانین فازی نیز به این صورت بیان می‌شوند .

قانون ۱ : IF {(S is P AND $\dot{S}$ is P) or (S is N AND $\dot{S}$ is N)} THEN β is PH

قانون ۲ : IF {(S is P AND $\dot{S}$ is Z) or (S is N AND $\dot{S}$ is Z)} THEN β is PB

قانون ۳ : IF {(S is P AND $\dot{S}$ is N) or (S is N AND $\dot{S}$ is P)} THEN β is PM

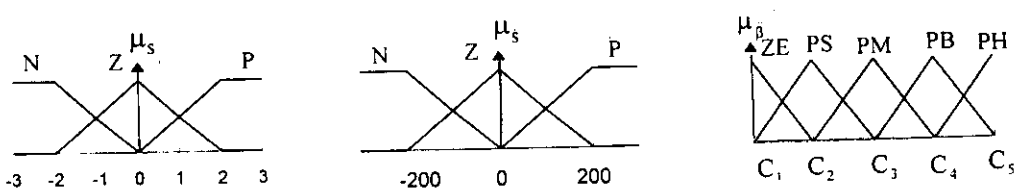
قانون ۴ : IF {(S is Z AND $\dot{S}$ is P) or (S is Z AND $\dot{S}$ is N)} THEN β is PS

قانون ۵ : IF {(S is Z AND $\dot{S}$ is Z) THEN β is ZE

خروجی فازی $\bar{\beta}$ را می‌توان با روش مرکز جرم به صورت عددی در آورد. یعنی :

$$\bar{\beta} = \frac{\sum_{i=1}^{5} w_i c_i}{\sum_{i=1}^{5} w_i} = \frac{[c_1 \dots c_5] \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_5 \end{bmatrix}}{\sum_{i=1}^{5} y_i} = C^T Y \qquad (۲۷)$$

که در آن c_i ها مراکز توابع عضویت خروجی و $C = [c_1 \dots c_5]^T$ بوده، y_i ها نیز میزان توابع عضویت خروجی و $Y = [y_1 \dots y_5]^T / \sum_{i=1}^{5} y_i$ است. مشکلی که اکنون وجود دارد تعیین مناسب بردار C است. در شبیه‌سازیها نشان خواهیم داد که مقدار نامناسب این پارامتر باعث می‌گردد $\bar{\beta}$ به درستی تخمین زده نشود. به نظر می‌رسد بهتر باشد که این بردار بر حسب شرایط کار موتور، (دوری یا نزدیکی حالتها به سطح سوئیچینگ) تعیین شده و در شرایط مختلف تغییر داده شود. این کار در قسمت بعد با استفاده از یک الگوریتم تطبیقی انجام شده است.



شکل ۲ نمودار توابع عضویت مجموعه‌های فازی

www.SID.ir

Archive of SID

کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی فازی تطبیقی

در این قسمت برای تعیین بهینهٔ مقدار تخمین زده شده یک الگوریتم تطبیقی پیشنهاد گردیده است. این الگوریتم مراکز توابع عضویت را بر حسب شرایط تغییر داده و بهینه می‌کند. الگوریتم به کار رفته عبارت است از [11]:

$$\dot{C} = \alpha hb|S|Y \qquad (۲۸)$$

α یک ثابت مثبت است. همانگونه که ملاحظه می‌شود در محاسبهٔ هر مرکز تابع عضویت، مقدار S و مقدار درجهٔ عضویت قاعدهٔ مربوطه موثرند. فرض کنید $\hat{\beta}$ مقدار بهینه‌ای از تخمین خطا باشد. در قسمت قبل دیدیم که:

$$\hat{\beta} = \hat{C}^T Y \qquad (۲۹)$$

$\hat{C}$ بردار بهینهٔ متناظر با $\hat{\beta}$است. مقدار خطای بردار فوق را به صورت زیر تعریف می‌کنیم.

$$\tilde{C} = C - \hat{C} \qquad (۳۰)$$

برای اثبات پایداری الگوریتم ذکر شده تابع لیاپانوف زیر را بر می‌گزینیم.

$$V = \frac{1}{2}\left(S^2 + \frac{1}{\alpha}\tilde{C}^T\tilde{C}\right) \qquad (۳۱)$$

با مشتق گرفتن از V نسبت به زمان خواهیم داشت:

$$\dot{V} = S\dot{S} + \frac{1}{\alpha}\tilde{C}^T\dot{C}$$
$$= S\left(h[\dot{e}_\omega - (a+bk)e_\omega]\right) + \frac{1}{\alpha}\tilde{C}^T\dot{C} = hS(ae_\omega + b\,\bar{i}_{qs} + be - ae_\omega - bke_\omega) + \frac{1}{\alpha}\tilde{C}^T\dot{C} = hS\left(bke_\omega - b\beta sgn(s) + be - bke_\omega\right) + \frac{1}{\alpha}\tilde{C}^T\dot{C}$$
$$\le -hb|S|\left(\beta - |e|\right) + \frac{1}{\alpha}\tilde{C}^T\dot{C} = -hb|S|\left(\hat{\beta} - |e| + \beta - \hat{\beta}\right) + \frac{1}{\alpha}\tilde{C}^T\dot{C} = -hb|S|\left(\hat{\beta} - |e|\right) - hb|S|\,\tilde{C}^T Y + \frac{1}{\alpha}\tilde{C}^T\dot{C}$$
$$= -hb|S|\left(\hat{\beta} - |e|\right) - \frac{1}{\alpha}\tilde{C}^T\left(\dot{C} - \alpha hb|S|Y\right)$$

با برقرار بودن رابطهٔ (۲۸) حاصل فوق از صفر کوچکتر شده و تابع پایدار خواهد بود.

شبیه‌سازی

موتور القایی به کار رفته در شبیه‌سازی، ۰/۸kW و دارای مشخصات زیر است [2]:

سرعت نامی :	۲۰۰۰ rpm
ولتاژ استاتور نامی :	۱۲۰ v
مقدار نامی *J :	۰/۰۰۰۶۷۶ N.m.s^2/rad
تعداد قطبها :	۲
جریان استاتور نامی :	۵/۴ A
مقدار نامی *B :	۰/۰۰۰۵۱۵ N.m.s/rad

کنترل‌کنندهٔ جریان، یک کنترل‌کنندهٔ PI و خروجی آن فرمانهای ولتاژ است. برای تحقق این فرمانها از روش SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) با فرکانس سوئیچینگ ۴kHz استفاده گردیده است [10]. به کار بردن تابع علامت در کنترل‌کنندهٔ سرعت باعث بوجود آمدن شوریدگی می‌شود که برای کاهش آن تابع نرم شدهٔ زیر را به کار برده‌ایم.

$$\bar{i}_{qs} = K\,e_\omega(t) - \beta\frac{S(t)}{|S(t)| + \delta} \qquad (۳۲)$$

δ یک ثابت مثبت کوچک است و در اینجا ۰/۱ انتخاب شده است. انتخاب سیگنال کنترل به شکل فوق قرار گرفتن حالتها را تنها در باند باریکی حول سطح سوئیچینگ تضمین می‌کند. به عبارت دیگر مقدار S لزوماً صفر نخواهد شد. این امر را در طراحی الگوریتم تطبیقی باید مورد توجه قرار داد. زیرا صفر نشدن S باعث می‌شود الگوریتم تطبیقی همیشه فعال بوده و βرا دائماً افزایش دهد که باعث ایجاد شوریدگی خواهد شد. بنابراین در انتخاب α به صورت زیر عمل می‌کنیم:

$$\alpha = \begin{cases} 0 & |S| \le \delta \\ \alpha_0 & |S| > \delta \end{cases} \qquad (۳۳)$$

α_0 عددی مثبت بوده و در اینجا برابر ۱۰ انتخاب شده است.

www.SID.ir

Archive of SID

برای کنترل سرعت بلوک دیاگرام شکل (۱) به‌طور کامل شبیه‌سازی شده است و پاسخ کنترل‌کننده‌های مختلف برای دو حالت راه‌اندازی و بارگذاری موتور بدست آمده‌اند. در شکلها دو متغیر اساسی یعنی سرعت و خروجی کنترل‌کنندهٔ سرعت نمایش داده شده‌اند. نمودار سرعت نشان‌دهندهٔ قابلیت کنترل‌کننده و i^*_{qs} بیانگر میزان فعالیت کنترلی انجام شده است. در مورد تمام کنترل‌کننده‌های جریان i^*_{qs} به ۱۵A محدود شده است. در شکلهای (۳ تا ۶) پاسخهای پلهٔ صفر تا ۶۰۰rpm در $t = ۰/۵sec$ برای کنترل‌کننده‌های مختلف در دو حالت بدون عدم قطعیتها و همراه آنها مشاهده می‌شوند. اغتشاش و عدم قطعیتهای منظور شده عبارتند از : افزایش اینرسی تا سه برابر مقدار نامی ($J = ۳J^*$)، افزایش ضریب میرایی تاسه برابر مقدار نامی ($B = ۳B^*$) و گشتاور خارجی که به صورت تابع پله ۲N.m می‌باشد. گشتاور خارجی فوق و فرمان پله سرعت به‌طور همزمان در $t = ۰/۵$ Sec به موتور اعمال شده‌اند. اعمال گشتاور خارجی در لحظه راه‌اندازی به منظور مقایسه رفتار کنترل کننده‌های سرعت انجام می‌گیرد.

شکل (۳) پاسخ کنترل‌کنندهٔ PI را نشان می‌دهد. ضرایب k_p و k_i بترتیب ۰۲۵۰/ و ۰/۲۵ انتخاب شده‌اند. همانگونه که از شکل پیداست کنترل‌کنندهٔ PI پاسخ کندی داشته و سرعت‌گیری موتور به آهستگی انجام شده است. این مسأله در نمودار (۳-ب) به روشنی دیده می‌شود. در شکل (۴) پاسخ کنترل‌کنندهٔ مُد لغزشی مشاهده می‌شود. در اینجا عددی ثابت به عنوان حد بالای خطا برای هر دو حالت (الف) و (ب) استفاده شده است. این عدد براساس عدم قطعیتهای موجود در حالت (ب) تنظیم شده و همانگونه که ملاحظه می‌شود پاسخها در این حالت مطلوب هستند.

اما در حالت (الف) که سیستم فاقد عدم قطعیت است مقدار قرار داده شده برای β بجای اینکه حرف مقابله با عدم قطعیتها شود باعث ایجاد شوریدگی در جریان گردیده است. عملکرد سریع کنترل‌کنندهٔ در شکل (۴-ب) قابل توجه است. نتایج شبیه‌سازی شکل (۴-ب) توسط نتایج عملی موجود در مرجع [2] نیز تایید می‌شوند.

در شکل (۵) از الگوریتم فازی برای تخمین حد بالای عدم قطعیتها استفاده شده است. بردار $C = [۴\ ۳\ ۲\ ۱\ ۰]$ انتخاب گردیده است. در حالت بدون عدم قطعیت پاسخها مشکلی ندارند. اما در حضور عدم قطعیتها چون مقدار C بهینه نیست β درست تخمین زده نشده و این امر منجر به مقداری خطای حالت دائمی (حدود ۱۰۰rpm) در پاسخ سرعت شکل (۵-ب) شده است. در شکل (۶) با استفاده از الگوریتم تطبیقی مراکز بهینهٔ توابع عضویت بدست آمده‌اند. مقدار اولیهٔ بردار C برابر صفر در نظر گرفته شده است. همانگونه که ملاحظه می‌شود الگوریتم تطبیقی توانسته مقدار بهینهٔ C را تعیین کند بطوری که پاسخها در هر دو حالت (الف) و (ب) مطلوب می‌باشند. پاسخ جریان در شکل (۶-الف) مشکل شوریدگی موجود در شکل (۳-الف) را ندارد. شکلهای (۷ تا ۹) مقدار خطای $e(t)$ و β را برای سه روش نشان می‌دهند. در کنترل مد لغزشی عدد ثابت ۲۰ برای β قرار داده شده است. در شکل (۸-ب) ملاحظه می‌گردد که الگوریتم فازی نتوانسته است مقدار صحیح حد بالای خطا را تخمین بزند. شکل (۹) که مربوط به کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی فازی تطبیقی است، نشان‌دهندهٔ قدرت الگوریتم فازی تطبیقی در تخمین درست حد بالای خطاست.

شکلهای (۱۰، ۱۱ و ۱۲) پاسخ کنترل‌کننده‌ها را هنگام تغییر نقطهٔ کار موتور نشان می‌دهند. در این

www.SID.ir

Archive of SID

حالت موتور در سرعت ۱۰۰rpm در حال چرخش است که گشتاور بار کامل به آن اعمال می‌شود. پارامترهای مکانیکی نیز به صورت $J=3J^*$، $B=3B^*$ در نظر گرفته شده‌اند. چون پاسخ پلهٔ کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی فازی مناسب نبود، در این قسمت به آن پرداخته نشده و پاسخ سایر کنترل‌کننده‌ها نشان داده شده است. همانگونه که ملاحظه می‌شود کنترل‌کنندهٔ PI پاسخ خوبی نداشته و با اعمال گشتاور بار، سرعت شدیداً افت می‌کند. در کنترل‌کننده مد لغزشی با انتخاب مناسب حد بالای خطا پاسخ مطلوبی بدست آورده‌ایم. شکل (۱۲) نشان می‌دهد که کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی فازی تطبیقی توانسته با تخمین مناسب حد بالای خطا پاسخ نسبتاً خوبی داشته باشد. مزیت عمدهٔ تعیین β توسط الگوریتم فازی تطبیقی این است که در شرایط مختلف از نظر عدم قطعیت جواب می‌دهد.

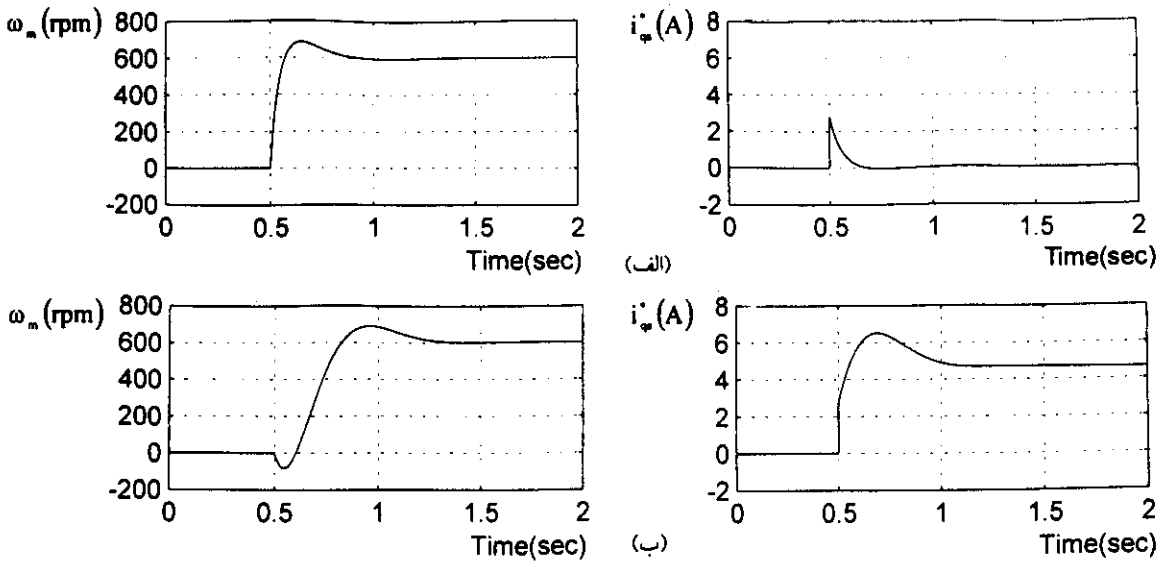
شکلهای (۱۳ و ۱۴) پاسخ سیستم کنترل موقعیت را برای کنترل‌کننده‌های مد لغزشی و مد لغزشی فازی تطبیقی نشان می‌دهند. کنترل‌کننده‌های دیگر بدلیل پاسخ نامناسب در قسمت کنترل سرعت، در این قسمت نیامده‌اند. عدم قطعیتهای منظور شده عبارتند از : $T_L = 1N.M$، $J = 3J^*$ و $B = 3B^*$ که در لحظهٔ $t = 1Sec$ به سیستم اعمال شده‌اند. شکل (۱۳) پاسخ کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی را با فرض دانستن حد بالای خطا نشان می‌دهد. همانگونه که ملاحظه می‌شود پاسخها مطلوب هستند. در شکل (۱۴) الگوریتم فازی تطبیقی برای تخمین حد بالای خطا استفاده شده است. ملاحظه می‌شود که پاسخها در این حالت قابل قبول هستند.

نتیجه‌گیری

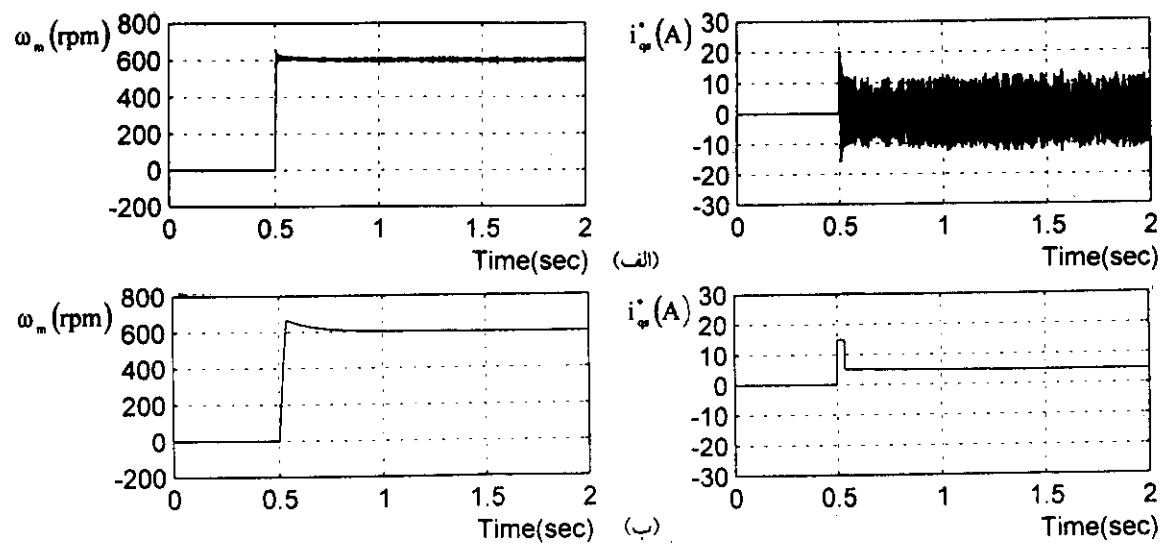
ابتدا یک کنترل‌کنندهٔ سرعت مد لغزشی برای درایوهای کنترل سرعت و موقعیت موتور القایی طراحی شد. پایداری نمایی کنترل‌کنندهٔ فوق و عدم حساسیت آن در برابر خطاها به صورت ریاضی به اثبات رسید. سپس یک الگوریتم فازی پیشنهاد گردید که در آن یک مکانیسم استنباط فازی حد بالای عدم قطعیتها را تخمین می‌زد. مشاهده گردید که انتخاب نامناسب مراکز توابع عضویت درکنترل‌کنندهٔ مزبور باعث ایجاد خطا می‌شود. لذا یک الگوریتم تطبیقی برای انتخاب بهینهٔ مراکز توابع عضویت تخمین‌زن فازی استفاده شد تا باند بهینهٔ عدم قطعیتها تخمین زده شود. کارایی کنترل‌کنندهٔ فوق در کنترل سرعت و موقعیت با شبیه‌سازی نشان داده شد.

www.SID.ir

Archive of SID



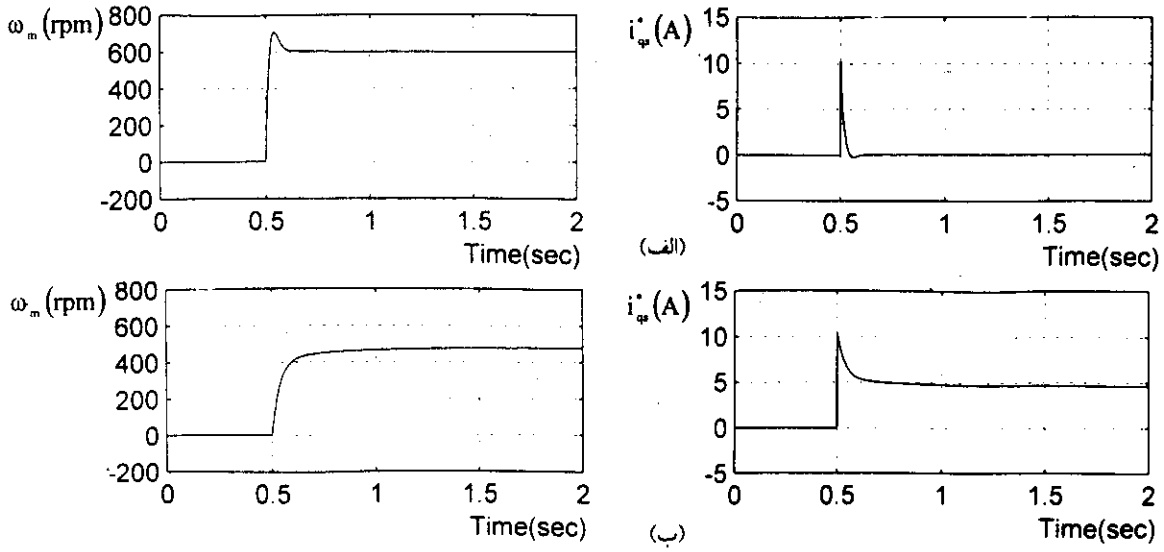
شکل ۳ پاسخ پلهٔ سرعت با کنترل‌کنندهٔ سرعت PI : (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها



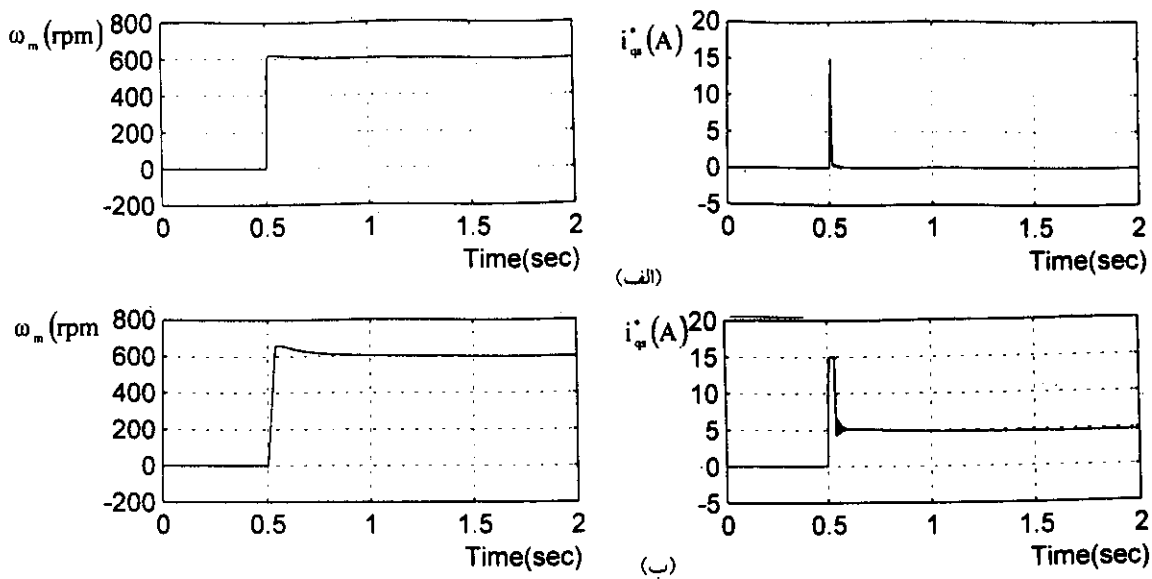
شکل ۴ پاسخ پلهٔ سرعت با کنترل‌کنندهٔ سرعت مدلغزشی : (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها

www.SID.ir

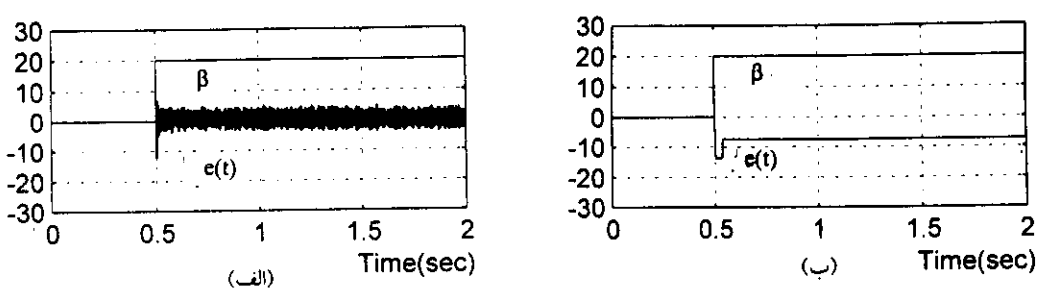
Archive of SID



شکل ۵ پاسخ پلهٔ سرعت با کنترل‌کنندهٔ سرعت مدلغزشی فازی : (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها



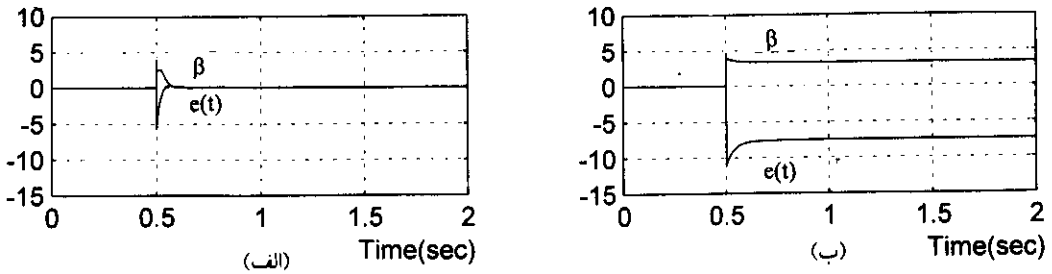
شکل ۶ پاسخ پلهٔ سرعت با کنترل‌کنندهٔ سرعت مدلغزشی فازی تطبیقی : (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها



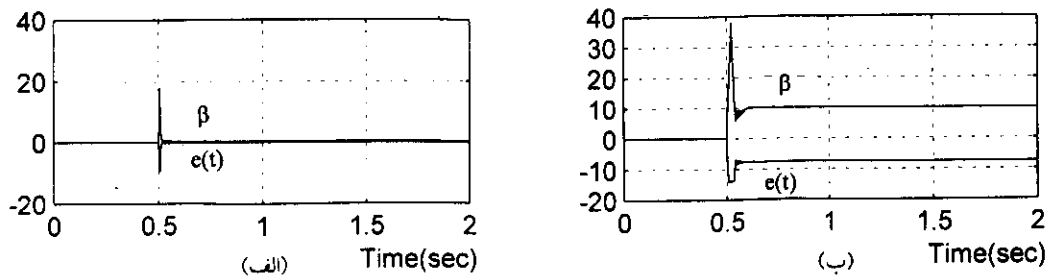
شکل ۷ نمودار e(t) و β در پاسخ پلهٔ کنترل مد لغزشی : (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها

www.SID.ir

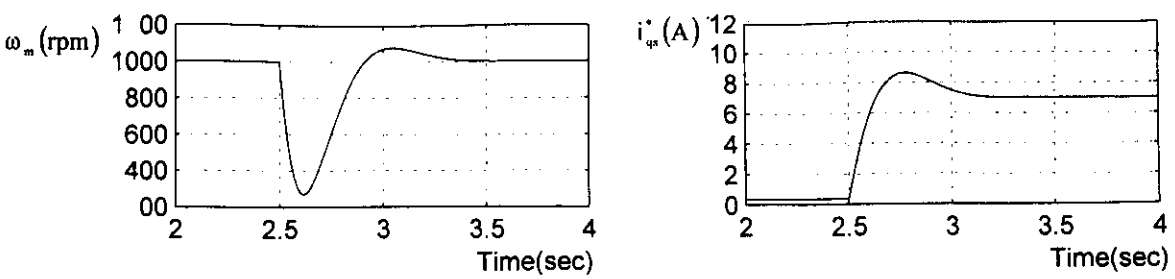
Archive of SID



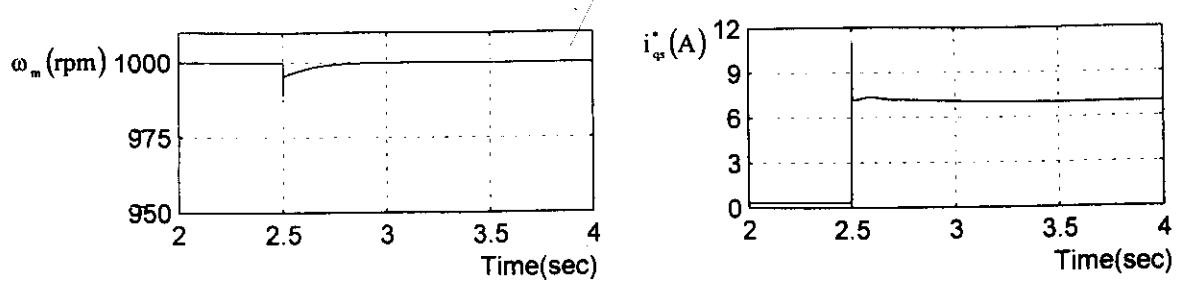
شکل ۸ نمودار e(t) و β در پاسخ پلهٔ کنترل مد لغزشی فازی: (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها



شکل ۹ نمودار e(t) و β در پاسخ پلهٔ کنترل مد لغزشی فازی تطبیقی : (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها



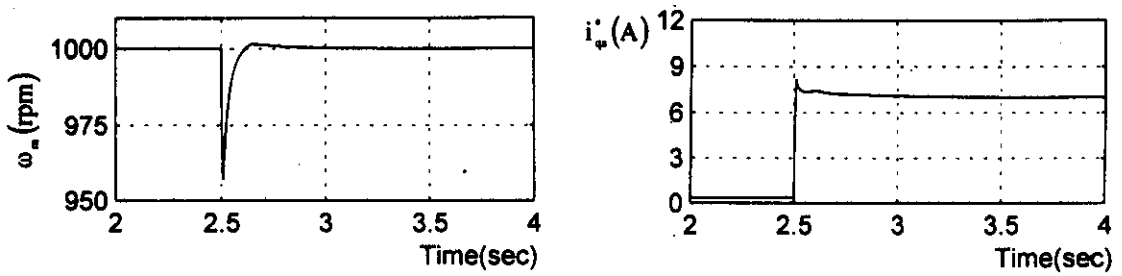
شکل ۱۰ پاسخ کنترل‌کنندهٔ PI هنگام تغییر نقطهٔ کار



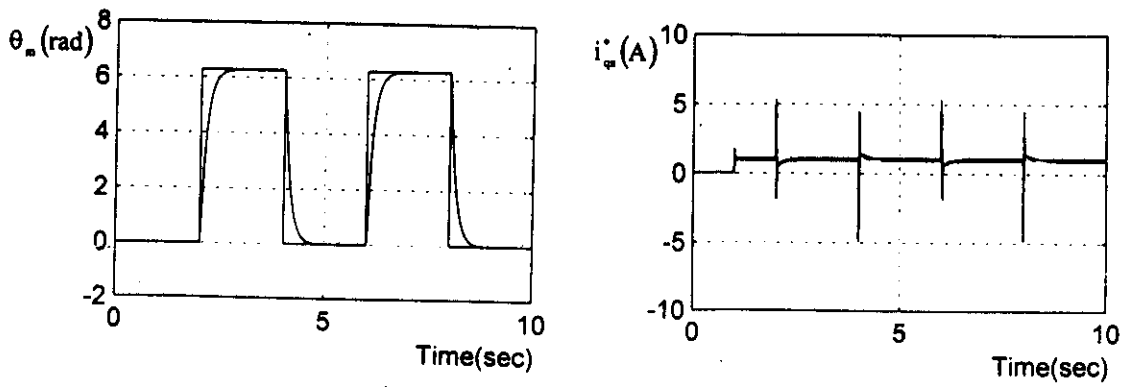
شکل ۱۱ پاسخ کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی هنگام تغییر نقطهٔ کار

www.SID.ir

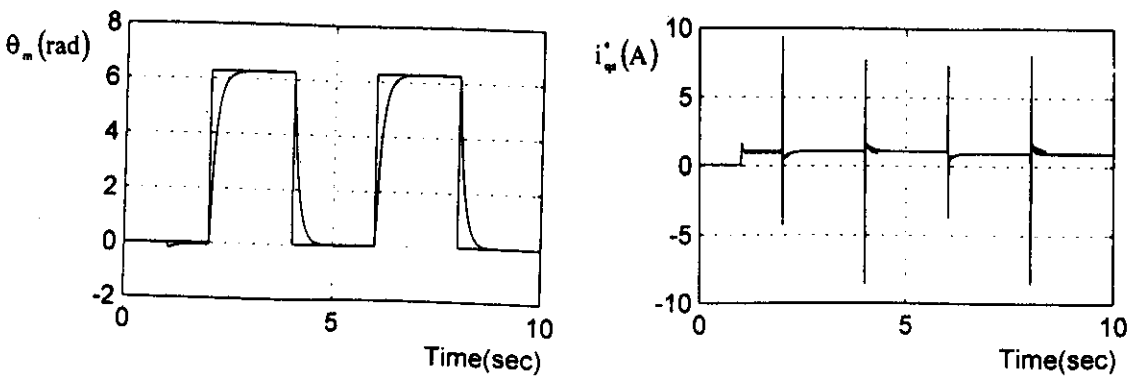
Archive of SID



شکل ۱۲ پاسخ کنترل‌کنندهٔ مدلغزشی فازی تطبیقی هنگام تغییر نقطهٔ کار



شکل ۱۳ نمودارهای کنترل موقعیت با کنترل کنندهٔ مدلغزشی



شکل ۱۴ نمودارهای کنترل موقعیت با کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی فازی تطبیقی

مراجع

1. E. Y. Y. Ho and P. C. Sen, "Control dynamics of speed drive systems using sliding mode controllers with integral compensation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, No. 5, pp. 883-892, (1991).
2. K. K. Shyu and H. J. Shieh, "A new swtiching surface sliding-mode speed control for induction motor drive systems", *IEEE Trans. Pow. Electron.*, Vol. 11, No. 4, pp. 660-667, (1996).

www.SID.ir

Archive of SID

3. W. J. Wang and J. Y. Chen, "A new sliding mode position controller with adaptive load torque estimator for an induction motor", *IEEE Trans. Energy Conversion,* Vol. 14, No. 3, pp. 413-418, Sept (1999).

4. R. J. Wai and F. J. Lin, "Fuzzy neural network sliding-mode position controller for induction servo motor drive" *IEE Proc-Electr. Power Appl.,* Vol. 146, No. 3, pp. 297-308, May (1999).

5. V. I. Utkin, "Sliding-mode control design principles and applications to electric drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.,* Vol. 40, No. 1, pp. 23-36, (1993).

6. M. W. Dunnigan, S. Wade, B. W. Williams, and X. Yu, "Position control of a vector controlled induction machine using slotine's sliding mode control approach", *IEE Proc-Electr. Power Appl,* Vol. 145, No 3, May (1998).

7. C. C. Chan and H. Q. Wang, "New scheme of sliding-mode control for high performance induction motor drives", *IEE Proc-Electr. Power Appl,* Vol. 143, No. 3, pp. 177-185, May (1996).

8. B. K. Bose, "*Power electronics and AC drives*", Prentice-Hall International, (1986).

9. J. E. Slotine and W. Li, "*Applied nonlinear control*", Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, (1991).

10. J. Y. Hung, W. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control: a survey", *IEEE Trans. Ind. Elec,* Vol. 40, No. 1, pp. 2-22, (1993).

11. F. J. Lin and S. L. Chiu, "Adaptive fuzzy sliding-mode control for PM synchronous servo motor drives", *IEE Proc-Control Theory Appl,* Vol. 145, No. 1, pp. 63-72, January (1998).

12. K. K. Shyu and H. J. Shieh, "Variable structure current control for induction motor drives by space voltage vector PWM", *IEEE Trans. Ind. Electron,* Vol. 42, No. 6, pp. 572-578, (1995).

13. H. W. van der Broeck, H. C. Shudenly, and G. V. Stanke, "Analysis and realization of pulsewidth modulator based on voltage space vectors", *IEEE Trans. Ind. Applicat,* Vol. 24, No. 1, pp. 142-150, Jan./Feb (1988).

www.SID.ir