

## کنترل کننده‌های مد لغزشی فازی تطبیقی برای درایوهای کنترل سرعت و موقعیت موتور القایی\*

کاظم عاملی<sup>(۱)</sup> رضا قاضی<sup>(۲)</sup> اسد عازمی<sup>(۳)</sup>

**چکیده** در این مقاله یک کنترل کننده سرعت "مد لغزشی فازی تطبیقی" Adaptive fuzzy sliding mode برای درایوهای کنترل سرعت و موقعیت موتورهای القایی طراحی شده است که مزایای کنترل مد لغزشی، مکانیسم استنباط فازی و الگوریتم تطبیقی را دارا است. ابتدا یک کنترل کننده سرعت مد لغزشی با سطح سوئیچینگ انگرالی طراحی شده است که با استفاده از آن اطلاعات شتاب برای کنترل سرعت مورد نیاز نیستند. پایداری نمایی کنترل کننده فوق و عدم حساسیت آن در برابر خطاها به اثبات رسیده است. مشکلی که در طراحی این کنترل کننده 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 کنترل کننده مد لغزشی فازی را معرفی کرده‌ایم که در آن از مکانیسم استنباط فازی برای تخمین استفاده شده است. در انتها برای تعیین بهینه مراکز نواح عضویت تخمین زن 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 کنترل کننده‌های فوق با هم و با کنترل کننده مرسوم PI مقایسه شده‌اند. **واژه‌های کلیدی** کنترل مد لغزشی، 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 an 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 significance of this parameter in regard to the system performance is shown. Next, a fuzzy sliding mode speed controller is 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\*

## 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 مد 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 کنترل‌کننده PI در خروجی کنترل‌کننده مد لغزشی قرار داده شده است. هرچند با بکارگیری کنترل‌کننده PI پدیده شوریدگی کاهش یافته ولی به نظر می‌رسد استفاده از کنترل‌کننده مزبور سرعت کنترل‌کننده 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 رویتگر یا مشتق‌گیر غسیر ایده‌آل استفاده شده است و رویتگر به تغییر

پارامترهای سیستم حساس بوده و مشتق‌گیر نیز نویز را تقویت می‌کند، عملکرد کنترلی سرعت شکل مطلوب را ندارد. در [2] یک کنترل‌کننده 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 کنترل‌کننده 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 پیوسته جایگزین آن در سیگنال کنترل بوده و در وقوع پدیده شوریدگی و میزان آن نقش بسزایی دارد. در مقاله مزبور پس از صرف نظر 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 پله سرعت دارای بسالزدگی (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 مقاله حاضر ابتدا یک کنترل‌کننده 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 تخمین زده می‌شود. پس از آن به منظور بهینه کردن مقدار تخمین زده شده یک الگوریتم تطبیقی به کار می‌رود [8]. این الگوریتم مراکز توابع عضویت تخمین زن فازی را بر حسب شرایط

)

)

)

۴)

ول

۲

نیز

می

رو

پراکندگی هستند.  $(L_\delta = L_s - L_m^T/L_r)$  گشتاور تولیدی توسط موتور و معادله مکانیکی حاکم به این صورت بیان می شوند:

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

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

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

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

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

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

با  $i_{qs}^*$  فرمان جریان گشتاور ساز  $i_{qs}^*$  فرمان جریانی شار ساز 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 کنترل کننده 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.

### کنترل کننده سرعت مد لغزشی

معادله مکانیکی (۶) را با فرض وجود عدم قطعیتها می توان به صورت زیر در نظر گرفت.

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

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

$\Delta a$ ,  $\Delta b$  و  $\Delta d$  عدم قطعیتهای تولید شده توسط

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

در ادامه ابتدا سیستم درایو معرفی شده، سپس برتیب کنترل کننده های سرعت مد لغزشی، مد لغزشی فازی و مد لغزشی فازی تطبیقی شرح داده شده اند. در انتها نتایج شبیه سازی و پاسخ کنترل کننده های فوق با هم و با کنترل کننده مرسوم PI مقایسه و برتری کنترل کننده پیشنهادی نشان داده شده است.

### معرفی سیستم درایو موتور القایی

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

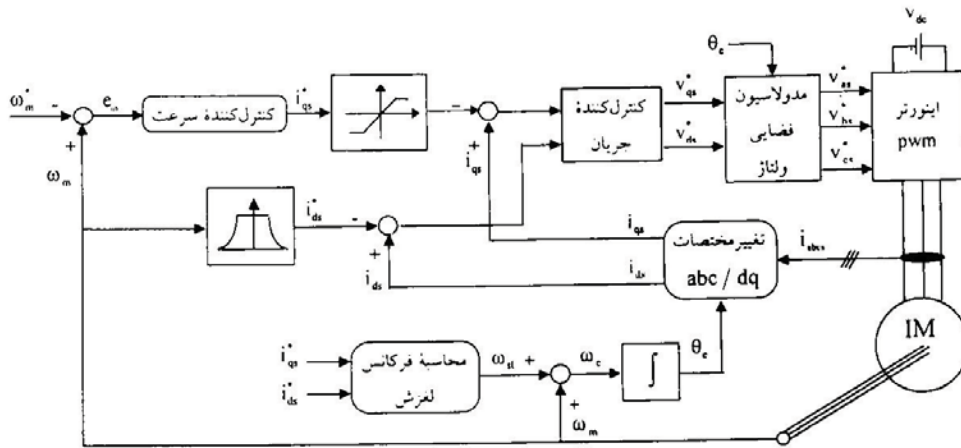
$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\left( \frac{R_s}{L_\delta} + \frac{R_r L_m^T}{L_r^T L_\delta} \right) i_{ds} + \omega_e i_{qs} - \frac{R_r L_m}{L_r^T L_\delta} \phi_{dr} + \frac{\omega_r L_m}{L_r L_\delta} \phi_{qr} + \frac{1}{L_\delta} v_{ds} \quad (1)$$

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

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

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

$i$ ,  $\phi$ ,  $v$  و  $R$  L به ترتیب نشان دهنده جریان، شار، ولتاژ، مقاومت و اندوکتانس می باشند. زیرنویسهای s و r برای نشان دادن استاتور و روتور به کار می روند. q و d نیز مؤلفه ها را در دستگاه مرجع دو محوری مشخص می کنند.  $\omega_e$  و  $\omega_r$  به ترتیب سرعت های زاویه ای الکتریکی روتور و استاتور،  $L_m$  و  $L_\delta$  نیز اندوکتانسهای متقابل و



شکل ۱. بلوک دیاگرام سیستم کنترل سرعت

$$s(t) = h \left[ e_{\omega}(t) - \int_0^t (a+bk)e_{\omega}(\tau) d\tau - e_{\omega}(0) \right] = 0 \quad (15)$$

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

$$s(t) = h \left[ e_{\omega}(t) - (a+bk)e_{\omega}(t) \right] = 0 \quad (16)$$

که در سیستم کنترل موقعیت داریم:

$$e_{\theta}(t) = \theta_m(t) - \theta_m^* \quad (17)$$

$\theta_m^*$  سیگنال فرمان موقعیت است و در این سیستم:

$$\dot{\omega}_m = \dot{\theta}_m^* \quad (18)$$

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 رابطه زیر تبعیت می‌کند:

$$\dot{e}_{\omega}(t) = (a + bk) e_{\omega}(t) \quad (19)$$

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

$$e_{\omega}(t) = \omega_m(t) - \omega_m^* \quad (11)$$

$\omega_m^*$  فرمان سرعت است. با مشتق گرفتن از طرفین رابطه (۱۱) و یکارگیری (۱۰) در آن، سیستم دینامیکی خطای سرعت بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{e}_{\omega}(t) = a e_{\omega}(t) + b \left[ \bar{i}_{qs} + e(t) \right] \quad (12)$$

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

$$e(t) = \frac{\Delta a}{a} \omega_m(t) + \frac{\Delta b}{b} i_{qs} + \frac{(d+\Delta d)}{b} T_L \quad (13)$$

و:

$$\bar{i}_{qs}(t) = i_{qs}(t) + \frac{a}{b} \omega_m^* \quad (14)$$

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]:

رابطه (۱۳) می توان دریافت که اندازه گیری این پارامتر کار دشواری است. از طرفی در رابطه (۲۱)،  $\beta$  ضریب تابع علامت است یعنی این پارامتر می تواند در وقوع شوریدگی و میزان آن نقش مؤثری داشته باشد. در شبیه سازیها نشان خواهیم داد که بزرگ بودن بی رویه این پارامتر باعث وقوع شوریدگی می شود، حتی اگر در سیگنال کنترل از تابع پیوسته به جای تابع علامت استفاده شود. در قسمت بعد یک کنترل کننده مد لغزشی فازی پیشنهاد می کنیم که در آن یک مکانیسم استنباط فازی برای تخمین حد بالای عدم قطعیتها به کار می رود.

### کنترل کننده سرعت مد لغزشی فازی

در این قسمت یک مکانیسم استنباط فازی برای تخمین حد بالای عدم قطعیتها معرفی می شود. ابتدا در رابطه (۲۱)  $\beta$  را با  $\bar{\beta}$  جایگزین می کنیم:

$$\bar{e}_{\omega}(t) = ke_{\omega}(t) - \bar{\beta} \operatorname{sgn}(S(t)) \quad (24)$$

$\bar{\beta}$  مقدار تخمین زده شده حد بالای عدم قطعیتها توسط مکانیسم فازی است. بنا به رابطه (۲۲)  $\beta$  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 می کنیم. رابطه (۲۴) نشان می دهد که  $\bar{\beta}$  مقدار گین کنترلی است که به سیستم اعمال می شود تا حالت های سیستم به سمت سطح سوئیچینگ هدایت شوند. به عبارت دیگر هرگاه  $S$  مثبت باشد (یعنی سرعت موتور از مقدار مرجع بیشتر باشد)، رابطه (۲۴) به این صورت در خواهد آمد:

$$\bar{e}_{\omega}(t) = ke_{\omega}(t) - \bar{\beta} \quad (25)$$

یعنی کنترل اعمالی به سیستم به اندازه  $\bar{\beta}$  کاهش می یابد. می دانیم 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

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

$$e_{\omega}(t) = \dot{e}_{\theta} = (a + bk)e_{\theta}(t) \quad (20)$$

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

طراحی کنترل کننده سرعت. براساس سطوح سوئیچینگ ذکر شده علاقه مندیم کنترلی بیابیم که شرط رسیدن را برآورده ساخته و وجود مد لغزشی را تضمین کند. برای این منظور کنترل کننده سرعت زیر را برای هر دو سطح پیشنهاد می کنیم.

$$\bar{e}_{\omega}(t) = ke_{\omega}(t) - \beta \operatorname{sgn}(S(t)) \quad (21)$$

$\operatorname{sgn}(0)$  تابع علامت است.  $\beta$  نیز حد بالای عدم قطعیتها می باشد. یعنی:

$$|e(t)| \leq \beta \quad (22)$$

فرمان جریان گشتاورساز یا همان خروجی کنترل کننده سرعت ( $i_{\omega}^*$ ) می تواند با جایگذاری (۲۱) در (۱۴) بدست آید. برای اثبات پایداری سطوح سوئیچینگ در هر دو حالت کنترل سرعت و موقعیت می نویسیم:

$$\begin{aligned} S(t)\dot{S}(t) &= S(t)\{h\dot{e}_{\omega}(t) - h(a+bk)e_{\omega}(t)\} = S(t) \\ &\{ha\dot{e}_{\omega}(t) + hb\bar{e}_{\omega}(t) + hb e(t) - ha e_{\omega}(t) \\ &- hb ke_{\omega}(t)\} \\ &= S(t)\{hb ke_{\omega}(t) - hb\beta \operatorname{sgn}(S(t)) + hbe(t) \\ &- hb ke_{\omega}(t)\} = hb(e(t) S(t) - \beta |S(t)|) \leq \\ &- hb |S(t)| (\beta - |e(t)|) \leq 0 \end{aligned}$$

بنابراین شرط وجود مد لغزشی یعنی:

$$SS \leq 0 \quad (23)$$

برآورده شده است [9].

مشکلی که در اینجا وجود دارد تعیین  $\beta$  است. از

قانون ۱: THEN  $\beta$  is PH  
 IF  $\{(S \text{ is } P \text{ AND } \dot{S} \text{ is } Z) \text{ or } (S \text{ is } N \text{ AND } \dot{S} \text{ is } Z)\}$   
 قانون ۲: THEN  $\beta$  is PB  
 IF  $\{(S \text{ is } P \text{ AND } \dot{S} \text{ is } N) \text{ or } (S \text{ is } N \text{ AND } \dot{S} \text{ is } P)\}$   
 قانون ۳: THEN  $\beta$  is PM  
 IF  $\{(S \text{ is } Z \text{ AND } \dot{S} \text{ is } P) \text{ or } (S \text{ is } Z \text{ AND } \dot{S} \text{ is } N)\}$   
 قانون ۴: THEN  $\beta$  is PS  
 قانون ۵: IF  $\{(S \text{ is } Z \text{ AND } \dot{S} \text{ is } Z)\}$  THEN  $\beta$  is ZE  
 خروجی فازی  $\beta$  را می‌توان با روش مرکز جرم به صورت عددی در آورد. یعنی:

$$\beta = \frac{\sum_{i=1}^5 w_i c_i}{\sum_{i=1}^5 w_i} = \frac{[c_1 \dots c_5]}{\sum_{i=1}^5 y_i} = C^T Y \quad (27)$$

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  $\beta$  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.

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

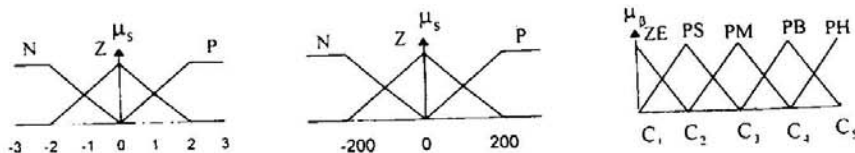
$$\dot{S}_{qs}(t) = k e_{\omega}(t) + \beta \quad (26)$$

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 اندازه  $\beta$  میزان کنترل اعمال شده به سیستم را تعیین می‌کند. از این مساله می‌توان در تعیین  $\beta$  استفاده کرد. روشن است که هرچه حالت‌های سیستم از سطح دورتر بوده و یا به عبارتی اندازه  $S$  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  $\beta$  بدرستی قرار داده شود، به گونه‌ای که حالت‌های سیستم با شروع از هر نقطه به سمت سطح سوئیچینگ حرکت کنند، می‌توان گفت که  $\beta$  در اصل حد بالای عدم قطعیتها بوده است. حال براساس توضیحات فوق یک مکانیسم استنباط فازی برای تعیین مناسب  $\beta$  پیشنهاد می‌کنیم. این مکانیسم،  $\beta$  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  $\beta$  در شکل (۲) نشان داده شده‌اند. قوانین فازی نیز به این صورت بیان می‌شوند.

IF  $\{(S \text{ is } P \text{ AND } \dot{S} \text{ is } P) \text{ or } (S \text{ is } N \text{ AND } \dot{S} \text{ is } N)\}$



شکل ۲ نمودار توابع عضویت مجموعه‌های فازی

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<sup>۲</sup>/rad
- تعداد قطبها: ۲
- جریان استاتور نامی: ۵/۴ A
- مقدار نامی B\*: ۰/۰۰۰۵۱۵ N.m.s/rad

کنترل‌کننده جریانی، یک کنترل‌کننده 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 کنترل‌کننده سرعت باعث بوجود آمدن شوریدگی می‌شود که برای کاهش آن تابع نرم شده زیر را به کار برده‌ایم.

$$\bar{I}_{qs} = K e_{\omega}(t) - \beta \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta} \quad (32)$$

$\delta$  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  $\beta$  را دائماً افزایش دهد که باعث ایجاد شوریدگی خواهد شد. بنابراین در انتخاب  $\alpha$  به صورت زیر عمل می‌کنیم:

$$\alpha = \begin{cases} 0 & |S| \leq \delta \\ \alpha_0 & |S| > \delta \end{cases} \quad (33)$$

$\alpha_0$  عددی مثبت بوده و در اینجا برابر ۱۰ انتخاب شده است.

کنترل‌کننده مد لغزشی فازی تطبیقی

در این قسمت برای تعیین بهینه 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]:

$$\hat{C} = \alpha hb |S| Y \quad (28)$$

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

$$\hat{\beta} = \hat{C}^T Y \quad (29)$$

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

$$\tilde{C} = C - \hat{C} \quad (30)$$

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

$$V = \frac{1}{\gamma} \left( S^2 + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \tilde{C} \right) \quad (31)$$

با مشتق گرفتن از V نسبت به زمان خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{S}S + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} \\ &= S(h[\dot{e}_{\omega} - (a+bk)e_{\omega}]) + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} = hS(ae_{\omega} + b\bar{I}_{qs} + be - ae_{\omega} - bke_{\omega}) + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} = hS(bke_{\omega} - b\beta \text{sgn}(s) + be - bke_{\omega}) + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} \\ &\leq -hb|S|(\beta - |e|) + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} = -hb|S|(\hat{\beta} - |e|) - |e| + \beta - \hat{\beta} + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} = -hb|S|(\hat{\beta} - |e|) - hb|S| \tilde{C}^T Y + \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} \\ &= -hb|S|(\hat{\beta} - |e|) - \frac{1}{\alpha} \tilde{C}^T (\dot{\tilde{C}} - \alpha hb |S| Y) \end{aligned}$$

با برقرار بودن رابطه (28) حاصل فوق از صفر کوچکتر شده و تابع پایدار خواهد بود.

اما در حالت (الف) که سیستم فاقد عدم قطعیت است مقدار قرار داده شده برای  $\beta$  بجای اینکه حرف مقابله با عدم قطعیتها شود باعث ایجاد شوریدگی در جریان گردیده است. عملکرد سریع کنترل کننده در شکل (۴-ب) قابل توجه است. نتایج شبیه سازی شکل (۴-ب) توسط نتایج عملی موجود در مرجع [2] نیز تایید می شوند.

در شکل (۵) از الگوریتم فازی برای تخمین حد بالای عدم قطعیتها استفاده شده است. بردار  $C = [0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4]$  انتخاب گردیده است. در حالت بدون عدم قطعیت پاسخها مشکلی ندارند. اما در حضور عدم قطعیتها چون مقدار  $C$  بهینه نیست  $\beta$  درست تخمین زده نشده و این امر منجر به مقداری خطای حالت دائمی (حدود  $100 \text{ rpm}$ ) در پاسخ سرعت شکل (۵-ب) شده است. در شکل (۶) با استفاده از الگوریتم تطبیقی مراکز بهینه توابع عضویت بدست آمده اند. مقدار اولیه بردار  $C$  برابر صفر در نظر گرفته شده است. همانگونه که ملاحظه می شود الگوریتم تطبیقی توانسته مقدار بهینه  $C$  را تعیین کند بطوری که پاسخها در هر دو حالت (الف) و (ب) مطلوب می باشند. پاسخ جریان در شکل (۶-الف) مشکل شوریدگی موجود در شکل (۳-الف) را ندارد. شکل های (۷ تا ۹) مقدار خطای  $e(t)$  و  $\beta$  را برای سه روش نشان می دهند. در کنترل مد لغزشی عدد ثابت  $20$  برای  $\beta$  قرار داده شده است. در شکل (۸-ب) ملاحظه می گردد که الگوریتم فازی نتوانسته است مقدار صحیح حد بالای خطا را تخمین بزند. شکل (۹) که مربوط به کنترل کننده مد لغزشی فازی تطبیقی است، نشان دهنده قدرت الگوریتم فازی تطبیقی در تخمین درست حد بالای خطاست.

شکل های (۱۰، ۱۱ و ۱۲) پاسخ کنترل کننده ها را هنگام تغییر نقطه کار موتور نشان می دهند. در این

برای کنترل سرعت بلوک دیاگرام شکل (۱) به طور کامل شبیه سازی شده است و پاسخ کنترل کننده های مختلف برای دو حالت راه اندازی و بارگذاری موتور بدست آمده اند. در شکلها دو متغیر اساسی یعنی سرعت و خروجی کنترل کننده سرعت نمایش داده شده اند. نمودار سرعت نشان دهنده قابلیت کنترل کننده و  $i^*_{\text{q}}$  بیانگر میزان فعالیت کنترلی انجام شده است. در مورد تمام کنترل کننده های جریان  $i^*_{\text{q}}$  به  $15A$  محدود شده است. در شکل های (۳ تا ۶) پاسخهای پله صفر تا  $600 \text{ rpm}$  در  $t = 0/5 \text{ sec}$  برای کنترل کننده های مختلف در دو حالت بدون عدم قطعیتها و همراه آنها مشاهده می شوند. اغتشاش و عدم قطعیتها منظر شده عبارتند از: افزایش اینرسی تا سه برابر مقدار نامی ( $J = 3J^*$ )، افزایش ضریب میرایی تا سه برابر مقدار نامی ( $B = 3B^*$ ) و گشتاور خارجی که به صورت تابع پله  $2N.m$  می باشد. گشتاور خارجی فوق و فرمان پله سرعت به طور همزمان در  $t = 0/5 \text{ Sec}$  به موتور اعمال شده اند. اعمال گشتاور خارجی در لحظه راه اندازی به منظور مقایسه رفتار کنترل کننده های سرعت انجام می گیرد.

شکل (۳) پاسخ کنترل کننده PI را نشان می دهد. ضرایب  $k_p$  و  $k_i$  بترتیب  $0/250$  و  $0/25$  انتخاب شده اند. همانگونه که از شکل پیداست کنترل کننده PI پاسخ کندی داشته و سرعت گیری موتور به آهستگی انجام شده است. این مسأله در نمودار (۳-ب) به روشنی دیده می شود. در شکل (۴) پاسخ کنترل کننده مد لغزشی مشاهده می شود. در اینجا عددی ثابت به عنوان حد بالای خطا برای هر دو حالت (الف) و (ب) استفاده شده است. این عدد براساس عدم قطعیتها موجود در حالت (ب) تنظیم شده و همانگونه که ملاحظه می شود پاسخها در این حالت مطلوب هستند.



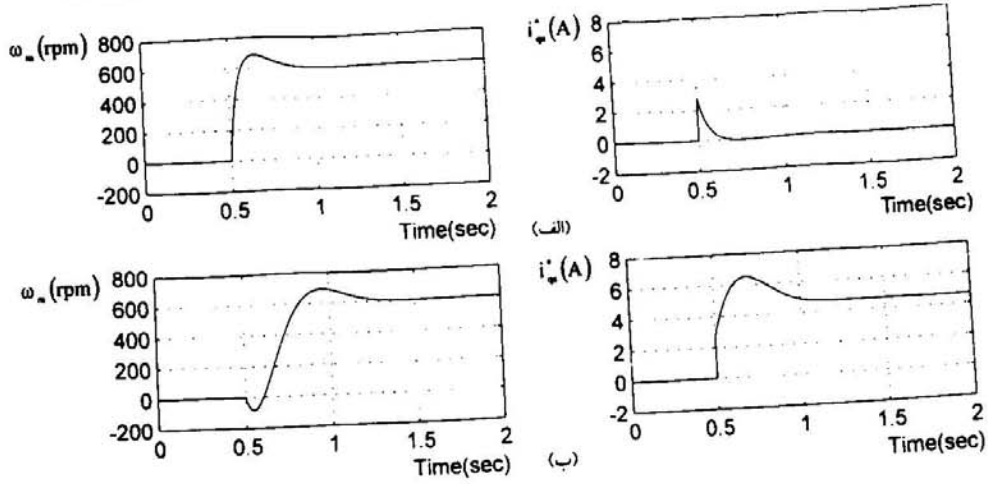
حالت موتور در سرعت  $1000 \text{ rpm}$  در حال چرخش است که گشتاور بار کامل به آن اعمال می شود. پارامترهای مکانیکی نیز به صورت  $B=3B^*$ ,  $J=3J^*$  در نظر گرفته شده اند. چون پاسخ پله کنترل کننده مد لغزشی فازی مناسب نبود، در این قسمت به آن پرداخته نشده و پاسخ سایر کنترل کننده ها نشان داده شده است. همانگونه که ملاحظه می شود کنترل کننده PI پاسخ خوبی نداشته و با اعمال گشتاور بار، سرعت شدیداً افت می کند. در کنترل کننده مد لغزشی با انتخاب مناسب حد بالای خطا پاسخ مطلوبی بدست آورده ایم. شکل (۱۲) نشان می دهد که کنترل کننده مد لغزشی فازی تطبیقی توانسته با تخمین مناسب حد بالای خطا پاسخ نسبتاً خوبی داشته باشد. مزیت عمده تعیین  $\beta$  توسط الگوریتم فازی تطبیقی این است که در شرایط مختلف از نظر عدم قطعیت جواب می دهد.

شکل های (۱۳ و ۱۴) پاسخ سیستم کنترل موقعیت را برای کنترل کننده های مد لغزشی و مد لغزشی فازی تطبیقی نشان می دهند. کنترل کننده های دیگر بدلیل پاسخ نامناسب در قسمت کنترل سرعت، در این قسمت نیامده اند. عدم قطعیت های منظور شده عبارتند از:  $T_L = 1 \text{ N.M}$ ،  $J = 3J^*$  و  $B = 3B^*$  که در لحظه

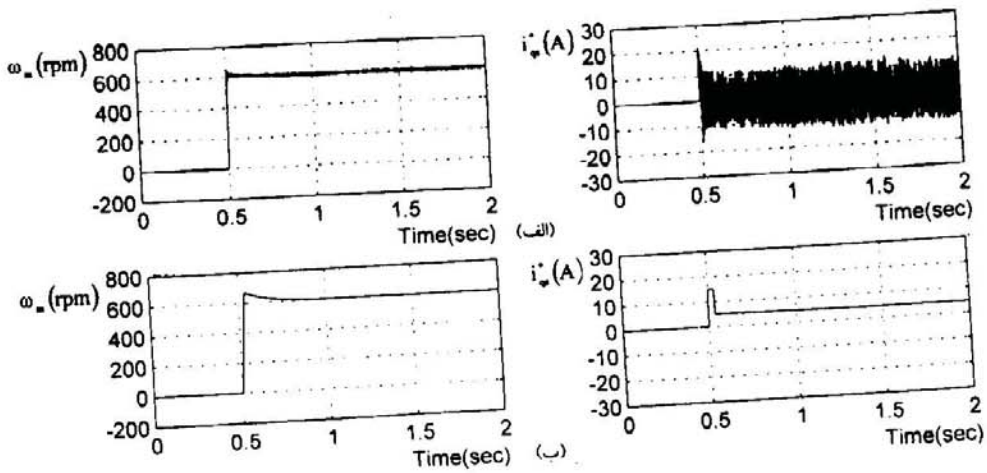
### نتیجه گیری

ابتدا یک کنترل کننده سرعت مد لغزشی برای درایوهای کنترل سرعت و موقعیت موتور القایی طراحی شد. پایداری نمایی کنترل کننده 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 می زد. مشاهده گردید که انتخاب نامناسب مراکز توابع عضویت در کنترل کننده مزبور باعث ایجاد خطا می شود. لذا یک الگوریتم تطبیقی برای انتخاب بهینه مراکز توابع عضویت تخمین زن فازی استفاده شد تا باند بهینه عدم قطعیتها تخمین زده شود. کارایی کنترل کننده فوق در کنترل سرعت و موقعیت با شبیه سازی نشان داده شد.

کنترل کننده‌های مد لغزشی فازی ...

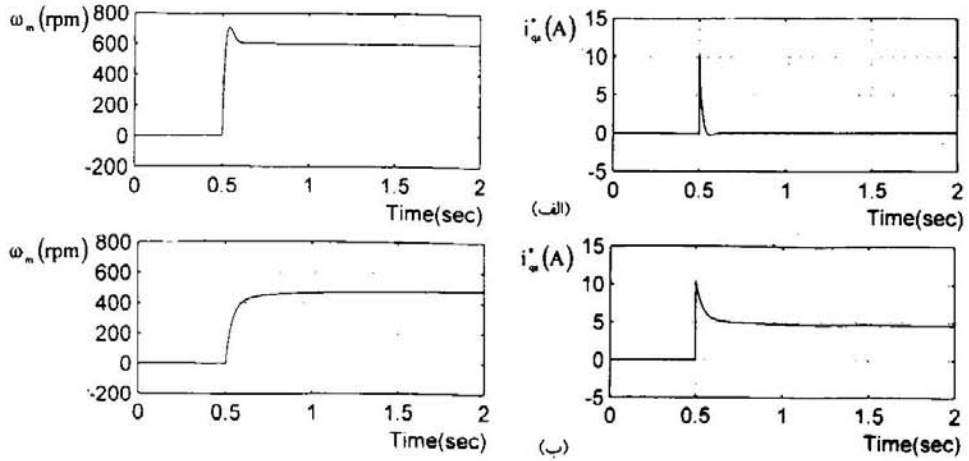


شکل ۳ پاسخ پله سرعت با کنترل کننده سرعت PI: (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها

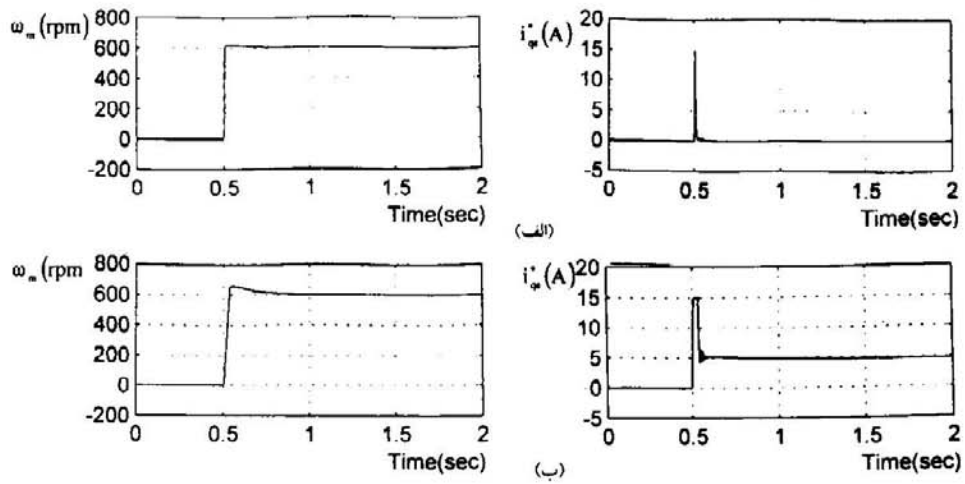


شکل ۴ پاسخ پله سرعت با کنترل کننده سرعت مد لغزشی: (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها

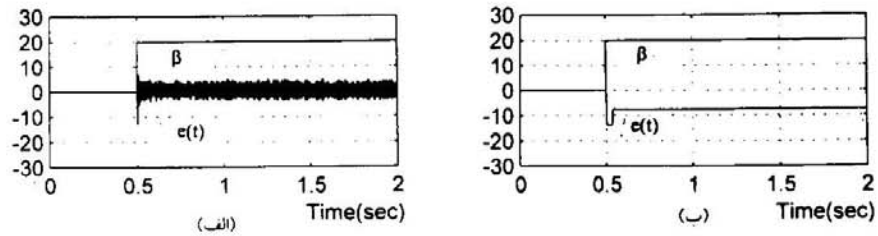
2  
:)  
2  
3c)



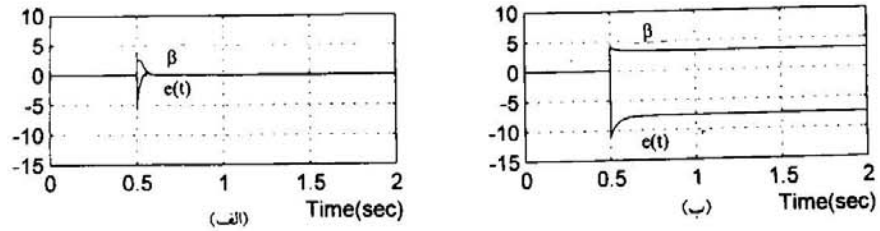
شکل ۵ پاسخ پله سرعت با کنترل کننده سرعت مدلفزشی فازی: (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها



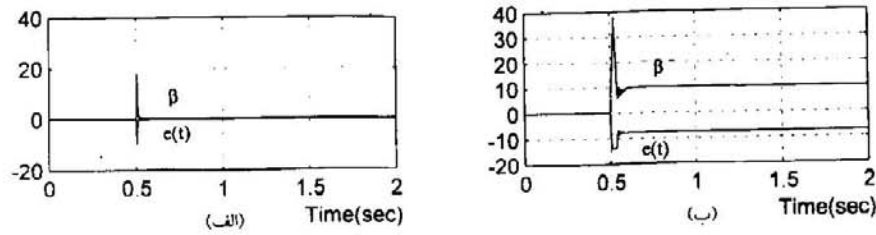
شکل ۶ پاسخ پله سرعت با کنترل کننده سرعت مدلفزشی فازی تطبیقی: (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها



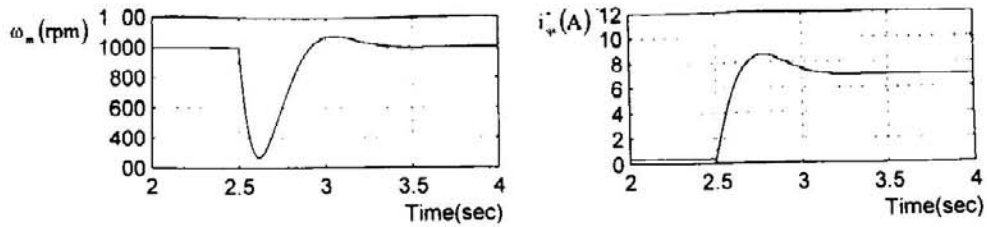
شکل ۷ نمودار  $e(t)$  و  $\beta$  در پاسخ پله کنترل مدلفزشی: (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها



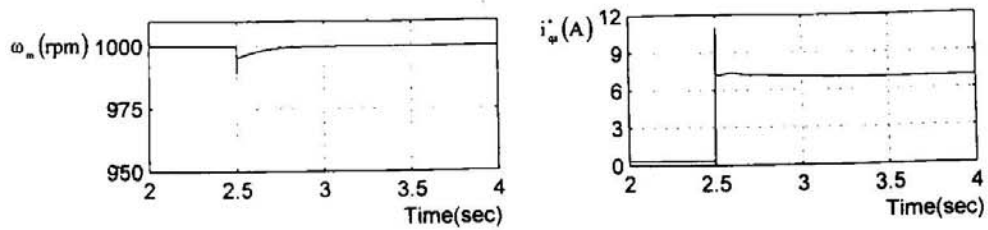
شکل ۸ نمودار  $e(t)$  و  $\beta$  در پاسخ پله کنترل مد لغزشی فازی: (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها



شکل ۹ نمودار  $e(t)$  و  $\beta$  در پاسخ پله کنترل مد لغزشی فازی تطبیقی: (الف) بدون عدم قطعیتها (ب) با وجود عدم قطعیتها



شکل ۱۰ پاسخ کنترل کننده PI هنگام تغییر نقطه کار



شکل ۱۱ پاسخ کنترل کننده مد لغزشی هنگام تغییر نقطه کار

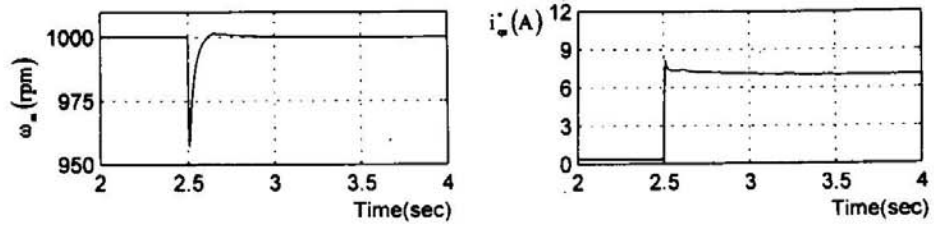
4  
)

10  
)

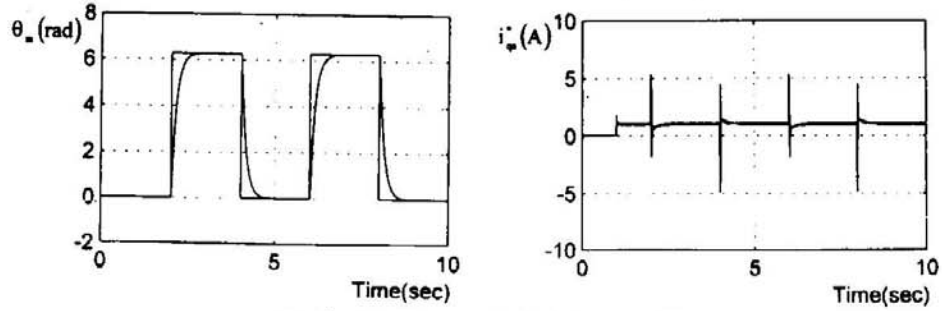
10  
c)

مراج  
with

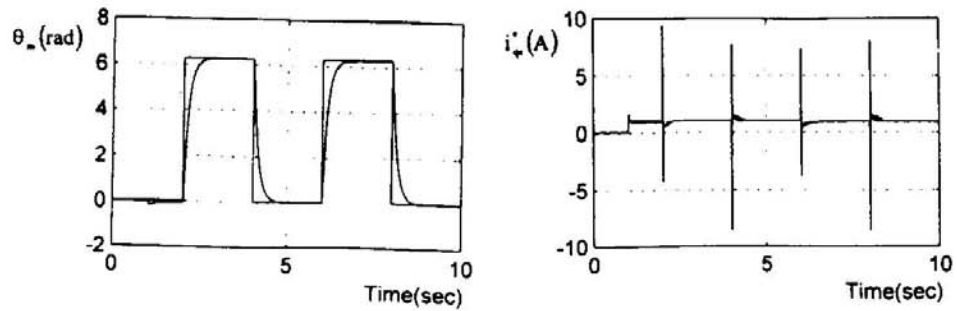
drive



شکل ۱۲ پاسخ کنترل‌کننده مدل‌غزشی فازی تطبیقی هنگام تغییر نقطه کار



شکل ۱۳ نمودارهای کنترل موقعیت با کنترل‌کننده مدل‌غزشی



شکل ۱۴ نمودارهای کنترل موقعیت با کنترل‌کننده مدل‌غزشی 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 switching surface sliding-mode speed control for induction motor drive systems", *IEEE Trans. Pow. Electron.*, Vol. 11, No. 4, pp. 660-667, (1996).

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).