كنترل سرعت موتور القايي با استفاده از ساختـار متغير مبتنـي بر مد لغزشی فازي بر مبناي خطيسازي با فيدبك

محمدرضا فيضی استاديار دانشكدة مهندسی برق و كامپيوتر، دانشگاه تبريز
محمدرضا بنائی دانشجوی دكترای قدرت، دانشكدة مهندسی برق و كامپيوتر، دانشگاه تبريز

چكيده

در اين مقاله كنترل سرعت موتور القايي به روش ساختار متغير مبتني بر مد لغزش مورد استفاده قرار گرفته است. استفاده از اين روش مقاومت عملكرد سيستم را در برابر اختلالات و نامعينيها و بالاخص تغييرات پارامترها تضمين ميكند. براي حذف نوسانات حول خط لغزش از قانون تعديل شده فازي استفاده شده است، بدون آنكه مقاومت سيستم در برابر نامعينيها كاهش چشمگيري داشته باشد. فلوي روتور با رؤيتگر فلو در قاب مرجع روتور تخمين زده شده و تئوري خطي سازي با فيدبك براي دكوپله كردن سرعت روتور و دامنه فلو مورد استفاده قرار گرفته است. نتايج شبيهسازي پاسخ مناسب كنترل كننده پيشنهادي را براي تغييرات بار و تغييرات سرعت مرجع نشان ميدهد.

كلمات كليدی: كنترل ساختار متغير، خط لغزش فازي، خطي سازي با فيدبك، موتور القايي.

Speed Control of Induction Motors Using Variable Structure Technique Based on Fuzzy Sliding Mode and Feedback Based Linearization

M. R. Feyzi and M. R. Banaei Faculty of Elec. and Computer Eng., University of Tabriz

Abstract

The speed control of induction motor using a fuzzy sliding mode based variable structure technique is proposed. This technique provides a robust performance of the motor against the variation of the motor parameters as well as uncertainties and disturbances. Modified fuzzy rules are used to eliminate the oscillation around the sliding line without significant reduction of the robustness of the system. Rotor flux is estimated by using an observer in rotor reference frame and then the feedback linearization theory is used in order to decouple the rotor speed and flux. The simulation results showed satisfactory results for the proposed control technique where the load and reference speed are changed.

Key words: Variable structure control, Sliding mode, Feedback Linearization, Induction motor.

۱- مقدمه

اخیراً پیشرفت سریع در زمینه الکترونیك قدرت روشهای جدید و قابل انعطاف بیشتری را برای کنترل سرعت موتورهاي القايي امکانپذیر ساخته است که از آن جمله می‌توان به کنترل در جهت میدان اشاره نمد. در این روش در شرایط ایدهآل، فلوي روتور در امتداد محور q به سمت صفر و فلوي روتور در امتداد محور d ثابت نگه داشته میشود به طوری‌که فلو و گشتاور موتور میتوانند به طور مستقل کنترل شوند. انجام این روشها مستلزم درایوهایی با کنترل ویژه به خود است که به طور ضمنی تابعی از پارامترهای مختلف موتور است و در نتیجه، هرگونه اختلال و نامعيني در پیشبینی یا تخمین این پارامترها کیفیت عمل کنترل سرعت را تحتالشعاع قرار می‌دهد. در عمل، هر گونه خطا در تخمین پارامترها و به خصوص تغییرات پارامترها با دما و نیز گشتاور بار اختلالات و نامعینیهایی در سیستم به وجود می‌آورند و مانع از عملکرد مورد انتظار از سیستم می‌گردند. همین مسأله نظر محققین زیادي را به خود جلب کرده و از آنجا طرحها و روشهای مختلفی پیشنهاد شده است که از جمله می‌توان به خطیسازي با فیدبك اشاره نمد [۳-۱]. کنترل ساختار متغیر با مد لغزشی نیز در سالهاي اخیر مورد توجه زیادي قرار گرفته است [۶-۴]. مرجع [۷] کنترل سرعت موتور القايي را با استفاده از مد لغزشی با جبـرانساز انتـگرالي انجام داده است ولـی با توجـه بـه ماهیت روش به کار رفته، دارای پاسخ زمانی نسبتاً طولانی بوده و در نتیجه پاسخ آن به تغییرات ورودی کُند است. مرجع [۸] نیز خطی‌سازی با فیدبک مبتنی بر شبکه عصبی را به کار برده است ولی زمان محاسبات لازم برای تولید ورودی کنترلی نسبتاً زیاد است که موجب کُند شدن پاسخ می گردد.

ویژگی یک سیستم کنترل ساختار متغیر آن است که کنترل کننده بین دو ساختار کنترل مجزاي ساده سوئیچ شود. در مرجع [۹] یک کنترل کننده سرعت مبتني بر مد لغزشی معرفي شده است که از سرعت و همچنین از تغییرات سرعت براي تولید ورودي کنترل براي موتـور استفاده می‌کند. این ورودي به صورت ناپیوسته است و بـه اندازه اي بزرگ انتخاب شده است که بتواند بر نامعینیها غلبه کند ولی ناپیوسته بودن ورودي کنترل نوساناتي را حول خط لغزش به وجود میآورد. در همان مرجع از تابع اشباع براي کاهش نوسانات استـفاده شـده است و این میتـواند پاسخ سیستم را کُند کُنَد. مرجع [۱۰] از کنترل ساختار متغیر با خط لغزش فازی و مرجع [۱۱] از رؤیتگر خط لغزش برای رسیدن به همان هدف استفاده نمده است ولی تعداد قوانین فازی به کار رفته در آنها زیاد و پیچیده است. در یک کار جدید، مرجع [۱۲] مد لغزشی فازی را در کنترل گشتاور و فلوی یک موتور القایی استفاده کرده و تغییرات آنها را تقریباً به صورت خطی با ورودیهای متناظر کنترل نمده است ولی برای از بین بردن نوسانات سرعت که به روش استفاده شده مربوط است به تعداد زیادی قانون فازی متوسل شده است.

در این مقاله، ابتدا از خطی سازی با فیدبک و سپس از ایده خط لغزش فازي براي کاهش نوسانات استفاده شده است. در روش ارائه شده، برخلاف روش به کار رفته در مرجع [۹] از ورودي کنترل تعدیل شده فازي در پهناي باند مشخصي از خط لغزش استفاده شده است که علاوه بر سادهتر کردن معادلات، پاسخ بهتری نسبت به سایر کارها، از جمله [۱۰] ارایه می‌دهد بدون آنکه مقاومت سیستم را در برابر اختلالات کاهش دهد.

۲- مدل رياضي موتور القايي

دینامیك موتور القایي در قاب مرجع d-q که با سرعت زاویهاي روتور میچرخد میتواند با معادلات زیر توصیف شود:

$$\dot{\lambda}_{dr} = -(\lambda_{dr} - Mi_{ds})/\tau_r \qquad (۱)$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = -(\lambda_{qr} - Mi_{qs})/\tau_r \qquad (۲)$$

$$J\dot{\omega}_m = K_T(\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) - B\omega_m - T_L \qquad (۳)$$

$$\tau_r = L_r / R_r \ , \quad K_T = 3n_P M/(2L_r) \qquad (۴)$$

در روابط فوق، (i_{ds}, i_{qs}) و $(\lambda_{dr}, \lambda_{qr})$ به ترتیب جریانهای استاتور و فلوهای q و d می‌باشد. ω_m سرعت زاویهاي روتور است. B, J, n_p, M, L_r, R_r به ترتیب مقاومت روتور، اندوکتانس روتور، اندوکتانس متقابل، تعداد زوج قطبها، ممان اینرسي قسمت گردان و ضریب ویسکوزیته موتور و بار هستند. T_L, K_T, τ_r نیز به ترتیب ثابت زماني موتور، ثابت گشتاور و گشتاور بار هستند. دامنه فلوي روتور به صورت زیر تعریف میشود:

$$\lambda_r = \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2} \qquad (۵)$$

از تـرکیب معادلـه فوق با (۱) و (۲) مشتق زمانـي λ_r مـيتـوانـد بـه صورت زير حاصل شود:

$$\dot{\lambda}_r = -\lambda_r / \tau_r + M(i_{ds}\lambda_{dr} + i_{qs}\lambda_{qr})/(\tau_r \lambda_r) \quad (۶)$$

با استفاده از (۳) و (٦) و بر مبناي خطيسازی با فيدبك [۹]، دو ورودي كنترل جديد ميتواند به صورت زير تعريف شوند:

$$\begin{bmatrix} u_\phi \\ u_T \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda_r}\begin{bmatrix} \lambda_{dr} & \lambda_{qr} \\ -\lambda_r \lambda_{qr} & \lambda_r \lambda_{dr} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (۷)$$

به كمك روابط (۳)، (٦) و (۷) ديناميك موتور به صورت دو معادله دكويله شده زير ساده شود:

$$\dot{\lambda}_r = -\lambda_r/\tau_r + Mu_\varphi/\tau_r \quad (۸)$$

$$J\dot{\omega}_m = -B\omega_m + K_T u_T - T_L \quad (۹)$$

بنابراين از دو ورودي كنترل جديد u_ϕ و u_T ميتوان به طور مجزا براي كنترل فلوي روتور و سرعت موتور استفاده كرد.

۳- رويت فلوي روتور

براي تخمين فلوي روتور، رؤيتگر فلو به ترتيب زير پيشنهاد ميشود [۹]:

$$\dot{\hat{\lambda}}_{dr} = -\hat{\lambda}_{dr}/\tau_r + Mi_{ds}/\tau_r \quad (۱۰)$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_{qr} = -\hat{\lambda}_{qr}/\tau_r + Mi_{qs}/\tau_r \quad (۱۱)$$

$\hat{\lambda}_{dr}$ و $\hat{\lambda}_{qr}$ به ترتيب تخمين فلوي روتوردر امتداد محورهای d و q هستند.

اگر خطاي فلوی روتور در امتداد محور d برابر e_d و در امتداد محور q برابر e_q باشد آنگاه $e_q = \lambda_{qr} - \hat{\lambda}_{qr}$ و $e_d = \lambda_{dr} - \hat{\lambda}_{dr}$ خواهـد شـد. در اين صورت با استفاده ازمعادلات (۱) و (۲) و (۱۰) و (۱۱) نتيجه مي شود:

$$\dot{e}_d = -e_d/\lambda_r \quad (۱۲)$$

$$\dot{e}_q = -e_q/\lambda_r \quad (۱۳)$$

از روابط (۱۲) و (۱۳) ملاحظه ميشود كه همگرايي ديناميك خطاي رؤيتگر با ثابت زماني λ_r محدود ميشود.

۴- كنترل سرعت موتور القايي با كنترل كننده ساختار متغير مبتني بر مد لغزشی فازي

طرحواره ساختار كنترل كننده با خط لغزش فازي در شكل (۱) نشان داده شده است. اساس طراحي در اين شكل بر كنترل جريان بنا شده است. اينورتر به كار رفته براي تغذيه موتور از نوع ولتاژ كنترل شده با جريان است. جريان نمونهبرداري شده از فازهاي موتور از جريان مرجعي كه توسط خطيسازي با فيدبك توليد ميشود كم شده و اختلاف حاصله به عنوان خطاي جريان براي توليد پالس اينورتر به كنترل كننده هيسترزيس داده ميشود. خطيسازي با فيدبك و عمل دكويله كردن فلوي روتور و سرعت موتور توسط فلوي تخمين زده شده توسط رؤيتگر انجام ميشود. ورودي كنترل u_T توسط كنترل كننده ساختار متغير مبتني بر خط لغزش به منظور صفر كردن خطاي سرعت توليد ميشود.

۴-۱- طراحي كنترل كننده ساختار متغير

در اولين مرحله طراحي، خطاي سرعت و مشتق آن به عنوان متغيرهای حالت x_1 و x_2 به صورت زير تعريف ميشود:

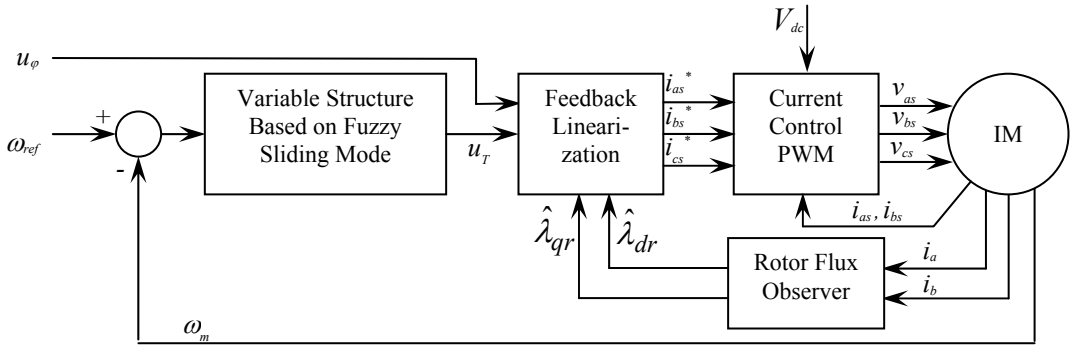
$$x_1 = \omega - \omega_{ref} \quad (۱۴)$$

$$x_2 = \dot{\omega} \quad (۱۵)$$

در روابط فوق ω و ω_{ref} به ترتيب سرعت موتور و سرعت مرجع است. خط لغزش به صورت (١٦) تعريف ميشود [۹] (روي خط لغزش در فضاي دو بعدي $s = 0$ است).

$$s = x_2 + \lambda x_1 \quad (۱۶)$$

هدف توليد يک ورودي كنترل، u_T است به طوري كه حالت x_1 و x_2 در هر نقطه از فضاي حالت دو بعدي كه قرار داشته باشد، بعداز گذشت مدت زمان محدودی روي خط لغزش (١٦) سوق داده شود. معادله حركت از صفر قرار دادن رابطه (١٦) به صورت زير حاصل ميشود:



شكل ۱- كنترل كننده ساختار متغير مبتنى بر مد لغزشى فازى براى موتور القايي

$$s = x_2 + \lambda x_1 = 0 \;\Rightarrow\; \dot{\omega} + \lambda(\omega - \omega_{ref}) = 0 \quad (۱۷)$$

مسير حالت پس از برخورد با خط لغزش با ثابت زماني $\frac{1}{\lambda}$ در (۱۷) به صورت نمايي به سمت صفر سوق پيدا ميكند.

با انتخاب مناسب λ ميتوان به پاسخ سرعت مناسب دست يافت. شرط اينكه مسير حالت از هر نقطه اختياري به سمت خط لغزش سوق پيدا كند پايداري تابع ليابانوف $v = \frac{1}{2}s^2$ است [۹]. براي اين منظور بايد شرط (۱۸) برقرار شود.

$$\frac{d}{dt}v = \frac{1}{2}\frac{d}{dt}s^2 \le 0 \;\Rightarrow\; s\dot{s} < 0 \quad (۱۸)$$

$\dot{s}$ مشتق زمانى s برحسب زمان است. براي به دست آوردن $u_{T,eq}$ كه مسير حالت را در سطح لغزش نگه دارد از $\dot{s} = 0$ استفاده ميشود و با استفاده از معادله ديناميك موتور (۹) مشتق ورودي كنترل معادل به صورت (۱۹) در ميآيد.

$$\dot{u}_{T,eq} = -\frac{\lambda J}{K_T}(\dot{\omega} + \dot{\omega}_{ref}) + \frac{B}{K_T}\dot{\omega} + \frac{\dot{T}_L}{K_T} \quad (۱۹)$$

به منظور تأمين شرط لغزش (۱۸) يك عبارت ناپيوسته به (۱۹) اضافه ميشود.

$$\dot{u}_T = \dot{u}_{T,eq} - K\,\mathrm{sgn}(s) \quad (۲۰)$$

كه در آن K عدد ثابت مثبت و sgn تابع علامت است. چنانكه ملاحظه ميشـود رابطه (۲۰) يك عبارت ناپيوسته است. لـذا اگر K به اندازه كافى بزرگ نباشد نميتوان بر نامعينيها غلبه كرد. در صورتيكه K به حد كافي بزرگ انتخاب شود، با وجود اختلالات $\dot{T}_L$ و $\dot{\omega}_{ref}$، ميتوان خطاي تعقيب سرعت را به سمت صفر سوق داد؛ ولى دامنه نوسانات حول خط لغزش افزايش مييابد. در اين حالت، رابطه (۲۰) به صورت زير در ميآيد:

$$\dot{u}_T \approx -K\,\mathrm{sgn}(s) \quad (۲۱)$$

لذا ورودي كنترل u_T كه مستقيماً به موتور اعمال ميشود از انتگرالگيري از رابطه (۲۱) قابل حصول است.

۴-۲- فازي كردن خط لغزش

دامنه نوسانات ايجاد شده از كنترل ناپيوسته رابطه (۲۱) را ميتوان با كم كردن K كاهش داد ولي در اينصورت مقاومت سيستم كنترلى در مقابل نامعينيها و اختلالات كاهش خواهد يافت. هدف از خط لغزش فازي آن است كه با نزديك شدن به خط لغزش بهره K كاهش يابد. براى رسيدن به اين هدف، مىتوان از قانون تعديل شده فازي حول خط لغزش استفاده كرد.

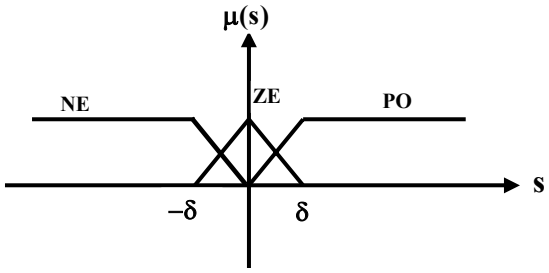
در [۱۰] از مجموعه قوانين فازى نسبتا" زياد استفاده شده است. در اين مقاله قوانين فازي به صورت زير پيشنهاد ميشود:

$$\begin{aligned} &R_1: if\ \ s\ \ is\ \ PO\ \ then\ \ u\ \ is\ \ u_1(x_1,x_2)\\ &R_2: if\ \ s\ \ is\ \ NE\ \ then\ \ u\ \ is\ \ u_2(x_1,x_2)\\ &R_3: if\ \ s\ \ is\ \ ZE\ \ then\ \ u\ \ is\ \ u_3(x_1,x_2) \end{aligned} \quad (۲۲)$$

$$u_1(x_1, x_2) = -U_{\max}$$
$$u_2(x_1, x_2) = U_{\max} \qquad (۲۳)$$
$$u_3(x_1, x_2) = U_{eq}$$

مجموعههای فازی PO (Positive)، ZE (Zero) و NE (Negative) در شکل (۲) تعریف شدهاند.

U_{eq} در اینجا معادل $U_{T,eq}$ در (۱۹) است با این تفاوت که از عبارات مربوط به اختلالات صرفنظر شده است.



شکل ۲- مجموعه فازی به کار رفته در روش کنترل پیشنهادی

$$U_{eq} = (\beta - \lambda J)\dot{\omega} / K_T \qquad (۲۴)$$

قانون اول و دوم (۲۳) به ورودي كنترل ناپيوسته اشاره ميكند كه مسير حالت هنوز از خط لغزش دور است و بايد نيروي زيادي اعمال شود. قانون سوم در واقع به ورودي تضعيف شده حول خط لغزش اشاره ميكند.

۵- تحليل نتايج شبيهسازي

روش پيشنهادی به صورت شبيهسازي كامپيوتري با استفاده از *MATLAB*5.3 روي يک موتور 0.8kW كه مشخصات آن در جدول (۱) آمده است اعمال ونتايج آن مورد بررسی قرار گرفت.

در اين شـبيهسازی، يک بار فرضی با مشخصات داده شده در شـكل (۳) بر موتور اعمال گرديد و رفتار موتور در دو حالت زير مورد مطالعه قرار گرفت:

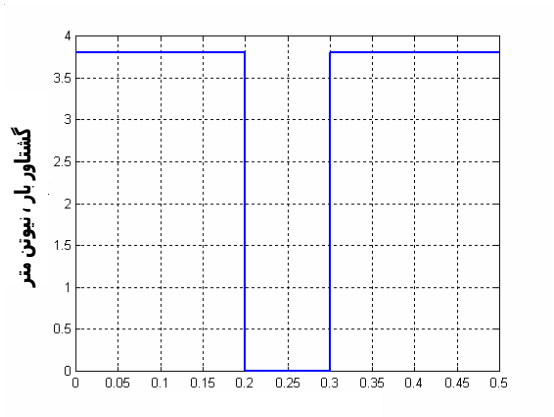
الف) كنترل سرعت به روش ساختار متغير با استفاده از خط لغزش

ب) كنترل سرعت به روش ساختار متغير با استفاده از خط لغزش فازی

چنانكه در شكل (۳) ديده ميشود گشتاور نامی به مدت ۰/۲ ثانيه موجود بوده و پس از قطع شدن به مدت ۰/۱ ثانيه مجدداً ظاهر ميگردد. نتايج حاصله در شكلهای (٤) الی (۸) جهت مقايسه ارائه گرديده است.

جدول ۱- مشخصات موتور

قدرت خروجی [W]	۸۰۰
ولتاژ نامی [V]	۱۲۰
گشتاورنامي	۳/۸۲۲Nm
جريان نامي	۵/۴ A(rms)
سرعت نامي	۲۰۰۰ rpm
تعداد زوج قطبها	۱
J [Nm.s^2/rad]	۰/۰۰۰۶۷۶
مقاومت روتور	۱/۲۶ Ω
مقاومت استاتور	۱/۰۵ Ω
اندوكتانس استاتور	۱۴۹mH
اندوكتانس متقابل	۱۴۳mH
اندوكتانس روتور	۱۴۹mH
B [Nm.s/rad]	۰/۰۰۰۵۱۵

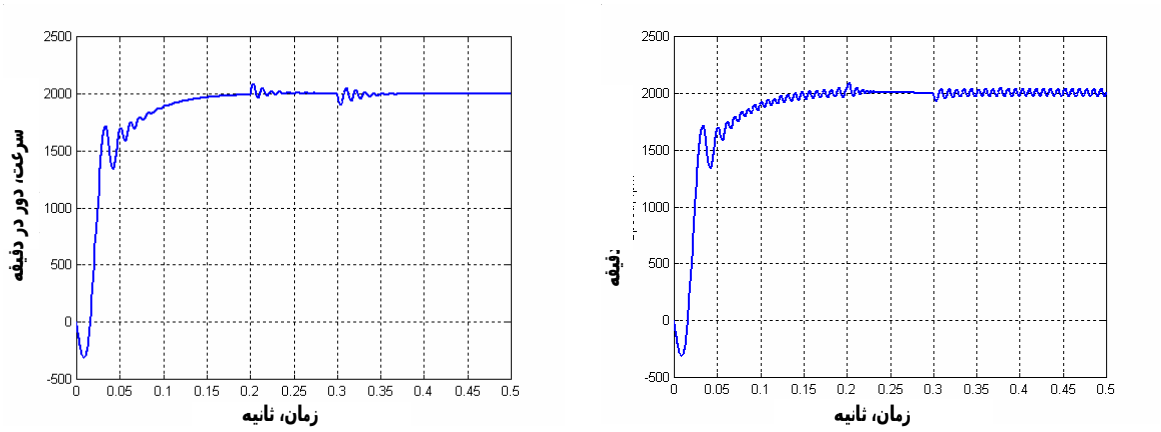


شکل ۳- تغییرات گشتاور بار با زمان

شكلهای (٤ الف) و (٤ ب) تغييرات سرعت موتور را در دو حالت اشاره شده نشان ميدهد. همچنين شكلهای (۵ الف) و (۵ ب) مقادير متناظر گشتاور القايي و شكلهای (۶ الف) و (۶ ب) جريان فازهای موتور را در دو حالت بالا نشان ميدهد. چنانكه ملاحظه ميشود نوسانات موجود در سرعت موتور در حالت دائمی كه از كنترل ناپيوسته رابطه (۲۱) ناشي ميشود به طور قابل ملاحظهای در حالت دوم كاهش يافته است.

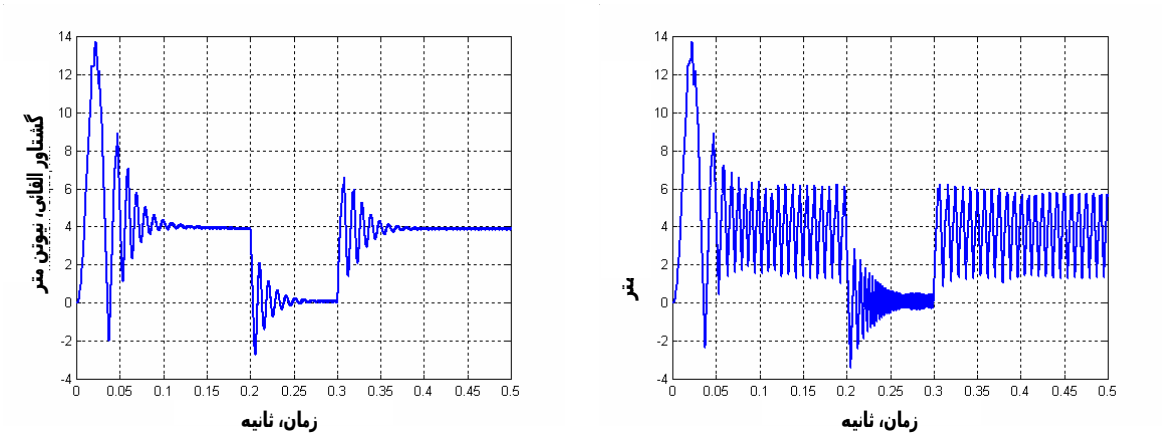
جهت بررسی توانايي سيستم كنترل در تعقيب سرعت مرجع در طول شبيهسازی، موتور به صورت بيبار راهاندازی شده و سرعت مرجع طبق شكل (۷ الف) انتخاب گرديد. شكل (۷ ب) تغييرات سرعت موتور را برحسب زمان در اين حالت نشان ميدهد. چنانكه

ملاحظه می‌شـود تعقیب سـرعت نسبت به ثابت زماني معادله (۹)، بـه خوبی انجام مي‌گيرد.



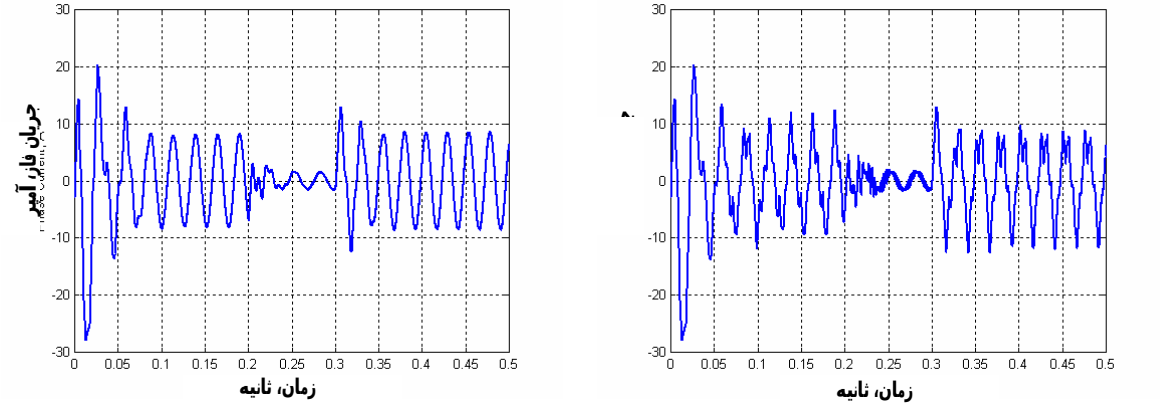
(ب) (الف)

شکل ۴- تغییرات سرعت موتور با کنترل کننده ساختار متغیر (الف) با مد لغزش (ب) با مد لغزش فازی



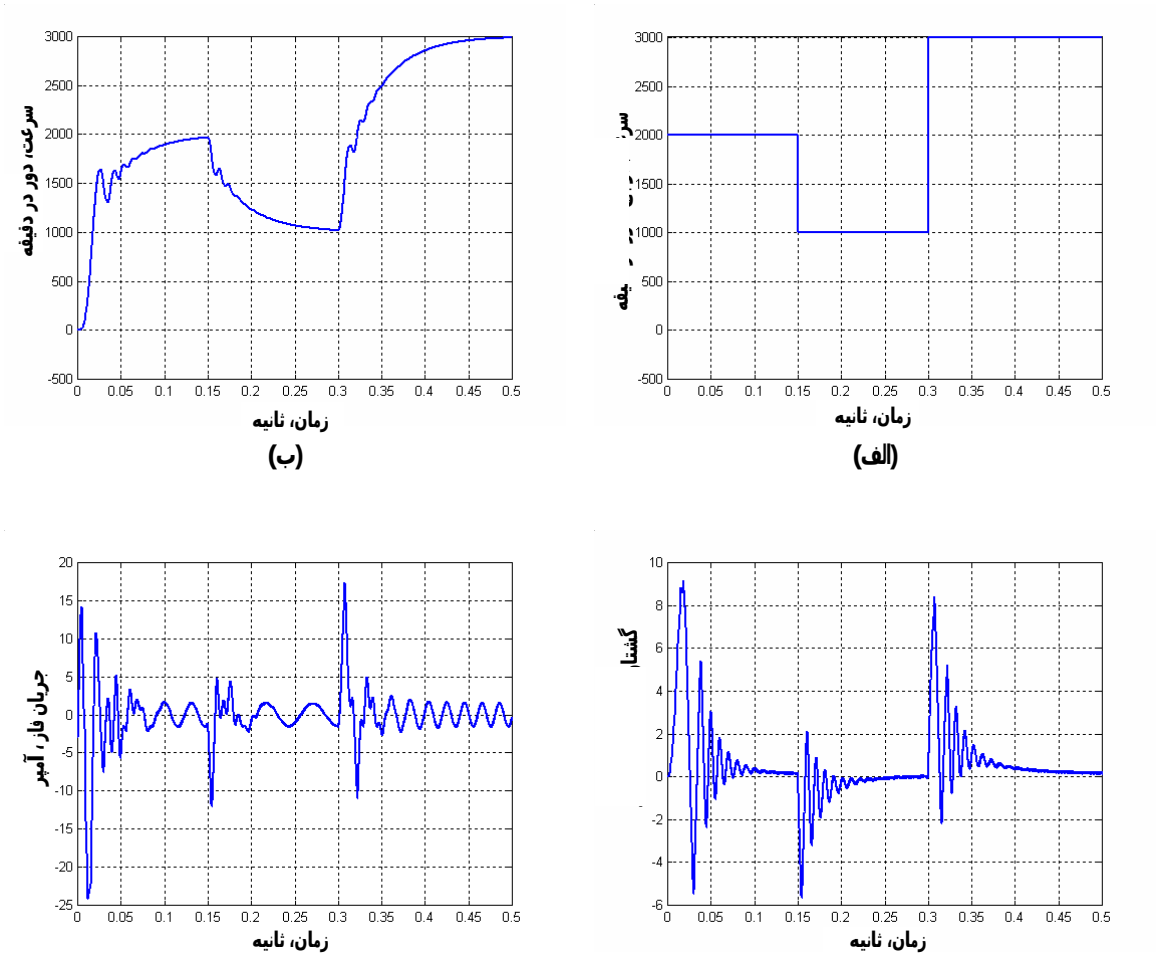
(ب) (الف)

شکل ۵- تغییرات گشتاور القایی موتور با کنترل کننده ساختار متغیر (الف) با مد لغزش (ب) با مد لغزش فازی



(ب) (الف)

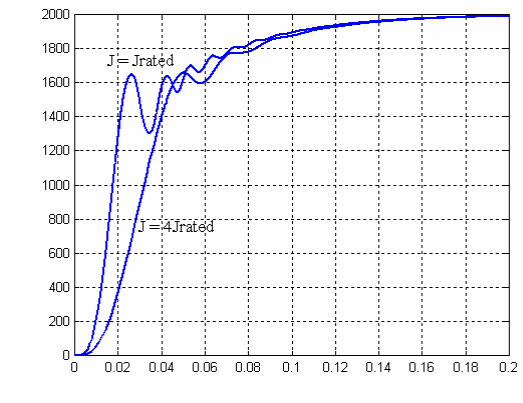
شکل ۶- تغییرات جریان القایی موتور با کنترل کننده ساختار متغیر، (الف) با مد لغزش (ب) با مد لغزش فازی



شکل ۷- تغییرات پارامترهای مختلف موتور در حالت بی باری با کنترل کننده ساختار متغیر با مد لغزش فازی
(الف) سرعت مرجع (ب) سرعت موتور (ج) گشتاور القایی (د) جریان موتور

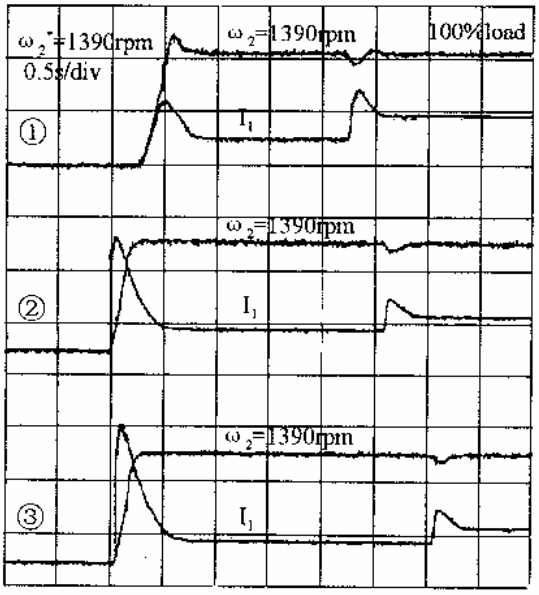
برای بررسی مقاومت سیستم کنترلي پیشنهادی در مقابل تغییرات پارامترها، مقدار ممان اینرسی قسمت گردان از مقدار نامی به چهار برابر خود افزایش داده شده و تغییرات سرعت موتور در این حالت استخراج گردید. شکل (۸) پاسخ سرعت موتور بی‌بار را در دو مقدار مختلف ممان اینرسی نشان میدهد.

چنانکه ملاحظه میشود سیستم کنترل مقاومت مناسبی از خود نشان میدهد. عین شکل (۳) مربوط به پاسخهای مرجع [۱۰] در حالت راه‌اندازی موتور در حالت بی‌بار نیز در شکل (۹) به منظور مقایسه نشان داده شده است. قدرت موتور مورد مطالعه در مرجع فوق ۵۵۰ وات بوده و تا حدی می‌تواند به عنوان معیار مقایسه برای کار حاضر به‌کار برود. یادآوری می‌شود که طول کل زمان شبیهسازی در شکل (۸) فقط ۰/۲ ثانیه است در حالی‌که هریک از فاصلههای افقی موجود در شکل (۹) معادل ۰/۵ ثانیه است. چنانکه ملاحظه میشود پاسخ زمانی روش پیشنهادی در این مقاله به مراتب سریعتر از روش استفاده شده در مرجع اشاره شده می‌باشد. میزان اغتشاشات موجود در هر دو کار با توجه به مقیاسهای به‌کار رفته تا حدی قابل مقایسه است.



زمان، ثانیه

شکل ۸ - پاسخ سرعت موتور بی‌بار را در دو مقدار مختلف ممان اینرسی



① PI control: t_r=0.6s, dn_2=-139rpm, t_s=0.55s
② fuzzy control: t_r=0.3s, dn_2=84rpm, t_s=0.3s
③ FSM control: t_r=0.25s, dn_2=-46rpm, t_s=0.18s

شکل ۹- پاسخهای مرجع [۱۰] در حالت راه‌اندازی موتور۵۵ واتی در حالت بی‌بار

۶- نتیجه گیری

کنترل کننده پیشنهادی ساختار متغیر با خط لغزش فازي براي کنترل سرعت موتور القايي استفاده شده و نشان داده شده است که عليرغم اختلالات خارجي تغييرات گشتاور بار و سرعت مرجع کنترل کننده پاسخ مناسبي را براي کنترل سرعت موتور القايي از خود نشان ميدهد. براي کاهش نوسانات سرعت بدون از دست دادن مقاوم بودن کنترل کننده از منطق فازي استفاده شده است که نتايج خوبي به دست آمد. ویژگی عمده این کنترل کننده خطی‌سازی با فیدبک است که منجر به کاهش تعداد قوانین فازی موردنیاز و از آنجا ساده‌تر کردن سیستم می‌گردد. در نهایت مقاومت کنترل کننده نسبت به تغییرات پارامترها امتحان شده است که با استفاده از نتايج شبيهسازي مقاوم بودن کنترل کننده تأييد گرديده است.

مراجع

[1] Peter Vas, Vector Control of AC Machines, Clarendon press, 1990.
[2] Jie Zhang, Msc, and V. Thiagarajan, MSc, and T. Grant, Meng, and T. H Barton, Deng, Fiee, “New Approach to Field Orientation Control of a CSI Induction Motor Drive”, IEE Proceedings, Vol. 135, pt. B, No. 1, JANUARY 1988.
[3] Wen-Jieh Wang, and Chun – Chin Wnag, “A New Composite Adaptive Speed Controller for an Induction Motor Based on Feedback Linearization”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, No. 1, March 1988.
[4] Kuo-Kai Shya and Hsin-Hnag Shieh, “A New Switching Surface Sliding Mode Speed Control for Induction Motor Drive Systems”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, July 1996.
[5] B. K. Bose, Sliding Mode Control of Induction, Motor”, IEEE Conf. Rec, 1985, pp. 479-486.
[6] 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
[7] Edward Y. Y. Ho, and Paresh C. Sen, “Control Dynamics of Speed Drives Systems Using Sliding Mode Controllers with Integral Compensation”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 5, September/October 1991.

[8] S. H. Hosseini, M. Banaei, "Neural Network Speed Controller for Induction Motor Based on Feedback Linearization", Second International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 7-11 November 2001/Bursa-Turkey, ELECO 2001.

[9] J. J. E. Slotine, W. LI, Englewood Cliffs NJ, "Applied Nonlinear Control", Prentice–Hall Inc., 1991

[10] Li Ying Zou Jingxiang, Zhang Xinzheng and Li Xiuhua, "The Self-Adjustable Fuzzy Sliding Mode Control for AC Speed Drive Systems", Proceedings of the American Control Conference Chicago, Itlinois. June 2000.

[11] F. Chen, and M. W. Dunnigan, "Comparative study of a sliding-mode observer and Kalman filter for full state estimation in an induction machine", IEE Proc. Electric Power Application, Vol. 149, No. 1, January 2002.

[12] F. Chen, and M. W. Dunnigan, "Sliding-mode torque and flux control of an induction machine", IEE Proc. Electric Power Application, Vol. 150, No. 2, March 2003.