

پیاده سازی کنترل موقعیت لغزشی فازی با تطبیق قواعد فازی برای محركه الكتريكي موتور سنكرون مغناطيس دائم*

سعید افشارنیا^(۱)بهروز رضایی^(۲)

چکیده در آغاز با استفاده از روش کنترل برداری مدل محركه الكتريكي موتور سنكرون مغناطيس دائم كه داراي يك حلقه داخلي کنترل جريان است، شرح داده می شود. با فرض پهنای باند بالای این حلقه، در طراحی کنترل کننده های موقعیت و سرعت تنها از مدل مکانیکی سیستم استفاده می شود. کنترل کننده موقعیت پیشنهادی از نوع لغزشی فازی با تطبیق قواعد فازی است، که نیازی به مدل پیچیده سیستم ندارد و در مقایسه با کارهای قبلی دارای عملکردی بهتر و حجم محاسبات کمتری است. سپس، یک الگوریتم مناسب برای تعیین موقعیت اولیه روتور پیشنهاد می شود که پیاده سازی آن ساده و دارای دقت مناسب می باشد (دقت ۱۵ درجه الكتريكي). در ادامه با شرح سخت افزار و نرم افزار سیستم مورد استفاده، نتایج عملی برای کنترل موقعیت محركه الكتريكي موتور سنكرون مغناطيس دائم ارائه می گردند. واژه های کلیدی کنترل برداری، محركه الكتريكي موتور سنكرون مغناطيس دائم، کنترل لغزشی، کنترل فازی، کنترل تطبیقی.

Implementation of fuzzy sliding – mode position controller with rule adaptation for permanent magnet synchronous motor drive

S. Afsharnia

B. Rezaee

Abstract In this paper the model of permanent magnet synchronous motor drive system described by vector control approach. Because of high band width of the interior current control loop, only mechanical dynamics are used to design the outer position controller. The proposed position controller is of fuzzy sliding- mode type with rule adaptation that dose not need the complicated model of the system and compared with the previous works, the proposed method has lesser computations and better performance. Then a simple algorithm for initial rotor position with 15 electrical degree precision is proposed. Finally the practical results are presented to verify the effectiveness of the proposed method.

Key Words Vector control, Permanent magnet, Synchronous motor, Adaptive fuzzy sliding – mode control.

* نسخه اولیه مقاله در تاریخ ۸۰/۹/۵ و نسخه نهایی آن در تاریخ ۸۱/۴/۲۹ به دفتر نشریه رسیده است.

(۱) استادیار، دانشگاه تهران، دانشکده فنی، گروه مهندسی برق و کامپیوتر

(۲) دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشگاه تهران، دانشکده فنی، گروه مهندسی برق و کامپیوتر

مقدمه

استفاده از محرکه الکتریکی موتور سنکرون مغناطیس دائم در کاربردهای با عملکرد دقیق مانند رباتها و ماشین ابزار متداول می باشد. این ماشین ها دارای مزایایی همچون ساختار فشرده، چگالی شار فاصله هوایی زیاد، چگالی توان بالا، نسبت گشتاور به ممان اینرسی زیاد و قابلیت تولید گشتاور بالا می باشند، علاوه بر این در مقایسه با موتور القایی، موتور سنکرون مغناطیس دائم دارای برتری هایی مانند راندمان بالاتر به علت عدم وجود تلفات روتور، جریان بی باری کمتر در زیر سرعت نامی و حساسیت کمتر مدار مجزا کننده نسبت به تغییر پارامترهای موتور، می باشند. برای حصول عملکرد چهار ربعی و با عملکرد مناسب از روش کنترل برداری غیر مستقیم استفاده می شود [1,2,3].

از طرف دیگر مطالعات فراوانی در زمینه بررسی پایداری و مقاومت کنترل کننده های فازی انجام شده است. گزارش های زیادی حاکی از این است که کنترل کننده های فازی نسبت به کنترل کننده های کلاسیک PID و یا فیدبک حالت، دارای قانون کنترل ساده تری هستند، نیاز به مدلسازی دقیق سیستم ندارند و دارای مقاومت خوبی نسبت به اغتشاشات می باشند. بر اساس منطق کنترل فازی، کنترل کننده یک استراتژی کنترل ذهنی و زبانی را به یک استراتژی کنترل اتوماتیک تبدیل می کند و تمام قواعد کنترل کننده بر اساس تجربیات شخص خبیره ساخته می شوند. بر خلاف موفقیت های عملی در بسیاری از زمینه ها، به نظر می رسد که کنترل فازی از لحاظ نحوه تحلیل و مقاوم بودن ناقص می باشد و این خود باعث انتقادهای زیادی از جانب کسانی می شود که در کنترل معمول کلاسیک و یا فضای حالت کار می کنند. در سالهای اخیر برای رفع این اشکالات تلاشهای زیادی در زمینه بررسی مقاومت و پایداری

کنترل کننده های فازی انجام شده است و اخیراً انواع زیادی از کنترل کننده های فازی لغزشی پیشنهاد شده اند که ارتباط بین کنترل فازی و کنترل لغزشی را نشان می دهند [4]. در [5,6] یک دسته خاص از کنترل کننده های فازی پیشنهاد شده اند که با توجه به صفحه فاز بدست می آیند و شبیه یک کنترل کننده لغزشی با یک لایه مرزی می باشند. در [7] قواعد فازی را بر اساس شرط برخورد کنترل لغزشی بدست آورده اند. در این کنترل کننده های لغزشی فازی، تعداد قواعد فازی کاهش می یابد و پایداری هم قابل بررسی می باشد اما مسئله تعیین قواعد فازی مناسب هنوز حل نشده باقی می ماند. در [8] یک کنترل کننده لغزشی فازی از نوع خودگردان (Self-Organizing) برای تأمین اهداف زیر پیشنهاد شده است:

- ۱- حذف پدیده Chattering بدون از دست دادن حالت لغزش.
 - ۲- عدم نیاز به تخمین کران بالای نامعینی ها.
 - ۳- ساختن قواعد فازی کنترل کننده فازی بطور اتوماتیک
 - ۴- بررسی پایداری سیستم حلقه بسته به کمک تئوری پایداری لیپانوف.
- در همین زمان آقای Wang [9] ساختار کنترل کننده های فازی تطبیقی را پیشنهاد داد و از این طریق به بررسی پایداری و تعیین توابع عضویت کنترل کننده های فازی پرداخت. سرانجام در سال ۱۹۹۸ کنترل کننده هایی تحت عنوان کنترل کننده های لغزشی فازی تطبیقی پیشنهاد شدند که ویژگی های مطلوب کنترل لغزشی، کنترل فازی و کنترل تطبیقی را با هم ترکیب می کنند [10,4]. در واقع رسیدن به کنترل کننده های لغزشی فازی نتیجه تلاش برای رفع نقایص کنترل کننده های فازی مانند تعداد زیاد قواعد فازی، بررسی پایداری و مقاومت آنها بوده است [11].

با نزدیک شدن بردار ولتاژ به قطب N مدار مغناطیسی ماشین اشباع شده و جریان بیشتری وارد فازهای ماشین می‌شود. با توجه به اینکه سرعت گردش بردارهای ولتاژ به اندازه کافی زیاد است، روتور حرکت و یا لرزش نخواهد داشت. این روش برای ماشین سنکرون قطب برجسته هم مناسب است و پاسخ واضحتری خواهد داشت. در ادامه با شرح سخت‌افزار و نرم‌افزار سیستم محرکه الکتریکی، نتایج عملی برای کنترل موقعیت محرکه الکتریکی موتور سنکرون مغناطیس دائم ارائه می‌گردد.

مدلسازی محرکه الکتریکی موتور سنکرون مغناطیس دائم

معادلات ماشین سنکرون مغناطیس دائم در مرجع مختصات دوار روتور به صورت زیر می‌باشد [3]:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + L_d s & -p\omega L_q \\ p\omega L_d & R_a + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_m \omega \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = K_t i_q + p(L_d - L_q) i_d i_q \quad (2)$$

$$T_e = T_L + B\omega + J s \omega \quad (3)$$

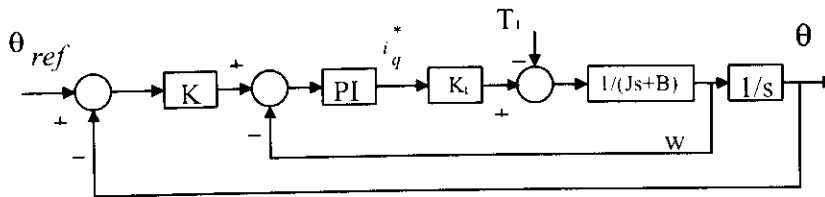
در معادلات فوق L_d و L_q اندوکتانسهای محور q و d استاتور، R_a مقاومت استاتور، K_t ثابت گشتاور، ω سرعت زاویه‌ای روتور و θ موقعیت آن است. همین‌طور p تعداد زوج قطبها، s عملگر تبدیل لاپلاس، T_L گشتاور بار، J ممان اینرسی بار مکانیکی و روتور و B ضریب گشتاور ویسکوزیته است. در اینجا با فرض قطب صاف بودن روتور ماشین ($L_d = L_q$) و نیز استفاده از روش کنترل برداری $i_d = 0$ ، معادلات مکانیکی ماشین به صورت خلاصه شده زیر در می‌آیند:

در این مقاله یک کنترل‌کننده لغزشی فازی شبیه [10] و [4] انتخاب می‌شود که بجای توابع عضویت خروجی، قواعد فازی آن به صورت زمان حقیقی توسط یک پارامتر تطبیق داده می‌شوند. مزیت این روش، عملکرد بهتر به علت تطبیق قواعد فازی و کم شدن حجم محاسبات است [12].

برای پیاده سازی روش‌های کنترل دقیق در محرکه‌های موتور سنکرون مغناطیس دائم، به اطلاع دقیق از موقعیت روتور لازم است چرا که در ماشین‌های سنکرون برخلاف ماشین‌های القایی زاویه شار توسط موقعیت روتور تعیین می‌گردد. بنابراین، بدون دانستن دقیق موقعیت روتور، راه‌اندازی با گشتاور حداکثر ممکن نیست. این مسئله علاوه هنگامی که از بر روش‌های کنترل بدون حسگر استفاده می‌شود، موقعی که از حسگرهای موقعیت مانند شفت انکودر از نوع افزایشی (Incremental) و یا تاکوژنراتور نیز استفاده می‌شود، موقعیت نمایان می‌شود. سیگنال موقعیت را می‌توان توسط حسگرهای Resolver و یا شفت انکودر از نوع Absolute، بدست آورد، اما حسگرهای شفت انکودر از نوع افزایشی بطور گسترده‌ای در صنعت مورد استفاده قرار می‌گیرند چرا که هم نسبتاً ارزان هستند و هم دقیق هستند [13].

روش‌های زیادی برای تعیین موقعیت روتور ارائه شده‌اند. بعضی از این روش‌ها مانند الگوریتم کالمن فیلتر توسعه یافته و رؤیتگرهای حالت برای پیاده سازی در سیستم محرکه الکتریکی حلقه بسته دارای پیچیدگی و مشکلات زیادی هستند [14,15].

در این مقاله برای تعیین موقعیت اولیه روتور از اثر غیر خطی اشباع در مدار مغناطیسی ماشین استفاده شده است، بدین صورت که با اعمال بردارهای ولتاژ مختلف به صورت پالس و مشاهده اختلاف جریان‌های متناظر می‌توان موقعیت قطب N را تشخیص داد، زیرا



شکل ۱. بلوک دیاگرام مدل ساده شده سیستم محرکه الکتریکی کنترل موقعیت

اینورتر به سیم پیچ‌های استاتور چنان اعمال می‌شود که جریان سیم پیچ‌های استاتور در حدود مقدار نامی باشد. با نزدیک شدن بردار ولتاژ به قطب N روتور شکل (۲) استاتور به اشباع می‌رود و در نتیجه جریان فازها بیشتر خواهد بود. با توجه به اینکه بردارهای (۷،۱)، (۸،۲) و... عکس هم هستند، بردار جریان ناشی از این جفت بردارها در خلاف جهت هم خواهد بود و در حوالی قطب N روتور، اختلاف اندازه جریان ناشی از این جفت بردارها بیشتر از بقیه نقاط خواهد بود و در نتیجه می‌توان موقعیت تقریبی قطب N را با دقت ۱۵ درجه الکتریکی بدست آورد.

برای اعمال بردارهای ۲، ۴، ۶، ۸، ۱۰ و ۱۲ از دو بردار اطراف آنها استفاده می‌شود؛ بدین صورت که دو بردار مجاور آنها به طور متناوب توسط اینورتر اعمال می‌شوند. بعد از اندازه‌گیری جریان‌های سه فاز، با انجام تبدیلی ۳/۲ می‌توان اندازه بردار جریان را در هر وضعیت بدست آورد.

طراحی کنترل کننده لغزشی

در این قسمت کنترل کننده لغزشی طراحی شده در [4] مرور می‌شود. کنترل کننده موقعیت لغزشی با توجه به مدل نشان داده شده در شکل (۴) طراحی می‌گردد. متغیرهای حالت مطابق زیر تعریف می‌شوند:

$$x_1 = \theta_r^* - \theta_r(t) \quad (1)$$

$$T_e = K_t i_q \quad (4)$$

$$T_e = T_L + Bw + Jsw \quad (5)$$

با فرض وجود حلقه داخلی کنترل جریان و سریع بودن دینامیک آن بلوک دیاگرام مدل ساده شده سیستم کنترل موقعیت در شکل (۱) رسم شده است. پارامترهای مدل ماشینی استفاده شده مطابق زیر می‌باشند:

$$R_a = 16\Omega, \quad \text{فاز ۳, ۶ قطب (P=۳)}$$

$$J = 67 \times 10^{-4} \text{ kgm}^2, \quad K_t = 47 \text{ Nm/A}$$

$$P = 500\text{w}, \quad B = 2 \times 10^{-4}, \quad V_n = 600 \text{ v}$$

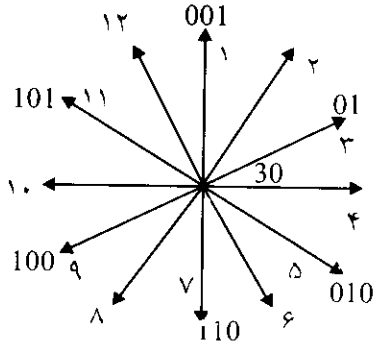
$$L_d = L_q = 6\text{mH}, \quad n = 6000 \text{ rpm}$$

V_n ولتاژ لینک dc اینورتر می‌باشد. اینورتر مورد استفاده از نوع VSI با تغذیه جریان می‌باشد. حلقه داخلی کنترل جریان دارای کنترل کننده‌های PI بوده و کنترل کننده موقعیت از نوع تناسبی و کنترل کننده سرعت از نوع PI است.

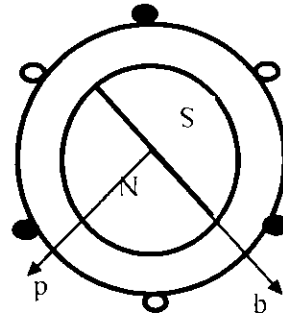
تعیین موقعیت اولیه روتور

در این قسمت یک روش ساده برای تخمین موقعیت روتور پیشنهاد می‌شود که اصول کار آن بر اساس اثر اشباع استاتور می‌باشد. روند کار به شرح زیر است:

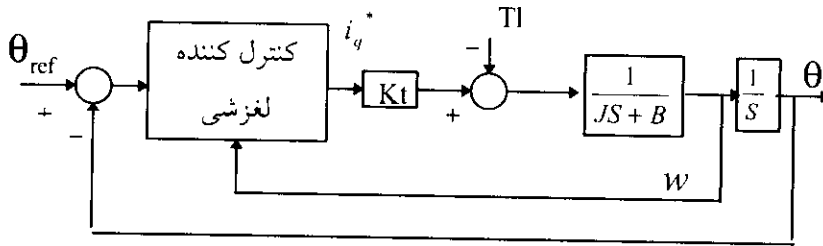
دوازده بردار ولتاژ مطابق شکل (۳) در نظر گرفته می‌شوند. هر بردار ولتاژ به صورت یک پالس توسط



شکل ۳ بردارهای ولتاژ اعمال شده به استاتور توسط اینورتر



شکل ۲ مدل موتور سنکرون مغناطیس دائم



شکل ۴ بلوک دیاگرام مدل ساده شده سیستم محرکه الکتریکی با کنترل کننده موقعیت لغزشی

معادلات فوق را می توان به صورت زیر خلاصه کرد:
 $\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) + DT_L$ (۹)

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -B/J \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ K_t/J \end{bmatrix},$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix}, \quad U(t) = i_q^*(t)$$

$$x_2(t) = w_r(t) \quad (۷)$$

آنگاه سیستم سروموتور سنکرون مغناطیس دائم به صورت فضای حالت زیر نمایش داده می شود.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1(t) \\ \dot{X}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_t/J \end{bmatrix} i_q^*(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \end{bmatrix} T_L \quad (۸)$$

در [4] اثبات می شود که با انتخاب $f \geq |E(t)|$ شرط لغزش ($SS \leq 0$) ارضاء خواهد شد.

طراحی کنترل کننده موقعیت لغزشی فازی تطبیقی

حال با توجه به کنترل کننده لغزشی قسمت قبل، برای تخمین بهینه f (دامنه تابع علامت)، از یک کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی استفاده می شود. با استفاده از تئوری لیاپانوف یک مکانیزم تطبیق برای پارامتر ρ به گونه ای طراحی می شود که شرط لغزش ($SS < 0$) با تخمین صحیح $f \geq |E|$ برقرار گردد. حال قواعد فازی کنترل کننده لغزشی فازی به صورت زیر ساخته می شود.

(i, j) امین قاعده: اگر A_i, S باشد و B_j, S باشد، آنگاه u_k, u_s است.

$$i \in I = \{-n, -n+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, n-1, n\}$$

$$j \in J = \{-m, -m+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, m-1, m\}$$

$$k \in K = \{-1, -1+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, 1-1, 1\}$$

توابع عضویت دو متغیر ورودی و یک متغیر خروجی در شکل های (5) و (6) رسم شده اند. توابع عضویت متغیرهای ورودی و متغیر خروجی دارای پهنا و فاصله یکسان به ترتیب در دامنه های کار $[-a_n, a_n]$ ، $[-b_m, b_m]$ و $[-U, U]$ هستند. متغیر خروجی فازی مناسب با توجه به رابطه زیر انتخاب می شود:

$$k = \{-\rho i - (1-\rho)j\}, \quad \rho \in [0, 1] \quad (15)$$

که x عملگر تعیین کوچکترین عدد صحیح نزدیک به x می باشد و ρ یک پارامتر تطبیق می باشد. با توجه به رابطه (15)، رابطه زیر بسادگی به دست می آید:

$$-1 < \rho i + (1-\rho)j < 1 \quad (16)$$

با در نظر گرفتن حالت مرزی $i = n$ و $j = m$ شرط

$$\rho \leq \frac{1-m}{n-m} \quad (17)$$

اگر برای A, B و D نامعینی هایی به صورت $\Delta B, \Delta A$ و ΔD در نظر گرفته شود، آنگاه:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= (A + \Delta A)X(t) \\ &+ (B + \Delta B)U(t) + (D + \Delta D)T_L \end{aligned} \quad (10)$$

که معادله فوق را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= AX(t) + B(U(t) + E(t)) \\ E(t) &= B^+ \Delta A X(t) + B^+ \Delta B U(t) \\ &+ B^+ (D + \Delta D) T_L \\ B^+ &= (B^T B)^{-1} B^T \end{aligned} \quad (11)$$

طراحی سطح لغزش

در اینجا سطح لغزش به صورت زیر تعریف می شود:

$$S(t) = C[X(t) - \int_0^t (A + BK)X(\tau) d\tau] = 0 \quad (12)$$

که C یک ماتریس ثابت و مثبت می باشد و K ماتریس بهره فیدبک حالت می باشد.

در حالت لغزشی رابطه (12) برقرار است و دینامیک معادل سیستم به صورت زیر در می آید:

$$\dot{X}(t) = (A + BK)X(t) \quad (13)$$

این بدین معناست که با انتخاب مناسب K متغیرهای حالت روی سطح لغزش به صورت نمایی به سمت مبدا فضای حالت میل می کنند و پس پدیده فرآجهش رخ نمی دهد.

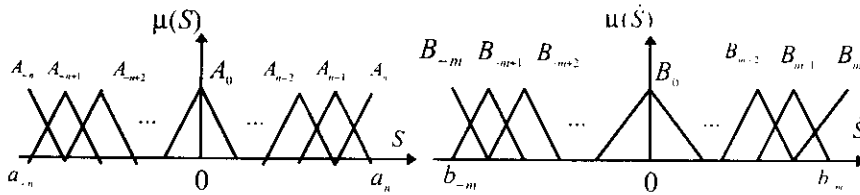
طراحی کنترل کننده موقعیت لغزشی

با توجه به سطح لغزش انتخاب شده، سیگنال کنترل به صورت زیر تعریف می گردد.

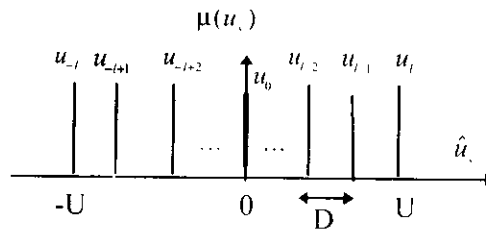
$$U(t) = KX(t) - f \cdot \text{sgn}(S(t)) \quad (14)$$

که $\text{sgn}(\cdot)$ تابع علامت می باشد و به صورت زیر تعریف می گردد:

$$\text{sgn}(S(t)) = \begin{cases} +1 & \text{if } S(t) > 0 \\ -1 & \text{if } S(t) < 0 \end{cases}$$



شکل ۵ توابع عضویت متغیرهای ورودی کنترل کننده فازی



شکل ۶ توابع عضویت متغیر خروجی کنترل کننده فازی

$$w_2 = \min(\mu_{A_i}(S), \mu_{B_{j+1}}(\dot{S}))$$

$$w_3 = \min(\mu_{A_{i+1}}(S), \mu_{B_j}(\dot{S}))$$

$$w_4 = \min(\mu_{A_{i+1}}(S), \mu_{B_{j+1}}(\dot{S}))$$

اکنون یک مکانیزم تطبیق برای ρ طراحی می‌شود: هدف از تطبیق پارامتر ρ ، تعیین u_s^* بهینه است، بدین صورت که با تغییرات ρ قواعد کنترل فازی تغییر می‌کنند بطوری که سیگنال کنترل مناسب با شرایط، تولید گردد.

فرض کنید مقدار بهینه ρ^* وجود دارد که u_s^* بهینه را تولید می‌کند آنچنان که خطای تقریبی $\varepsilon = u_s^* - u_s$ (حدافل گردد، آنگاه از روابط (۲۱)

رابطه زیر بدست می‌آید.

$$u_s^* - u_s = \frac{1}{W}(\rho - \rho^*)\xi \quad (22)$$

که در آن

$$\xi = [w_1(-i+j) + w_2(-i+j+1) + w_3(-i+j+1) + w_4(-i+j)].L$$

تابع لیپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2}(S^2 + \frac{1}{\alpha}\Phi^2) \quad (23)$$

که در آن α یک ثابت مثبت است و $\Phi = \rho - \rho^*$

با انتخاب $l = n > m$ شرط فوق به صورت

$\rho \in [0,1]$ درمی‌آید.

هر تابع متغیر خروجی به صورت زیر تعریف

می‌گردد.

$$u_k = k_l \cdot D \quad (18)$$

که $D = U/l$ و k_l به صورت زیر داده می‌شود:

$$k_l = -\rho i - (1-\rho)j \quad (19)$$

بدون از دست دادن کلیت مسئله حالت $b_j \leq S \leq b_{j+1}$ و $a_i \leq S \leq b_{j+1}$ را در نظر بگیرید، آنگاه چهار قاعده فعال می‌گردند:

$$(i, j); (i, j+1); (i+1, j); (i+1, j+1) \quad (20)$$

بنابراین می‌توان u_s را از روش غیر فازی کردن بدست آورد:

$$\hat{u}_s = \frac{Z}{W} \quad (21)$$

$$Z = [w_1(\rho(-i+j) - j) + w_2(\rho(-i+j+1) - j - 1) + w_3(\rho(-i+j-1) - j) + w_4(\rho(-i+j) - (j+1))] \cdot D$$

$$W = w_1 + w_2 + w_3 + w_4$$

$$w_1 = \min(\mu_{A_i}(S), \mu_{B_j}(\dot{S}))$$

و برای خواندن جریان‌های فاز استفاده شده‌اند. کنترل کننده موقعیت از نوع تناسبی و کنترل کننده سرعت از نوع PI انتخاب شده‌اند. سیستم محرکه الکتریکی شامل حلقه داخلی کنترل جریان در مختصات $d-q$ روتور می‌باشد و مؤلفه‌های V_d و V_q توسط PI های حلقه کنترل جریان و بعد از مجزا سازی بدست می‌آیند. مؤلفه‌های مجزا کننده با توجه به معادلات (۱) به صورت زیر می‌باشند.

$$V_{dq} = pW L_d i_d + w \Psi_m \quad (25)$$

$$V_{dd} = -pW L_q i_q \quad (26)$$

$\Psi_m = \frac{2}{3p} k_t$ است. با انجام عکس تبدیل پارک مؤلفه‌های v_a, v_b, v_c ایجاد می‌شوند که به D/A کارت واسطه ارسال می‌گردند. این سیگنال‌های ولتاژ به واحد مدولاسیون پهنای پالس سینوسی وارد می‌شوند شکل (۷). تولید پالس‌های PWM با فرکانس ثابت ۲۰ کیلوهرتز انجام می‌شود و بدین ترتیب پالس‌های مناسب برای کلیدهای اینورتر ساخته می‌شوند. برای انجام محاسبات از یک رایانه استفاده شده است. کلیدهای اینورتر از نوع mosfet می‌باشند و قادر به کلیدزنی از فرکانس ۲۰ کیلوهرتز می‌باشند. بلوک دیاگرام سیستم محرکه الکتریکی در شکل (۷) و بلوک دیاگرام قسمت کنترل محرکه الکتریکی که در کامپیوتر اجرا می‌شود، در شکل (۸) رسم گردیده‌اند. فرکانس نمونه برداری از سیگنال‌های جریان و موقعیت و اجرای الگوریتم کنترل ۲ کیلوهرتز انتخاب شده است.

برای تعیین موقعیت اولیه قطب N روتور از بردارهای ولتاژ مطابق شکل (۳)، بنحوی که اندازه بردار جریان حدود مقدار نامی $1/6$ آمپر باشد، استفاده شده است. دامنه پالس‌های ولتاژ ۸۰ ولت و پهنای آنها ۲ میلی ثانیه است. برای تولید بردارهای ۲، ۴، ۶، ۸، ۱۰ و ۱۲ از دو بردار همجوار آنها استفاده شده است، به طوری که هر کدام از بردارهای مذکور به مدت $0/2$

ρ^* مقدار بهینه ρ و S مقدار سطح لغزش رابطه (۱۲) است و قانون کنترل هم مطابق رابطه (۱۴) می‌باشد. آنگاه با توجه به قانون دوم لیاپوف خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S\dot{S} + \frac{1}{\alpha} \Phi \dot{\rho} = S(C[X - (A + BK)X]) + \frac{1}{\alpha} \Phi \dot{\rho} \\ &= S(C[X + B(U + E) - (A + BK)X]) + \frac{1}{\alpha} \Phi \dot{\rho} \\ &= S(C[B(KX - f \operatorname{sgn}(S)) + E] - BKX) + \frac{1}{\alpha} \Phi \dot{\rho} \\ &= S(-CB f \operatorname{sgn}(S) + CBE) + \frac{1}{\alpha} \Phi \dot{\rho} \\ &= -CBf|S| + CBSE + \frac{1}{\alpha} \Phi \dot{\rho} \leq -CBf|S| \\ &\quad + CB|S||E| + \frac{1}{\alpha} \Phi \dot{\rho} \\ &= -CB|S|(f - |E|) + \frac{1}{\alpha} \Phi \dot{\rho} \\ &= -CB|S|(\hat{f} - |E| + f - \hat{f}) + \frac{1}{\alpha} \Phi \dot{\rho} \\ &= -CB|S|(f^* + \varepsilon - |E|) - CB|S|(f - \hat{f}) + \frac{1}{\alpha} \Phi \dot{\rho} \\ &= -CB|S|(f^* + \varepsilon - |E|) + \frac{1}{\alpha} \Phi (\rho - \alpha CB|S| \frac{\xi}{W}) \end{aligned}$$

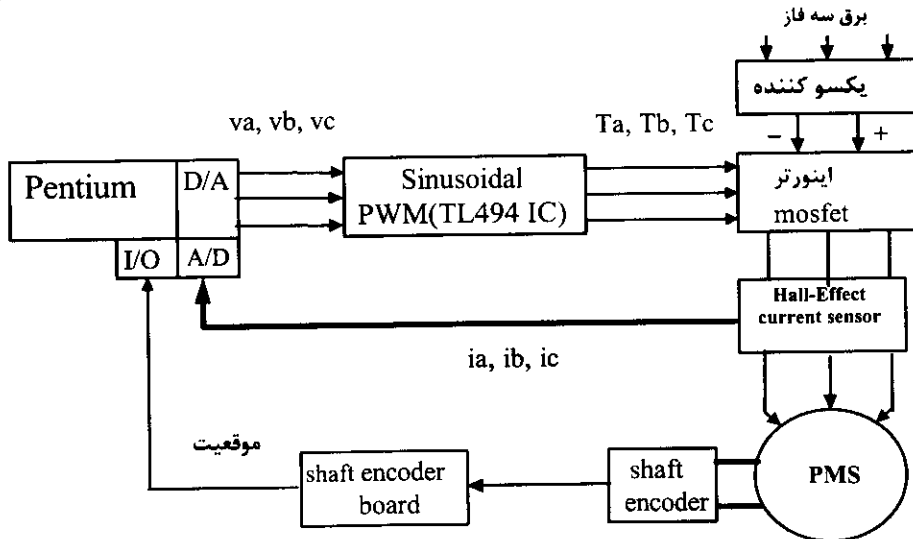
پس با انتخاب

$$\rho = \alpha CB|S| \frac{\xi}{W} \quad (24)$$

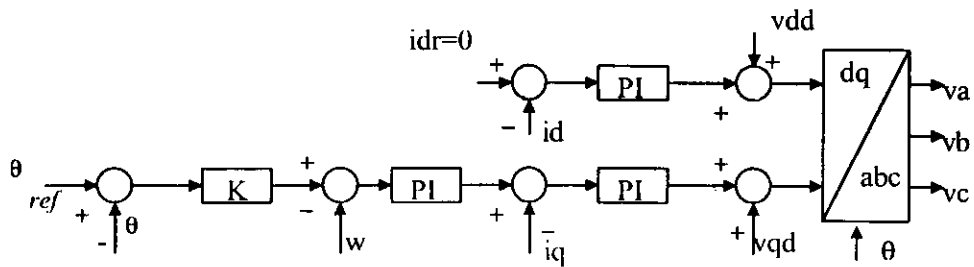
شرط $V < 0$ برقرار شده و f بهینه به صورت زمان حقیقی بدست می‌آید. در مکانیزم تطبیق فوق تنها یک پارامتر تطبیق شونده وجود داد و از آنجا که قواعد فازی متغیر هستند، عملکرد آن سریعتر و مؤثرتر خواهد بود.

پیاده سازی و نتایج عملی

قسمت کنترل سیستم محرکه الکتریکی مطابق شکل (۷) می‌باشد. جریان از A/D و موقعیت از I/O کارت واسطه خوانده می‌شوند. با در دست داشتن تعداد پالس‌های شفت انکودر در واحد زمان، سرعت و موقعیت بدست می‌آیند. سنسورهای جریان از نوع Hall-Effect هستند



شکل ۷ بلوک دیاگرام سیستم محرکه الکتریکی



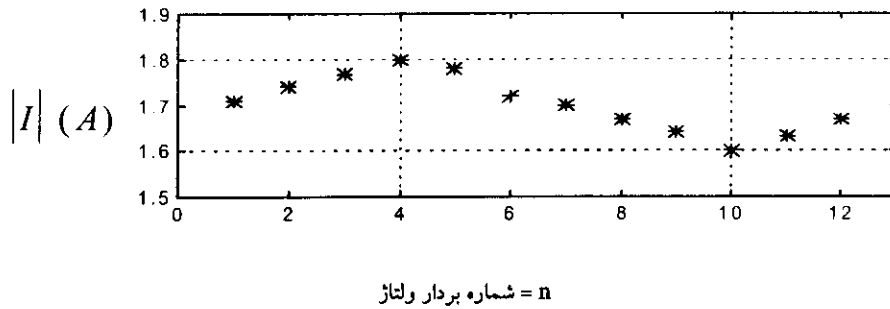
شکل ۸ بلوک دیاگرام قسمت کنترل محرکه الکتریکی

این حالت خاص حوالی بردار چهارم $F 15$ درجه الکتریکی، $0/2$ آمپر می باشد و قطب N در این حالت خاص حوالی بردار چهارم، با دقت $F 15$ درجه الکتریکی می باشد.

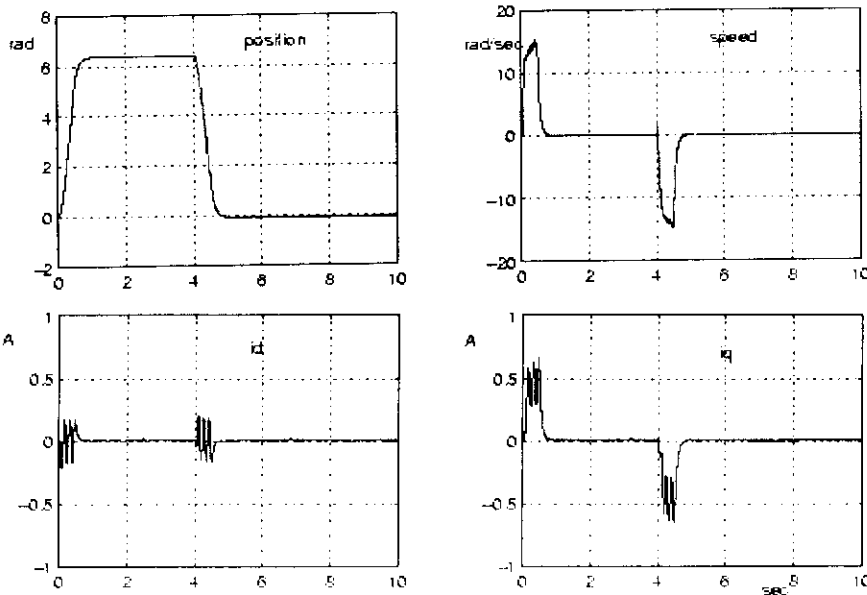
شکل (۱۰) پاسخ سیستم ورودی مرجع موقعیت پالس مربعی را نشان می دهد. همانطور که مشاهده می شود مؤلفه i_d تقریباً ثابت و نزدیک صفر می باشد و مؤلفه i_q کنترل گشتاور را بعهده دارد و این دو تقریباً مستقل از هم عمل می کنند. همچنین به علت

میلی ثانیه و به صورت متوالی اعمال می شوند، تا بردار وسط آنها که بردار مطلوب می باشد، تولید گردد.

در شکل (۹) مقادیر جریان های متناظر با بردارهای ولتاژ شکل (۳) و برای 360 درجه الکتریکی رسم گردیده اند. بعد از خواندن جریان های سه فاز توسط حسگرهای جریان و انجام تبدیل ۳ به ۲، اندازه بردار جریان بدست می آید. همانطور که از شکل (۹) مشاهده می شود اختلاف بین حداکثر و حداقل اندازه جریان در فاصله 360 درجه الکتریکی، $0/2$ آمپر می باشد و قطب N در



شکل ۹ اندازه بردار جریان متناظر با هر بردار ولتاژ



(کنترل کننده PI)

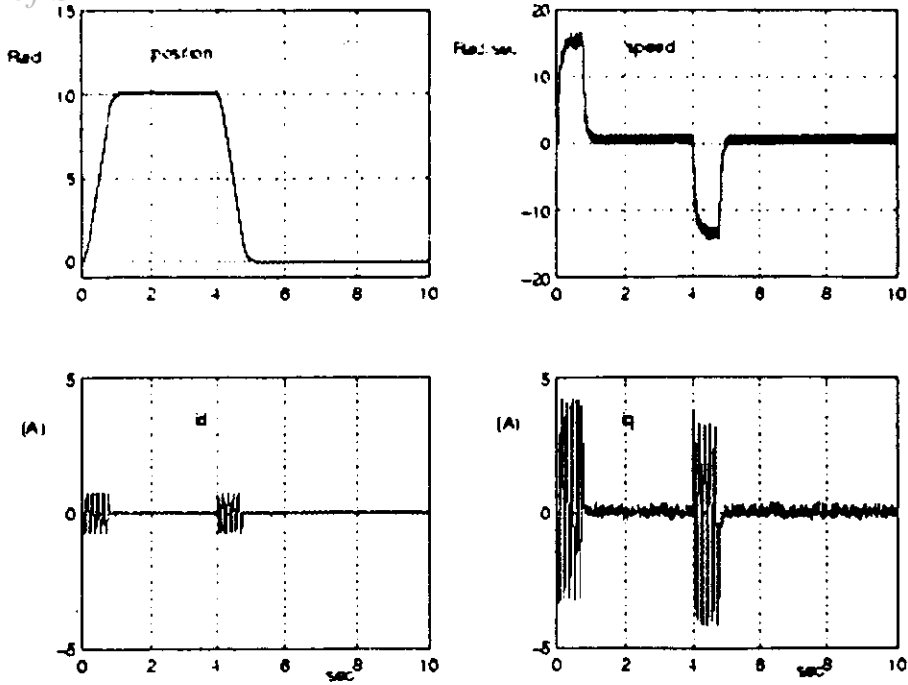
شکل ۱۰ پاسخ سیستم محرکه الکتریکی به ورودی مرجع موقعیت پالس مربعی با کنترل کننده تناسبی - انتگرالی

پاسخ‌های موقعیت و سرعت نوسانات قابل ملاحظه‌ای ندارند. در شکل (۱۳) پاسخ کنترل کننده موقعیت لغزشی فازی تطبیقی رسم گردیده است. همانطور که دیده می‌شود دامنه سیگنال کنترل i_q تا حد زیادی نسبت به کنترل کننده لغزشی و لغزشی فازی کاهش یافته است. پاسخ‌های موقعیت و سرعت هم دارای ریبیل کمتری هستند. پاسخ موقعیت سیستم با گشتاور بار نامی 0.76 Nm در زمان $t = 40 \text{ sec}$ در شکل (۱۴) الف، ب، پ رسم گردیده است. همانطور که مشاهده می‌شود اثر گشتاور بار با کنترل کننده موقعیت لغزشی و لغزشی

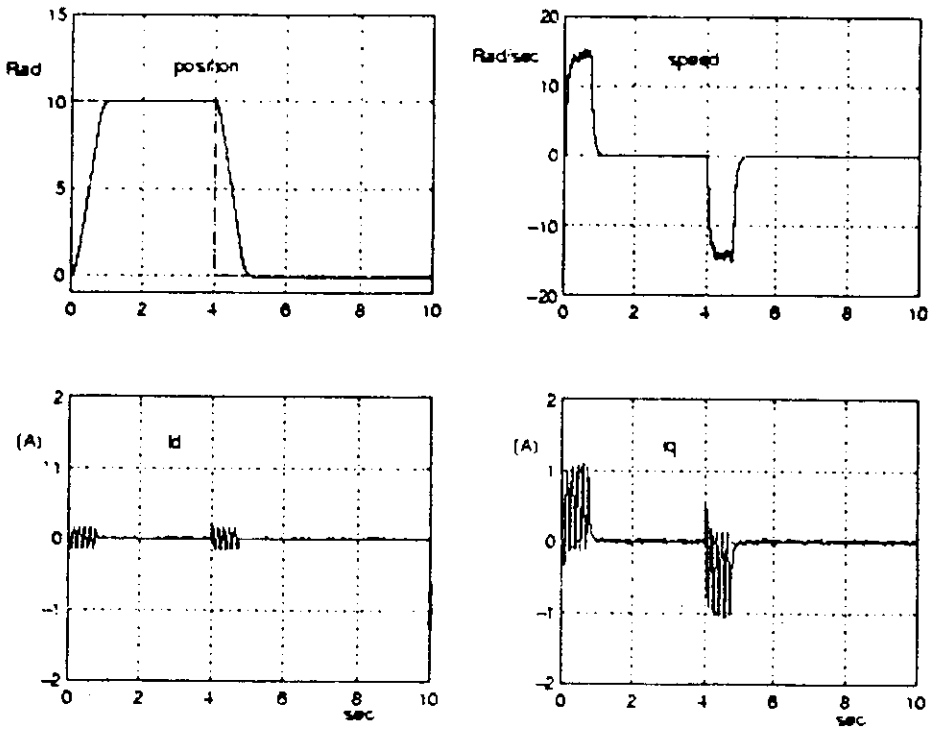
فرکانس بالای PWM ریبیل جریان و گشتاور ناشی از آن کم می‌باشد.

در شکل (۱۱) پاسخ کنترل کننده موقعیت لغزشی به مرجع نشان داده شده در شکل رسم گردیده است. همانطور که مشاهده می‌شود دامنه سیگنال i_q زیاد و دارای نوسانات زیادی است، که این امر در پاسخ‌های موقعیت و سرعت نیز اثر گذاشته و دارای ریبیل هستند.

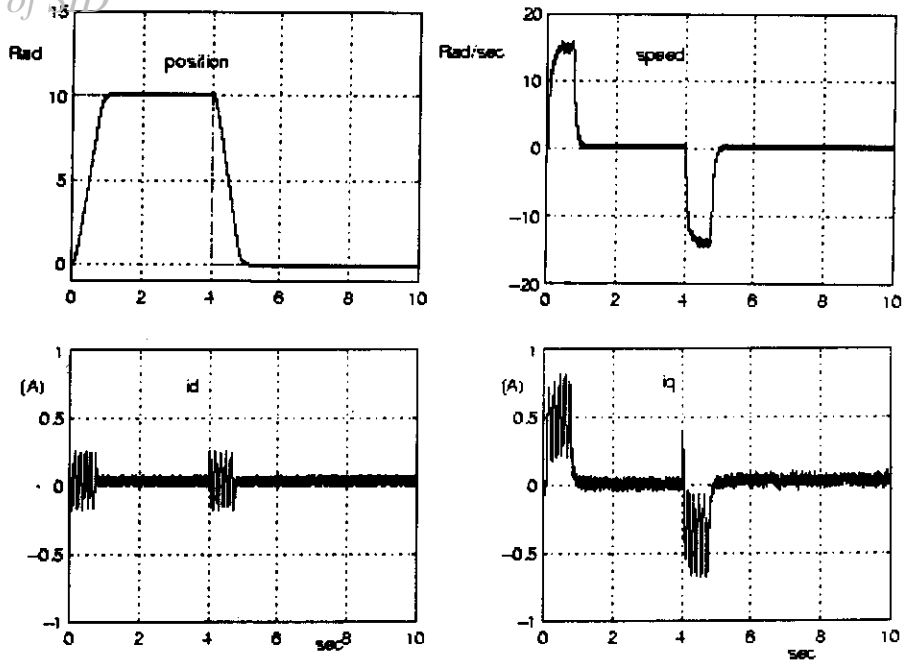
در شکل (۱۲) پاسخ کنترل کننده موقعیت لغزشی فازی رسم گردیده است. دامنه سیگنال کنترل i_q تا حد زیادی نسبت به کنترل کننده لغزشی کاهش یافته است.



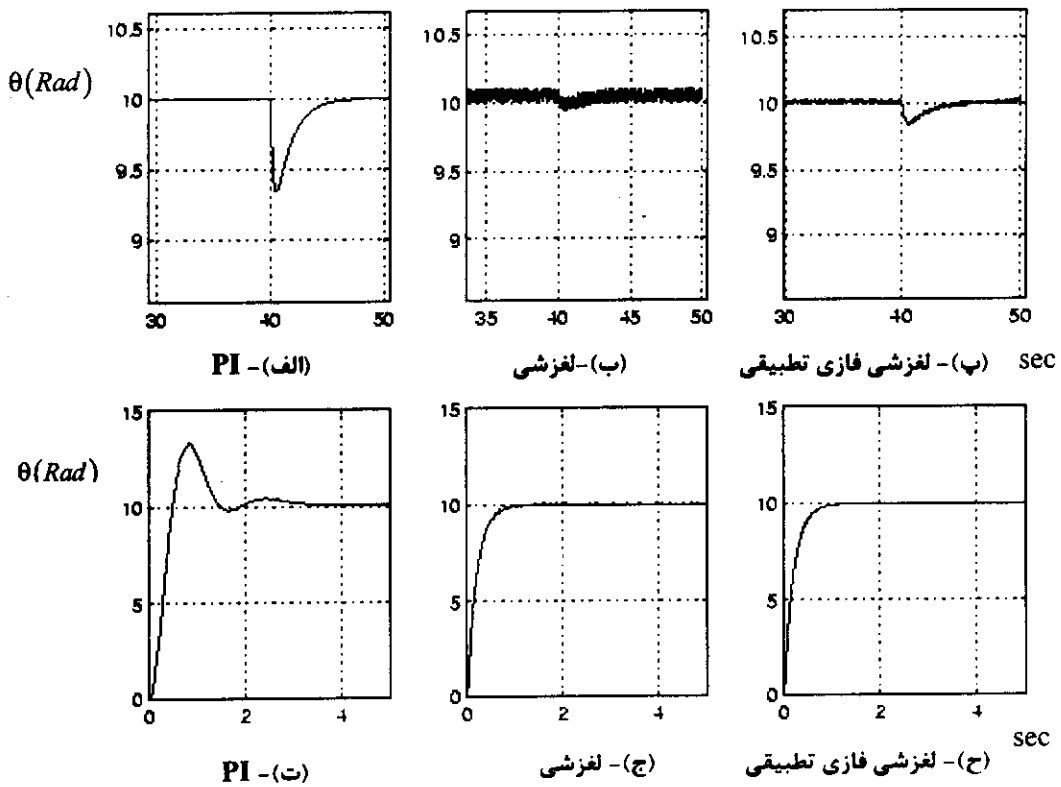
شکل ۱۱ پاسخ سیستم محرکه الکتریکی با کنترل کننده موقعیت لغزشی



شکل ۱۲ پاسخ سیستم محرکه الکتریکی با کنترل کننده موقعیت لغزشی فازی



شکل ۱۳ پاسخ سیستم محرکه الکتریکی با کنترل کننده موقعیت لغزشی فازی تطبیقی



شکل ۱۴ (الف - ب - پ) پاسخ سیستم محرکه الکتریکی به گشتاور بار نامی

شکل ۱۴ (ت - ج - ح) پاسخ سیستم محرکه الکتریکی با معان اینرسی ۲۰ برابر مقدار نامی

است. کنترل کننده پیشنهادی دارای یک پارامتر تطبیق شونده است و از آنجا که تطبیق قواعد فازی مؤثرتر از تطبیق سایر پارامترهای کنترل کننده فازی است، عملکرد کنترل کننده پیشنهادی هم بهتر از کارهای قبلی می باشد. همانطور که در جدول (۱) مقایسه شده است نتایج عملی، عملکرد مناسب کنترل کننده پیشنهادی لغزشی فازی تطبیقی را در برابر تغییر پارامترهای گشتاور بار و کاهش Chattering و هزینه سیگنال کنترل، نشان می دهد.

جدول ۱ مقایسه مشخصات کنترلی کنترل کننده های پیشنهادی

لغزشی فازی تطبیقی	لغزشی فازی	لغزشی	تناسبی - انتگرالی	
بله	بله	بله	بله	خطای ردیابی صفر
خوب	خوب	خوب	ضعیف	مقاومت نسبت به گشتاور بار و ممان اینرسی بار
متوسط	متوسط	زیاد	کم	هزینه سیگنال کنترل
کم	متوسط	زیاد	ندارد	Chattering

فازی تطبیقی تغییر کمتری در پاسخ موقعیت مشاهده می شود. در شکل (۱۴) ت، ج، ح پاسخ موقعیت سیستم به سه کنترل کننده موقعیت یاد شده و به ازای ممان اینرسی ۲۰ برابر مقدار نامی نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می شود پاسخ موقعیت با کنترل کننده موقعیت تناسبی - انتگرالی دارای فرجهش شده است و با کنترل کننده های موقعیت لغزشی و لغزشی فازی تطبیقی تغییر محسوسی در پاسخ موقعیت مشاهده نمی شود و پاسخ نسبت به تغییرات مقاومت است.

نتیجه گیری

با توجه به اینکه در روش کنترل برداری محرکه الکتریکی موتور سنکرون مغناطیس دائم نیاز به دانستن موقعیت اولیه شار روتور می باشد، انتخاب روشی مناسب برای این منظور مهم می باشد. در این مقاله با استفاده از حسگر موقعیت شفت انکودر نوع افزایشی و با انتخاب یک الگوریتم ساده برای تعیین موقعیت اولیه، سیگنال های سرعت و موقعیت مناسب برای قسمت کنترل بدست آمده اند. در این مقاله یک کنترل لغزشی فازی با تطبیق قواعد فازی برای کنترل موقعیت محرکه الکتریکی موتور سنکرون مغناطیس دائم پیشنهاد شده

مراجع

1. Bose, B. K., "Technology Trends in micro computer control of Electrical Machines", *IEEE Elect.*, Vol. 35, No. 1,160-170, (1988).
2. Bose, B.K., "Power Electronics and Variable Frequency Drives" *IEE Press.*, (1997).
3. Vas, P., "Vector Control of AC Machines" Oxford university Press, (1994)
4. Lin, F. J and Chiu, S. L., " Adaptive Fuzzy sliding – Mode Control for PM synchronous servo drive " *IEE Proc, Control Theory Appl.*, Vol. 145, No.1,63-72, (1998)
5. Kim, S. W. and Lee, J. J., "Design of a fuzzy controller with fuzzy sliding surface" *fuzzy sets and system 71*, 359-368, (1995)
6. Palm, R., "Robust control by fuzzy sliding mode control" *Automatica*, Vol. 30, PP.(1429-1437).
7. Lin, F. J., Fung, R. F. and Wang, Y.C, "Sliding – mode and Fuzzy Control of toggle mechanism using PM Synchronous Servo motor drive", *IEEE Proc-Control Theory Appl.*, Vol. 144, No.5,393-400, (1997).
8. Lu, Y. S. and Chen, J. S., "A Self-Organizing Fuzzy Sliding – mode Controller design for a class of nonlinear servo system" *IEEE Trans. Indust. Elec.*, Vol. 1, PP.492-502, (1994)
9. Wang, L. X., "Adaptive Fuzzy Systems and Control" Prentice – Hall Inc., Englewood Cliffs, N. J.
10. Chen, J. Y., "Rule Adaptation of fuzzy Sliding-Mode Controller Design" *Proc. IEEE Conf. on Fuzzy Systems*, 506-509, (1998)
11. Glower, J. and Munighan, J., " Designing Fuzzy Controllers from a Variable Structures Standpoint " *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, Vol.5, No.1, 138-144, (1997).
12. He, S. Z., Tan, S. Hang, C. C. and Wang P. Z., " Control of dynamical processes using an on-line rule adaptation fuzzy control system " *Fuzzy sets and system*, Vol. 54, 11-22, (1993)
13. Jung, D. H., and Ha, I. J., "An Efficient Method for Identifying the Initial position of a PMSM with an Incremental encoder ", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 45, No. 4,682-685, (1998)
14. Dhaouadi, R., Mohhan, N. and Norum, L., " Design and implementation of an extended kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor" *IEEE Trans. Power Elect.*, Vol. 6 No. 3, 491-497, (1991)
15. Kim, J. S., and Sul, S. K., "New stand-still position detection strategy for PMSM drive without rotational Transducers" in *Proc. APEC*, 363-369, (1994).
16. Shyu, K. K., and Shieh, H. J., "A New Switching Surface Sliding-mode Speed Control for Induction Motor Drive System " *IEEE Trans. Power electron.*, Vol. 11, No.4,660-666 (1996).