

تخمین گشتاور بار در موتورهای القایی با استفاده از کنترل حالت لغزشی

دینامیکی براساس رویکرد تطبیقی فازی

علی کرمی ملایی

استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه حکیم سبزواری، ایران

a_k_mollae@yahoo.com

چکیده: در این مقاله، تخمین گشتاور بار در موتورهای القایی دارای عدم قطعیت، بررسی شده است. این روش با استفاده از کنترل حالت لغزشی دینامیکی است. در کنترل حالت لغزشی دینامیکی، یک انتگرال‌گیر قبل از سیستم قرار داده می‌شود که باعث حذف چترینگ می‌شود. افزودن این انتگرال‌گیر به سیستم، موجب افزایش درجه سیستم می‌شود که برای اعمال کنترل حالت لغزشی به این سیستم افزوده (سیستم به همراه انتگرال‌گیر)، مدل و دینامیک سیستم باید شناسایی شود. در این مقاله، برای حل این مشکل، یک رویکرد تطبیقی فازی پیشنهاد شده است. مزیت روش پیشنهادی، این است که هم‌زمان با کنترل سیستم، هدف اصلی، یعنی تخمین گشتاور بار نیز انجام می‌شود که در کاربردهای عملی اهمیت بسیاری دارد. نتایج شبیه‌سازی گویای مزایای روش پیشنهادی خواهد بود.

واژه‌های کلیدی: تخمین گشتاور بار، کنترل حالت لغزشی، رویکرد تطبیقی فازی.

۱- مقدمه

الف- تخمین گشتاور بار سروموتورها کاربردهای فراوانی در صنعت و سیستم‌های مختلف کنترلی دارند، از قبیل: راه‌انداز چاپگرها، بازوی ربات‌ها، ربات‌های متحرک و ضبط صوت‌ها. در سال‌های اخیر روش‌های کنترل میدان^۱ در سروموتورهای القایی و در کاربردهای با عملکرد دقیق بسیار استفاده شده‌اند [۲،۱]. با کمک این روش‌های کنترلی، رفتار دینامیکی موتورهای القایی، مشابه یک موتور DC با تحریک مستقل خواهد بود. از طرف دیگر، در کاربردهای عملی، عملکرد موتورهای القایی تحت تأثیر نامعینی‌های مکانیکی (ساختاری و یا غیرساختاری) و یا گشتاور یک بار خارجی قرار می‌گیرد. در بیشتر موارد، رفتار گشتاور بار

ناشناخته و بسیار پیچیده است؛ زیرا بار از خارج به موتور تحمیل می‌شود [۳]. این عامل ناشناخته، طراحی یک کنترل‌کننده با عملکرد بالا را بسیار دشوار می‌کند [۴]. خصوصیت تغییرناپذیری کنترل حالت لغزشی^۲، عامل اصلی انتخاب ما برای کنترل موقعیت موتورهای القایی است. هدف ما استفاده از کنترل حالت لغزشی دینامیکی^۳ برای تخمین گشتاور بار^۴ و کنترل موتور القایی است. گفتنی است، استفاده از کنترل حالت لغزشی، تاکنون برای تخمین گشتاور بار استفاده نشده است و رویکردی جدید محسوب می‌شود. در همه روش‌های کنترل میدان^۵ و کنترل مستقیم گشتاور^۶، به هیچ عنوان گشتاور موتور تخمین زده نمی‌شود [۵] و فقط گشتاور موتور برای راه‌اندازی باری مشخص کنترل می‌شود [۵]. یعنی در این روش‌ها فرض بر این است که با بار، گشتاور تولیدی مشخص می‌شود و هدف این است که موتور، این گشتاور مشخص را تولید کند؛ ولی در روش ارائه شده در این مقاله، گشتاور بار نامشخص بوده است و ولتاژ ورودی موتور به‌طور خودکار به نحوی تغییر

^۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۲/۱۰/۲۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۱۰/۱۴

نام نویسنده مسئول: علی کرمی ملایی

نشانی نویسنده مسئول: ایران- دانشگاه حکیم سبزواری - دانشکده برق و کامپیوتر

می‌کند که موتور این گشتاور نامشخص را تولید کند.

در ورودی سیستم افزوده^{۱۳} ظاهر نشود (سیستم به همراه انتگرال‌گیر) [۶،۱۷]. اگرچه به دلیل وجود انتگرال‌گیر، مرتبه سیستم افزوده، یک واحد بیشتر از مرتبه سیستم اصلی است برای اعمال کنترل حالت لغزشی به سیستم افزوده و تعریف سطح لغزشی، دینامیک و مدل سیستم باید مشخص و معلوم باشد [۶،۱۷]. در نهایت در روش دینامیکی به مدل سیستم نیاز است؛ اما در روش مرتبه بالا به مشتق مدل سیستم که بیانگر برتری روش دینامیکی نسبت به روش مرتبه بالا است.

در این مقاله، کنترل حالت لغزشی دینامیکی برای تخمین گشتاور بار در موتور القایی و هم‌زمان، کنترل آن استفاده شده است. همچنین براساس مطالعات نویسنده، تاکنون کارهای معدودی برای تخمین گشتاور بار به خصوص با کنترل حالت لغزشی دینامیکی انجام شده است که مهم‌ترین آن‌ها [۳] است.

ت- رویکرد تطبیقی فازی

در این مقاله برای حل مشکل ذکر شده در کنترل حالت لغزشی دینامیکی و تخمین سطح لغزشی، از یک رویکرد تطبیقی فازی^{۱۴} استفاده شده است. با استفاده از رویکرد فازی پیشنهاد شده، قسمت نامشخص سطح لغزشی (دینامیک و مدل سیستم) شناسایی و تخمین زده شده است. همچنین براساس مطالعات نویسنده، تاکنون کنترل حالت لغزشی دینامیکی برای تخمین گشتاور بار استفاده نشده است.

ث- ساختار مقاله

ابتدا در بخش ۲، شرح مسئله و مقدمات مورد نیاز بیان می‌شود. در بخش ۳، برای حل مشکل کنترل حالت لغزشی دینامیکی، یک رویکرد تطبیقی فازی پیشنهاد شده است. در بخش ۴ با استفاده از سطح لغزشی تعریف شده، سیگنال ورودی به دست می‌آید. در نهایت در بخش ۵، شبیه‌سازی روش پیشنهادی ارائه شده است و در بخش ۶، نتیجه‌گیری شده است.

۲- شرح صورت مسئله

روش پیشنهاد شده برای تخمین گشتاور بار در شکل

ب- کنترل حالت لغزشی دینامیکی

یکی از مزایای مهم کنترل حالت لغزشی، تغییرناپذیری^{۱۵} است [۶،۷]. به دلیل وجود همین مزیت، کنترل حالت لغزشی ابزار قدرتمندی برای مقابله با نامعینی‌های ساختاری^{۱۶} یا بدون ساختار^{۱۷}، اغتشاش و نویز است که این عوامل، پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌های طراحی شده را با مشکل مواجه می‌کنند. گفتنی است، تغییرناپذیری، خاصیتی قوی‌تر از مقاوم‌بودن^{۱۸} است [۶،۷]. مقاوم‌بودن، یعنی رسیدن به نتیجه مطلوب در بدترین شرایط و تغییرناپذیری، یعنی به‌دست‌آمدن نتیجه مطلوب بدون اینکه سیستم تحت تأثیر نویز، اغتشاش و نامعینی قرار گیرد. سیستم مقاوم ممکن است با اثرپذیری از نویز، اغتشاش و نامعینی، عملکرد^{۱۹} مناسبی نداشته باشد؛ درحالی‌که تغییرناپذیری، یعنی مقاوم‌بودن به همراه عملکرد مطلوب [۶،۷]. همین خصوصیت تغییرناپذیری کنترل حالت لغزشی، دلیلی برای استفاده از این روش در کاربرهای مختلف [۸-۱۰] و دقیق عملی [۱۱] است.

پ- کنترل حالت لغزشی دینامیکی

یکی از مهم‌ترین مشکلات کنترل حالت لغزشی، چترینگ^{۲۰} است [۶-۱۸]. پنج روش برای حذف و یا کاهش آن پیشنهاد شده است: لایه مرزی [۱۲]، لایه مرزی تطبیقی [۱۳]، مرتبه بالا [۱۴-۱۶]، دینامیکی [۶،۱۷] و روش‌های هوشمند [۱۸]. در روش‌های لایه مرزی و لایه مرزی تطبیقی، تغییرناپذیری سیستم از بین می‌رود [۱۲،۱۳]. در روش مرتبه بالا، چترینگ با انتقال سوییچینگ به مشتقات بالاتر سطح لغزشی حذف می‌شود. روش‌های زیادی برای پیاده‌سازی کنترل حالت لغزشی مرتبه دو و یا مرتبه‌های بالاتر پیشنهاد شده است [۱۴-۱۶]. مشکل این روش، نیاز به دانستن مشتقات مدل سیستم است؛ برای مثال، در حالت مرتبه دو، مشتق مدل سیستم باید تخمین زده شود [۱۹]. در روش دینامیکی، یک انتگرال‌گیر (به‌عنوان یک فیلتر پایین‌گذر) قبل از سیستم قرار داده می‌شود تا نوسانات فرکانس بالا و چترینگ ناشی از تابع علامت، حذف شود و

(۱) نشان داده شده است. به عبارتی، این شکل خلاصه تصویری^{۱۵} مقاله است. در ادامه این مقاله، همه قسمت‌های این شکل توضیح داده شده است. اکنون مدل تک ورودی موتور القایی توصیف شده با معادله زیر را در نظر بگیرید.

$$\dot{X} = AX + B(u + D(X, u, t)X) + f(t) \quad (1)$$

$$X = [x_1, x_2]^T, \dot{X} = [x_2, x_3]^T$$

در این معادله X بردار حالت دسترس پذیر و u سیگنال ورودی سیستم است. همچنین $D(X, u, t) \in R^{1 \times 2}$ نامعینی کراندار^{۱۶} با کران نامشخص \bar{D} اعمال شده به سیستم است. $f(t) \in R^1$ و $(\|D\| \leq \bar{D} < \infty)$ گشتاور بار کراندار تحمیل شده به موتور است. همچنین:

در این معادله X بردار حالت دسترس پذیر و u سیگنال ورودی سیستم است. همچنین $D(X, u, t) \in R^{1 \times 2}$ نامعینی کراندار^{۱۶} با کران نامشخص \bar{D} اعمال شده به سیستم است. $f(t) \in R^1$ و $(\|D\| \leq \bar{D} < \infty)$ گشتاور بار کراندار تحمیل شده به موتور است. همچنین:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ a_0 & a_1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

فرض کنید که زوج (A, B) ، کنترل پذیر و ماتریس A پایدار باشد. به عبارت دیگر، برای هر ماتریس متقارن مثبت معین Q یک ماتریس متقارن مثبت معین P وجود داشته باشد که در معادله لیاپانوف^{۱۷} زیر صدق کند:

$$A^T P + PA = -Q \quad (3)$$

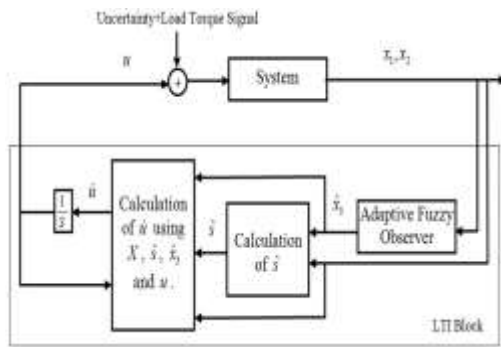
حال با توجه به معادلات (۱) و (۲) و نوشتن سطر آخر معادله دینامیکی ماتریسی (۱)، رابطه زیر نتیجه می شود (دقت کنید که با توجه به معادله (۱) $\dot{x}_2 = x_3$ است).

$$x_3 = a_0 x_1 + a_1 x_2 + u + D(X, u, t)X + f(t) \quad (4)$$

هدف استفاده از کنترل حالت لغزشی دینامیکی این است که سیگنال ورودی بدون چترینگ u طوری محاسبه شود که بردار حالت $X = [x_1, x_2]^T$ و سیگنال x_3 به صفر همگرا شوند. در این حالت با توجه به معادله (۴)، u به $-f(t)$ همگرا می شود و یا به عبارت دیگر، با افزایش زمان و میل کردن t به بی نهایت خواهیم داشت $-u \rightarrow f(t)$. برای رسیدن به این هدف، سطح لغزشی مناسبی به صورت زیر تعریف می شود.

$$s = \lambda_1 x_1 + \lambda_2 x_2 + \lambda_3 x_3 \quad (5)$$

تذکر ۱: اگر سطح s صفر شده و ضرایب $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ طوری انتخاب شوند که چند جمله‌ای



شکل (۱): روش پیشنهاد شده برای تخمین گشتاور بار با استفاده از کنترل حالت لغزشی دینامیکی

۳- طراحی رویکرد تطبیقی فازی

همانطور که گفته شد به دلیل اینکه متغیر x_3 در دسترس نیست، از یک رویکرد تطبیقی فازی برای تخمین آن استفاده می شود. و همچنین می دانیم که توابع فازی گوسی به عنوان توابع پایه^{۱۹} می توانند هر تابع حقیقی پیوسته را با هر دقت دلخواه تخمین بزنند [۲۰]. اکنون برای تخمین تابع حقیقی پیوسته $g = D(X, u, t)X + f(t)$ رویکرد فازی زیر پیشنهاد می شود.

$$\dot{\hat{X}} = A \hat{X} + B(u + \hat{g}) \quad (6)$$

$$\hat{g} = \hat{w}^T \xi(X, u)$$

که $\hat{w} \in R^{m \times 1}$ تخمین بردار وزن قوانین فازی بوده و $R^{m \times 1} \rightarrow R^{m+1} : \xi(\cdot)$ توابع عضویت گوسی^{۲۰} است. به دلیل قابلیت توابع فازی گوسی در تخمین توابع حقیقی پیوسته، بردار وزن w با ابعاد $m \times 1$ و با m به اندازه کافی بزرگ وجود دارد؛ به طوری که سیستم (۱) را می توان به صورت زیر نوشت.

ماتریس‌های Q و P مثبت معین هستند، نامساوی زیر حاصل می‌شود.

$$\dot{V}(t) \leq -\left(\frac{1}{2}\underline{\sigma}(Q) + k_x \underline{\sigma}(P)\right) \|\tilde{X}\|^2 + \left(\overline{\sigma}(PB)B_\varepsilon - 4k_e(\|\tilde{w}\|^2 - B_w \|\tilde{w}\|)\right) \|\tilde{X}\| \quad (15)$$

که در آن از نامساوی $\|\tilde{w}\| < B_w$ استفاده شده است. این نامساوی درحقیقت فرض منطقی کرانداربودن وزن‌های سیستم فازی در معادله (7) است. اکنون $B_{\tilde{X}}$ به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$B_{\tilde{X}} = \frac{\overline{\sigma}(PB)B_\varepsilon + k_e B_w^2}{\frac{1}{2}\underline{\sigma}(Q) + k_x \underline{\sigma}(P)} \quad (16)$$

بنابراین:

$$\dot{V}(t) \leq -\left(\frac{1}{2}\underline{\sigma}(Q) + k_x \underline{\sigma}(P)\right) \left(\|\tilde{X}\| - B_{\tilde{X}}\right) \|\tilde{X}\| - 4k_e \left(\|\tilde{w}\| - \frac{1}{2}B_w\right)^2 \|\tilde{X}\| \quad (17)$$

و یا:

$$\dot{V}(t) \leq -\left(\frac{1}{2}\underline{\sigma}(Q) + k_x \underline{\sigma}(P)\right) \left(\|\tilde{X}\| - B_{\tilde{X}}\right) \|\tilde{X}\| \quad (18)$$

متغیر $\omega(t) = \left(\frac{1}{2}\underline{\sigma}(Q) + k_x \underline{\sigma}(P)\right) \left(\|\tilde{X}\| - B_{\tilde{X}}\right) \|\tilde{X}\|$ را

تعریف کرده و فرض می‌کنیم $\|\tilde{X}\| > B_{\tilde{X}}$ باشد، بنابراین $\dot{V} \leq -\omega(t) \leq 0$ درنهایت انتگرال دو طرف این نامساوی بین صفر و t محاسبه می‌شود.

$$0 \leq \int_0^t \omega(\tau) d\tau \leq \int_0^t \omega(\tau) d\tau + V(t) \leq V(0) \quad (19)$$

این رابطه در حالت حدی، یعنی هنگامی که $t \rightarrow \infty$ نیز برقرار بوده و همواره کوچک‌تر و یا مساوی $V(0)$ است؛ اما $V(0)$ مثبت و محدود است و بر مبنای لم باربالات^[21] داریم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \omega(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{2}\underline{\sigma}(Q) + k_x \underline{\sigma}(P)\right) \left(\|\tilde{X}\| - B_{\tilde{X}}\right) \|\tilde{X}\| = 0 \quad (20)$$

اما چون $\left(\frac{1}{2}\underline{\sigma}(Q) + k_x \underline{\sigma}(P)\right)$ و $\left(\|\tilde{X}\| - B_{\tilde{X}}\right)$ بزرگ‌تر از صفر هستند، معادله (20) فقط در صورتی

$$\dot{X} = AX + B(u + g) \quad (7)$$

$$g = w^T \xi(X, u) + \varepsilon$$

که ε برای جبران خطا استفاده شده است. گفتنی است، این خطا را می‌توان به هر مقدار دلخواه کاهش داد. به بیان دیگر ε کراندار است. فرض کنید کران آن B_ε باشد؛ یعنی $|\varepsilon| < B_\varepsilon$. اکنون رویکرد زیر پیشنهاد می‌شود.

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + B(u + \hat{w}^T \xi(X, u)) + k_x (X - \hat{X}) \quad (8)$$

و با استفاده از تفریق معادلات (7) و (8):

$$\dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} + B\tilde{w}^T \xi(X, u) + B\varepsilon - k_x \tilde{X} \quad (9)$$

که $\tilde{X} = X - \hat{X}$ و $\tilde{w} = w - \hat{w}$ به ترتیب بردار خطای حالت و بردار خطای وزن‌های سیستم فازی هستند. قضیه 1: قانون تطبیق روی خط^[1] زیر را برای اصلاح بردار وزن‌های سیستم فازی در نظر بگیرید:

$$\dot{\hat{w}} = k_w \xi(X, u) B^T P \tilde{X} - 4k_e k_w \|\tilde{X}\| \hat{w} \quad (10)$$

آنگاه خطای تخمین $\tilde{X}(t)$ به صفر همگرا می‌شود اگر $k_x \rightarrow \infty$ ، که k_w و k_e اعداد مثبت دلخواه هستند. اثبات: تابع لیپانوف زیر را در نظر بگیرید.

$$V(t) = \frac{1}{2} \tilde{X}^T P \tilde{X} + \frac{1}{2k_w} \tilde{w}^T \tilde{w} \quad (11)$$

مشتق این تابع به صورت زیر است.

$$\dot{V}(t) = \frac{1}{2} \dot{\tilde{X}}^T P \tilde{X} + \frac{1}{2} \tilde{X}^T P \dot{\tilde{X}} + \frac{1}{k_w} \tilde{w}^T \dot{\tilde{w}} \quad (12)$$

با استفاده از معادلات (3) و (9) و جای‌گذاری در معادله بالا:

$$\dot{V}(t) = -\frac{1}{2} \tilde{X}^T Q \tilde{X} + \tilde{X}^T P B \varepsilon - k_x \tilde{X}^T P \tilde{X} + \tilde{w}^T \left(\frac{1}{k_w} \dot{\tilde{w}} + \xi(X, u) B^T P \tilde{X} \right) \quad (13)$$

و با استفاده از معادله $\dot{\tilde{w}} = -\hat{w}$ و قانون تطبیقی (10):

$$\dot{V}(t) = -\frac{1}{2} \tilde{X}^T Q \tilde{X} + \tilde{X}^T P B \varepsilon - k_x \tilde{X}^T P \tilde{X} + 4k_e \|\tilde{X}\| \tilde{w}^T \hat{w} \quad (14)$$

حال با توجه به تساوی $\hat{w} = w - \tilde{w}$ و اینکه

اثبات: تابع لیپانوف $V = 0.5\hat{s}^2$ که مشتق آن

به صورت $\dot{V} = \hat{s}\dot{\hat{s}}$ است را در نظر بگیرید، بنابراین:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{s}} &= \lambda_1 x_2 + \lambda_2 \hat{x}_3 + \lambda_3 \dot{\hat{x}}_3 = \\ & \lambda_1 x_2 + \lambda_2 \hat{x}_3 + \lambda_3 (\dot{u} + FA\hat{X} - k_x F\dot{X} + \varphi) \end{aligned} \quad (26)$$

با جای گذاری \dot{u} از معادله (۲۴) در معادله (۲۶):

$$\dot{\hat{s}} = -\delta \operatorname{sign}(\hat{s}) - \sigma_1 \hat{s} + \lambda_{n+1} \varphi \quad (27)$$

بنابراین:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\delta |\hat{s}| - \sigma_1 \hat{s}^2 + \lambda_3 \varphi \hat{s} \leq \\ & -(\delta - \lambda_3 \varphi) |\hat{s}| \end{aligned} \quad (28)$$

اکنون δ را از معادله (۲۴) در معادله بالا قرار می دهیم.

$$\dot{V} \leq -\sigma_2 |\hat{s}| \quad (29)$$

فرض کنید t_f زمان رسیدن^{۳۳} به سطح لغزشی \hat{s} باشد

یعنی $\hat{s}(t_f) = 0$ و بنابراین به راحتی می توان نشان داد که

$$t_f \leq |\hat{s}(0)| / \sigma_2$$

لم ۱: اگر $k_x \rightarrow \infty$ ، سطح لغزشی s به صفر همگرا

می شود.

اثبات: با توجه به معادله (۲۱) $\lim_{k_x \rightarrow \infty} \dot{\hat{X}} = 0$ ، از طرفی:

$$|\tilde{s}| = |s - \hat{s}| = \lambda_3 |x_3 - \hat{x}_3| = \lambda_3 |F\tilde{X}| \quad (30)$$

بنابراین $\lim_{k_x \rightarrow \infty} |\tilde{s}| = 0$ و یا $\lim_{k_x \rightarrow \infty} s = \hat{s}$ و با توجه به

$$\hat{s}(t_f) = 0$$

$$\lim_{k_x \rightarrow \infty} s = 0 \quad (31)$$

تذکر ۴: متغیر φ به عنوان نامعینی در نظر گرفته شده

است؛ زیرا به مقدار نامشخص x_3 وابسته است.

تذکر ۵: با توجه به اینکه در عمل ممکن است کران

$B\varphi$ در معادله (۲۴) به ناچار بزرگ باشد، برای کاهش

ضریب تابع علامت و یا همان بهره سویچینگ^{۳۴} یعنی δ

در این معادله، ضریب λ_3 را می توان کوچک انتخاب کرد.

می تواند برقرار باشد که $\|\tilde{X}\|$ با افزایش زمان آن قدر کاهش

یابد تا کوچک تر از $B_{\tilde{X}}$ شود؛ یعنی $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{X}\| \leq B_{\tilde{X}}$ و به

عبارت دیگر، $B_{\tilde{X}}$ کران بالای $\|\tilde{X}\|$ خواهد بود. از طرف

دیگر، واضح است که $\lim_{k_x \rightarrow \infty} B_{\tilde{X}} = 0$ ؛ بنابراین اگر

$k_x \rightarrow \infty$ ، $\|\tilde{X}\|$ یا \tilde{X} به صفر همگرا خواهد شد.

تذکر ۲: نتیجه نهایی این قضیه را می توان به صورت

زیر بیان کرد:

$$\lim_{\substack{k_x \rightarrow \infty \\ t \rightarrow \infty}} \tilde{X} = 0 \quad (21)$$

۴- طراحی سیگنال ورودی

اکنون با استفاده از معادله (۸) رابطه زیر وجود دارد.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_3 &= FA\hat{X} + b(u + \hat{w}^T \xi(X, u)) + k_x F(X - \hat{X}) \\ F &= [0, 1] \end{aligned} \quad (22)$$

براین اساس، تخمین سطح لغزشی (۵) به صورت زیر

خواهد بود.

$$\hat{s} = \lambda_1 x_1 + \lambda_2 x_2 + \lambda_3 \hat{x}_3 \quad (23)$$

تذکر ۳: اگر سطح \hat{s} صفر شده و ضرایب $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$

طوری انتخاب شوند که چند جمله ای

$$\lambda_3 s^2 + \lambda_2 s + \lambda_1 = 0$$

هرویترز باشد، بردار حالت $X = [x_1, x_2]^T$ و سیگنال \hat{x}_3 به صفر همگرا می شوند.

قضیه ۲: چنانچه ورودی سیستم از معادله دینامیکی زیر

محاسبه شود، سطح لغزشی \hat{s} به صفر همگرا خواهد شد.

$$\begin{aligned} \dot{u} &= -FA\hat{X} + k_x F\dot{X} - \frac{1}{\lambda_3} (\lambda_1 x_2 + \lambda_2 \hat{x}_3) \\ & - \frac{\delta}{\lambda_3} \operatorname{sign}(\hat{s}) - \frac{\sigma_1}{\lambda_3} \hat{s} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\delta = \lambda_3 B_\varphi + \sigma_2, \sigma_2 > 0 \text{ and } \sigma_1 > 0$$

که در معادله (۸) تعریف شده است و همچنین

B_φ کران φ است.

$$\begin{aligned} \varphi(X, x_3, u, \dot{u}) &= \\ \hat{w}^T \xi + \hat{w}^T \frac{\partial \xi}{\partial X} \dot{X} + \hat{w}^T \frac{\partial \xi}{\partial u} \dot{u} + k_x F\dot{X} \end{aligned} \quad (25)$$

۵- ارائه نتایج شبیه‌سازی

اکنون، روش پیشنهاد شده برای تخمین گشتاور بار در موتورهای القایی مدل شده به صورت معادله (۱)، استفاده می‌شود. یک سروموتور القایی سه فاز دو قطبی با اتصالات به صورت Y (ستاره)، ۸۰۰ وات، ۶۰ هرتز، ۱۲۰ ولت و ۵،۴ آمپر توصیف شده با معادله زیر را در نظر بگیرید [۴].

$$J_t \ddot{\theta} + (B_t + d_2) \dot{\theta} + d_1 \theta + T_t = T_e \quad (32)$$

که J_t ممان اینرسی^{۲۵}، B_t ضریب میرایی^{۲۶}، θ موقعیت روتور^{۲۷}، T_t گشتاور بار خارجی^{۲۸} و T_e گشتاور الکتریکی^{۲۹} هستند. همچنین d_1 و d_2 نامعینی‌های کراندار سیستم بوده‌اند که ناشی از خطای اندازه‌گیری در پارامترهای سیستم هستند. برای مثال، d_2 خطای اندازه‌گیری ضریب میرایی موتور است. با کمک روش‌های کنترل میدان [۲] و تعریف متغیرهای حالت به صورت $x_1 = \theta$ و $x_2 = \dot{\theta}$ معادله (۳۲) را می‌توان به صورت زیر نوشت.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = ax_2 + bu(t) + cf(t) + DX \end{cases} \quad (33)$$

ورودی این سیستم $u(t) = T_e / K_t$ بوده است و $f(t) = T_t$ و $c = -1/J_t$ ، $b = K_t/J_t$ ، $a = -B_t/J_t$ است. همچنین $K_t = (3n_p/2)(L_m^2/L_r) i_{ds}^*$ به عنوان ثابت گشتاور^{۳۰} شناخته می‌شود و n_p تعداد جفت قطب‌ها و L_m اندوکتانس مغناطیس‌کننده^{۳۱} در هر فاز است. L_r اندوکتانس روتور^{۳۲} در هر فاز بوده است و i_{ds}^* جریان شار^{۳۳} است، همچنین $D = \frac{-1}{J_t} [d_1, d_2]$ است. برای شبیه‌سازی از پارامترهای زیر استفاده شده است [۴، ۶].

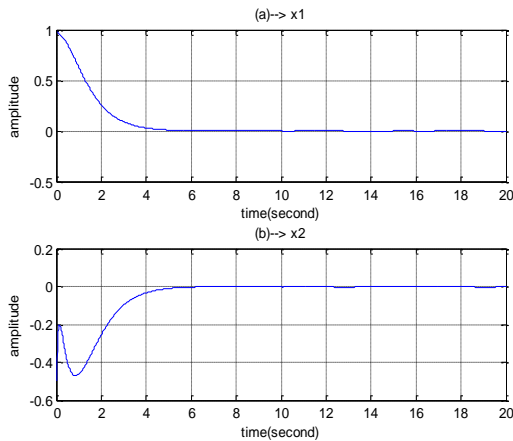
$$\begin{aligned} K_t &= 4.851 \times 10^{-1} \text{ N.m/A} \\ J_t &= 4.78 \times 10^{-1} \text{ N.m/s}^2 \\ B_t &= 5.34 \times 10^{-1} \text{ N.m.s/rad} \end{aligned} \quad (34)$$

همچنین ضرایب سطح لغزشی پایدار به صورت $\lambda_1 = 10$ ، $\lambda_2 = 0.1$ ، $\lambda_3 = 10$ انتخاب شده‌اند. دقت کنید که همه ضرایب λ_1 ، λ_2 ، λ_3 که در تذکر ۱ و یا ۳ صادق باشند را می‌توان انتخاب کرد؛ ولی براساس تجربه، اگر شیب سطح و سرعت همگرایی و صفرشدن حالت‌های خطا

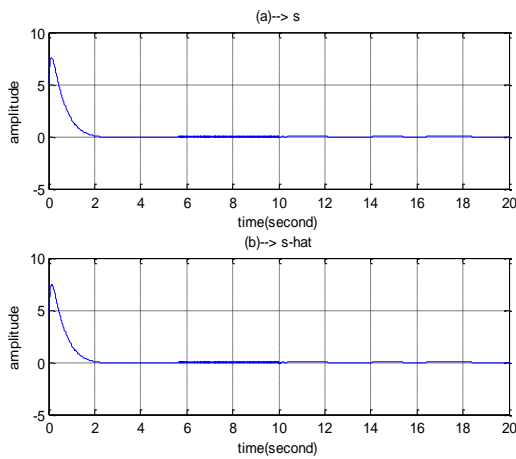
زیاد افزایش یابد، دامنه اولیه سیگنال ورودی بیش از حد بزرگ می‌شود و در عمل پیاده‌سازی و تحقق کنترل‌کننده طراحی شده را غیرممکن می‌سازد. در انتخاب این پارامترها به تذکر ۵ نیز باید توجه کرد. همچنین $\sigma_1 = 5$ انتخاب شده است که در انتخاب آن نیز یک مصالحه بین سرعت همگرایی و دامنه اولیه سیگنال ورودی در نظر گرفته شده است. پارامتر دیگر طراحی که در انتخاب آن باید دقت کرد σ_2 است که اگر خیلی کوچک انتخاب شود، براساس رابطه $t_f \leq |\hat{s}(0)| / \sigma_2$ زمان رسیدن به سطح لغزشی طولانی می‌شود و در نتیجه ممکن است فاز لغزش و تغییرناپذیری از دست برود. همچنین اگر σ_2 بزرگ انتخاب شود، براساس معادله (۲۴) و رابطه $\delta = \lambda_3 B_\varphi + \sigma_2$ ضریب تابع علامت و سویچینگ افزایش خواهد یافت. پارامتر B_φ نیز براساس دانش طراح نسبت به مدل سیستم انتخاب می‌شود. این پارامترها نیز به این صورت انتخاب شده‌اند $\sigma_2 = 0.1$ ، $B_\varphi = 20$. همچنین $k_w = 5$ ، $k_x = 50$ ، $k_e = 3$ هستند. در انتخاب k_x به لم ۱ ارجاع شده است. پارامترهای k_e و k_w نیز به صورت سعی و خطا تعیین شده‌اند؛ همچنین:

$$\xi_i(X, u) = \exp\left(-\left(\sqrt{x_1^2 + x_2^2 + u^2} + (i-6)\right)/5\right) \quad i=1,2,\dots,11 \quad (35)$$

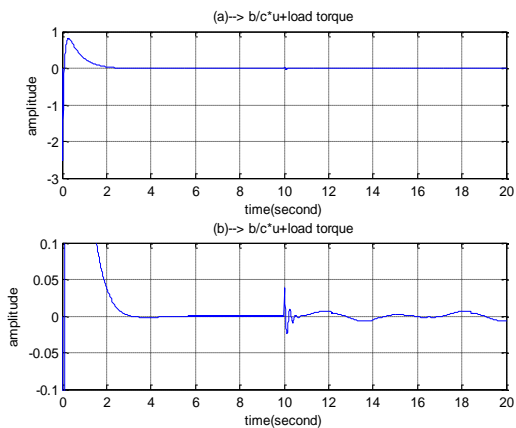
شرایط اولیه نیز به صورت $x_1(0) = 0$ ، $x_2(0) = 1$ انتخاب شده‌اند که دلخواه بوده است و نتایج به دست آمده به این شرایط وابسته نیست. همچنین مقدار d_2 که ناشی از خطای اندازه‌گیری در پارامتر B_t است، نسبت به این پارامتر و در مقایسه با آن برابر 4.78×10^{-1} انتخاب شده است. همچنین با توجه به معادله (۳۲)، d_1 خطای اندازه‌گیری در موقعیت روتور بوده است که به طور معمول با انکودر^{۳۴} اندازه‌گیری می‌شود. این مقدار نیز برابر 4.78×10^{-1} انتخاب شده است. به عبارتی اغتشاشی به صورت $D = [1, 1]$ در نظر گرفته شده است. گشتاور بار نیز به صورت $f = 0.1 \sin(t) + 0.1 \sin(2t)$ در نظر گرفته شده و بعد از $t \geq 10^{\text{sec}}$ به موتور اعمال شده است.



شکل (۳): همگرایی حالت‌های موتور به سمت صفر



شکل (۴): سطح لغزشی و تخمین آن



شکل (۵): مقایسه سیگنال ورودی سیستم و گشتاور بار

۶- نتیجه گیری

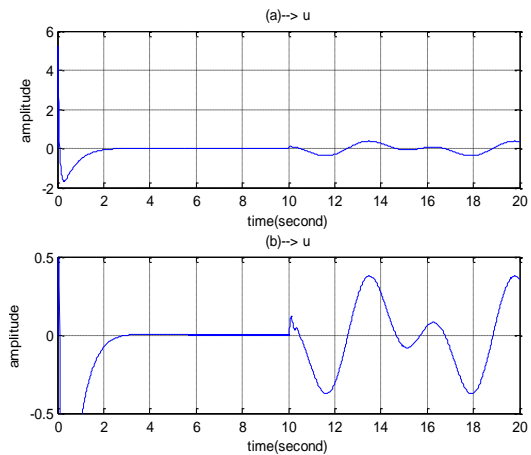
در این مقاله، روشی جدید برای تخمین گشتاور بار در موتورهای القایی با استفاده از کنترل حالت لغزشی دینامیکی

توجه به این نکته ضرورت دارد که در این حالت با توجه به معادله (۳۳) و اینکه حالت‌های x_1 ، x_2 و $x_3 = \dot{x}_2$ صفر می‌شوند، داریم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = -\frac{b}{c}u(t) \quad (۳۶)$$

یعنی اگر گشتاور بزرگی به سیستم اعمال شود دامنه سیگنال ورودی بزرگ خواهد بود که در عمل، ممکن است پیاده‌سازی نشود. همچنین به‌طور معمول، گشتاور بارهای اعمالی به موتور ریتم خاصی دارد؛ یعنی در حالت واقعی، حوادث خاصی به صورت متناوب تکرار می‌شوند، مانند حرکت ربات‌های صنعتی در کارخانه‌ها.

شبیه‌سازی با نرم‌افزار متلب ۳^۵ و با گام ثابت ۰,۰۱ انجام شده است. با انتخاب گام شبیه‌سازی بزرگ، دید عملی نسبت به سیستم از بین خواهد رفت؛ زیرا رفتار سیستم به سمت رفتار یک سیستم گسسته میل خواهد کرد. همچنین کوچک کردن بیش از حد گام شبیه‌سازی، فقط مدت زمان شبیه‌سازی را افزایش می‌دهد و تأثیری بر نتایج نخواهد داشت. نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های (۲)، (۳)، (۴) و (۵) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۲) دیده می‌شود که ورودی موتور، یعنی u صاف و بدون چترینگ بوده است و دامنه و مقدار اولیه آن بزرگ نیست. شکل (۳) حالت‌های سیستم را نشان می‌دهد که حتی در حضور گشتاور نامعین بار به سمت صفر همگرا هستند و شکل (۴) نشان‌دهنده سطح لغزشی است. در نهایت با توجه به شکل (۵) روشن است که $f \approx -(b/c)u$ بوده است و تخمین گشتاور بار و هم‌زمان کنترل سیستم به درستی انجام شده است.



شکل (۲): سیگنال کنترل ورودی موتور

- [9]. Zou, Y., Lei, X., "A Compound Control Method Based on the Adaptive Neural Network and Sliding Mode Control for Inertial Stable Platform", Elsevier, Neurocomputing, Vol. 155, pp. 286-294, 2015.
- [10]. Mefoued, S., "A Second Order Sliding Mode Control and a Neural Network to Drive a Knee Joint Actuated Orthosis", Elsevier, Neurocomputing, Vol. 155, pp. 71-79, 2015.
- [11]. Kim, H. M., Park, S. H., Han, S. I., "Precise Friction Control for the Nonlinear Friction System Using the Friction State Observer and Sliding Mode Control with Recurrent Fuzzy Neural Networks", Elsevier, Mechatronics, Vol. 19, pp. 805-815, 2009.
- [12]. Perruquetti, W., Pierre-Barbot, J., Sliding Mode Control in Engineering, Marcel Dekker, 2002.
- [13]. Chen, M.-S., Hwang, Y.-R., Tomizuka, M., "A State-Dependent Boundary Layer Design for Sliding Mode Control", IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 47, No. 10, pp. 1677-1681, 2000.
- [14]. Levant, A., "Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control", International Journal of Control, Vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [15]. Levant, A., "Homogeneity Approach to High Order Sliding Mode Design", Elsevier, Automatica, Vol. 41, pp. 823-830, 2005.
- [16]. Levant, A., "Higher-order Sliding Modes, Differentiation and Output-Feedback Control", Wiley, International Journal of Control, Vol. 76, pp. 924-941, 2003.
- [17]. Chen, M., Chen, C., Yang, F., "An LTR-Observer-Based Dynamic Sliding Mode Control for Chattering Reduction", Elsevier, Automatica, Vol. 43, No. 6, pp. 1111-1116, 2007.
- [18]. Kaynak, O., Erbatur, K., Ertugrul, R., "The Fusion of Computationally Intelligent Methodologies and Sliding-Mode Control-a Survey", IEEE Transaction on Industrial Electronic, Vol. 48, No. 1, pp. 4-17, 2001.
- [19]. Bartolini, G., Ferrara, A., Usai, E., "Chattering Avoidance by Second-Order Sliding Mode Control", IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 43, No. 2, pp. 241-246, 1998.
- [20]. Tanaka, K., Wang, H. O., Fuzzy Control Systems Design and Analysis, John Wiley, Canada, 2001.

پیشنهاد شده است. برای حل مشکل کنترل حالت لغزشی دینامیکی یک رویکرد تطبیقی فازی پیشنهاد شده است. به علت استفاده از کنترل حالت لغزشی دینامیکی و قراردادن یک انتگرال گیر قبل از ورودی موتور به عنوان یک فیلتر پایین گذر و حذف کننده نوسانات فرکانس بالا، چترینگ به طور کامل حذف می شود. روش پیشنهادی همه خواص کنترل حالت لغزشی از قبیل تغییرناپذیری و سادگی در طراحی و پیاده سازی را دارا است. نتایج شبیه سازی نشان دهنده مزایای این روش است.

مراجع

- [1]. Bose, B. K., Power Electronics and AC Drives, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1986.
- [2]. Novotny, D. W., Lipo, T. A., Vector Control and Dynamics of AC Drives, New York: Oxford University Press, 1996.
- [3]. Goedel, A., da Silva, I. N., Amaral Serni P. J., "Load Torque Identification in Induction Motor Using Neural Networks Nechnique", Elsevier, Electric Power Systems Research, Vol. 77, No. 1, pp. 35-45, 2007.
- [4]. Lin, C.-M., Hsu, C.-F., "Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control for Induction Servomotor System", IEEE Transaction on Energy Convonersi, Vol. 19, No. 2, pp. 362-368, 2004.
- [5]. Casadei, D., Profumo, F., Serra, G., Tani, A., "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 779-787, 2002.
- [6]. Karami-Mollae, A., Pariz, N., Shanechi H. M., "Position Control of Servomotors Using Neural Dynamic Sliding Mode", Transactions of the ASME (American Society of Mechanical Engineering), Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 133, No. 6, pp. 141-150, 2011.
- [7]. Lee, H., Utkin, V.-I., "Chattering Suppression Methods in Sliding Mode Control Systems", Elsevier, Annual Reviews in Control, Vol. 31, No. 2, pp. 179-188, 2007.
- [8]. Zhang, M.-J., Chu, Z.-Z., "Adaptive Sliding Mode Control Based on Local Recurrent Neural Networks for Underwater Robot", Elsevier, Ocean Engineering, Vol. 45, pp. 56-62, 2012.

[21].Slotine, J.-J. E., Li, W., Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall, 1991.

- ¹ Field Oriented Control or FOC
- ² Sliding Mode Control or SMC
- ³ Dynamic Sliding Mode Control or DSMC
- ⁴ Load Torque Estimation or LTE
- ⁵ Field Oriented Control or FOC
- ⁶ Direct Torque Control or DTC
- ⁷ Invariance
- ⁸ Structured
- ⁹ Unstructured
- ¹⁰ Robustness
- ¹¹ Performance
- ¹² Chattering
- ¹³ Augmented System
- ¹⁴ Adaptive Fuzzy Observer or AFO
- ¹⁵ Graphical Abstract
- ¹⁶ Bounded Uncertainty
- ¹⁷ Lyapunov
- ¹⁸ Hurwitz
- ¹⁹ Gaussian Fuzzy Basis Functions or GFBF
- ²⁰ Gaussian Membership Function or GMF
- ²¹ Online
- ²² Barbalat's Lemma
- ²³ Reaching Time
- ²⁴ Switching Gain
- ²⁵ Moment of Inertia
- ²⁶ Damping Coefficient
- ²⁷ Rotor Position
- ²⁸ External Load Torque
- ²⁹ Electric Torque
- ³⁰ Torque Constant
- ³¹ Magnetizing Inductance
- ³² Rotor Inductance
- ³³ Flux Current
- ³⁴ Encoder
- ³⁵ Matlab

