

کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم با استفاده از کنترل کننده غیرخطی مبتنی بر رویتگر برداری

قاسم عمرانی^۱ بابک عبدی^۲ وحید بهنام گل^۳ قاسم درخشان^۴

۱- دانشجوی دکتری- مرکز تحقیقات انرژی‌های تجدیدپذیر- واحد دماوند، دانشگاه آزاد اسلامی- دماوند- ایران
omrani.ghasem@gmail.com

۲- استادیار، مرکز تحقیقات انرژی‌های تجدیدپذیر- واحد دماوند- دانشگاه آزاد اسلامی- دماوند- ایران
babakabdii@gmail.com

۳- استادیار، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی مالک اشتر- تهران- ایران
vahid_behnamgol@mut.ac.ir

۴- استادیار، مرکز تحقیقات انرژی‌های تجدیدپذیر- واحد دماوند- دانشگاه آزاد اسلامی- دماوند- ایران
gh.derakhshan@yahoo.com

چکیده: موتورهای سنکرون مغناطیس دائم از موتورهای پرکاربرد در صنایع مختلف می‌باشند. کنترل سرعت این موتورها از اهمیت ویژه‌ای برخوردار بوده که می‌تواند با استفاده از یک سیستم کنترل حلقه بسته انجام شود. به دلیل غیرخطی بودن دینامیک این نوع موتورها، در سال‌های اخیر از کنترل کننده‌های غیرخطی برای کنترل موتورهای سنکرون مغناطیس دائم استفاده شده است. یک راه حل برای کنترل سیستم‌های غیرخطی نامعین، استفاده از کنترل کننده غیرخطی مبتنی بر رویتگر است. در این روش تخمین نامعینی با استفاده از یک رویتگر توسعه یافته در اختیار کنترل کننده قرار می‌گیرد. چالش دیگر در کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم، دو ورودی - دو خروجی بودن سیستم دینامیکی این نوع موتور است. لذا استفاده از تکنیک‌های کنترل چند متغیره برای طراحی بردار ورودی کنترل مطلوب خواهد بود. در این مقاله از یک روش ترکیبی غیرخطی برداری مبتنی بر رویتگر برای کنترل سیستم دو ورودی - دو خروجی موتور سنکرون مغناطیس دائم استفاده شده است. برای این منظور با استفاده از یک رویتگر توسعه یافته، تابع نامعینی سیستم که شامل گشتاور بار و مشتق آن می‌شود تخمین زده شده و سپس از روش مد لغزشی هموار چند ورودی - چند خروجی برای طراحی بردار ورودی کنترل استفاده گردیده است. استفاده از روش ترکیبی پیشنهادی مزایای غیرخطی بودن، مقاومت در مقابل نامعینی، همگرایی زمان محدود و طراحی کنترل کننده برداری را به همراه دارد. این ویژگی‌ها به صورت تحلیلی و همچنین با استفاده از شبیه‌سازی کامپیوتری نشان داده شده است.

واژه‌های کلیدی: موتور سنکرون مغناطیس دائم، کنترل مد لغزشی چند متغیره، رویتگر اغتشاش، چترینگ.

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.19.3.237

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۰۶/۰۶

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۰۹/۱۷

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۱۰/۱۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر وحید بهنام گل

نشانی نویسنده‌ی مسئول: تهران - خیابان شهید شعبانلو - دانشگاه صنعتی مالک اشتر - مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر

۱- مقدمه

موتورهای سنکرون آهنربای دائم، با توجه به بازدهی بالا، چگالی توان زیاد، رفتار دینامیکی مناسب و کنترل پذیری خوب، گزینه بسیار مناسبی برای کاربردهای صنعتی و از جمله کاربردهای کنترلی هستند [۱].

در سال‌های اخیر مدل‌سازی این دسته از موتورها در مراجع انجام شده است. برای مثال در [۲] یک مدل تحلیلی دو بعدی دقیق برای محاسبه پتانسیل برداری مغناطیسی در ماشین‌های بدون جاروبک آهنربای دائم نوع داخلی ارائه شده است. در [۳] با در نظر گرفتن سه متغیر حالت جریان‌های i_d ، i_q و سرعت زاویه‌ای شفت، دینامیک غیرخطی حاکم بر این موتورها در مختصات $d-q$ استخراج شده است. در [۴، ۵] نیز با تعریف متغیرهای حالت مشابه با [۳] در مختصات $d-q$ ، معادلات حالت غیرخطی حاکم بر یک موتور سنکرون مغناطیس دائم ارائه شده و البته در این مراجع نامعینی و اغتشاش ناشی از تغییرات گشتاور بار نیز مدل شده است. در [۶] مدلی مشابه با مراجع مرور شده استخراج گردیده با این تفاوت که در این مرجع اندازه سلف‌ها در راستاهای d و q با هم برابر گرفته شده و ساده‌سازی بیشتری انجام شده است. در اکثر این مراجع ولتاژ در راستاهای d و q به عنوان دو ورودی کنترل فرض شده است. در [۸] مدلی مشابه مراجع قبلی ارائه شده و البته در هر معادله حالت تغییرات پارامترهای الکتریکی و مکانیکی و گشتاور بار به عنوان نامعینی فرض شده است. در ادامه با خطی‌سازی معادلات به کنترل آن پرداخته شده است. در [۹] یک مدل مرتبه کسری برای دینامیک غیرخطی موتور سنکرون مغناطیس دائم در نظر گرفته شده است. در [۱۰] مدل‌سازی با هدف کنترل یکپارچه موقعیت و سرعت برای یک موتور سنکرون مغناطیس دائم انجام شده و متغیرهای حالت جریان‌ها، موقعیت و سرعت شفت موتور در نظر گرفته شده‌اند.

روش‌های کنترل موتورهای سنکرون مغناطیس دائم را می‌توان به دو روش برداری و اسکالر تقسیم‌بندی نمود. با استفاده از روش کنترل برداری می‌توان به عملکرد بالایی از موتور سنکرون مغناطیس دائم سه فاز دست یافت. در روش کنترل برداری، بردار جریان i_d و i_q تحت کنترل قرار می‌گیرد. کنترل میدان که به علت صفر قرار دادن جریان i_d حاصل می‌گردد، باعث می‌شود که بتوان مغناطیس آهنربا در محور d را تنظیم نمود و منجر به یک رابطه خطی بین جریان و گشتاور می‌شود [۱۱]. در کنترل برداری موتورهای سنکرون مغناطیس دائم، سعی بر آن است که شار روتور همواره روی محور d قرار گرفته باشد و مولفه تولید شار جریان استاتور یعنی i_{ds} باید صفر باشد تا گشتاور کاهش نیابد. در روش کنترل برداری با صفر قرار دادن جریان استاتور، گشتاور توسط مولفه دیگر جریان قابل تنظیم است. برای کنترل سرعت در این حالت، باید از یک حسگر سرعت متصل به شفت روتور استفاده گردد [۱۲].

مرسوم‌ترین روش کنترل سیستم‌های صنعتی، کنترل کننده تناسبی-مشتقی-انترگالی می‌باشد. این کنترل کننده در [۱۳] برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم استفاده شده است. با توجه به اینکه دینامیک این دسته از موتورها غیرخطی می‌باشد، از این روش کنترل کننده‌های PID خطی توانایی کنترل دقیق در تمامی شرایط کاری موتور را نداشته و نمی‌تواند گزینه مناسبی برای کنترل دقیق سرعت موتورهای سنکرون مغناطیس دائم باشد. استفاده از کنترل کننده PID با ضرایب ثابت گزینه‌ی مناسبی برای اعمال فرامین کنترلی نبوده و بر این اساس در [۱۴] به ارائه یک کنترل کننده PID خود تنظیم برای موتور سنکرون مغناطیس دائم پرداخته شده است. در [۱۵] با استفاده از روش هوشمند بهینه اجتماع ذرات به تنظیم پارامترهای کنترل کننده PID برای کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم پرداخته شده است. در [۱۶] با استفاده از یک کنترل کننده فازی، پارامترهای کنترل کننده PID به صورت آنلاین و براساس تغییر سرعت موتور تنظیم شده است. در [۱۷] با استفاده از شبکه عصبی، الگوریتمی برای کنترل و تنظیم پارامترهای کنترل کننده PID ارائه شده که می‌تواند تغییرات پارامتری را شناسایی و مقاوم بودن سیستم را بالا برده و کنترلی مناسب برای سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم سه فاز در حضور نویز اندازه‌گیری و اغتشاشات محیطی ارائه دهد. در [۱۸، ۱۹] با استفاده از روش کنترل تطبیقی، کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم انجام شده است. از کنترل پیش‌بین نیز برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم سه فاز در [۲۰] استفاده شده است.

به دلیل غیرخطی بودن دینامیک حاکم بر این نوع موتورها و وجود نامعینی‌های متنوع، استفاده از کنترل مد لغزشی مطلوب خواهد بود. مشکل اصلی مد لغزشی یعنی چترینگ در سیگنال کنترل مانع از پیاده‌سازی آن می‌شود [۷]. یک راه‌حل برای کاهش چترینگ در کنترل مد لغزشی، استفاده از رویکرد اغتشاش است. با در اختیار داشتن تخمین اغتشاش، بهره بخش سویچینگ می‌تواند کوچکتر انتخاب شود که منجر به کاهش دامنه چترینگ خواهد شد. اصول طراحی رویکرد اغتشاش در [۲۱-۲۳] ارائه گردیده است. در [۲] از کنترل کننده مد لغزشی نهایی غیرتکین مبتنی بر رویکرد برای کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم استفاده شده است. اما در این مرجع از رویکرد برای تخمین متغیرهای حالت موقعیت و سرعت شفت موتور استفاده شده است. از این رو اثر نامعینی در بهره ورودی کنترل در نظر گرفته شده و برای جلوگیری از رخ دادن چترینگ از تابع اشباع بجای تابع علامت استفاده شده که در هر صورت منجر به کاهش دقت می‌شود. در [۴، ۸] از رویکرد توسعه‌یافته برای تخمین اغتشاش استفاده شده اما در این مرجع نیز مشکل چترینگ ناشی از تابع علامت حل نشده است.

از دیگر چالش‌های مطرح در کنترل موتورهای سنکرون مغناطیس دائم که در این مقاله مد نظر قرار گرفته‌است، دو ورودی - دو خروجی بودن دینامیک این موتورها در مختصات $d-q$ است. در این نوع مدل‌سازی،

روتور قرار داده می‌شود. موتورهای سنکرون مغناطیس دائم از نظر نحوه تولید میدان به دو دسته روتور داخلی و روتور بیرونی تقسیم بندی می‌شوند. در نوع روتور داخلی، استاتور ثابت بوده و در نوع روتور بیرونی استاتور بخش متحرک محسوب می‌شود. در [۲۸] مدل فضای حالت موتور بر اساس روابط (۳) در نظر گرفته شده است.

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L}i_d + P_n\omega i_q + \frac{u_d}{L} \\ \dot{i}_q = -P_n\omega i_d - \frac{R_s}{L}i_q - \frac{P_n\psi_f}{L}\omega + \frac{u_q}{L} \\ \dot{\omega} = \frac{P_n\psi_f}{J}i_q - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (1)$$

که در آن i_d و i_q جریان‌های موتور در مرجع $d-q$ ψ_f شار ناشی بین رتور و استاتور، u_d و u_q ولتاژهای اعمالی به موتور، ω سرعت روتور، L اندوکتانس، R_s مقاومت استاتور، P_n تعداد زوج قطب‌های موتور و T_L گشتاور بار بوده که به عنوان نامعینی فرض می‌شود.

برای طراحی کنترل کننده با توجه به رابطه (۴) ورودی کنترل u_d را می‌توان برای کنترل جریان i_d و رودی کنترل u_q را برای کنترل سرعت زاویه‌ای شفت طراحی نمود. همچنین مشابه مراجع دیگر می‌توان متغیر گشتاور بار را به عنوان نامعینی در نظر گرفت و با استفاده از یک روتنگر تخمین زد.

۳- تئوری کنترل پیشنهادی

۳-۱- مد لغزشی چند متغیره

در مدل‌سازی ممکن است نامعینی‌هایی از قبیل دینامیک‌های مدل نشده و عدم قطعیت در پارامترها وجود داشته باشد. از این رو روش مد لغزشی ارائه شده است. برای تشریح این روش سیستم غیرخطی زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u + d(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2)$$

که در آن $d(t)$ مجموع نامعینی‌های سیستم است. ابتدا به صورت زیر از خروجی مشتق گرفته تا ورودی ظاهر شود:

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{\partial h}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h}{\partial x} g(x)u + \frac{\partial h}{\partial x} d(t) \\ &= L_f h(x) + L_g h(x)u + \dot{d}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

اگر $L_g h(x) = 0$ باشد، مشتق گرفتن را ادامه می‌دهیم تا ورودی ظاهر شود. بنابراین خواهیم داشت:

$$y^{(r)} = L_f^{(r)} h(x) + L_g L_f^{(r-1)} h(x)u + d^{(r)}(t) \quad (4)$$

برای طراحی کنترل کننده مد لغزشی ابتدا متغیر لغزش به صورت زیر برای سیستم (۴) تعریف می‌گردد:

$$s = e^{(r-1)} + \lambda_{r-1}e^{(r-2)} + \dots + \lambda_2\dot{e} + \lambda_1e \quad (5)$$

ولتاژها در راستای d و q به عنوان دو ورودی کنترل و جریان در راستای d و سرعت زاویه‌ای شفت به عنوان دو خروجی سیستم در نظر گرفته می‌شوند. لذا در این مقاله به طراحی کنترل کننده غیرخطی چند ورودی - چند خروجی برای این نوع موتورها پرداخته خواهد شد. اصول طراحی کنترل کننده غیرخطی برای سیستم‌های چند ورودی - چند خروجی در [۲۴، ۲۵] تشریح شده است.

روش‌های کنترل چند متغیره نیز برای موتورهای سنکرون مغناطیس دائم توسط محققین ارائه شده است. در [۱] کنترل کننده ترکیبی فازی - چند متغیره در [۲۶] کنترل بهینه - چند متغیره و در [۲۷] کنترل خطی پیش بین - چند متغیره برای موتور سنکرون مغناطیس دائم طراحی شده است.

با جمع بندی مطالب ذکر شده به عنوان نوآوری‌های این مقاله، طراحی کنترل کننده غیرخطی مبتنی بر روتنگر در حالت برداری برای سیستم دو ورودی - دو خروجی موتور سنکرون مغناطیس دائم انجام می‌شود. از مزایای روش پیشنهادی می‌توان به غیرخطی بودن، مقاومت در مقابل نامعینی، کنترل چند متغیره و همگرایی زمان محدود اشاره کرد. همچنین در بخش رساننده کنترل کننده از تابعی هموار استفاده خواهد شد که منجر به تولید سیگنال همواری کرده و نیاز به استفاده از روش‌های تقریبی حذف چترینگ نخواهد بود.

در این بخش از مقاله کارهای انجام شده در زمینه کنترل موتورهای سنکرون مغناطیس دائم مرور گردید. در بخش دوم مدل‌سازی آن توضیح داده خواهد شد. در بخش سوم تئوری کنترل پیشنهادی تشریح شده و این روش در بخش چهارم برای کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم مورد استفاده قرار خواهد گرفت. در بخش پنجم نتایج شبیه‌سازی ارائه شده و در نهایت در بخش ششم جمع بندی مطالب و نتیجه‌گیری انجام می‌شود.

۲- مدل دینامیکی موتور سنکرون مغناطیس دائم

موتور سنکرون مغناطیس دائم از دو بخش استاتور و روتور تشکیل شده است. استاتور این موتور شامل یک هسته مغناطیسی و سیم پیچ بوده و سیم پیچ می‌تواند تک فاز یا سه فاز باشد. روتور نیز شامل یک هسته و سیم پیچ بوده که به وسیله یک جریان مستقیم و یا یک آهنربای مغناطیسی دائم تغذیه می‌گردد. در موتور سنکرون، دو میدان مغناطیسی استاتور و روتور تمایل به همراستا شدن دارند که این عمل باعث ایجاد گشتاور در موتور می‌گردد. تفاوت اصلی این دسته از موتور-ها با دیگر موتورهای جریان متناوب، میدان مغناطیسی دائم در آن‌ها می‌باشد. موتورهای سنکرون مغناطیس دائم از نظر نحوه تولید میدان مغناطیسی دائم بر روی روتور در دو گروه زیر تقسیم بندی می‌شوند:

۱- موتور سنکرون مغناطیس دائم مگنت سطحی

۲- موتور سنکرون مغناطیس دائم مگنت داخلی

در دسته اول مواد مغناطیسی برای تولید میدان مغناطیسی دائم بر روی سطح رتور قرار داده شده‌اند. در دسته دوم آهنربا در داخل هسته

$$\dot{V} = s \left[d^{(r)}(t) - k \text{sign}(s) \right] \leq -\eta |s| \quad (12)$$

با برقراری رابطه بالا داریم:

$$k \geq d^{(r)}(t) \frac{s}{|s|} + \eta \quad (13)$$

با توجه به رابطه بالا یک انتخاب برای k به صورت زیر خواهد بود:

$$k = L_d + \eta \quad (14)$$

بنابراین با اعمال کنترل کننده رابطه (۷) به سیستم (۶) تضمین می‌گردد متغیر لغزش در مدت زمان محدودی که از رابطه (۱۱) تعیین می‌شود، به صفر رسیده و باقی بماند. در اینصورت با بازنویسی رابطه (۵) داریم:

$$s = e^{(r-1)} + \lambda_{r-1} e^{(r-2)} + \dots + \lambda_2 \dot{e} + \lambda_1 e = 0 \quad (15)$$

که با توجه به هم علامت بودن ضرایب، پایداری خطا و مشتقات آن تضمین می‌شود [۲۹، ۳۰].

حال فرض کنید در رابطه (۲) سیستم چند ورودی - چند خروجی غیرخطی بوده و در آن بردار توابع غیرخطی از متغیرهای حالت، $f(x)$ بردار توابع غیرخطی از متغیرهای حالت، $g(x)$ ماتریسی از توابع غیرخطی از متغیرهای حالت، $y=h(x)$ بردار خروجی سیستم، u بردار ورودی و $d(t)$ توابع نامعینی می‌باشد. برای هر یک از خروجی‌های این سیستم یک متغیر لغزش تعریف کرده و با مشتق گیری از تک تک متغیرهای لغزش خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \\ \vdots \\ \dot{s}_m \end{bmatrix} = A(x) + B(x)u + D(t)$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} a_1(x,t) \\ a_2(x,t) \\ \vdots \\ a_m(x,t) \end{bmatrix}, B(x) = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^m b_{1k}(x,t)u_k \\ \sum_{k=1}^m b_{2k}(x,t)u_k \\ \vdots \\ \sum_{k=1}^m b_{mk}(x,t)u_k \end{bmatrix}$$

$$D(t) = \begin{bmatrix} d_1^{(r_1)}(t) \\ d_2^{(r_2)}(t) \\ \vdots \\ d_m^{(r_m)}(t) \end{bmatrix} \quad (16)$$

برای این سیستم، ابتدا توابع کاندید لیاپانوف به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$V_i = \frac{1}{2} s_i^2, \quad i = \{1, 2, \dots, m\} \quad (17)$$

که در آن $e = y - y_d$ و $i = \{1, 2, \dots, r-1\}$ ضرایبی مثبت برای وزن دهی به مشتقات خطا می‌باشد. با مشتق گیری از این متغیر لغزش و جایگذاری رابطه (۴) در آن داریم:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= e^{(r)} + \lambda_{r-1} e^{(r-1)} + \dots + \lambda_1 \dot{e} \\ &= L_f^{(r)} h(x) + L_g L_f^{(r-1)} h(x) u \\ &\quad + d^{(r)}(t) - y_{ref}^{(r)} + \lambda_{r-1} e^{(r-1)} + \dots + \lambda_1 \dot{e} \end{aligned} \quad (6)$$

در این مقاله فرض می‌شود بخش نامعین $d^{(r)}(t)$ دارای کران بالا به صورت $|d^{(r)}(t)| \leq L_d$ باشند. در این صورت، کنترل کننده u به نحوی باید طراحی گردد که متغیر لغزش $s = s(x, t)$ را در حضور نامعینی در مدت زمان محدودی به صفر رسانده و حفظ شود. برای این منظور کنترل مد لغزشی مرتبه اول به صورت زیر در مراجع معرفی گردیده است:

$$u = \frac{1}{b(x,t)} [-a(x,t) - k \text{sign}(s)] \quad (7)$$

که در آن $a(x,t) = L_f^{(r)} h(x) - y_{ref}^{(r)} + \lambda_{r-1} e^{(r-1)} + \dots + \lambda_1 \dot{e}$ و $b(x,t) = L_g L_f^{(r-1)} h(x)$ بوده و مقدار k که به بهره رساننده معروف است به نحوی تعیین می‌گردد که پایداری متغیر لغزش تضمین گردد. با قرار دادن ورودی کنترل (۷) در سیستم (۶) داریم:

$$\dot{s} = d^{(r)}(t) - k \text{sign}(s) \quad (8)$$

برای بررسی پایداری زمان محدود متغیر لغزش، ابتدا تابع کاندید لیاپانوف به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (9)$$

که یک تابع مثبت معین است. طبق تئوری پایداری لیاپانوف اگر مشتق این تابع منفی معین باشد، $s = s(x, t) = 0$ پایدار مجانبی خواهد بود. اما در تئوری کنترل مد لغزشی برای تضمین همگرایی زمان محدود متغیر لغزش، شرط

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial s} \dot{s} = s \dot{s} \leq -\eta |s| \quad (10)$$

برقرار می‌گردد که در آن η یک ثابت مثبت است. با انتگرال گیری از طرفین شرط لغزش (۱۰) داریم:

$$t_r \leq \frac{|s(0)|}{\eta} \quad (11)$$

بنابراین مدت زمان همگرایی متغیر لغزش از رابطه‌ی (۱۱) قابل محاسبه خواهد بود. همانطور که در این رابطه مشاهده می‌شود، مدت زمان صفر شدن متغیر لغزش با تغییر مقدار پارامتر η قابل تنظیم است. برای برقراری شرط (۱۰) با استفاده از دینامیک متغیر لغزش در رابطه (۸) داریم:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + \beta_1 e \\ \dot{\hat{x}}_2 = f(x) + g(x)u + \hat{d} + \beta_2 fal(e, a_1, \delta) \\ \dot{\hat{d}} = \beta_3 fal(e, a_2, \delta) \\ \hat{y} = \hat{x} \end{cases} \quad (22)$$

که در آن $e = y - \hat{y} = x_1 - \hat{x}_1$ ، β_1 ، β_2 و β_3 پارامترهای تنظیم رویتگر، $0 < a_1, a_2 < 1$ و \hat{x}_1 ، \hat{x}_2 و \hat{d} به ترتیب تخمین متغیرهای x_1 ، x_2 و $d(t)$ می‌باشند. تابع $fal(e, a, \delta)$ نیز به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$fal(e, a, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-a}}, & |e| \leq \delta \\ |e|^a sign(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (23)$$

که در آن $0 < a < 1$ و δ یک عدد کوچک است. با استفاده از روابط (22) و (23) در سیستم (21) دینامیک خطای رویتگر به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} e_{x_1} &= \hat{y} - y \\ \dot{e}_{x_1} &= e_{x_2} - \beta_1 e_{x_1} \\ \dot{e}_{x_2} &= e_d - \beta_2 fal(e_{x_1}, a_1, \delta) \\ \dot{e}_d &= -\dot{d}(t) - \beta_3 fal(e_{x_1}, a_2, \delta) \end{aligned} \quad (24)$$

اثبات پایداری این رویتگر و همگرایی خطای آن در [23] انجام شده است.

۳-۳- مد لغزشی هموار برداری مبتنی بر رویتگر

ورودی کنترل در روش مد لغزشی استاندارد شامل تابع ناپیوسته علامت بوده و این تابع در نزدیکی سطح لغزش به دلیل ناپیوستگی دارای رفتار نوسانی است. روش‌های مختلفی برای هموارسازی سیگنال کنترل و حذف نوسان در ورودی کنترل ارائه شده است. در ساده‌ترین روش، تابع علامت با تابع اشباع تقریب زده می‌شود. در این صورت ورودی کنترل رابطه (18) به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$u = B(x)^{-1} [-A(x) + V],$$

$$V = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 sat_{\varepsilon_1}(s_1) \\ k_2 sat_{\varepsilon_2}(s_2) \\ \vdots \\ k_m sat_{\varepsilon_m}(s_m) \end{bmatrix} \quad (25)$$

که در آن ε یک ثابت مثبت بوده و تعیین کننده شیب در تابع اشباع می‌باشد. با انتخاب عدد بزرگ برای این پارامتر می‌توان سیگنال کنترل را هموار کرد اما به همین نسبت دقت کنترل کاهش خواهد یافت. در سال‌های اخیر روش‌های متعدد دیگری از قبیل مد لغزشی مرتبه بالا، مد لغزشی تطبیقی و مد لغزشی مبتنی بر رویتگر نیز برای هموار

همانند بخش قبل برای تضمین همگرایی زمان محدود متغیر لغزش بردار ورودی کنترل می‌تواند به صورت زیر طراحی گردد:

$$u = B(x)^{-1} [-A(x) + V],$$

$$V = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 sign(s_1) \\ k_2 sign(s_2) \\ \vdots \\ k_m sign(s_m) \end{bmatrix} \quad (18)$$

در این صورت بردار دینامیک متغیرهای لغزش به صورت زیر تبدیل می‌شود:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \\ \vdots \\ \dot{s}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 sign(s_1) + d_1^{(r_1)}(t) \\ k_2 sign(s_2) + d_2^{(r_2)}(t) \\ \vdots \\ k_m sign(s_m) + d_m^{(r_m)}(t) \end{bmatrix} \quad (19)$$

مشابه بخش قبل پایداری زمان محدود تک تک متغیرهای لغزش با انتخاب زیر قابل اثبات است:

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ \vdots \\ k_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{d_1} + \eta_1 \\ L_{d_2} + \eta_2 \\ \vdots \\ L_{d_m} + \eta_m \end{bmatrix} \quad (20)$$

بنابراین با اعمال کنترل کننده رابطه (18) به سیستم (16) تضمین می‌گردد بردار متغیر لغزش در مدت زمان محدودی به صفر رسیده و باقی بماند. در اینصورت پایداری خطا و مشتقات آن نیز تضمین می‌شود [22، 31].

۳-۲- رویتگر اغتشاش

از رویتگر می‌توان برای تخمین اطلاعات غیرقابل اندازه‌گیری سیستم استفاده نمود. در این حالت با فراهم بودن تخمین متغیرها و توابع نامعین، می‌توان کنترل کننده را پیاده‌سازی نمود. تخمین بخش‌های غیرقابل اندازه‌گیری و نامعین می‌تواند با استفاده از یک رویتگر توسعه یافته انجام شود. در این بخش یک رویتگر توسعه یافته که در سال‌های اخیر در مراجع ارائه شده است، معرفی می‌شود. برای این منظور سیستم غیرخطی را به فرم زیر در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f(x) + g(x)u + d(t) \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (21)$$

که در آن x و y متغیرهای حالت، $d(t)$ بخش نامعین و u ورودی کنترل است. توجه شود که در این سیستم تنها متغیر حالت x قابل اندازه‌گیری می‌باشد. برای این سیستم رویتگر حالت به صورت زیر در [23] تعریف گردیده است:

$$\dot{V} = s \left(-k |s|^\alpha \text{sign}(s) \right) \leq -\eta |s|^{1+\alpha}$$

$$-k |s|^\alpha \text{sign}(s) \frac{s}{|s|^{1+\alpha}} + \eta \leq 0 \quad (31)$$

$$k \geq \eta$$

با توجه به رابطه بالا یک انتخاب برای k به صورت زیر خواهد بود:

$$k = \eta \quad (32)$$

بنابراین با اعمال کنترل کننده رابطه (۲۶) به سیستم (۶) تضمین می‌گردد متغیر لغزش در مدت زمان محدودی که از رابطه (۳۰) تعیین می‌شود، به صفر رسیده و باقی بماند [۳۴].

حال اگر سیستم چند ورودی - چند خروجی باشد، با استفاده از روش پیشنهادی بردار ورودی کنترل (۱۸) به صورت زیر تبدیل خواهد شد:

$$u = B(x)^{-1} \left[-A(x) - \hat{D}(t) + V \right],$$

$$V = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 |s_1|^{\alpha_1} \text{sign}(s_1) \\ k_2 |s_2|^{\alpha_2} \text{sign}(s_2) \\ \vdots \\ k_m |s_m|^{\alpha_m} \text{sign}(s_m) \end{bmatrix} \quad (33)$$

۴- طراحی سیستم کنترل

در این بخش کنترل کننده ترکیبی مد لغزشی هموار چند متغیره مبتنی بر روی تگر پیشنهاد شده برای سیستم غیرخطی دو ورودی - دو خروجی نامعین موتور سنکرون مغناطیس دائم طراحی می‌شود. برای این منظور معادلات دینامیکی سیستم را به فرم فضای حالت زیر در نظر بگیرد:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} i_d + P_n \omega i_q \\ -P_n \omega i_d - \frac{R_s}{L} i_q - \frac{P_n \psi_f}{L} \omega \\ \frac{P_n \psi_f}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L} \end{bmatrix} T_L$$

با در نظر گرفتن متغیرهای حالت به صورت:

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad x_3] = [i_d \quad i_q \quad \omega] \quad (35)$$

بردار ورودی کنترل:

سازی سیگنال کنترل بدون کاهش دقت ارائه شده است. در مرجع [۳۴] با در اختیار داشتن تخمین بخش نامعین، یک روش ساده بر پایه اصول مد لغزشی مرتبه اول ارائه شده که در این مقاله به صورت برداری مورد استفاده قرار خواهد گرفت. برای تشریح این روش دینامیک متغیر لغزش مشابه رابطه (۶) در نظر گرفته می‌شود. ورودی کنترل برای کنترل این متغیر به صورت زیر پیشنهاد گردیده است:

$$u = \frac{1}{b(x,t)} \left(-a(x,t) - k |s|^\alpha \text{sign}(s) - \hat{d}^{(r)}(t) \right) \quad (26)$$

$$0 < \alpha < 1$$

که در آن $a(x,t) = L_f^{(r)} h(x) - y_{ref}^{(r)} + \lambda_{r-1} e^{(r-1)} + \dots + \lambda_1 \dot{e}$

و $b(x,t) = L_g L_f^{(r-1)} h(x)$ و $\hat{d}^{(r)}(t)$ تخمین بخش

نامعین است که توسط یک روی تگر فراهم می‌شود. همچنین مقدار k که به بهره رساننده معروف است به نحوی تعیین می‌گردد که پایداری متغیر لغزش تضمین گردد. با قرار دادن ورودی کنترل (۲۶) در سیستم (۶) داریم:

$$\dot{s} = d^{(r)}(t) - k \text{sign}(s) \quad (27)$$

برای بررسی پایداری زمان محدود متغیر لغزش، ابتدا تابع کاندید لیاپانوف همانند روش استاندارد به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (28)$$

که یک تابع مثبت معین است. در روش پیشنهادی برای تضمین همگرایی زمان محدود متغیر لغزش، شرط

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial s} \dot{s} = s \dot{s} \leq -\eta |s|^{1+\alpha} \quad (29)$$

می‌بایست برقرار گردد که در آن η یک ثابت مثبت است. با انتگرال گیری از طرفین شرط لغزش (۳۲) داریم:

$$s \dot{s} = \frac{|s|}{|s|} s \dot{s} = |s| \frac{d|s|}{dt} \leq -\eta |s|^{1+\alpha}$$

$$\int_{|s(0)|}^0 |s|^{-\alpha} d|s| \leq \int_0^{t_r} -\eta dt$$

$$\frac{|s|^{1-\alpha}}{1-\alpha} \Big|_{|s(0)|}^0 \leq -\eta t \Big|_0^{t_r} \quad (30)$$

$$t_r \leq \frac{|s(0)|^{1-\alpha}}{\eta(1-\alpha)}$$

بنابراین مدت زمان همگرایی متغیر لغزش از رابطه (۳۰) قابل محاسبه خواهد بود. مشاهده می‌شود که مدت زمان صفر شدن متغیر لغزش با تغییر مقدار پارامتر η قابل تنظیم است. برای برقراری شرط (۲۹) با استفاده از دینامیک متغیر لغزش در رابطه (۲۷) داریم:

$$u = B(x)^{-1}[-A(x) - \hat{D}(t) + V],$$

$$V = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 |s_1|^{\alpha_1} \text{sign}(s_1) \\ k_2 |s_2|^{\alpha_2} \text{sign}(s_2) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 - y_{1ref} \\ y_2 - y_{2ref} \end{bmatrix}$$

$$B(x)^{-1} = \frac{1}{B_{11}B_{22} - B_{12}B_{21}} \begin{bmatrix} B_{22} & -B_{12} \\ -B_{21} & B_{11} \end{bmatrix}$$

$$= \frac{JL^2}{P_n \psi_f} \begin{bmatrix} \frac{P_n \psi_f}{JL} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} A_1(x) \\ A_2(x) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L}x_1 + P_n x_2 x_3 \\ \frac{P_n \psi_f}{J}(-P_n \omega i_d - \frac{R_s}{L}i_q - \frac{P_n \psi_f}{L}\omega + \frac{u_q}{L}) - \frac{B}{J}(\frac{P_n \psi_f}{J}i_q - \frac{B}{J}\omega) \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$\hat{D}(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{d}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{B}{J^2} \hat{T}_L - \frac{\dot{T}_L}{J} \end{bmatrix}$$

با استفاده از رویکرد پیشنهادی، تخمین نامعینی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1 e \\ \dot{z}_2 = \hat{d}_2 + bu_2 + \beta_2 fal(e, a_1, \delta_1) \\ \dot{\hat{d}}_2 = \beta_3 fal(e, a_2, \delta_2) \\ z_1 = \hat{y}_2 \\ b = \frac{P_n \psi_f}{J}(-P_n \omega i_d - \frac{R_s}{L}i_q - \frac{P_n \psi_f}{L}\omega) - \frac{B}{J}(\frac{P_n \psi_f}{J}i_q - \frac{B}{J}\omega) + \frac{P_n \psi_f}{JL} \end{cases} \quad (41)$$

تابع $fal(e, a, \delta)$ نیز به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$fal(e, a, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-a}}, & |e| \leq \delta \\ |e|^a \text{sign}(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (42)$$

که در آن $0 < a < 1$ و δ یک عدد کوچک است.

$$U = [u_1 \quad u_2] = [u_d \quad u_q] \quad (36)$$

و بردار خروجی:

$$Y = [y_1 \quad y_2] = [i_d \quad \omega] \quad (37)$$

فرم فضای حالت این سیستم به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L}x_1 + P_n x_2 x_3 \\ -P_n x_1 x_3 - \frac{R_s}{L}x_2 - \frac{P_n \psi_f}{L}x_3 \\ \frac{P_n \psi_f}{J}x_2 - \frac{B}{J}x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L} \end{bmatrix} d(t) \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

که در آن $d(t) = T_L$ به عنوان اغتشاش در نظر گرفته خواهد شد. همانطور که در رابطه (38) مشاهده می‌شود، دینامیک حاکم بر موتور سنکرون مغناطیس دائم دو ورودی - دو خروجی، غیرخطی و دارای نامعینی است. برای این سیستم به صورت زیر از خروجی‌ها مشتق گرفته تا حداقل یک ورودی ظاهر شود:

$$y^{(r)} = A(x) + B(x)u + D(t)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1(x) \\ A_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1(t) \\ d_2(t) \end{bmatrix}$$

$$A_1(x) = -\frac{R_s}{L}x_1 + P_n x_2 x_3$$

$$A_2(x) = \frac{P_n \psi_f}{J}(-P_n \omega i_d - \frac{R_s}{L}i_q - \frac{P_n \psi_f}{L}\omega + \frac{u_q}{L}) - \frac{B}{J}(\frac{P_n \psi_f}{J}i_q - \frac{B}{J}\omega) \quad (39)$$

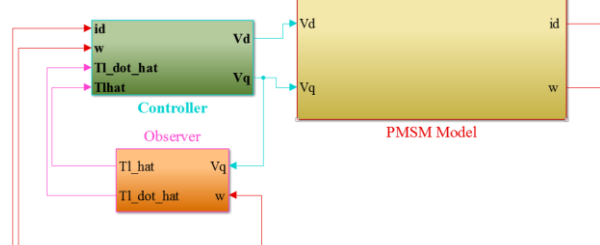
$$B_{11} = \frac{1}{L}, \quad B_{12} = 0, \quad B_{21} = 0, \quad B_{22} = \frac{P_n \psi_f}{JL},$$

$$d_1(t) = 0, \quad d_2(t) = \frac{B}{J^2} T_L - \frac{\dot{T}_L}{J}$$

برای این سیستم بردار ورودی کنترل به صورت زیر طراحی می‌گردد:

۵- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش عملکرد کنترل‌کننده مد لغزشی چند ورودی چند خروجی مبتنی بر روی‌تگر در کنترل جریان و سرعت زاویه ای مدل یک موتور سنکرون مغناطیس دائم با انجام شبیه‌سازی در محیط سیمولینک نرم افزار متلب بررسی می‌شود. بلوک دیاگرام شبیه سازی در شکل (۱) نمایش داده شده است.

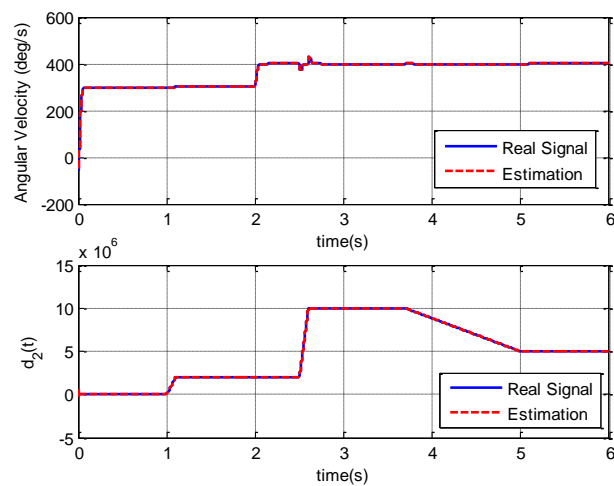


شکل (۱): بلوک دیاگرام شبیه‌سازی در محیط متلب

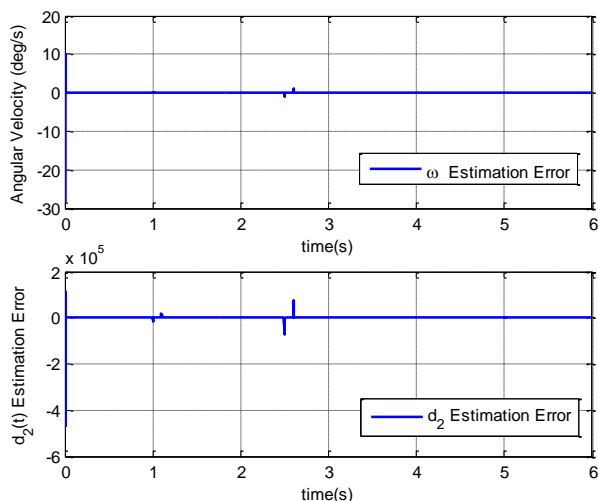
مدل دینامیکی موتور سنکرون مغناطیس دائم در نظر گرفته شده در این بخش از مرجع [۲۹] گرفته شده است. مقادیر پارامترهای مورد استفاده در جدول (۱) درج گردیده است:

جدول (۱): مقادیر پارامترهای مورد استفاده

ردیف	پارامتر	مقدار	واحد
۱	Rs	2.875	Ohm
۲	L	0.085	H
۳	P	4	جفت
۴	ψ_f	0.0175	Wb
۵	B	1	Nm
۶	J	0.01	Kg*m2



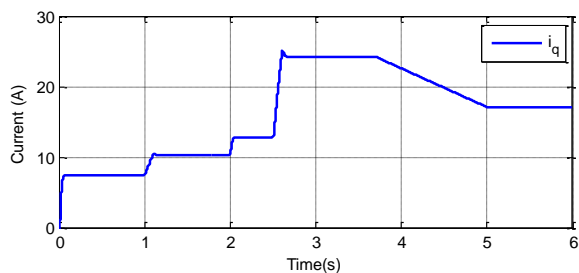
شکل (۲): تغییرات سرعت زاویه‌ای شفت و تابع نامعینی d_2 و تخمین این متغیرها با استفاده از روی‌تگر توسعه یافته



شکل (۳): خطای تخمین سرعت زاویه‌ای شفت و تابع نامعینی d_2 با استفاده از روی‌تگر توسعه یافته

ابتدا عملکرد روی‌تگر طراحی شده بررسی می‌شود. با استفاده از این روی‌تگر، منحنی‌های مربوط به تخمین سرعت زاویه‌ای شفت و تابع نامعینی d_2 در شکل (۲) نمایش داده شده است. مشاهده می‌گردد که این متغیرها با دقت و سرعت بالایی توسط روی‌تگر طراحی شده، تخمین زده شده‌اند. همچنین تغییرات مربوط به خطای تخمین این متغیرها در لحظات ابتدایی در شکل (۳) نشان داده شده است. مشاهده می‌گردد که در مدت زمان مناسبی تخمین انجام شده است.

با اعمال کنترل کننده پیشنهادی به مدل موتور در شکل (۴) تغییرات خروجی‌های سیستم (جریان در راستای محور d و سرعت زاویه‌ای شفت)، نمایش داده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد در لحظات اولیه که مقدار گشتاور بار صفر است، خروجی‌های سیستم کنترل شده‌اند. از ثانیه ۱ با افزایش مقدار گشتاور بار، تغییر ناچیزی در خروجی‌ها مشاهده شده و ملاحظه می‌گردد که کنترل کننده در مقابل این اغتشاش مقاومت می‌کند. مقادیر خطای ردیابی خروجی‌ها نیز در شکل (۵) بیانگر دقت و سرعت سیستم کنترل پیشنهادی در حضور اغتشاش ناشی از گشتاور بار است. تغییرات سیگنال‌های کنترل صادر شده توسط کنترل کننده در این حالت نیز در شکل (۶) قابل مشاهده



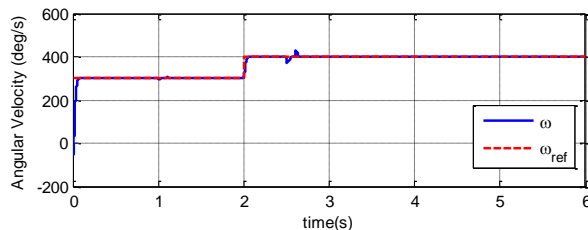
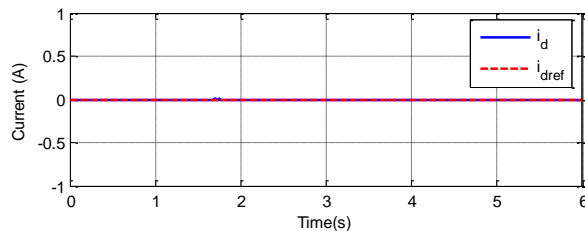
شکل (۷): جریان در راستای محور q ب

۶- نتیجه گیری

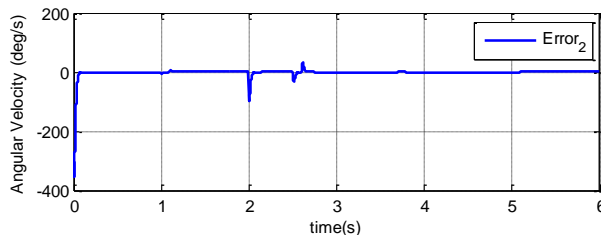
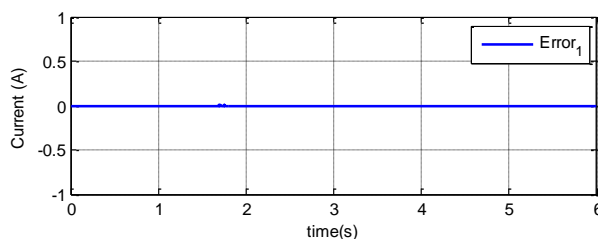
در این مقاله کنترل کننده مد لغزشی چند ورودی - چند خروجی مبتنی بر رویکرد توسعه یافته برای یک موتور سنکرون مغناطیس دائم طراحی شد. برای این منظور تخمین تابعی از گشتاور بار به عنوان نامعینی با استفاده از یک رویکرد توسعه یافته انجام شد و در اختیار کنترل کننده قرار گرفت. کنترل کننده نیز به صورت برداری طراحی گردید و تداخل بین دو زیر بخش دینامیک موتور در مرحله طراحی در نظر گرفته شد. با انجام شبیه سازی ابتدا نشان داده شد که رویکرد مورد استفاده به خوبی و با دقت و سرعت بالایی قادر به تخمین متغیرهای سرعت زاویه‌ای شفت موتور و تابعی از گشتاور بار است. همچنین نشان داده شد که اگر کنترل کننده از این اطلاعات تخمین زده شده در فیدبک استفاده کند، قادر به کنترل خروجی‌های سیستم در حضور تغییرات گشتاور بار است. همچنین به دلیل استفاده از نوع جدیدی از کنترل مد لغزشی، سیگنال کنترل همواری صادر گردید که قابل پیاده‌سازی است.

مراجع

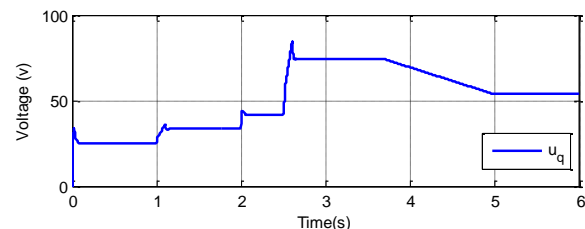
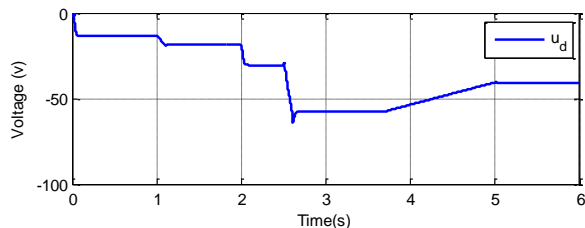
- [1] A. M. Harir, A. A. Damaki Aliabad, Comprehensive Design and Fabrication of Permanent Magnet Synchronous Motor to Reach Minimum Cogging Torque, Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 15, No. 1, 2018, pp. 113-121.
- [2] A. Jabbari, F. Dubas, Analytical Modelling of Magnetic Field Distribution in Spoke Type Permanent Magnet Machines, Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 17, No. 3, 2020, pp. 141-151.
- [3] A, G, Ram. Kr, Santha, Design of an Adaptive Gain variation Sliding Mode Control Algorithm for Extended Non-singular Terminal Sliding Mode Observer based Sensorless PMSM Drive. International Journal of Applied Engineering Research. Vol 14. No 1, 2019.
- [4] Y, Jiang. W, Xu. Ch, Mu. Yi, Liu, Improved Deadbeat Predictive Current Control Combined Sliding Mode Strategy for PMSM Drive System. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017.
- [5] A, Kh, Junejo. W, Xu. Ch, Mu. M, M, Ismail. and Y, Liu, Adaptive Speed Control of PMSM Drive System Based A New Sliding-Mode Reaching Law. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020.
- [6] D, Xu. et al, Very-low speed control of PMSM based on EKF estimation with closed loop optimized parameters. ISA Transactions. Vol 52, 2013.



شکل (۴): خروجی‌های سیستم



شکل (۵) خطای ردیابی خروجی‌ها



شکل (۶): سیگنال‌های ورودی

- [24] Ch, S, Chiu, Derivative and integral terminal sliding mode control for a class of MIMO Nonlinear systems, Elsevier, Automatica, Vol 48, 2012.
- [25] S, Laghrouche, F, Plestan, and A, Glumineau, Multivariable practical higher order sliding mode control, 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference, Seville, Spain, 2005.
- [26] Ch, J, Meirinho, A, Bartsch, J, de Oliveira, M, S, M, Cavalca, An optimal MIMO control approach for PMSM drives. 2017 Brazilian Power Electronics Conference, 2017.
- [27] M, Graf, L, Otava, L, Buchta, Simple Linearization Approach for MPC Design for Small PMSM with Field Weakening Performance. Elsevier IFAC-PapersOnLine. Vol 48, 2015.
- [28] A, Parvathy and R, Devanathan, Linearization of Permanent Magnet Synchronous Motor Using MATLAB and Simulink. INTECH Open Access Publisher, 2011.
- [29] J. E. Slotine, W. Li, Applied Nonlinear Control, Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [30] N. Derbel, J. Ghommam, Q. Zhu, Applications of Sliding Mode Control, Springer, 2017.
- [31] A. Palmieri, R. Procopio, A. Bonfiglio, M. Brignone, M. Invernizzi, A. Morini, B. Veselic, "Tuning and Feasibility Analysis of Classical First-Order MIMO Non-Linear Sliding Mode Control Design for Industrial Applications", Machines, Vol. 7, No. 10, 2019.
- [32] H. S. Ramírez, M. A. A. Orduña, E.W. Zu. Bustamante, "On the sliding mode control of MIMO nonlinear systems: An input-output approach", Int J Robust Nonlinear Control, Vol. 29, 2019.
- [33] H, Yang, Y, Yu, Y, Yuan, X, Fan, Back-stepping control of two-link flexible manipulator based on an extended state observer, Advances in Space Research, Vol. 56, No. 10, 2015.
- [34] V. Behnamgol, A. R. Vali, and A. Mohammadi, A new observer-based chattering-free sliding mode guidance law, Proc IMechE, Part G: J Aerospace Engineering, Vol. 230, 2016.
- [7] A. badi, A. Vali, V. Behnamgol, Acceleration autopilot design using backstepping adaptive second-order sliding mode for pitch channel Flying object, Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 17, No. 3, 2020, pp. 51-62.
- [8] X, Liu, H, Yu, J, Yu, and L, Zhao, Combined Speed and Current Terminal Sliding Mode Control with Nonlinear Disturbance Observer for PMSM Drive. IEEE Access. Vol 4, 2016.
- [9] P, Mani, R, Rajan, L, Shanmugam, and Y, H, Joo, Adaptive fractional fuzzy integral sliding mode control for PMSM model. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2018.
- [10] Zh, Yin, L, Gong, Ch, Du, J, Liu, And Y, Zhong, Integrated Position and Speed Loops under Sliding Mode Control Optimized by Differential Evolution Algorithm for PMSM Drives. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018.
- [11] H, Le-Huy, Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting in Industry, 1999.
- [12] P, Vaclavek and P, Blaha, Synchronous machine drive observability analysis and sensorless control design. IEEE 2nd International in Power and Energy Conference, 2008.
- [13] K, Chikh, et al, Improved DTC Algorithms for Reducing Torque and Flux Ripples of PMSM Based on Fuzzy Logic and PWM Techniques. INTECH Open Access Publisher, 2012.
- [14] X, Xiao, et al, Performance control of PMSM drives using a self-tuning PID. IEEE International Conference on in Electric Machines and Drives, 2005.
- [15] C, Jong-Woo and L, Sang-Cheol, Antiwindup Strategy for PI-Type Speed Controller. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol 56, 2009.
- [16] S, J, Underwood and I, Husain, Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol 57, 2010.
- [17] F, F, M, El-Sousy, High-performance neural-network model-following speed controller for vector-controlled PMSM drive system. IEEE International Conference on Industrial Technology. Vol 1, 2004.
- [18] J, DENG, et al, Speed Control of Switched Reluctance Motor using Sliding Mode Variable Structure Control. Micromotors Servo Technique. Vol 7, 2006.
- [19] S, Coman, et al, Robust control of a permanent magnet synchronous machine. International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 2012.
- [20] L, Qi and H, Shi, Adaptive position tracking control of permanent magnet synchronous motor based on RBF fast terminal sliding mode control. Neurocomputing. Vol 115, 2013.
- [21] H, Fallah Ghavidel, S. M. Mousavi Gazafroudi, R. Asad, "Thrust Control of BLDC Thruster Motors by Observer-Based Robust Adaptive Fuzzy Control", Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 17, No. 3, 2020, pp. 109-118.
- [22] Ch, P, Tana, X, Yub, Zh, Man, Terminal sliding mode observers for a class of nonlinear systems. Automatica. Vol 46, 2010.
- [23] K, Kalsi, J, Lian, S, Huib, S, H, Zak, Sliding-mode observers for systems with unknown inputs: A high-gain approach. Automatica. Vol 46, 2010.