



فصلنامه علمی ((دفاع هوافضایی))
دور ۲، شماره ۴، اسفند ۱۴۰۲

عنوان مقالات

مقاله پژوهشی

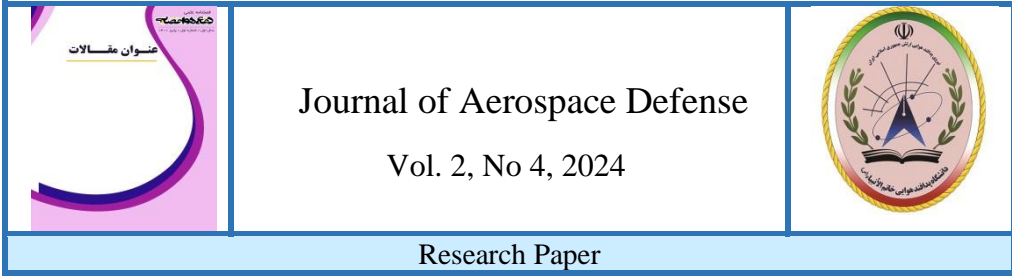
پیاده‌سازی آزمایشگاهی کنترل برداری بدون حسگر موتور PMSM، با استفاده از رُویتگر مد لغزشی و حلقه قفل فاز

محمد ویسی^۱، محمد فرهمند راد^۲، سید مهدی امامی^۳ و حمید بلوچستانی^۳

۱. استادیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء^(ص)، تهران، ایران
۲. مدرس دانشکده مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء^(ص)، تهران، ایران
۳. کارشناس ارشد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران

اطلاعات مقاله	چکیده
تاریخ پذیرش: ۱۴۰۳/۰۲/۰۹	<p>در این مقاله، یک الگوریتم تخمین موقعیت روتور بر اساس رُویتگر مد لغزشی (SMO) و حلقه قفل فاز (PLL) برای کنترل موتور سنکرون آهنربا دائم (PMSM) در میکروکنترلر STM32L431RCT6 ارائه شده است. در مقایسه با رُویتگر SMO متداول، رُویتگر مبتنی بر SMO و PLL پیشنهادی دارای دو مزیت کاهش پدیده نامطلوب لرزش و بهبود دقت تخمین موقعیت روتور می-باشد. در این تحقیق، یک سیستم کنترل بدون حسگر هیبریدی برای درایو موتور PMSM با استفاده از روش راه‌اندازی I-f و یک انتقال نرم به کنترل برداری حلقه‌بسته بدون حسگر با SMO و PLL، طراحی گردیده است. برای پیاده‌سازی کنترل برداری میدان، حلقه قفل شونده فاز، رُویتگر مد لغزشی، کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی، مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی و تبدیلات مختصات، از زبان برنامه‌نویسی C استفاده شده و با استفاده از میکروکنترلرهای ۳۲ بیتی خانواده STM32 پیاده‌سازی شده است. در ادامه، نتایج آزمایشگاهی ارائه شده عملکرد مطلوب رُویتگر پیشنهادی را به خوبی نشان می‌دهد.</p>
تاریخ دریافت: ۱۴۰۲/۱۲/۰۶	
کلمات کلیدی: رُویتگر مد لغزشی، روش راه‌اندازی I-f، کنترل بدون حسگر، حلقه قفل فاز، میکروکنترلر STM32	
نویسنده مسئول: محمد ویسی ایمیل: m.veysi@khadu.ac.ir	

استناد به مقاله: محمد ویسی، محمد فرهمند راد، سید مهدی امامی و حمید بلوچستانی، پیاده‌سازی آزمایشگاهی کنترل برداری بدون حسگر موتور PMSM با استفاده از رُویتگر مد لغزشی و حلقه قفل فاز، فصلنامه دفاع هوافضایی، دوره ۲، شماره ۴، اسفند ۱۴۰۲.



Laboratory implementation of sensorless vector control of PMSM motor, using sliding mode observer and phase-locked loop

Mohammad Veysi¹, Mohammad Farahmand Rad², Seyed Mehdi Emami³, and Hamid Balouchestani³

1. Assistant Professor, Department of Electrical Engineering, Khatam Al-Anbia University, Tehran, Iran
2. Lecturer, Department of Electrical Engineering, Khatam Al-Anbia University, Tehran, Iran
3. MSc., Department of Electrical Engineering, Kashan University, Kashan, Iran

Article Information

Accepted: 2024/04/28

Received: 2024/02/25

Keywords:

Sliding Mode Observer, I-f Drive method, Sensorless Control, Phase-Locked Loop, STM32 Microcontroller

Abstract

In this paper, a rotor position estimation algorithm based on sliding mode observer (SMO) and phase-locked loop (PLL) for permanent magnet synchronous motor (PMSM) control in STM32L431RCT6 microcontroller is presented. The proposed SMO and PLL-based observer has two advantages compared to the conventional SMO observer: reducing the undesirable phenomenon of chattering and improving the accuracy of rotor position estimation. In this research, a hybrid sensorless control system for PMSM drive has been designed, using the I-f startup method and a smooth transition to sensorless closed-loop vector control with SMO and PLL. C programming language is used to implement field vector control, phase-locked loop, sliding mode observer, proportional-integral controllers, space vector pulse width modulation, and coordinate transformations. The proposed method is implemented using STM32 family 32-bit microcontrollers. In the following, the presented laboratory results show the desirable performance of the proposed observer.



Corresponding author:

Mohammad Veysi

Email:

m.veysi@khadu.ac.ir

HOW TO CITE: M. Veysi, M. Farahmand Rad, S. M. Emami, and H. Balouchestani, Laboratory implementation of sensorless vector control of PMSM motor, using sliding mode observer and phase-locked loop, Journal of Aerospace Defense, Vol. 2, No. 4, 2024.

۱- مقدمه

موتور سنکرون آهنربای دائم^۱ به طور گسترده‌ای در بسیاری از محرک‌های صنعتی، لوازم خانگی و وسایل نقلیه الکتریکی استفاده می‌شود [۱]. با این وجود، یک کنترل معمولی و رایج این دسته از موتورها به یک حسگر برای اندازه‌گیری موقعیت روتور و سرعت روتور نیاز دارد تا از عملکرد کنترل برداری میدان^۲ اطمینان حاصل شده و کنترل سرعت موتور نیز انجام شود. اما چنین حسگری دارای معایبی مانند افزایش هزینه درایو، افزایش ابعاد و اندازه دستگاه، کاهش قابلیت اطمینان و ایمنی در برابر نویز است. در سال‌های اخیر، کنترل بدون حسگر موقعیت برای درایو موتورهای سنکرون آهنربا دائم به یک موضوع تحقیقاتی محبوب در مقالات تبدیل شده است [۲-۶]. این کنترل به طور کلی به دو دسته بدون مبنای مدل^۳ و بر مبنای مدل تقسیم‌بندی می‌شود. از جمله کنترل بدون مبنای مدل روش تزریق سیگنال فرکانس بالا [۲-۳] که برای کنترل در سرعت‌های پایین و حالت سکون مناسب است. اما روش‌های کنترلی بر مبنای مدل عبارت‌اند از ولتاژ ضدمحرکه^۴، رؤیتگر مد لغزشی^۵ [۴-۶]، فیلتر کالمن توسعه یافته^۶ [۷] که برای سرعت‌های متوسط و بالا مناسب هستند. همچنین کنترل مدل پیش‌بین که دارای حجم محاسباتی بالا و وابستگی شدید به مدل ریاضی موتور است [۸]. در میان این رویکردها رؤیتگر مد لغزشی بدلیل مشخصه تخمین قوی و محاسبات ساده‌تر محبوب‌ترین روش است [۹]. متأسفانه، رؤیتگر مد لغزشی متداول به دلیل کنترل سوئیچینگ ناپیوسته دارای مشکل لرزش^۷ است. روش‌های متعددی برای محدود کردن و حذف پدیده نامطلوب لرزش، در کاربردهای مختلف صنعتی، پیشنهاد شده است [۱۰-۱۳]. یک روش مد لغزشی جدید [۴-۵] با حلقه قفل شونده فاز^۸ به منظور تضعیف مشکل لرزش و افزایش دقت تخمین موقعیت روتور اتخاذ شده است. در این روش، تابع علامت در رؤیتگر مد لغزشی مرسوم با تابع سیگموئید^۹ جایگزین می‌شود [۱۵]. علاوه بر این، حلقه قفل شونده فاز برای محاسبه موقعیت روتور پس از تخمین ولتاژ ضدمحرکه از طریق رؤیتگر مد لغزشی جدید استفاده می‌کند. از آنجایی که دامنه ولتاژ ضدمحرکه با سرعت روتور متناسب است و در سرعت‌های پایین دامنه این ولتاژ کم بوده و با نویز ناشی از فرکانس کلیدزنی همراه است، برای محاسبه آن یک استراتژی راه‌اندازی اضافی مورد نیاز است.

¹ PMSM

² Field Oriented Control

³ Unmodeled-based

⁴ back electromotive force

⁵ sliding mode observer

⁶ Extended Kalman filter

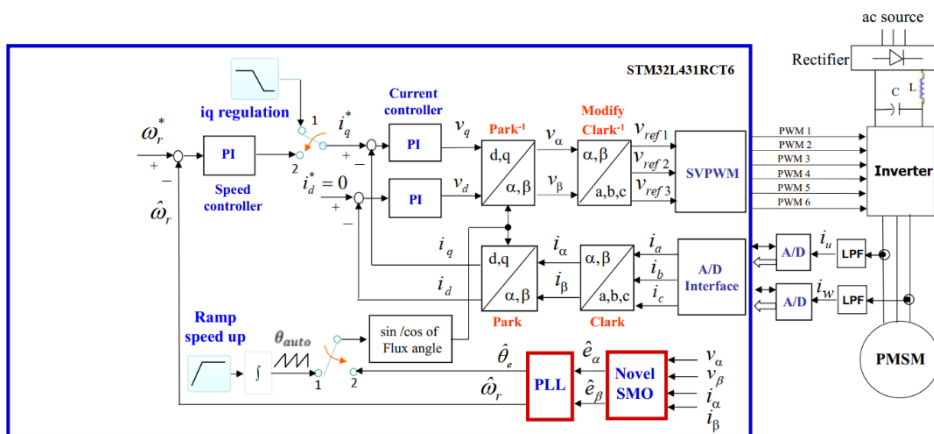
⁷ Chattering

⁸ Phase-locked loop

⁹ Sigmoid

استراتژی‌های راه‌اندازی ساده‌ای وجود دارند که به روش‌های V-f و I-f معروف هستند [۱۶-۱۷]. کنترل V-f یک رویکرد کنترل حلقه باز است زیرا دارای بازخورد از جریان موتور نیست. استفاده از این استراتژی بر روی موتورهای سنکرون آهنربا دائم ممکن است باعث ناپایداری و از دست رفتن همزمانی سرعت روتور و میدان دوار استاتور شود. علاوه بر این، ممکن است در شرایط بار، موتور با موفقیت راه‌اندازی نشود. برای مقابله با این مشکلات، سیستم باید مجهز به کنترل حلقه بسته جریان باشد که معمولاً به کنترل I-f شناخته می‌شود. استراتژی راه‌حل راه‌اندازی I-f برای کنترل بدون حسگر در سرعت پایین، بدون تخمین موقعیت اولیه روتور و تخمین پارامترهای موتور مناسب است [۱۶].

اخیراً به دلیل رشد فناوری پردازنده‌ها و میکروکنترلرهای دیجیتال امکان پیاده‌سازی الگوریتم‌های کنترلی پیشرفته به همراه محاسبات ریاضی پیچیده با سرعت و دقت بالا فراهم شده است. بنابراین، در این مقاله، بر اساس فناوری میکروکنترلرهای ARM، الگوریتم کنترلی بدون حسگر با استفاده از رویکرد مد لغزشی و حلقه قفل شونده فاز در درایو موتور سنکرون آهنربا دائم پیاده‌سازی شده و در شکل (۱) نشان داده شده است. کنترل برداری میدان، حلقه قفل شونده فاز، رویکرد مد لغزشی، کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی^{۱۰}، مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی^{۱۱} و تبدیلات مختصات با استفاده از زبان برنامه نویسی C در میکروکنترلر ۳۲ بیتی STM32L431RCT6 پیاده‌سازی شده‌اند.



شکل(۱): بلوک دیاگرام ساختار کنترل برداری بدون حسگر موتور سنکرون آهنربا دائم

¹⁰ Proportional-integral controller

¹¹ Space vector pulse width modulation

۲- فعالیت‌های تجربی

۲-۱- کنترل برداری بدون حسگر موتور سنکرون آهنربا دائم

بلوک دیاگرام کنترل سرعت بدون حسگر با استفاده از رُیتگر مد لغزشی و حلقه قفل شونده فاز بر اساس راه اندازی I-f برای درایو موتور سنکرون آهنربا دائم در شکل (۱) نشان داده شده است. این الگوریتم کنترلی شامل دو مرحله متوالی است. مرحله اول راه اندازی I-f و مرحله دوم کنترل برداری^{۱۲} میدان بدون حسگر با استفاده از رُیتگر مد لغزشی.

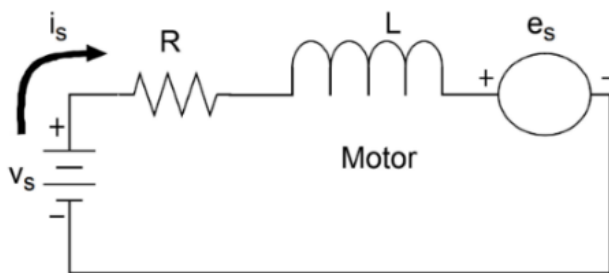
مدل ریاضی موتور سنکرون آهنربادار دائم در حوزه abc مطابق شکل (۲) و بصورت زیر تعریف می‌شود [۱۵].

$$V_s = Ri_s + L \frac{di_s}{dt} + e_s \quad (1)$$

در معادله (۱)، i_s بردار جریان موتور، V_s بردار ولتاژ ورودی، e_s ولتاژ ضد محرکه، R مقاومت سیم‌پیچ استاتور و L اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور است. حال برای کاهش حجم محاسبات از تبدیل کلارک^{۱۳} استفاده می‌شود و در نتیجه معادلات موتور از حوزه abc به حوزه $\beta\alpha$ انتقال می‌یابد. در نتیجه این انتقال، میدان دوار ناشی از سیم‌پیچ سه فاز متعادل با دو سیم‌پیچ متعامد مدل می‌شود. معادله (۲) تبدیل مستقیم کلارک را نشان می‌دهد.

$$i_a = i_a \quad (2)$$

$$i_\beta = \frac{i_a + 2 \times i_b}{\sqrt{3}}$$



شکل (۲): مدل موتور سنکرون آهنربا دائم

¹² Vector control

¹³ Clark transformation

در رابطه (۲) i_b و i_a جریان‌های موتور در حوزه abc و i_β و i_α جریان‌های متعامد حوزه $\beta\alpha$ هستند. در مرحله بعد، از تبدیل پارک^{۱۴} استفاده می‌شود. در این تبدیل محورهای $\beta\alpha$ که از تبدیل کلارک حاصل شده‌اند به محورهای dq تبدیل می‌شوند. در این تبدیل همچنان میدان مغناطیسی دوار حاصل از دو محور $\beta\alpha$ معادل با میدان مغناطیسی ناشی از دو محور dq است. با این تفاوت که محورهای dq دارای مقادیر ثابت و به عبارتی جریان مستقیم هستند اما این محورها برخلاف محورهای $\beta\alpha$ ثابت و ایستا نبوده و با سرعت شار روتور در حال چرخش هستند.

$$\begin{aligned} i_d &= i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ i_q &= -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \end{aligned} \quad (۳)$$

رابطه (۳) تبدیل مستقیم پارک را نشان می‌دهد. در این رابطه i_d و i_q جریان‌های محور dq و θ موقعیت شار روتور است. به طور کلی، مدل ریاضی موتور سنکرون آهنربا دائم در حوزه dq در رابطه (۴) بیان شده است [۶].

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + sL_s & -\omega_e L_s \\ \omega_e L_s & r_s + sL_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_f \end{pmatrix} \quad (۴)$$

در رابطه (۴)، V_d و V_q ولتاژهای محورهای dq، r_s مقاومت سیم‌پیچ فاز موتور، L_d و $L_s = L_d = L_q$ اندوکتانس‌های محورهای dq هستند. همچنین ω_e سرعت چرخش شار روتور و λ_f شار پیوندی آهنرباهای دائم هستند.

در واقع با استفاده از تبدیل‌های کلارک و پارک، یک موتور جریان متناوب سه فاز را به یک موتور جریان مستقیم مدل می‌کنیم که در آن نشانگر جریان مغناطیس شونده و i_q نشانگر جریان گشتاور است. در موتورهای سنکرون آهنربا دائم، روتور بر خلاف سایر موتورهای مانند موتورهای القایی نیازی به مغناطیس شدن از طریق عامل بیرونی ندارد زیرا که بر روی روتور آهنربا نصب شده است. بنابراین در کنترل برداری این موتورها همیشه مرجع کنترل جریان i_d صفر قرار داده می‌شود.

با جداسازی مولفه‌های جریان‌های مغناطیس شونده و گشتاور در کنترل برداری موتورهای سنکرون آهنربا دائم، گشتاور طبق رابطه (۵) محاسبه می‌شود [۳].

¹⁴ Park transformation

$$T_e = \frac{3N_p}{4} \lambda_f i_q \rightarrow T_e = K_t i_q \quad (5)$$

با در نظر گرفتن بار مکانیکی، معادله دینامیکی کلی سیستم محرک موتور سنکرون آهنربا دائم بصورت زیر به دست می‌آید [۳].

$$J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r = T_e - T_L \quad (6)$$

T_e گشتاور موتور، N_p تعداد زوج قطب‌های موتور، K_t ثابت گشتاور، J_m مقدار اینرسی، B_m ضریب میرایی^{۱۵}، T_L گشتاور خارجی و ω_r سرعت روتور است.

۲-۲- رویتگر مد لغزشی متداول

به منظور پیاده‌سازی رویتگر مد لغزشی، ابتدا مدل ریاضی موتور سنکرون آهنربا دائم را در حوزه $\beta\alpha$ در نظر بگیرید [۶].

$$\begin{aligned} V_\alpha &= r_s i_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} + e_\alpha \\ V_\beta &= r_s i_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} + e_\beta \end{aligned} \quad (7)$$

حال از آنجایی که معادلات در حوزه دیجیتال پیاده‌سازی می‌گردد رابطه (۷) بصورت رابطه (۸) تغییر می‌کند [۱۸].

$$\begin{aligned} \frac{i_\alpha(n+1) - i_\alpha(n)}{T_s} &= \left(-\frac{r_s}{L_s} \right) i_\alpha(n) + \frac{1}{L_s} (V_\alpha(n) - e_\alpha(n)) \\ \frac{i_\beta(n+1) - i_\beta(n)}{T_s} &= \left(-\frac{r_s}{L_s} \right) i_\beta(n) + \frac{1}{L_s} (V_\beta(n) - e_\beta(n)) \end{aligned} \quad (8)$$

در رابطه (۸)، مشتق جریان‌های حوزه $\beta\alpha$ بصورت دیجیتال پیاده‌سازی شده است و T_s دوره تناوب حلقه کنترل است. در نهایت طبق رابطه (۹) خواهیم داشت [۱۸]:

¹⁵ Damping

$$\begin{aligned} i_{\alpha}(n+1) &= F \times i_{\alpha}(n) + G \times (V_{\alpha}(n) - e_{\alpha}(n)) \\ i_{\beta}(n+1) &= F \times i_{\beta}(n) + G \times (V_{\beta}(n) - e_{\beta}(n)) \end{aligned} \quad (9)$$

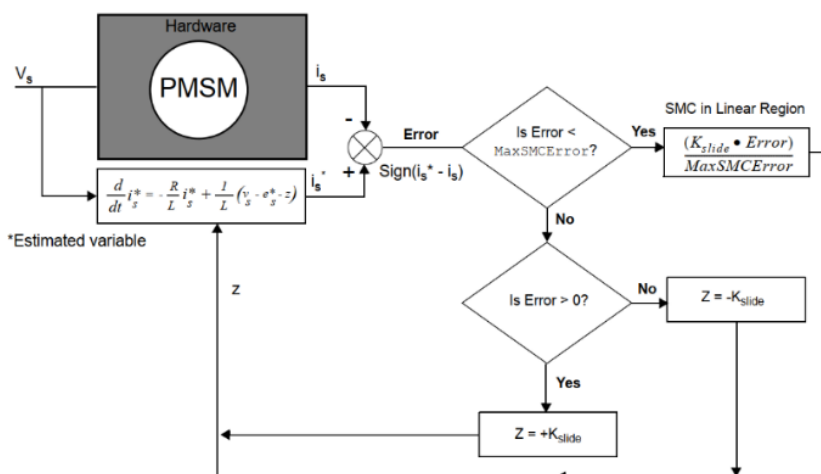
در رابطه (۹)، پارامترهای F و G عبارتند از:

$$F = \left(1 - T_s \frac{R}{L}\right), G = \frac{T_s}{L} \quad (10)$$

به منظور تخمین ولتاژهای ضدمحرکه e_{α} و e_{β} در میکروکنترلر، یک مدل دیجیتالی از موتور بر اساس رابطه (۹) ایجاد می‌گردد. مدل دیجیتالی، یک نمایش نرم‌افزاری از سخت‌افزار ارائه می‌دهد. همانطور که در شکل (۳) نشان داده شده، برای مطابقت جریان اندازه‌گیری شده و جریان تخمینی از طریق رابطه (۹)، مدل موتور دیجیتالی باید با استفاده از کنترل حلقه بسته اصلاح شود. کنترل کننده مد لغزشی برای جبران خطای مدل موتور دیجیتالی استفاده می‌شود. بدین منظور ابتدا به رابطه (۹) ضریب تصحیح (Z) اضافه می‌گردد و رابطه (۱۱) که اساس کنترل کننده مد لغزشی است و نشان دهنده مدل دیجیتالی موتور می‌باشد حاصل می‌شود [۱۸].

$$\begin{aligned} i_{\alpha}(n+1)^* &= F \times i_{\alpha}(n)^* + G \times (V_{\alpha}(n) - e_{\alpha}(n)^* - Z_{\alpha}(n)) \\ i_{\beta}(n+1)^* &= F \times i_{\beta}(n)^* + G \times (V_{\beta}(n) - e_{\beta}(n)^* - Z_{\beta}(n)) \end{aligned} \quad (11)$$

با در نظر گرفتن دو نمایش موتور، یکی در سخت‌افزار (ناحیه سایه دار) و دیگری در نرم‌افزار، با ورودی یکسان (V_s) وارد شده به هر دو سیستم، و تطبیق جریان اندازه‌گیری شده (i_s) با جریان تخمینی (i_s^*) از مدل دیجیتالی، می‌توان نتیجه گرفت که ولتاژ ضدمحرکه مدل دیجیتالی (e_s^*) با ولتاژ ضدمحرکه موتور (e_s) یکسان است.



شکل(۳): بلوک دیاگرام رُویتگر مد لغزشی و جبران خطای مدل دیجیتالی موتور

کنترل کننده مد لغزشی متداول به طور معمول دارای یک مقدار بیشینه‌ی خطا (MaxSMCErrror) است. هنگامی که مقدار خطا از این مقدار کمتر باشد، خروجی کنترل کننده مد لغزشی (Z) در محدوده خطی مطابق با معادله (۱۲) است.

$$Z = \frac{K_{slide} \times Error}{MaxSMCErrror}, Error = i_s^* - i_s \rightarrow \begin{cases} Error_\alpha = i_\alpha^* - i_\alpha \\ Error_\beta = i_\beta^* - i_\beta \end{cases} \quad (12)$$

برای مقدار خطای خارج از محدوده خطی، خروجی کنترل کننده مد لغزشی بسته به علامت خطا +Kslide و یا -Kslide خواهد بود. در این کنترل کننده، ابتدا علامت خطای بین جریان اندازه‌گیری شده از موتور و جریان تخمینی از مدل موتور دیجیتال محاسبه می‌شود. علامت محاسبه شده خطا (+۱ یا -۱) در یک بهره (K) ضرب می‌شود. خروجی کنترل کننده، ضریب تصحیح (Z) است. این بهره در مدل دیجیتال شده به عبارت ولتاژ مطابق رابطه (۱۱) اضافه می‌شود و فرآیند هر چرخه کنترلی را تکرار می‌کند تا زمانی که خطای بین جریان اندازه‌گیری شده و جریان تخمینی صفر شود (یعنی تا زمانی که تطابق جریان اندازه‌گیری شده و جریان تخمینی رخ دهد).

هنگامی که خطای مدل دیجیتال جبران شود، گام بعدی برآورد ولتاژ ضدمحرکه تخمینی از طریق فیلتر کردن ضریب تصحیح (Z) است. به عبارتی دیگر، ولتاژهای ضدمحرکه e_α و e_β پس از هر مرتبه اجرای حلقه کنترل کننده مد لغزشی از طریق فیلتر خروجی کنترل کننده (Z) محاسبه می‌شوند [۱۸].

$$\begin{aligned} e_\alpha(n)^* &= e_\alpha(n-1)^* + \left(\frac{1}{f_{pwm}}\right) \times 2\pi f_c (z_\alpha(n) - e_\alpha(n)^*) \\ e_\beta(n)^* &= e_\beta(n-1)^* + \left(\frac{1}{f_{pwm}}\right) \times 2\pi f_c (z_\beta(n) - e_\beta(n)^*) \end{aligned} \quad (13)$$

در این رابطه، $e(n)$ مقدار ولتاژ ضدمحرکه تخمینی بعدی، $e(n-1)$ مقدار ولتاژ ضدمحرکه تخمینی مرحله قبل، f_{pwm} فرکانس PWM که در وقفه تایمر آن فیلتر دیجیتال در حال محاسبه است و f_c فرکانس قطع فیلتر است. رابطه (۱۳)، در واقع تخمین ولتاژهای ضدمحرکه محورهای $\beta\alpha$ از طریق فیلتر پایین گذر خروجی کنترل کننده مد لغزشی را نشان می‌دهد.

۳-۲- رؤیتگر مد لغزشی پیشنهادی

در رؤیتگر مد لغزشی رایج، تابع فعال استفاده شده در خروجی رؤیتگر تابع علامت^{۱۶} است. این موضوع سبب ایجاد تشکیک یک شکل موج با اعوجاج بسیار و یا همان پدیده لرزش خواهد شد. به منظور حل مشکل پدیده لرزش رؤیتگر مد لغزشی سنتی، به جای استفاده از تابع فعال علامت از تابع سیگموئید استفاده می‌شود. در واقع خروجی کنترل کننده مد لغزشی (Z) طبق رابطه (۱۵) محاسبه می‌شود [۱۹]:

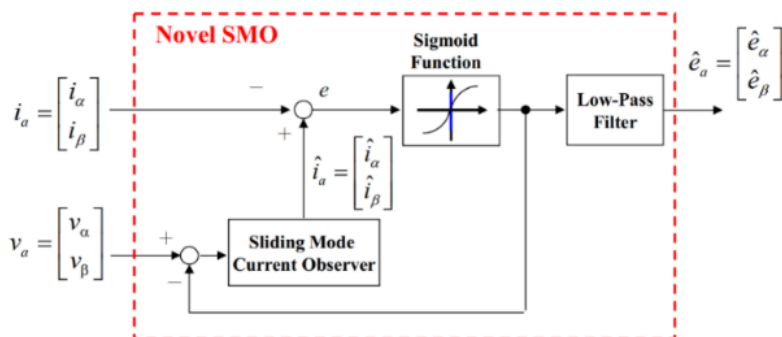
$$S(x) = \left[\frac{2}{1 + e^{-2\mu x}} \right] - 1 = \frac{1 - e^{-2\mu x}}{1 + e^{-2\mu x}} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} Z_\alpha &= k \times S(i_\alpha^* - i_\alpha) \\ Z_\beta &= k \times S(i_\beta^* - i_\beta) \end{aligned} \quad (15)$$

در رابطه (۱۴)، μ شیب همگرایی تابع سیگموئید را تعیین می‌کند. با افزایش آن شیب همگرایی افزایش یافته و لختی و تأخیر نیز کاهش می‌یابد اما اعوجاج و لرزش نیز به همان نسبت افزایش می‌یابد. بنابراین انتخاب صحیح این پارامتر بسیار حائز اهمیت است. k نیز ضریب کنترل کننده مد لغزشی است که به منظور پایداری کنترل کننده بایستی شرط رابطه (۱۶) برقرار باشد [۱۹]:

$$k > \max\{e_\alpha, e_\beta\} \quad (16)$$

در ادامه، مانند کنترل کننده مد لغزشی سنتی ولتاژهای ضدمحرکه تخمینی طبق رابطه (۱۳) از طریق فیلتر پایین‌گذر (Z) محاسبه شده و در تکرار بعدی محاسبات در رابطه (۱۱) مورد استفاده قرار می‌گیرند. در شکل (۴)، بلوک دیاگرام رؤیتگر مد لغزشی پیشنهادی نشان داده شده است.



شکل (۴): بلوک دیاگرام رؤیتگر مد لغزشی پیشنهادی با استفاده از تابع فعال سیگموئید

¹⁶ Sign Function

۴-۲- حلقه قفل شونده فاز

به ازاء هر اجرای حلقه رؤیتگر مد لغزشی، با استفاده از ولتاژهای ضدمحرکه e_α و e_β تخمین زده شده، موقعیت روتور نیز تخمین زده می‌شود. به منظور تخمین موقعیت روتور ابتدا ولتاژ E_d که در واقع ولتاژ ضدمحرکه محور d در حوزه dq است طبق رابطه (۱۷) محاسبه می‌شود.

$$E_d^* = e_\alpha^* \times \cos \theta + e_\beta^* \times \sin \theta \quad (17)$$

برای موتور سنکرون آهنربا دائم در راستای محور d ولتاژ ضدمحرکه بایستی صفر باشد زیرا که در این راستا، شار مغناطیسی ناشی از آهنرباهای روتور وظیفه ساخت ولتاژ ضدمحرکه را دارد و به عبارتی دیگر روتور نیازی به مغناطیس شونده از سمت استاتور ندارد. بنابراین E_d باید برابر صفر باشد. با استفاده از این نکته، از یک کنترل کننده PI استفاده می‌گردد که ورودی آن مقدار تخمین زده شده E_d ، طبق رابطه (۱۷)، مقدار مرجع برابر با صفر و مقدار خروجی سرعت تخمینی روتور طبق رابطه (۱۹) است.

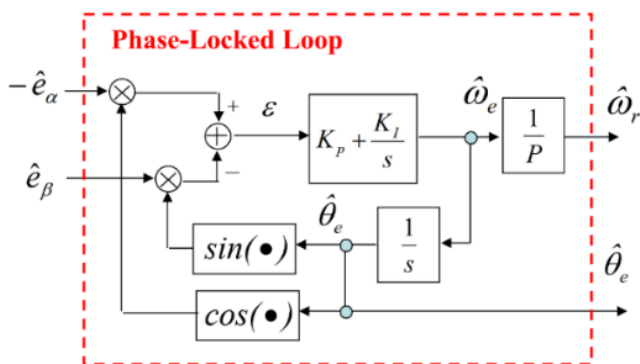
طبق توضیحات، مقدار خطا در کنترل کننده PI در رابطه (۱۸) ذکر شده است [۱۹].

$$\varepsilon = -e_\alpha^* \times \cos \theta - e_\beta^* \times \sin \theta = -E_d^* \quad (18)$$

$$\omega_e^* = k_p \times \varepsilon + k_i \int \varepsilon dt \quad (19)$$

پس از تخمین سرعت، موقعیت شار روتور از طریق رابطه (۲۰) محاسبه می‌شود. شکل (۵)، حلقه فاز قفل شونده برای تخمین موقعیت روتور را نشان می‌دهد [۱۹].

$$\theta^* = \int \omega_e^* dt \quad (20)$$

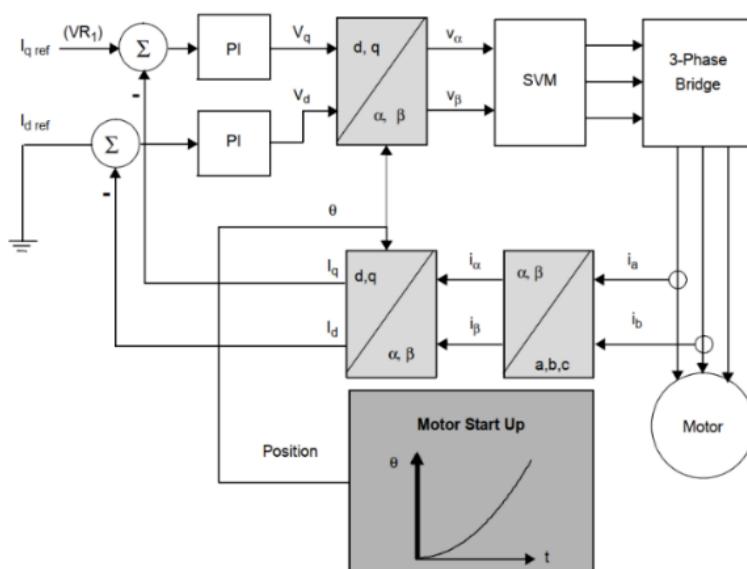


شکل (۵): بلوک دیاگرام حلقه قفل شونده فاز، برای محاسبه موقعیت روتور

۵-۲-راه‌اندازی به روش I-f

از آنجایی که الگوریتم کنترل برداری بدون حسگر، مبتنی بر تخمین ولتاژ ضدمحرکه است و همچنین دامنه ولتاژ ضدمحرکه نیز متناسب با سرعت چرخش روتور است، حداقل سرعت برای بدست آوردن مقدار تخمینی ولتاژ ضدمحرکه مورد نیاز است. بنابراین سیم پیچ‌های موتور بصورت حلقه‌باز و با یک شیب متناسب با لختی موتور تحریک می‌شوند تا به یک سرعت آستانه از پیش تعیین شده برسند. برای انجام این کار، یک زیر برنامه راه‌اندازی موتور باتوجه به شکل (۶) توسعه داده شده است. در این حالت، جریان‌های I_q و I_d همچنان توسط الگوریتم کنترل برداری کنترل می‌شوند. زاویه θ (زاویه کموتاسیون) نیز همانطور که ذکر گردید متناسب با نرخ شتاب افزایش می‌یابد. این زاویه تخمینی است و دقیقاً برابر با زاویه روتور نیست اما برای کنترل موتور در سرعت پایین و راه‌اندازی، مناسب است.

در کنترل حلقه‌باز، مرجع جریان محور d برابر صفر است. در این حالت، موتور در مد گشتاور کنترل می‌شود و بنابراین مرجع کنترل کننده جریان I_q ، جریان مناسب برای تأمین گشتاور لازم برای راه‌اندازی است. در کنترل حلقه‌باز همچنین بلوک تخمین سرعت و موقعیت روتور نیز بصورت موازی در حال اجرا است و پس از رسیدن سرعت روتور به سرعت آستانه، کنترل حلقه‌بسته کنترل موتور را بدست می‌گیرد و زاویه تخمین زده شده جایگزین زاویه حلقه‌باز می‌گردد.



شکل (۶): بلوک دیاگرام راه‌اندازی موتور

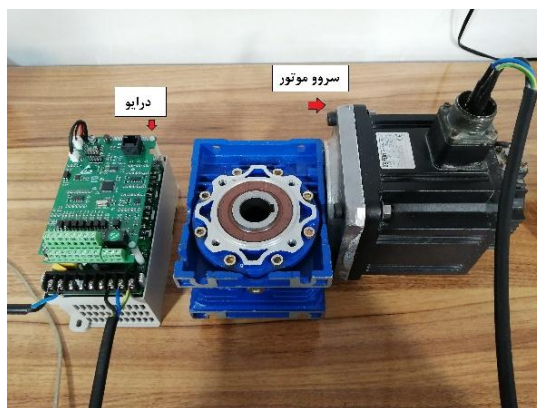
۳- نتایج و بحث

به منظور آزمایش و بررسی عملکرد درایو یک سرو موتور با مشخصات مقاومت فاز ۰.۵ اهم، اندوکتانس فاز ۵.۵ میلی هانری و جریان نامی ۶.۸ آمپر، مطابق شکل (۷)، مورد استفاده قرار می‌گیرد.

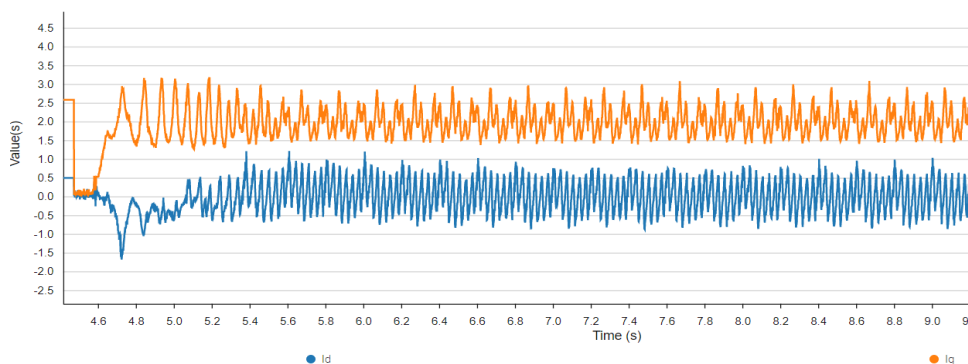
۳-۱- عملکرد حلقه‌باز و تشخیص موقعیت روتور

به منظور کنترل حلقه‌بسته بدون سنسور موتور سنکرون آهنربا دائم، بایستی در ابتدا تا یک سرعت آستانه موتور به صورت حلقه‌باز کنترل شود و سپس وارد کنترل حلقه‌بسته شود. در این حالت مطابق شکل (۸)، جریان i_d توسط کنترل کننده PI صفر نگه داشته می‌شود و موتور در حالت گشتاور کنترل می‌گردد.

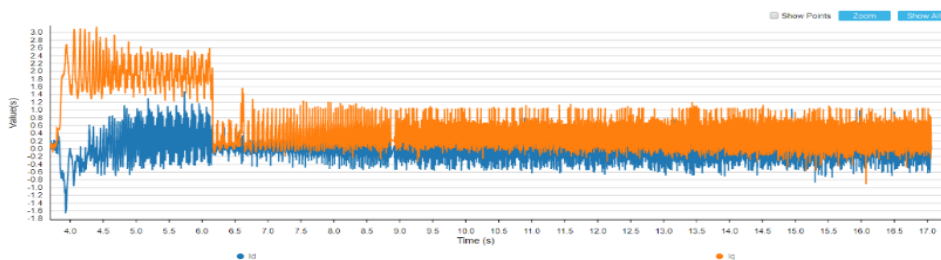
شکل (۹)، رفتار جریان‌های محورهای dq ابتدا در کنترل حلقه‌باز و سپس کنترل حلقه‌بسته را نشان می‌دهد. تخمین زاویه روتور با استفاده از رویتگر مد لغزشی و زاویه در کنترل حلقه‌باز نیز در شکل (۱۰) نشان داده شده است که پس از رسیدن به سرعت آستانه، زاویه تخمینی کنترل موتور را بدست می‌گیرد.



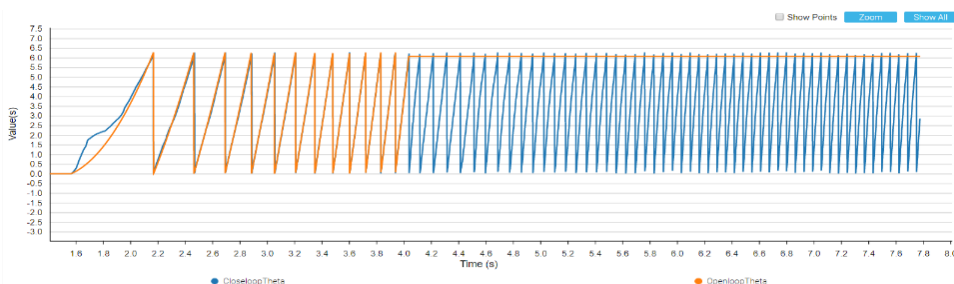
شکل (۷): سیستم مورد آزمایش



شکل (۸): شکل موج جریان‌های محور dq در کنترل حلقه‌باز



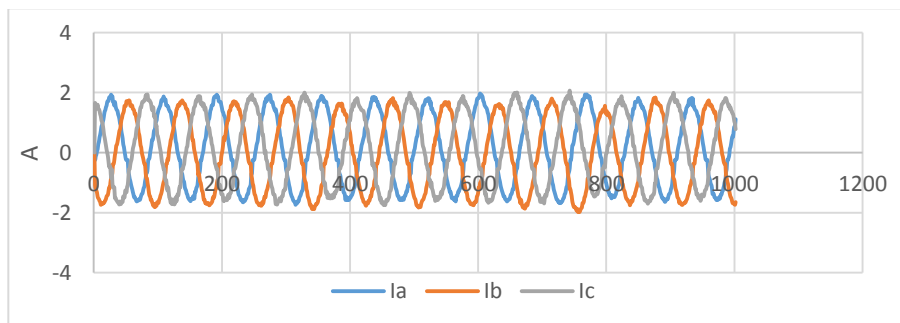
شکل(۹): شکل موج جریان‌های محور dq در کنترل حلقه‌باز و کنترل حلقه‌بسته



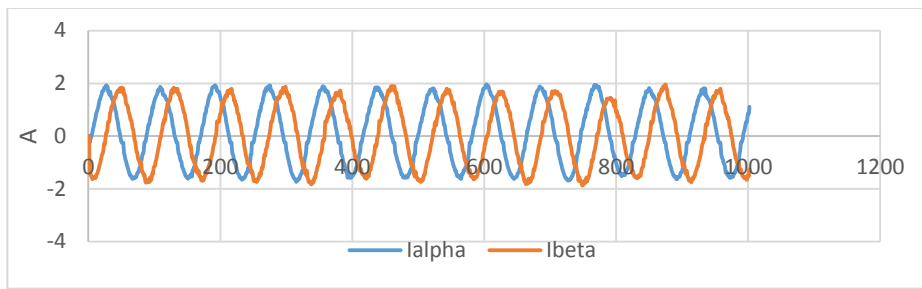
شکل(۱۰): زاویه در کنترل حلقه‌باز و زاویه تخمینی روتور توسط رُوبتگر مد لغزشی

۲-۳- شکل موج‌های جریان و ولتاژهای ضد‌محرکه

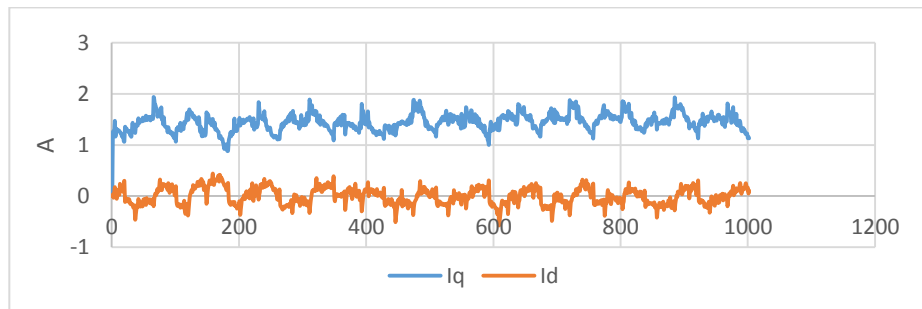
جریان‌های موتور در ابتدا با استفاده از تبدیل کلارک حوزه abc به حوزه $\beta\alpha$ و سپس با استفاده از تبدیل پارک به حوزه dq منتقل می‌گردند. شکل موج جریان‌های سه‌فاز در شکل (۱۱)، شکل موج جریان‌های دو فاز $\beta\alpha$ در شکل (۱۲) و شکل موج جریان‌های دو فاز dq با مقادیر ثابت در شکل (۱۳) نشان داده شده‌اند.



شکل(۱۱): جریان سه‌فاز موتور در حوزه abc

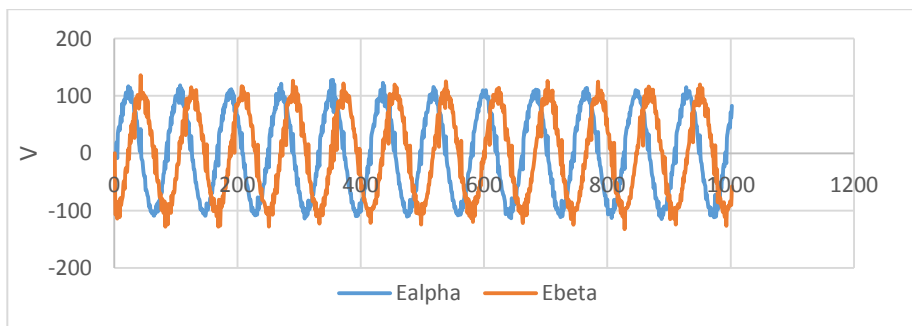


شکل (۱۲): جریان دو فاز موتور در حوزه $\beta\alpha$ پس از تبدیل کلارک

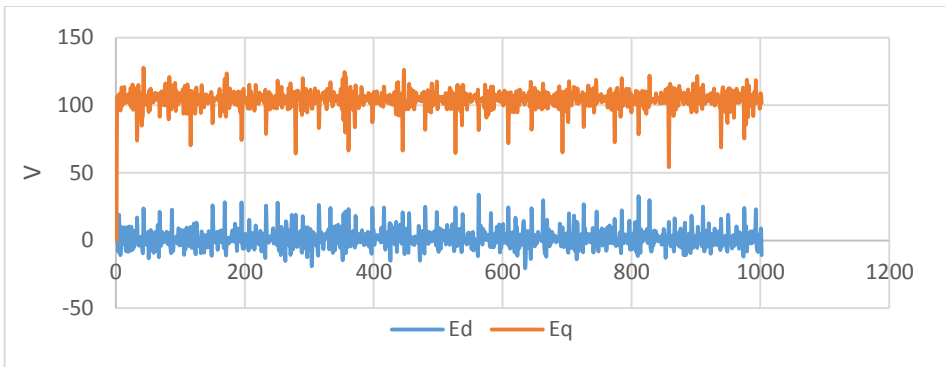


شکل (۱۳): جریان دو فاز موتور در حوزه dq پس از تبدیل پارک

در رویکرد مدلفزشی تخمین موقعیت روتور با استفاده از تخمین ولتاژهای ضدمحرکه موتور انجام می‌شود. بنابراین، ابتدا ولتاژهای ضدمحرکه در حوزه $\beta\alpha$ محاسبه شده و سپس با استفاده از زاویه تخمین زده شده در مرحله قبل، ولتاژهای ضدمحرکه در حوزه dq محاسبه می‌شوند.



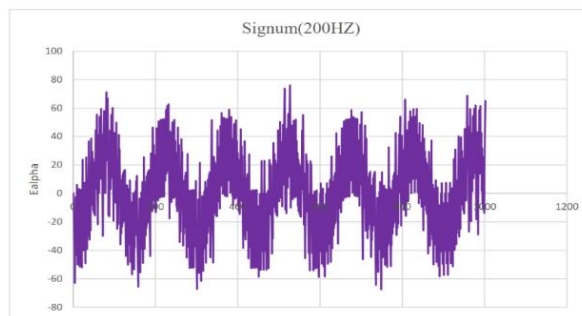
شکل (۱۴): شکل موج ولتاژهای ضدمحرکه تخمین زده شده در حوزه $\beta\alpha$



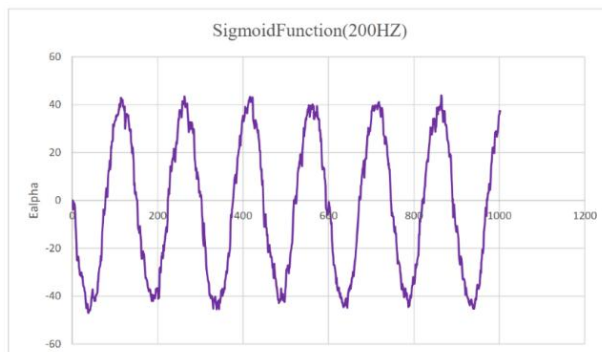
شکل (۱۵): شکل موج ولتاژهای ضدمحرکه تخمین زده شده در حوزه dq

۳-۳- مقایسه رویتگر مد لغزشی پیشنهادی و سنتی

تخمین ولتاژ ضدمحرکه با استفاده از رویتگر مد لغزشی سنتی در شکل (۱۶) و با استفاده از رویتگر مد لغزشی جدید در شکل (۱۷) نشان داده شده است. پدیده لرزش در تخمین با استفاده از رویتگر مد لغزشی سنتی به خوبی مشخص است.



شکل (۱۶): تخمین ولتاژ ضدمحرکه با استفاده از تابع فعال علامت در رویتگر مد لغزشی



شکل (۱۷): تخمین ولتاژ ضدمحرکه با استفاده از تابع فعال سیگموئید در رویتگر مد لغزشی

۴- نتیجه گیری

در این مقاله، الگوریتم کنترل برداری بدون حسگر موتور سنکرون آهنربا دائم مبتنی بر میکروکنترلر STM32L431RCT6 و با استفاده از رژیتر مد لغزشی پیشنهادی و حلقه قفل شونده فاز، با موفقیت به صورت آزمایشگاهی پیاده سازی شد. در ادامه، برخی از نتایج تجربی سیستم درایو موتور سنکرون مبتنی بر میکروکنترلر ارائه گردید. نتایج آزمایشگاهی استخراج شده، عملکرد مطلوب رژیتر مد لغزشی پیشنهادی و کنترل حلقه بسته را به خوبی نمایش می دهد.

۵- تشکر و قدردانی

از دفتر پژوهشکده دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء^(ص) بابت پیگیری ها و هماهنگی های لازم جهت برگزاری جلسات خبرگی پژوهش حاضر و نیز کلیه اندیشمندان و پژوهشگرانی که در خلال تحقیق خالصانه دیدگاه ها و نقطه نظرات علمی و کارشناسی خود را ارائه نمودند، تشکر و قدردانی می گردد.

۶- تعارض منافع

نویسنده (گان) اعلام می دارند که در مورد انتشار این مقاله تضاد منافع وجود ندارد. علاوه بر این، موضوعات اخلاقی شامل سرقت ادبی، رضایت آگاهانه، سوء رفتار، جعل داده ها، انتشار و ارسال مجدد و مکرر توسط نویسندگان رعایت شده است.

۷- دسترسی آزاد

این نشریه دارای دسترسی باز است و اجازه اشتراک (تکثیر و بازآرایی محتوا به هر شکل) و انطباق (بازترکیب، تغییر شکل و بازسازی بر اساس محتوا) را می دهد.

۸- منابع

- [1] G, Li.; B, Zhang.; C, Chen.; J, Li.; S, Gao.; S, Zhao. "Vector Control Strategy of PMSM Based on Current Sensor less," Int. Conf. on Mechanical and Electronics Engineering (ICMEE), China, 2022, PP.19-24.
- [2] B, Liu.; B, Zhou.; H, Liu.; J, Li.; L, Wang.; Q, Wang. "Research on Initial Rotor Position Estimation for SPMSM," Int. Conf. on Electrical Machine and Systems (ICEM), 2018, PP. 768-774.
- [3] X, Shi.; J, Liu.; J, Xu. "Hybrid Position Sensor less Control Based on

- Estimation Position Error Switching for PMSM in Full Speed Range," 49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapore, 2023, PP. 1-6.
- [4] Z, Qiao.; T, Shi.; Y, Wang.; Y, Yan.; C, Xia.; X, He. "New Sliding-Mode Observer for Position Sensor less Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor," IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol.60, no.2, 2020, PP. 710-719.
- [5] R, Li.; G, Zhao, "Position Sensor less Control for PMSM Using Sliding Mode Observer and Phase-Locked Loop," in Proceedings of the IEEE 6th Int. Conf. Power Electronics and Motion Control, 2019, PP. 1867-1870.
- [6] X, Lu.; H, Lin.; Y, Feng.; Y, Guo.; H, Yang. "Improvement of Sliding Mode Observer for PMSM Sensor less Control in Renewable Energy System," in Proceedings of the Int. Conf. on Renewable Energy Research and Applications, 2019, PP. 769-774.
- [7] S, Bolognani.; R, Oboe.; M, Zigliotto. "Sensor less Full-Digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, 1999, PP.184-191.
- [8] A, Kasri.; K, Ouari. "Improvement of PMSM Performances Using Nonlinear Model Predictive Control and Space Vector Modulation," 2023 Int. Conf. on Advances in Electronics, Control and Communication Systems (ICAEECS), Algeria, 2023, PP.1-6.
- [9] B, Bendjedia.; S, Chouireb. "Comparative Study Between Sensor less Vector Control of PMSM Drives based on MRAS, SMO and EKF Observers," Int. Conf. on Advances in Electronics, Control and Communication Systems (ICAEECS), BLIDA, Algeria, 2023 PP. 1-6.
- [10] M, Veysi.; M, R, Soltanpour. "Eliminating chattering phenomenon in sliding mode control of robot manipulators in the joint space using fuzzy logic," Journal of Solid and Fluid Mechanics, Vol. 2, No. 3, 2013, PP. 45-54.
- [11] M, Veysi.; M. R, Soltanpour.; M. H, Khooban. "A novel self-adaptive modified bat fuzzy sliding mode control of robot manipulator in presence of uncertainties in task space," Robotica, Vol. 33, No. 10, 2015, PP. 2045-2064.
- [12] M, Veysi.; M. R, Soltanpour. "Voltage-base control of robot manipulator using adaptive fuzzy sliding mode control," International Journal of Fuzzy Systems, Vol. 19, No. 5, 2017, PP. 1430-1443.

- [13] M, Veysi.; M. R, Soltanpour. "Voltage-Base Control of Camera Stabilizer Using Optimal Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control," Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 14, No. 4, 2018, PP. 23-40.
- [14] A, Hasan Nezhad.; A, Ranjbar Noiey.; M. R, Soltanpour.; M, Veysi. "A new fuzzy decoupled sliding mode control of flexible joint robotic manipulators based on the finite-time observer in the presence of chaos with experimental validation," IET Control Theory & Applications, Vol. 18, No. 4, 2024, PP. 422-441.
- [15] A, Wang.; Y, Xiong.; T, Zhang. "Position Sensor less Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Adaptive Filtering Sliding Mode Observer," Chinese Control and Decision Conference (CCDC), Hefei, China, 2022, PP. 6027-6032.
- [16] Z, Wang.; K, Lu.; F, Blaabjerg. "A Simple Startup Strategy Based on Current Regulation for Back-EMF-Based Sensor less Control of PMSM," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no.8, 2017, PP. 3817-3825.
- [17] W, Wang.; Z, Li.; X, Xu. "A Novel Smooth Transition Strategy for BEMF-Based Drive Startup of PMSM," 11th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), 2016, PP. 4296-4301.
- [18] H, Mehta.; V, Joshi.; P, Kurulkar. "Implementation issues of sliding mode observer for sensor less field-oriented control of PMSM using TMS320F2812," IEEE Symposium on Sensor less Control for Electrical Drives (SLED), Nadi, Fiji, 2016, PP. 1-6.
- [19] A, Bist.; S, Jadhav, "Sensorless Control based on Sliding Mode Observer for PMSM drive," IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Jaipur, India, 2020, PP. 1-6.