

## کنترل مستقیم گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم به روش مود لغزشی تاخیردار و خطی ساز فیدبک

وحید اسدزاده<sup>۱</sup>، دانشجوی دکترا؛ علی دستفان<sup>۲</sup>، دانشیار؛ احمد دارابی<sup>۳</sup>، استاد

۱- دانشکده مهندسی برق و رباتیک - دانشگاه صنعتی شاهرود - شاهرود - ایران - vahidasadzadeh@shahrood.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و رباتیک - دانشگاه صنعتی شاهرود - شاهرود - ایران - dastfan@shahrood.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق و رباتیک - دانشگاه صنعتی شاهرود - شاهرود - ایران - darabi@shahrood.ac.ir

**چکیده:** در این مقاله، کارایی درایو موتور سنکرون آهنربای دائم با کنترل مستقیم گشتاور از طریق یک ساختار تنظیمی جدید وابسته به تأخیر بهبود یافته است. ساختار پیشنهادی مبتنی بر کنترل کننده مود لغزشی با تأخیری با رزشش نمای در حلقه بیرونی سرعت است که با یک کنترل کننده خطی ساز فیدبک در حلقه داخلی شار و گشتاور ترکیب گشته است. کنترل مود لغزشی تأخیری به کمک رزشش نمای، همگرایی سریع حالت‌ها به سطح لغزش را تضمین می‌نماید و به سبب تقریب پیوسته‌ای که از تابع کلیدزن در قانون لغزش ارائه می‌دهد، از لرزش‌های ناخواسته جلوگیری کرده و خطای مانا را تقلیل می‌دهد. قانون فیدبک خطی ساز نیز به جبران سازی اثر غیرخطی دینامیک موتور پرداخته و امکان بهره‌گیری از کنترل کننده‌های خطی را برای حلقه شار و گشتاور ممکن می‌سازد. ساختار ترکیبی پیشنهادی از مدولاسیون بردار فضایی بهره برده، بر مبنای تئوری لیاپانوف بنیان گذاری شده و ضرایب آن به صورت بهینه طراحی شده است که تمامی این ویژگی‌ها در کنار هم منجر به تولید گشتاور بالا در سرعت‌های پایین، کاهش ریزل شار و گشتاور و تقلیل اعوجاج جریانی در درایو موتور می‌شود. این روش از طریق شبیه‌سازی بر روی موتور زیمنس (1FT7082-AF7) مورد آزمون قرار گرفته و با سایر روش‌های مشابه مبتنی بر کنترل مستقیم گشتاور مورد مقایسه قرار گرفته است.

**واژه‌های کلیدی:** موتور سنکرون آهنربای دائم، کنترل مستقیم گشتاور، کنترل مود لغزشی تاخیردار، کنترل خطی ساز فیدبک

## Direct Torque-Control of PMSM Drive by Delayed Sliding Mode and Feedback Linearization Control Approach

V. Asadzadeh<sup>1</sup>, PhD Student; A. Dastfan<sup>2</sup>, Associate Professor; A. Darabi<sup>3</sup>, Professor

1- Electrical Engineering and Robotics Department, Shahrood University of Technology, Shahrood, Iran,  
Email: vahidasadzadeh@shahrood.ac.ir

2- Electrical Engineering and Robotics Department, Shahrood University of Technology, Shahrood, Iran,  
Email: dastfan@shahrood.ac.ir

3- Electrical Engineering and Robotics Department, Shahrood University of Technology, Shahrood, Iran,  
Email: darabi@shahrood.ac.ir

**Abstract:** In this paper, performance improvement of a direct torque-controlled permanent-magnet synchronous motor drive is achieved through a novel delay dependent controller. The method is based on a delayed sliding controller with exponential reaching law in the outer speed loop combined with a nonlinear feedback linearization based controller in the inner flux and torque loop. Delayed sliding mode controller guarantees fast reaching to the sliding surface and avoids unwanted chattering due to its continuous approximation of the switching term in the sliding law. Simultaneously, the feedback linearization deals with motor nonlinearities and facilitates linear controller design for torque and flux regulation. The proposed scheme is based on the Lyapunov approach and utilizes space vector pulse width modulation with optimized design parameters. It provides fast torque and flux control with diminished fluctuations, high torque at low speed, fast speed response and reduced stator current distortions. Theoretical analysis and simulation results on a Siemens servo motor (1FT7082-AF7) prove the merits of the method in considering flux, torque and speed control performance compared with the conventional direct torque control based methods.

**Keywords:** Permanent magnet synchronous motor, direct torque control, delayed sliding mode controller, feedback linearization.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۸/۱۲

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۱۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۴/۲۶

نام نویسنده مسئول: علی دستفان

نشانی نویسنده مسئول: دانشکده مهندسی برق و رباتیک - دانشگاه صنعتی شاهرود - شاهرود - ایران

## ۱- مقدمه

موتور سنکرون آهنربای دائم<sup>۱</sup> (PMSM) مزایای بسیاری از جمله راندمان و چگالی توان بالا دارد که سبب کاربرد آن در دستگاه‌های متنوعی از جمله خودروهای برقی، سرو و ربات‌ها است [۴-۱].

کنترل مستقیم گشتاور<sup>۲</sup> (DTC) یکی از روش‌های رایج برای کنترل PMSM است [۳، ۵، ۶] که علی‌رغم سادگی، معایبی چون ریبیل بالای شار و گشتاور الکتریکی، اعوجاجات جریانی و فرکانس متغیر کلیدزنی را به دنبال دارد. در سال‌های اخیر مطالعات بسیاری برای غلبه بر این نقایص انجام گرفته است [۱، ۲، ۶، ۷]. یکی از مؤثرترین این روش‌ها استفاده از مدولاسیون بردار فضایی<sup>۳</sup> (SVM) است [۸]. روش DTC کلاسیک تنها دارای شش بردار ولتاژ فعال و دو بردار صفر برای کنترل موتور است در حالی که روش کنترل مستقیم گشتاور مبتنی بر مدولاسیون بردار فضایی (DTC-SVM) از تعداد بیشتری بردار ولتاژ برای کنترل موتور بهره می‌برد که منجر به کاهش ریبیل شار و گشتاور و تثبیت فرکانس کلیدزنی می‌گردد. در روش DTC-SVM بردار ولتاژ اعمالی به موتور از طریق یک کنترل کننده داخلی نظیر کنترل کننده تناسبی-انترگالی<sup>۴</sup> (PI) تعیین می‌گردد و استفاده از تبدیل مختصات به قاب مرجع گردان الزامی است [۱۱-۹]. هرچند پیاده‌سازی این کنترل کننده خطی آسان است اما به عدم قطعیت‌های موتور و اغتشاشات وارده بر آن حساس است و تنظیم پارامترهای آن ساده نبوده و پاسخ دینامیکی مناسبی برای موتور به‌ویژه در سرعت‌های بالا فراهم نمی‌سازد [۹]. از همین رو، امروزه، رویکردهای کنترلی غیرخطی به منظور فراهم‌ساختن کارایی مطلوب برای درایو موتور، توجه بسیاری را به خود جلب کرده‌اند که از نمونه آن‌ها، کنترل کننده مود لغزشی به دلیل عدم حساسیت آن به عدم قطعیت‌های مدل و دینامیک‌های نامعین سیستم است [۱۶-۱۲].

روش کنترل مبتنی بر مود لغزشی، علی‌رغم قابلیت‌هایی که دارد اما در معرض یک چالش اساسی و پدیده‌ای ناخواسته تحت عنوان لرزش<sup>۵</sup> است. پدیده لرزش ناشی از کلیدزنی غیرایده‌آل بوده و رفتارهای نوسانی فرکانس بالا را در موتور پدید می‌آورد که باعث گرمایش بیش‌از حد ادوات الکترونیکی و استهلاک ادوات مکانیکی موتور می‌گردد [۱۲].

به منظور حل مشکل لرزش‌های ناخواسته در کنترل مود لغزشی برای PMSM، رویکردهای متنوعی پیشنهاد شده‌است. به عنوان مثال، در [۱۷] از یک کنترل کننده تناسبی مشتقی در کنار کنترل کننده مود لغزشی بهره برده شده‌است که تحت یک ساختار کلیدزنی این دو کنترل کننده وارد عمل می‌شوند. در [۱۸] از تقریب تابع علامت در قانون لغزش با یک تابع سیگموئید<sup>۶</sup> بهره برده شده‌است که تقریب پیوسته‌ای از تابع کلیدزنی گسسته در ساختار کنترلی مود لغزشی ارائه داده و از نوسانات ناخواسته جلوگیری می‌نماید اما در مقابل، باعث ازدست رفتن کارایی موتور می‌گردد.

در [۱۹] یک قانون رسش<sup>۷</sup> جدید برای این منظور پیشنهاد شده‌است که مبتنی بر انتخاب یک جمله نمایی بوده و قابلیت تطبیق با تغییرات حالت موتور و سطح لغزش را دارد که البته به سبب ساختار تطبیقی خود دارای پیچیدگی محاسباتی بالا بوده و نیاز به پردازشگرهای پرسرعت دارد. کنترل کننده‌های دیگری که در همین راستا مطرح شده‌اند، کنترل کننده‌های مود لغزشی مرتبه بالا هستند در [۱۴، ۱۵، ۲۰] پیشنهاد شده‌اند، هرچند این کنترل کننده‌ها کارایی بالایی برای موتور فراهم می‌سازند اما نیازمند محاسبات حجیم به سبب ساختار درجه بالای خود هستند.

با توجه به آنچه ذکر شد، هرچند روش‌های ارائه شده باعث کاهش میزان لرزش می‌شوند اما اثرات نامطلوبی بر روی حالت گذرای موتور داشته و ردیابی سرعت و میزان ریبیل را تحت تأثیر قرار می‌دهند. دشواری پیاده‌سازی عملی بسیاری از این روش‌ها، باعث می‌شود تا انجام تحقیقات بیشتر در این زمینه همچنان مورد علاقه باشد. از همین رو، در این مقاله از روش جدیدی برای طراحی قانون لغزش بهره برده شده‌است. این قانون لغزش مبتنی بر تابعی غیرخطی از نوع تأخیری [۲۱] و دارای قابلیت رسش نمایی<sup>۸</sup> [۲۲] است. ویژگی رسش نمایی در قانون مود لغزشی باعث می‌شود تا سرعت همگرایی حالت‌های موتور به سطح لغزش نسبت به قانون مود لغزشی کلاسیک افزایش پیدا کند. از سوی دیگر، تابع تأخیری<sup>۹</sup> تخمین مناسبی از تابع علامت ارائه داده و به کاهش اثر لرزش کمک می‌کند. در واقع، تنظیم ضریب تأخیر مناسب اثر لرزش‌های ناخواسته به هنگام رسیدن حالت‌ها به سطح لغزش را از بین برده و از این طریق باعث کاهش ریبیل‌های ناخواسته گشتاور مرجع می‌شود. همچنین به دلیل جابه‌جایی کمتر حالت‌ها از سطح لغزش منجر به کاهش خطای مانای ردیابی سرعت نیز می‌شود. سادگی روش ارائه شده در کنار کارایی آن، روش پیشنهادی را از نظر پیاده‌سازی ارجح می‌سازد.

لازم به ذکر است که هرچند روش مبتنی بر مود لغزشی تأخیری باعث بهبود پاسخ سرعت و کاهش ریبیل گشتاور می‌گردد اما تأثیر قابل توجهی بر پاسخ‌های حلقه شار و گشتاور ندارد. از همین رو در این مقاله، از روش کنترل فیدبک خطی ساز نیز بهره برده شده‌است. ایده اصلی این روش تبدیل یک سیستم غیرخطی موتور به دینامیک خطی و سپس طراحی یک کنترل کننده خطی برای آن است. هرچند این روش مزایای بسیاری دارد اما برای موتورهای آهنربای دائم، به ندرت به کار بسته شده‌است. در پژوهش [۲۳] از خطی‌ساز فیدبک برای دینامیک جریان استاتور در موتور سنکرون آهنربای دائم سطحی<sup>۱۰</sup> بهره گرفته شده‌است. در [۲۴] نیز روش خطی‌ساز فیدبک بر دینامیک حالت‌های جریان محور  $d$  استاتور و سرعت روتور به کار بسته شده و پیاده‌سازی گسسته است. در پژوهش [۲۵] نیز ساختار کنترل مبتنی بر روش خطی‌ساز فیدبک با متغیرهای حالت گشتاور و شار برای موتور سنکرون آهنربای دائم پیشنهاد شده که در کنار حلقه سرعت ساده و مبتنی بر کنترل کننده PI در [۲۶] پیاده‌سازی شده‌است. با مرور

$$\begin{aligned} \Psi_d &= L_d i_d + \Psi_{PM} \\ \Psi_q &= L_q i_q \\ \Psi_s &= \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2}, \quad \delta = \tan^{-1} \left( \frac{\Psi_q}{\Psi_d} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

که در آن  $\Psi_s$  اندازه شار پیوندی استاتور،  $\Psi_d$  و  $\Psi_q$  مؤلفه‌های شار پیوندی استاتور در محورهای  $d$  و  $q$ ،  $\Psi_{PM}$  شار آهنربای دائم و  $\delta$  زاویه بار است. در این مدل، گشتاور الکترومغناطیسی به صورت (۳) بیان می‌گردد.

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\Psi_d i_q - \Psi_q i_d] = \frac{3}{2} n_p [\Psi_{PM} i_q - (L_q - L_d) i_d i_q] \quad (3)$$

در این معادلات از وابستگی زمانی پارامترها به منظور سادگی روابط چشم‌پوشی شده‌است.

### ۳- ساختار کنترل پیشنهادی

در ساختار پیشنهادی، برای تخمین گشتاور مرجع به منظور ردیابی سرعت مرجع روتور از روش مود لغزشی استفاده شده و کنترل مستقیم گشتاور و شار براساس روش خطی‌ساز فیدبک انجام گرفته است. روش پیشنهادی با دو حلقه کنترل غیرخطی تودرتو، هم کاهش ریپل شار و گشتاور را مدنظر قرار داده و هم با تمرکز بر ردیابی سرعت و کاهش خطای مانا، به بهبود پاسخ سرعت موتور می‌پردازد. در ادامه طراحی و جزئیات هر یک از حلقه‌ها شرح داده شده‌اند.

#### ۳-۱- طراحی کنترل‌کننده مود لغزشی تأخیری

در روش مود لغزشی تأخیری، با استفاده از یک تأخیر زمانی، به بهبود تابع علامت در این کنترل‌کننده پرداخته شده و کارایی سیستم کنترلی افزایش می‌یابد. در واقع در این رویکرد، تقریبی مناسب برای تابع علامت ارائه می‌شود [۱۶].

تابع علامت تقریبی با اثر تأخیر در این حالت به صورت (۴) است:

$$\text{sign}_\tau(y(t)) = \begin{cases} \frac{y(t)}{\max\{|y(t), y(t-\tau)|\}} & \text{otherwise} \\ [-1, 1] & y(t) = y(t-\tau) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

که در آن  $y(t) \in C_{[-\tau, 0]}$ ،  $y(t) \in \mathbb{R}$  بر آن اثر کرده و  $\tau > 0$  نیز تأخیری ثابت است.

پارامتر  $\tau$  در واقع میزان تأخیر در نمونه‌هایی از متغیر تحت تابع است. این پارامتر، یک پارامتر طراحی است که انتخاب مناسب آن در عملکرد سیستم تأثیر دارد.

در این حالت دلیل اصلی حذف اثر لرزش برقراری رابطه به صورت  $\{\phi \in C_{[-\tau, 0]} : \text{sign}_\tau(\phi) = 0\} \subset \{\phi \in C_{[-\tau, 0]} : \text{sign}[\phi(0)] = 0\}$  است و براساس توضیحات ارائه‌شده، طراحی کنترل‌کننده مود لغزشی امکان‌پذیر می‌شود.

برای ردیابی مطلوب سرعت، خطای سرعت و مشتق آن به عنوان متغیرهای حالت سیستم، به صورت (۵) در نظر گرفته شده‌اند که در

پژوهش‌های مذکور مشاهده می‌شود که هیچ‌یک به بررسی توأم اثر لرزش و پاسخ گذرا نپرداخته‌اند و این امر هدف این پژوهش است.

باتوجه به اهمیت کاهش ریپل شار و گشتاور هم‌زمان با ردیابی مناسب سرعت با لرزش کم در موتور سنکرون آهنربای دائم، ساختار پیشنهادی با حلقه کنترل بیرونی به روش مود لغزشی تأخیری با رزش نمای، جهت تولید گشتاور مرجع موردنیاز و کنترل سرعت عمل کرده و حلقه کنترل داخلی براساس رویکرد خطی‌ساز فیدبک، جهت انتخاب بردار ولتاژ مناسب به منظور جبران خطای شار و گشتاور به کار گرفته می‌شود.

در حلقه بیرونی، قانون رزش نمای مود لغزشی از لحاظ سرعت بر قانون رزش ثابت ارجحیت دارد و استفاده از آن سبب همگرایی سریع‌تر و کاهش خطای مانای پاسخ سرعت موتور می‌شود. در حلقه داخلی نیز، روش خطی‌ساز فیدبک، منجر مدل خطی با متغیرهای حالت شار و گشتاور می‌شود که طراحی و پیاده‌سازی جبران‌ساز براساس آن از پیچیدگی کمتری برخوردار است.

برخلاف سایر روش‌ها که یا کاهش ریپل شار و گشتاور را در اولویت قرار داده و از توجه به حلقه کنترل سرعت چشم‌پوشی می‌کنند [۲۵] و یا به دلیل تمرکز بر ردیابی سرعت و کاهش خطای مانا، با ریپل شار و گشتاور مواجه هستند [۲۷]، ساختار پیشنهادی با دو حلقه کنترل غیرخطی به صورت هم‌زمان به هر دو مسئله توجه دارد.

ساختار این مقاله به این ترتیب است که در بخش ۲ مدل موتور سنکرون مغناطیس دائم در قاب مرجع گردان معرفی شده‌است. در بخش ۳ ساختار کنترل‌کننده پیشنهادی ارائه شده‌است که شامل روش مود لغزشی تأخیری، برای ردیابی سرعت مرجع و طراحی تبدیل فیدبک خطی‌ساز برای حلقه شار و گشتاور است. بخش ۴ حاوی نتایج شبیه‌سازی و مقایسه روش ارائه‌شده با سایر روش‌های مشابه است. در نهایت بخش ۵ جمع‌بندی و نتیجه‌گیری را دربر دارد.

#### ۲- مدل‌سازی موتور سنکرون آهنربای دائم

معادلات ریاضی موتور سنکرون آهنربای دائم در قاب مرجع گردان به صورت (۱) در نظر گرفته شده‌است [۲۸].

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_e &= \frac{1}{J} [-B\omega_e + n_p(T_e - T_L)] \\ \dot{i}_d &= \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \\ \dot{i}_q &= \frac{1}{L_q} (u_q - \omega_e L_d i_d - R_s i_q - \omega_e \Psi_{PM}) \end{aligned} \quad (1)$$

که در آن  $\omega_e$  سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور،  $i_d$  و  $i_q$  مؤلفه‌های جریان استاتور،  $u_d$  و  $u_q$  مؤلفه‌های ولتاژ استاتور،  $L_d$  و  $L_q$  اندوکتانس استاتور به ترتیب در محورهای  $d$  و  $q$  قاب مرجع گردان می‌باشند.  $R_s$  مقاومت استاتور،  $B$  و  $J$  ثابت‌های میرایی و اینرسی روتور،  $T_e$  و  $T_L$  گشتاورهای بار و گشتاور الکترومغناطیسی و  $n_p$  تعداد زوج قطب‌ها است. شار پیوندی استاتور نیز با معادلات (۲) بیان می‌شود.

تنظیم قرار گیرد. به طور کلی، زمانی که حالت‌ها از سطح لغزش دور هستند عبارت  $-k_3 s$  سبب نزدیکی سریع‌تر آن‌ها به سطح لغزش شده و همگرایی حالت‌ها به سطح لغزش را با زمانی که سرعت بالاتری نسبت به قانون لغزشی رایج دارد، تضمین می‌کند. همچنین، عبارت  $-k_2 \text{sign}_\tau(s)$  حالت‌ها را روی سطح لغزش نگه می‌دارد. از رابطه (۹) واضح است که دلیل نام‌گذاری این قانون به ریش نمایی آن است که با حل این معادله دیفرانسیل، پاسخ نمایی برای سطح لغزش در معادله (۱۰) فراهم می‌گردد.

در (۴)،  $\tau > 0$  یک تأخیر ثابت است. تابع  $\text{sign}_\tau(s)$  یک تابع توسعه‌یافته براساس تابع علامت یعنی  $\text{sign}(s)$  است. بدیهی است که تابع مذکور به‌ازای  $\tau = 0$  به تابع علامت کلاسیک تبدیل می‌شود؛ یعنی به‌عبارتی رابطه  $\text{sign}_0[y(t)] = \text{sign}[y(t)]$  برقرار است.

باتوجه به عمومیت تابع تأخیری، نتایج به‌دست‌آمده براساس این روش طراحی می‌تواند نتایج مربوط به طراحی قانون مود لغزشی کلاسیک را نیز دربرگیرد و به همین جنبه عمومیت بیشتری دارد. به‌همین ترتیب، قانون ریش نمایی در (۹) نیز توسعه‌ای از قانون لغزشی کلاسیک است که به‌ازای  $k_3 = 0$  حاصل می‌شود. لذا روش پیشنهادی از این جنبه نیز بر روش مود لغزشی کلاسیک عمومیت و ارجحیت دارد.

با مشتق‌گیری از رابطه (۸) عبارت (۱۲) حاصل می‌شود:

$$\dot{s} = \dot{e}_{\omega 2} + k_1 \dot{e}_{\omega 1} = k_1 e_{\omega 2} + \dot{\omega}_m^* + \frac{B}{J} \omega_m - \frac{1}{J} \dot{T} \quad (12)$$

با جاگذاری (۱۲) در سمت چپ قانون ریش (۹)، رابطه (۱۳) حاصل می‌شود.

$$k_1 e_{\omega 2} + \dot{\omega}_m^* + \frac{B}{J} \omega_m - \frac{1}{J} \dot{T} = -k_2 \text{sign}_\tau(s) - k_3 s \quad (13)$$

که با انتگرال‌گیری از (۱۳) گشتاور مرجع به‌صورت زیر حاصل می‌گردد.

$$T_e^* = J \int [k_1 e_{\omega 2} + \dot{\omega}_m^* + \frac{B}{J} \omega_m + k_2 \text{sign}_\tau(s) + k_3 s] dt \quad (14)$$

باتوجه به معادله (۱۴)، وجود انتگرال در رابطه گشتاور، خود همانند یک فیلتر عمل کرده و باعث می‌شود تا اثر چترینگ در کنترل مود لغزشی تضعیف گردد.

با انتخاب تابع لیاپانوف به‌صورت  $V = s^2/2$  مشتق لیاپانوف به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(-k_2 \text{sign}_\tau(s) - k_3 s) = -(k_2 s (\text{sign}_\tau(s)) + k_3 s^2) \quad (15)$$

منفی‌بودن مشتق تابع لیاپانوف با مثبت‌بودن ضرایب  $k_2$  و  $k_3$  قطعاً تضمین بوده و به‌عبارتی انتخاب مثبت ضرایب، به‌سادگی باعث ایجاد علامت‌های مخالف برای  $s$  و  $\dot{s}$  خواهد شد. بدین‌ترتیب خطای بین سرعت واقعی و سرعت مرجع با سطح لغزش به صفر همگرا شده و ردیابی سرعت به‌صورت مجانبی صورت می‌گیرد.

**نکته ۱-** سرعت رسیدن به سطح لغزش با ثابت  $k_3$  و شدت نوسانات ناخواسته یا لرزش با ثابت  $k_2$  تنظیم می‌شود. به‌طور کلی انتخاب ضریب  $k_3$  بزرگ باعث افزایش سرعت همگرایی و ضریب  $k_2$

آن‌ها  $\omega_m = \omega_e / n_p$  سرعت مکانیکی و  $\omega_m^*$  سرعت مکانیکی مرجع است.

$$\begin{cases} e_{\omega 1} = e_\omega = \omega_m^* - \omega_m \\ e_{\omega 2} = \dot{e}_\omega = \dot{\omega}_m^* - \dot{\omega}_m \end{cases} \quad (5)$$

با تعریف بردار حالت به‌صورت  $E_\omega = [e_{\omega 1} \quad e_{\omega 2}]^T$ ، معادلات فضای حالت به‌صورت (۶) به‌دست می‌آید.

$$\begin{cases} \dot{e}_{\omega 1} = \dot{\omega}_m^* - \frac{1}{J} [-B\omega_m + (T_e - T_L)] \\ \dot{e}_{\omega 2} = \dot{\omega}_m^* - \frac{1}{J} [-B\dot{\omega}_m + \dot{T}_e] \end{cases} \quad (6)$$

به‌منظور طراحی کنترل‌کننده مود لغزشی، سطح لغزش به‌صورت ترکیبی خطی از متغیرهای حالت مطابق (۷) در نظر گرفته می‌شود که در آن  $n$  درجه سیستم است.

$$s = \left( \frac{d}{dt} + k_1 \right)^{n-1} e_{\omega 1}, \quad k_1 > 0 \quad (7)$$

باتوجه به تعریف متغیرها مطابق با (۵) و اینکه  $n = 2$  است، سطح لغزش به‌صورت (۸) درمی‌آید.

$$s = e_{\omega 2} + k_1 e_{\omega 1}, \quad k_1 > 0 \quad (8)$$

بدیهی است پایداری حالت  $E_\omega$  معادل با ماندن بر روی سطح  $s$  است چراکه درواقع  $s = 0$  یک معادله دیفرانسیل با جواب یکتای  $E_\omega = 0$  است و مسئله پایداری سیستم با بردار دوبعدی  $E_\omega$  می‌تواند تحت ساختار مود لغزشی به مسئله نگهداری  $s$  در صفر کاهش یابد که یک مسئله با بعد یک است.

در این مرحله با انتخاب سطح لغزش (۸) و به‌منظور افزایش کارایی کنترل‌کننده مود لغزشی از قانون ریش اصلاح‌شده بهره‌برده می‌شود. این قانون ریش با معادله (۹) بیان می‌شود که برای نخستین بار توسط [۲۹] پیشنهادشده و توسط [۲۲] توسعه یافته است.

$$\dot{s} = -k_2 \text{sign}_\tau(s) - k_3 s, \quad k_2, k_3 > 0 \quad (9)$$

در این روابط تابع  $\text{sign}_\tau(s)$  تابع علامت و ضرایب  $k_1$ ،  $k_2$  و  $k_3$  ثابت‌های طراحی هستند. تابع  $\text{sign}_\tau(s)$  در این رابطه به‌صورت (۴) تعریف می‌شود و سبب ماندگاری حالت‌ها روی سطح لغزش می‌شود. لازم به ذکر است که قانون ریش معمولی فقط به جمله اول در عبارت (۹) محدود می‌شود [۲۲].

در صورتی که  $\text{sign}_\tau(s) > 0$  باشد و حاصل این تابع تقریباً یک در نظر گرفته شود، حل رابطه (۹) به‌صورت (۱۰) درمی‌آید.

$$s = -\frac{k_2}{k_3} + \left( s_0 + \frac{k_2}{k_3} \right) e^{-k_3 t}, \quad k_2, k_3 > 0 \quad (10)$$

طبق این رابطه، زمان موردنیاز برای رسیدن به سطح لغزش می‌تواند به‌صورت (۱۱) محاسبه گردد:

$$t = \frac{1}{k_3} \left[ \ln \left( s_0 + \frac{k_2}{k_3} \right) - \ln \frac{k_2}{k_3} \right] \quad (11)$$

براساس رابطه (۱۱)، می‌توان نتیجه گرفت که حالت‌های سیستم می‌توانند در مدت‌زمان متناهی به سطح لغزش همگرا شوند. سرعت این همگرایی نمایی می‌تواند با انتخاب پارامترهای قانون ریش مورد

$$\begin{aligned} \dot{T}_e &= \frac{3}{2} n_p \left[ \dot{\Psi}_d i_q + \Psi_d \dot{i}_q - \dot{\Psi}_q i_d - \Psi_q \dot{i}_d \right] \\ &= \frac{3}{2} n_p \left[ \left( i_q - \frac{\Psi_q}{L_d} \right) (u_d - R_s i_d + \omega_e \Psi_q) - \right. \\ &\quad \left. \left( i_d - \frac{\Psi_d}{L_q} \right) (u_q - R_s i_q - \omega_e \Psi_d) \right] \end{aligned} \quad (19)$$

معادله (۱۹) با تفکیک متغیرهای حالت و ورودی کنترلی به صورت (۲۰) بازنویسی می‌گردد.

$$\begin{aligned} \dot{T}_e &= \frac{3}{2} n_p \left[ \omega_e (\Psi_d i_d + \Psi_q i_q) + \frac{\Psi_q}{L_d} (R_s i_d - \omega_e \Psi_q) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\Psi_d}{L_q} (R_s i_q + \omega_e \Psi_d) \right] + \frac{3}{2} n_p \left[ \left( i_q - \frac{\Psi_q}{L_d} \right) \quad - \left( i_d - \frac{\Psi_d}{L_q} \right) \right] \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

بدین ترتیب و با تجمیع روابط (۱۸) و (۲۰)، معادلات شار و گشتاور موتور با ماتریس‌های (۲۱) بیان می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= \begin{bmatrix} \dot{T}_e \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix} = f(X) + g(X)U \\ f(X) &= \begin{bmatrix} \omega_e (\Psi_d i_d + \Psi_q i_q) + \\ \frac{3}{2} n_p \left\{ \frac{\Psi_q}{L_d} (R_s i_d - \omega_e \Psi_q) - \right. \\ \left. \frac{\Psi_d}{L_q} (R_s i_q + \omega_e \Psi_d) \right\} \\ -2R_s (\Psi_d i_d + \Psi_q i_q) \end{bmatrix} \\ g(X) &= \begin{bmatrix} \frac{3}{2} n_p \left( i_q - \frac{\Psi_q}{L_d} \right) & -\frac{3}{2} n_p \left( i_d - \frac{\Psi_d}{L_q} \right) \\ 2\Psi_d & 2\Psi_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

ماتریس‌های  $f(X)$  و  $g(X)$  یک معادله غیرخطی را تشکیل می‌دهند. قانون (۲۲) به منظور جبران‌سازی جملات غیرخطی سیستم ارائه می‌گردد.

$$[u_d \quad u_q]^T = g(X)^{-1} (-f(X) + v) \quad (22)$$

که در آن  $v$  ورودی کنترلی کمکی به منظور ردیابی گشتاور الکترومغناطیسی و شار استاتور مرجع است. با جایگذاری در معادله (۲۱)، معادله خطی موتور به صورت (۲۳) درمی‌آید.

$$\dot{X} = v \quad (23)$$

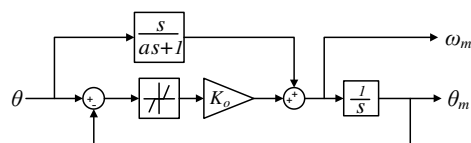
**نکته ۳-** شرط وجود و عملی بودن قانون کنترلی خطی‌ساز فیدبک (۲۲)، ناکین بودن ماتریس ورودی  $g(X)$  است. ناکین بودن این ماتریس معادل با غیرصفر بودن دترمینان آن در محدوده کاری موتور است. دترمینان این ماتریس مطابق رابطه (۲۴) است.

$$\begin{aligned} \det(g(X)) &= 3n_p \left[ i_q \Psi_q + i_d \Psi_d - \frac{\Psi_q^2}{L_d} - \frac{\Psi_d^2}{L_q} \right] \\ &= 3n_p \left[ \frac{i_q \Psi_q L_d L_q + i_d \Psi_d L_d L_q - \Psi_q^2 L_q - \Psi_d^2 L_d}{L_d L_q} \right] \end{aligned} \quad (24)$$

رابطه (۲۴) با استفاده از رابطه (۲) به صورت (۲۵) ساده می‌شود:

$$\det(g(X)) = 3n_p \left[ \frac{(\Psi_d^2 - \Psi_q^2)(L_d - L_q) - L_q \Psi_{PM} \Psi_d}{L_d L_q} \right] \quad (25)$$

بزرگ سبب افزایش نوسانات ناخواسته می‌شود. از سوی دیگر کوچک بودن این ضرایب، منجر به طولانی شدن زمان رسیدن به سطح لغزش و افزایش احتمال خروج حالت‌ها از سطح لغزش می‌گردد. از این روی تنظیم بهینه این دو ضریب از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. **نکته ۲-** در عمل، از حسگرهای موقعیت برای اندازه‌گیری زاویه مکانیکی موتور استفاده می‌گردد. استفاده از مشتق‌گیر خالص برای محاسبه سیگنال سرعت، می‌تواند سبب بروز نوسانات ناخواسته در خروجی کنترلی کننده سرعت (سیگنال گشتاور مرجع) گردد. از این رو بهره‌گیری از یک رویه‌گر سرعت و یا یک فیلتر پایین‌گذر به‌همراه مشتق‌گیر ضروری است. شکل ۱ ساختار رویه‌گر استفاده‌شده در این مقاله را نمایش می‌دهد [۳۰].



شکل ۱: ساختار رویه‌گر سرعت

### ۲-۳- طراحی جبران‌ساز براساس رویکرد خطی‌ساز فیدبک

پس از طراحی کنترلی کننده مود لغزشی تأخیری در بخش پیشین برای حلقه سرعت، در این بخش کنترلی مستقیم گشتاور و شار براساس روش فیدبک خطی‌ساز انجام گرفته است.

در این روش با استفاده از یک تغییر متغیر و تعریف ورودی کنترلی مناسب، سیستم غیرخطی موتور به یک سیستم معادل خطی تبدیل می‌شود و بدین‌صورت، طراحی کنترلی کننده برای سیستم معادل خطی امکان‌پذیر می‌شود.

اثر غیرخطی مدل موتور سنکرون آهنربای دائم، در روابط شار و گشتاور که در معادلات (۱) تا (۳) بیان شده‌اند، مشهود است. به‌منظور جبران‌سازی اثر غیرخطی مدل، گشتاور الکترومغناطیسی و مربع اندازه شار استاتور به‌عنوان متغیرهای حالت و مؤلفه‌های ولتاژ استاتور در قاب مرجع گردان، به‌عنوان ورودی‌های کنترلی لحاظ شده‌اند:

$$\begin{aligned} X &= [T_e \quad \Psi]^T \\ U &= [u_d \quad u_q]^T \end{aligned} \quad (16)$$

$$\Psi = \Psi_s^2 = \Psi_d^2 + \Psi_q^2$$

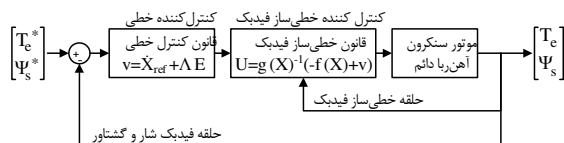
که در آن بردار حالت  $X$  و ورودی کنترلی است. معادله دینامیکی شار استاتور به صورت (۱۷) قابل‌بیان است:

$$\begin{aligned} \dot{\Psi} &= 2\Psi_d \dot{\Psi}_d + 2\Psi_q \dot{\Psi}_q = 2\Psi_d (u_d - R_s i_d + \omega_e \Psi_q) \\ &\quad + 2\Psi_q (u_q - R_s i_q - \omega_e \Psi_d) \end{aligned} \quad (17)$$

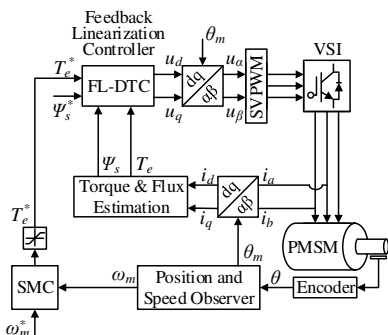
با تفکیک متغیرهای حالت و ورودی، معادله (۱۷) به صورت (۱۸) ساده‌سازی می‌شود.

$$\dot{\Psi} = -2R_s (\Psi_d i_d + \Psi_q i_q) + [2\Psi_d \quad 2\Psi_q] \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (18)$$

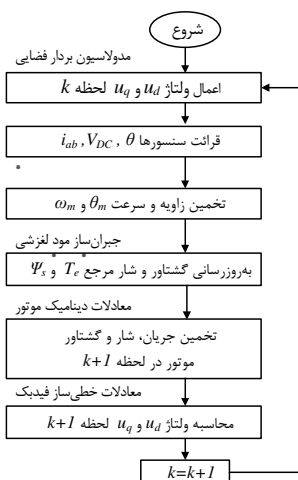
براساس معادله گشتاور الکترومغناطیسی (۳)، معادله دینامیکی گشتاور الکترومغناطیسی به صورت (۱۹) نوشته می‌شود.



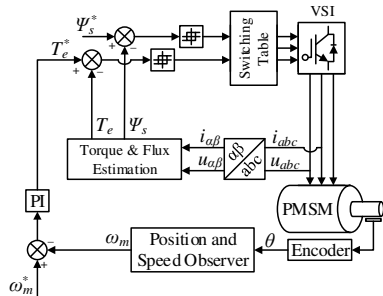
شکل ۲: بلوک دیاگرام کنترل کننده خطی ساز فیدبک جهت کنترل مستقیم گشتاور الکترومغناطیسی و شار



شکل ۳: بلوک دیاگرام کنترل موتور سنکرون آهنربای دائم به روش کنترل DSLFL-DTC



شکل ۴: فلوچارت محاسبات روش کنترل DSLFL-DTC



شکل ۵: بلوک دیاگرام کنترل موتور سنکرون آهنربای دائم به روش DTC کلاسیک

اگر فرض کنیم موتور سنکرون آهنربای دائم از نوع قطب صاف با  $L_d = L_q$  است. از این رو رابطه (۲۵) به صورت (۲۶) خلاصه می شود.

$$\det(g(X)) = -3n_p \frac{\Psi_{PM} \Psi_d}{L_d} = -\frac{3n_p \Psi_{PM}}{L_d} (L_d i_d + \Psi_{PM}) \quad (26)$$

جمله نهایی رابطه (۲۶) در شرایط کاری نرمال موتور همواره مخالف صفر است.

**نکته ۴-** خطی ساز مورد استفاده در این بخش، از نوع خطی ساز فیدبک حالت-ورودی است که به اقتضای معادلات دینامیکی سیستم انتخاب شده است. بدیهی است که در سایر مسائل مشابه، در صورت اهمیت یک یا چند خروجی از موتور برای مسائلی همچون انواع ردیابی، نیاز به خطی ساز از نوع فیدبک ورودی-خروجی خواهد بود، چراکه خطی سازی معادلات حالت الزاماً منجر به خطی شدن معادلات خروجی نمی گردد [۳۱].

با تبدیل معادله دینامیک موتور به فرم (۲۳) لازم است قانون کنترلی  $v$  به منظور ردیابی مؤثر مقادیر مرجع طراحی گردد. لذا خطای ردیابی گشتاور و شار به صورت (۲۷) تعریف می گردد.

$$E = X_{ref} - X = \begin{bmatrix} T_e^* - T_e \\ \Psi_s^* - \Psi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_e^* - T_e \\ (\Psi_s^*)^2 - (\Psi_s)^2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

که در آن  $T_e^*$  و  $\Psi_s^*$  به ترتیب مقادیر گشتاور الکترومغناطیسی و مربع اندازه شار مرجع،  $e_\psi$  و  $e_T$  به ترتیب خطاهای ردیابی این دو متغیر هستند. از این رو دینامیک خطای ردیابی گشتاور و شار به صورت (۲۸) درمی آید.

$$\dot{E} = \dot{X}_{ref} - \dot{X} = \dot{X}_{ref} - v \quad (28)$$

در این حالت با انتخاب قانون کنترلی به صورت (۲۹) سیستم حلقه بسته به فرم (۳۰) درمی آید.

$$v = \dot{X}_{ref} + \Lambda E \quad (29)$$

$$\dot{E} = -\Lambda E, \quad \Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix}, \quad \lambda_1, \lambda_2 > 0 \quad (30)$$

که  $\lambda_1$  و  $\lambda_2$  مقادیر ویژه ماتریس بهره فیدبک حالت  $\Lambda$  هستند و با تنظیم آن ها ساختار کنترل کننده خطی ساز فیدبک مطابق با ساختار شکل ۲ قابل پیاده سازی است.

با طراحی کنترل کننده های خطی ساز فیدبک و کنترل کننده مود لغزشی ساختار کلی موتور سنکرون تحت کنترل به صورت شکل ۳ قابل بیان است. این روش به اختصار DSLFL-DTC<sup>۱۱</sup> نام گذاری می شود که فلوچارت محاسبات آن در شکل ۴ آورده شده است.

شکل ۵ نیز ساختار کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک را نمایش می دهد که از جدول کلیدزنی و مقایسه گرهای هیستریزس برای انتخاب وضعیت مناسب کلیدزنی در اینورتر استفاده می گردد.

#### ۴- نتایج شبیه‌سازی

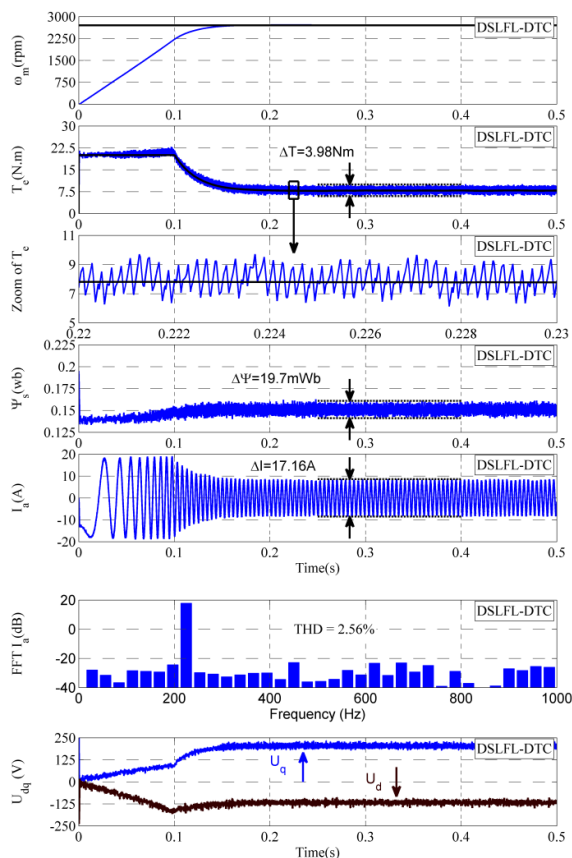
در این بخش به منظور نشان دادن کارایی روش ارائه شده، نتایج بر روی یک موتور سنکرون آهنربای دائم شبیه‌سازی شده‌اند. داده‌های موتور انتخابی متعلق به موتورهای شرکت زیمنس سری IFT7082-AF7 است [۳۲]. جبران‌ساز مود لغزشی تأخیردار با رزش‌نمایی به‌همراه فیدبک خطی‌ساز، به‌منظور کنترل سرعت موتور و همچنین شار و گشتاور آن مورد استفاده قرار گرفته و نتایج این طراحی با کنترل‌کننده مستقیم گشتاور کلاسیک مقایسه شده‌اند. لازم به ذکر است که در کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک، گشتاور مرجع با استفاده از یک کنترل‌کننده تناسبی انتگرالی تولید می‌شود و از کنترل‌کننده‌های هیستریز برای بهبود شار و گشتاور بهره گرفته می‌شود. نتایج این شبیه‌سازی توسط نرم‌افزار MATLAB 2016b به‌دست آمده‌اند.

بلوک دیاگرام روش پیشنهادی در این مقاله مطابق شکل ۳ است و پارامترهای موتور مورد شبیه‌سازی در این مقاله مطابق جدول ۱ هستند. در این شبیه‌سازی، فرکانس نمونه‌برداری مربوط به روش پیشنهادی و همچنین روش DTC کلاسیک به ترتیب ۱۰ و ۲۰ کیلوهرتز انتخاب شده‌است. فرکانس کلیدزنی در هر دو حالت حدوداً ۵/۱ کیلوهرتز به‌دست می‌آید. برای نمایش کارایی روش پیشنهادی نتایج شبیه‌سازی در سه وضعیت مجزای راه‌اندازی از حالت ایستا، اعمال پله کاهش سرعت مرجع و در نهایت با حضور نویز اندازه‌گیری زاویه روتور نمایش داده شده‌است. جهت نمایش دقیق‌تر، پاسخ ماندگار گشتاور الکترومغناطیسی در شکل‌ها بزرگ‌نمایی شده‌است.

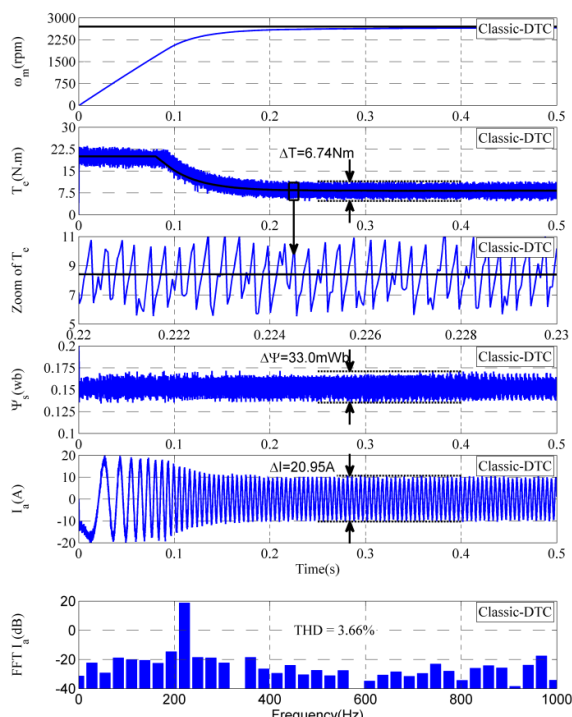
پارامترهای کنترل‌کننده DSLFL-DTC برابر  $k_1=40$ ،  $k_2=600$ ،  $k_3=5$  و  $k_4=4000$  به‌صورت بهینه انتخاب شده‌اند. پارامترهای کنترل‌کننده DTC کلاسیک نیز به‌صورت  $K_p=0.15$  و  $K_i=1/5$  بهینه شده‌اند. همچنین، مدل گشتاور بار به‌صورت گشتاور-ثابت با  $T_L=8 \text{ N.m}$  و محدوده اشباع در خروجی حلقه کنترل سرعت  $\pm 20 \text{ N.m}$  در نظر گرفته شده‌است. به‌دلیل بالابودن فرکانس کلیدزنی، از محاسبات تلفات کلیدزنی صرف‌نظر شده‌است. در رویت‌گر سرعت استفاده شده، ضریب  $K_o$  برابر ۱۶۰۰ و همچنین ثابت زمانی  $a$  برابر  $0.008$  ثانیه انتخاب شده‌اند.

جدول ۱: پارامترهای نامی موتور سنکرون آهنربای دائم

پارامتر	علامت	واحد	مقدار
توان نامی	$P_n$	kW	۳/۲۴
سرعت نامی	$\omega_n$	rpm	۳۰۰۰
گشتاور نامی	$T_n$	N.m	۱۰/۳
ولتاژ نامی	$V_n$	v	۳۸۰
اینرسی مکانیکی	$J$	kg.m <sup>2</sup>	۰/۰۰۲۶۵
شار پیوندی مغناطیسی	$\Psi_{PM}$	Wb	۰/۲۱۰۵۲
تعداد قطب‌ها	$2n_p$	---	۱۰
مقاومت استاتور	$R_s$	$\Omega$	۰/۵۹
اندوکتانس استاتور	$L_s$	mH	۹/۳
ولتاژ لینک DC	$V_{DC}$	v	۵۵۰



(شکل ۶ الف)



(شکل ۶ ب)

شکل ۶: راه‌اندازی از حالت ایستا به‌سرعت ۲۷۰۰ دور بر دقیقه

(الف) روش DSLFL-DTC (ب) روش DTC کلاسیک

#### ۱-۴- راه‌اندازی از حالت ایستا

ردیابی سرعت مرجع موتور به‌همراه پاسخ‌های شار، گشتاور الکترومغناطیسی و جریان استاتور در شکل ۶ (الف) برای روش DSLFL-DTC و در شکل ۶ (ب) برای روش DTC کلاسیک ترسیم شده‌اند. همان‌طوری‌که در شکل قابل مشاهده است در فرکانس کلیدزنی برابر، روش پیشنهادی ریپل شار و گشتاور کمتری در مقایسه با روش کلاسیک دارد. دامنه جریان روش پیشنهادی ۱۸/۹ آمپر و میزان اعوجاج هارمونیکی<sup>۱۱</sup> (THD) آن ۲/۲۶٪ است. درحالی‌که در روش کنترل DTC کلاسیک، دامنه جریان ۲۱/۶۱ آمپر و میزان THD جریان آن ۳/۹۸٪ است. برای بررسی دقیق‌تر عملکرد روش پیشنهادی سیگنال گشتاور مربوط به گشتاور الکترومغناطیسی و سیگنال ولتاژهای محورهای  $d$  و  $q$  (خروجی کنترل‌کننده خطی‌ساز فیدبک) به‌صورت مجزا نمایش داده شدند. باتوجه‌به شکل، خروجی کنترل‌کننده مورد لغزشی در هر دو حلقه بیرونی کاملاً هموار و خروجی کنترل‌کننده خطی‌ساز فیدبک در حلقه داخلی دارای ریپل قابل‌قبولی است.

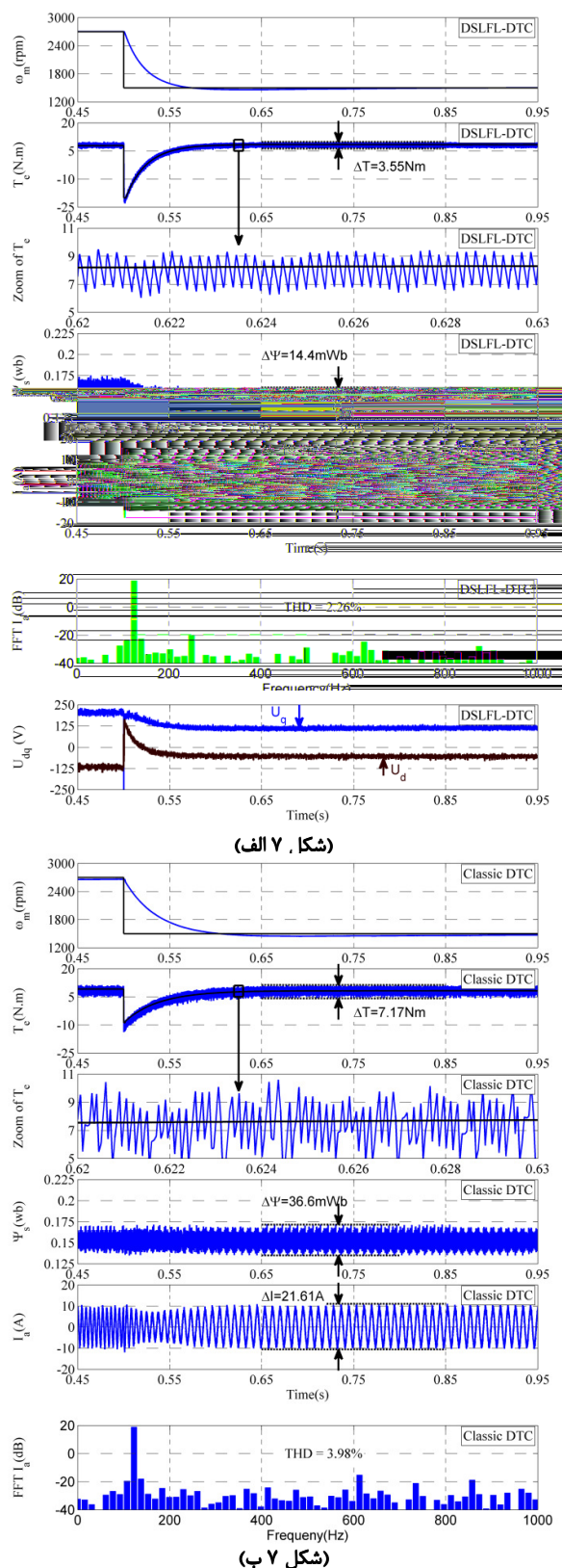
#### ۲-۴- اعمال پله کاهش سرعت مرجع

جهت بررسی بیشتر روش پیشنهادی، پاسخ حالت‌های موتور در صورت اعمال پله کاهش سرعت مرجع از ۲۷۰۰ به ۱۵۰۰ دور در دقیقه، در شکل ۷ آورده شده‌است.

این شکل، نشان می‌دهد که ریپل گشتاور در روش DSLFL-DTC بسیار کمتر از روش DTC کلاسیک است. این موضوع در مورد ریپل شار نیز صدق می‌کند و روش DSLFL-DTC در مقایسه با DTC کلاسیک ریپل شار کمتری دارد. با کاهش سرعت موتور، میزان نوسانات شار و گشتاور در روش کنترل DTC کلاسیک تا حدودی افزایش می‌یابد چراکه اندازه بردار ولتاژ در طول بازه زمانی هر گام کلیدزنی، ثابت و برابر با مقدار ولتاژ لینک DC است. درحالی‌که در ساختار پیشنهادی به‌دلیل استفاده از مدولاسیون بردار فضایی، اندازه بردار ولتاژ اعمالی به موتور با مؤلفه‌های محورهای  $d$  و  $q$  ولتاژ که توسط کنترل‌کننده خطی‌ساز فیدبک معین می‌گردد متناسب خواهد بود. لازم به‌دقت است که انتخاب اعداد پایین برای مقادیر ویژه  $\lambda_1, \lambda_2$  سبب ناپایداری کنترل‌کننده و انتخاب مقادیر بزرگ برای آن‌ها، سبب تشدید نوسانات در مؤلفه‌های محورهای  $d$  و  $q$  ولتاژ می‌شود.

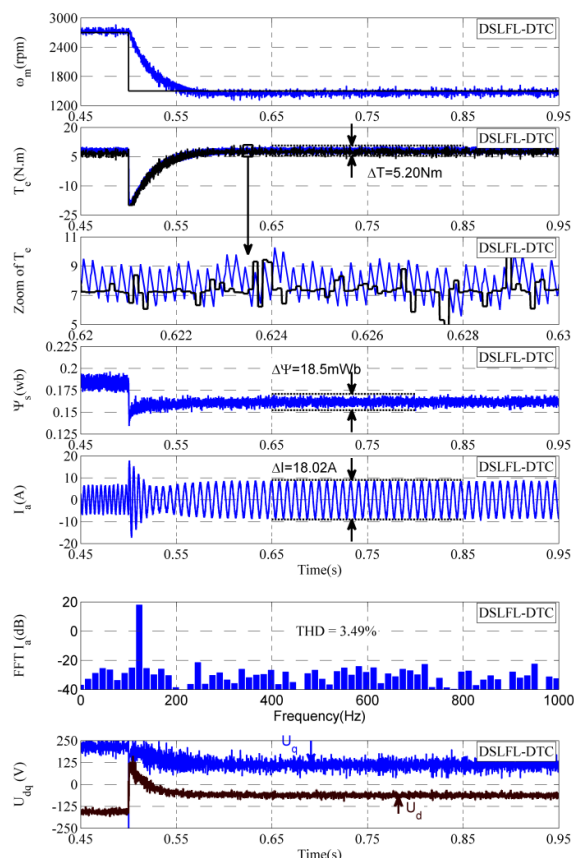
#### ۳-۴- عملکرد سیستم در برابر نویز اندازه‌گیری

در عمل، سیگنال زاویه مکانیکی روتور از طریق سنسورها (انکودرهای افزایشی یا مطلق) قرائت می‌گردد. بهره‌گیری از این ادوات، همواره سیستم را در معرض نویز اندازه‌گیری زاویه قرار می‌دهد که به‌طور



شکل ۷: ۴-۲- اعمال پله کاهش سرعت مرجع از ۲۷۰۰ به ۱۵۰۰ دور در دقیقه (الف) روش DSLFL-DTC (ب) روش DTC کلاسیک





شکل ۸: بررسی عملکرد روش DSLFL-DTC در برابر نویز اندازه‌گیری (SNR=۴۰ dB)

Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 1, 2018.

- [2] F. J. Lin, I. F. Sun, K. J. Yang, and J. K. Chang, "Recurrent fuzzy neural cerebellar model articulation network fault-tolerant control of six-phase permanent magnet synchronous motor position servo drive," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 24, no. 1, 2016.

[۳] ارژنگ یوسفی، سید اصغر غلامیان، احمد رادان، «کاهش ریبیل گشتاور در روش کنترل مستقیم گشتاور موتور پنج فاز مغناطیس دائم سنکرون تغذیه شده با مبدل ماتریسی»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۲، شماره ۱، صفحات ۵۲-۴۷، بهار ۱۳۹۲.

[۴] مهرداد جعفر بلند، علی شیرادی، «طراحی کنترل کننده برای موتور سنکرون آهن‌ریای دائم بدون یاتاقان با در نظر گرفتن تزویج بین سیم پیچ‌های گشتاور و تعلیق مغناطیسی»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۷، شماره ۳، صفحات ۹۱۵-۹۰۵، پاییز ۱۳۹۶.

- [5] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Transactions on Industry applications, vol. IA-22, no. 5, 1986.
- [6] A. Sivaprakasam and T. Manigandan, "An alternative scheme to reduce torque ripple and mechanical vibration in direct torque controlled permanent magnet

معمول به‌عنوان نویز جمع‌شونده در زاویه، ورودی محاسبات ظاهر می‌شود.

جهت بررسی کارایی روش کنترل مستقیم گشتاور پیشنهادی، یک نویز جمع‌شونده با توزیع گاوسی با میانگین صفر و انحراف معیار متناسب با  $SNR = 40 \text{ dB}$  به ورودی رویت‌گر استفاده‌شده اضافه گردید. میزان SNR از رابطه (۳۱) قابل محاسبه است.

$$SNR = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{A_{\text{signal}}}{A_{\text{noise}}} \right) \quad (31)$$

که در آن  $A_{\text{signal}}$  و  $A_{\text{noise}}$  به ترتیب مقدار مؤثر سیگنال خروجی انکودر و مقدار مؤثر نویز اندازه‌گیری می‌باشد.

باتوجه به شکل ۸، علیرغم ایجاد نوسانات ناخواسته در سیگنال مرجع گشتاور به دلیل خطای ناشی از تخمین سرعت و زاویه مکانیکی روتور، سیستم همچنان توانایی ردگیری سرعت مرجع خود را حفظ نموده است. از سوی دیگر، باتوجه به رابطه (۳)، نوسانات گشتاور مرجع، سبب ایجاد نوسانات ناخواسته‌ای در مؤلفه محور  $q$  موتور شده است.

## ۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش کنترل مستقیم گشتاور با دو حلقه غیرخطی به‌منظور کاهش ریبیل شار و گشتاور و بهبود پاسخ سرعت موتور سنکرون آهن‌ریای دائم پیشنهاد شده است. حلقه بیرونی با روش مود لغزشی به تنظیم سرعت و فراهم‌آوردن گشتاور مرجع می‌پردازد. این کنترل‌کننده با قانون رزش نمایی باعث همگرایی سریع حالت‌ها شده، با ساختار مبتنی‌بر تأخیر خود از بروز لرزش‌های ناخواسته جلوگیری کرده و پاسخ حالت مانای مناسبی فراهم می‌سازد. حلقه داخلی در این روش، بر مبنای تبدیل فیدبک خطی‌ساز طراحی گشته و با جبران‌سازی اثر غیرخطی دینامیک موتور، امکان طراحی کنترل‌کننده خطی برای تنظیم شار و گشتاور را فراهم می‌سازد. نتایج شبیه‌سازی این روش بر روی موتور زمینس (1FT7082-AF7) نشان‌دهنده ویژگی‌های مطلوب آن یعنی کاهش ریبیل شار و گشتاور، تقلیل اعوجاجات جریانی و پاسخ مناسب دینامیکی برای سرعت‌های مختلف است. ساختار پیشنهادی برخلاف سایر روش‌های مشابه که یا کاهش ریبیل شار و گشتاور و یا ردیابی سرعت و کاهش خطای مانا را در اولویت قرار می‌دهند، با دو حلقه کنترل غیرخطی به‌صورت هم‌زمان به هر دو مسئله توجه دارد. مقایسه با روش کلاسیک کنترل مستقیم گشتاور گواهی بر این امر است. پیشنهاد نویسندگان برای توسعه روش پیشنهادی، بهره‌گیری از ساختارهای مبتنی‌بر کنترل‌کننده‌های مود لغزشی مرتبه کسری [۳۳] و یا مود لغزشی تکراری [۳۴-۳۶] در کنار خطی‌ساز فیدبک و تابع تأخیر جهت بهبود عملکرد موتور سنکرون آهن‌ریای دائم است.

## مراجع

- [1] X. Cai, Z. Zhang, J. Wang, and R. Kennel, "Optimal control solutions for PMSM drives: a comparison study with experimental assessments," IEEE Journal of

- [22] C. J. Fallaha, M. Saad, H. Y. Kanaan, and K. Al-Haddad, "Sliding-mode robot control with exponential reaching law," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 600-610, 2011.
- [23] S. M. Fazeli, H. A. Zarchi, J. Soltani, and H. W. Ping, "Adaptive sliding mode speed control of surface permanent magnet synchronous motor using input-output feedback linearization," in *Proceedings of International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1375-1380, Wuhan, China, 2008.
- [24] L. Arab, M. A. Ahmed, A. Belmehdi, N. Habani, and N. A. Ahmed, "Predictive control of the permanent magnet synchronous motor based on the feedback linearization," in *Proceedings of 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, pp. 1697-1701, Porto, Portugal, 2009.
- [25] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Direct torque control via feedback linearization for permanent magnet synchronous motor drives," in *Proceedings of 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 338-343, Brasov, Romania, 2012.
- [26] Y. S. Choi, H. H. Choi, and J. W. Jung, "Feedback linearization direct torque control with reduced torque and flux ripples for IPMSM drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3728-3737, 2016.
- [27] S.-K. Kim, K.-G. Lee, and K.-B. Lee, "Singularity-free adaptive speed tracking control for uncertain permanent magnet synchronous motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1692-1701, 2016.
- [28] P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, John Wiley & Sons, 2013.
- [29] W. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control of nonlinear systems: A new approach," *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 45-55, 1993.
- [30] A. Tilli and M. Montanari, "A low-noise estimator of angular speed and acceleration from shaft encoder measurement," *Automatica*, vol. 42, no. 3-4, pp. 169-176, 2001.
- [31] J. J. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control*, Prentice hall Englewood Cliffs (NJ), 1991.
- [32] Siemens AG, *SIMODRIVE 611 Configuration Manual IFT7 Synchronous Motors*, 2010. [http://support.industry.siemens.com/cs/attachments/29311893/PFT7\\_en\\_en-US.pdf](http://support.industry.siemens.com/cs/attachments/29311893/PFT7_en_en-US.pdf)
- [33] C. Yin, Y. Chen, and S. M. Zhong, "Fractional-order sliding mode based extremum seeking control of a class of nonlinear systems," *Automatica*, vol. 50, no.12, pp. 3173-3181, 2014.
- [34] C. Dai, N. Zhang, and Z. Shen, "An adaptive nonlinear iterative sliding mode controller based on heuristic critic algorithm," in *Proceedings of IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA)*, pp. 419-424, Ningbo, China, 2016.
- [35] X. Chao, T. Shuping, and L. Helong, "An improved iterative nonlinear sliding mode control for tethered satellite," in *Proceedings of 36th Chinese Control Conference (CCC)*, pp. 3646-3651, Dalian, China, 2017.
- [36] M. Roopaei, F. Shabaninia, and P. Karimaghvae, "Iterative sliding mode control," *Nonlinear Analysis: Hybrid Systems*, vol. 2, no. 2, pp. 256-271, 2008.
- synchronous motor", *Journal of Vibration and Control*, vol. 21, no. 5, 2015.
- [7] M. H. Vafaie, B. M. Dehkordi, P. Moallem, and A. Kiyoumars, "A new predictive direct torque control method for improving both steady-state and transient-state operations of the PMSM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, 2016.
- [8] Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "Examination and linearization of torque control system for direct torque controlled IPMSM" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 1, 2010.
- [9] T. Türker, U. Buyukkeles, and A. F. Bakan, "A robust predictive current controller for PMSM drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, 2016.
- [10] H. Saberi, M. Sabahi, M. B. B. Sharifian, and M. Feyzi, "Improved sensorless direct torque control method using adaptive flux observer," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 7, 2014.
- [11] Y. Singh and S. Jain, "Comparative Analysis of PI and PID Controller for PMSM with New Sliding Mode observer", *International Journal of Electrical, Electronics and Computer Engineering*, vol. 2, 2013.
- [12] S. Vaidyanathan and C. Volos, *Advances and Applications in Nonlinear Control Systems*, Springer Customer Service Center GmbH, 2018.
- [13] Y. H. Lan, L. L. Wang, C. X. Chen, and D. Lei, "Optimal sliding mode robust control for fractional-order systems with application to permanent magnet synchronous motor tracking control," *Journal of Optimization Theory and Applications*, vol. 174, no. 1, pp. 197-209, 2017.
- [14] S. K. Kommuri, K. C. Veluvolu, M. Defoort, and Y. C. Soh, "Higher-order sliding mode observer for speed and position estimation in PMSM," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2014, pp. 1-12, 2014.
- [15] H. Kim, J. Son, and J. Lee, "A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4069-4077, 2011.
- [16] K. Jezernik, J. Korelič, and R. Horvat, "PMSM sliding mode FPGA-based control for torque ripple reduction," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3549-3556, 2013.
- [17] Y. Li, J. B. Son, and J. M. Lee, "PMSM speed controller using switching algorithm of PD and Sliding mode control," in *Proceedings of ICCAS-SICE Conference*, pp. 1260-1266, Fukuoka, Japan, 2009.
- [18] W. Eom, I. Kang, and J. Lee, "Enhancement of the speed response of PMSM sensorless control using an improved adaptive sliding mode observer," in *Proceedings of 34th Annual Conference of IEEE in Industrial Electronics (IECON2008)*, pp. 188-191, 2008.
- [19] X. Zhang, L. Sun, K. Zhao, and L. Sun, "Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1358-1365, 2013.
- [20] S. K. Kommuri, K. C. Veluvolu, and M. Defoort, "Robust observer with higher-order sliding mode for sensorless speed estimation of a pmsm," in *Proceedings of European Control Conference (ECC)*, pp. 4598-460, Zurich, Switzerland, 2013.
- [21] D. Efimov, A. Polyakov, L. Fridman, W. Perruquetti, and J.-P. Richard, "Delayed sliding mode control," *Automatica*, vol. 64, pp. 37-43, 2016.

## زیرنویس‌ها

---

- <sup>1</sup> Permanent Magnet Synchronous Motor
- <sup>2</sup> Direct Torque Control
- <sup>3</sup> Space Vector Modulation
- <sup>4</sup> Proportional Integral
- <sup>5</sup> Chattering
- <sup>6</sup> Sigmoid Function
- <sup>7</sup> Reaching Law
- <sup>8</sup> Exponential Reaching
- <sup>9</sup> Delayed Function
- <sup>10</sup> Surface Mounted PMSM
- <sup>11</sup> Delayed Sliding Feedback Linearization-Direct Torque Control
- <sup>12</sup> Total Harmonic Distortion