کنترل پیش‌بین گشتاور بدون حسگر ماشین سنکرون رلوکتانسی مجهزشده با آهن‌ربای دائم

داود عرب خابوری[۱]، دانشیار؛ علی سراجیان[۲]، کارشناس ارشد؛ علیرضا عباس‌زاده[۳]، دانشجوی دکتری

۱- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علم و صنعت ایران - تهران- ایران - khaburi@iust.ac.ir
۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علم و صنعت ایران - تهران- ایران - asarajian@elec.iust.ac.ir
۳- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علم و صنعت ایران - تهران- ایران - a_abbaszadeh@iust.ac.ir

چکیده: در این مقاله، کنترل پیش‌بین بدون حسگر ماشین سنکرون رلوکتانسی مجهزشده با آهن‌ربای دائم ارائه شده است. ماشین‌های سنکرون رلوکتانسی مجهزشده با آهن‌ربای دائم به‌علت دارا بودن ناحیه عملکردی وسیع و ضریب توان بالاتر، در درایوهای سرعت متغیر با بازده بالا استفاده می‌شوند. برای کنترل این ماشین که دارای ولتاژ القایی غیرسینوسی نیز است، روش‌های بدون حسگر سرعت مبتنی بر کنترل پیش‌بین گشتاور در نظر گرفته شده است. روش مورداستفاده اول، روش کنترل پیش‌بین مدل مبنا با ورودی معدود و روش دوم، ترکیب روش کنترل پیش‌بین مدل مبنا با ورودی معدود و کنترل مستقیم گشتاور متوسط بهبودیافته است. به‌منظور رؤیت پارامترهای ماشین، از فیلتر کالمن توسعه‌یافته برای تخمین ولتاژ القایی و از ترکیب فیلتر تطبیقی و حلقه فاز قفل‌شده برای حذف هارمونیک‌های ولتاژ القایی و تخمین سرعت و موقعیت روتور استفاده می‌شود. نتایج شبیه‌سازی‌ها در سرعت نامی و سرعت پایین، بیانگر کاهش ضربان گشتاور روش ارائه‌شده نسبت به روش کنترل پیش‌بین معمولی است. همچنین عملکرد دقیق و مناسب رؤیت‌گر نیز در تخمین ولتاژ القایی، سرعت و موقعیت روتور، عملکرد صحیح ماشین را تضمین می‌نماید.

واژه‌های کلیدی: ماشین سنکرون رلوکتانسی مجهزشده با آهن‌ربای دائم، فیلتر کالمن توسعه‌یافته، فیلتر تطبیقی، کنترل پیش‌بین گشتاور، کنترل مستقیم گشتاور متوسط.

Sensorless Predictive Torque Control of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machine

D. Arab Khaburi[1], Associate Professor; A. Sarajian[2], MSc; A. Abbaszadeh[3], PhD Student

1- Faculty of Electrical Engineering, Iran University of Science & Technology, Tehran, Iran, Email: khaburi@iust.ac.ir
2- Electrical Engineering Department, Iran University of Science & Technology, Tehran, Iran, Email: asarajian@elec.iust.ac.ir
3- Electrical Engineering Department, Iran University of Science & Technology, Tehran, Iran, Email: a_abbaszadeh@elec.iust.ac.ir

Abstract: The Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Machines (PMA-SynRM) drive has become one of the most interesting replacements for the high efficiency variable speed drive. Herein, sensorless predictive torque control of PMA-SynRM with nonsinusoidial back electromotive force (EMF) is introduced. In order to control PMA-SynRM, finite control set-model predictive control (FCS-MPC) is implemented by means of the two-level inverter. Besides, the improvement of FCS-MPC, improve Direct mean torque control (DMTC), is utilized as a second method to control PMA-SynRM. Models including Extended Kalman Filter (EKF), Adaptive Filter (AF) and quadrature Phase-Locked Loop (PLL) are used to address estimating of back EMF, the elimination of the high order harmonics, and the accurate estimation of position and speed rotor, respectively. The simulations in nominal and low speed conditions result in effectively minimizing torque ripples compared to conventional FCS-MPC. The outcomes of the observer simulation are successfully guaranteed the accurateness of speed and rotor position.

Keywords: Permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor, extended kalman filter, adaptive filter, predictive torque control, direct mean torque control.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۰۹/۳۰
تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۰۱/۲۳
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۲/۳۰
نام نویسنده مسئول: داود عرب خابوری
نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - میدان رسالت - دانشگاه علم و صنعت ایران - دانشکده مهندسی برق.

۱- مقدمه

ماشین‌های سنکرون رلوکتانسی مجهزشده با آهنربای دائم[۱] به‌علت دارا بودن ناحیه عملکردی وسیع و ضریب توان بالاتر نسبت به ماشین‌های سنکرون رلوکتانسی متداول، در درایوهای سرعت متغیر با بازده بالا استفاده می‌شوند. گشتاور تولیدی این نوع موتورها شامل گشتاور رلوکتانسی و گشتاور ناشی از آهن‌ربای دائم است. این نوع موتورها در مقایسه با موتورهای آهن‌ربای دائم درونی[۲] دارای مقدار آهن‌ربای کمتری می‌باشند و غالب گشتاور تولیدی آن‌ها گشتاور رلوکتانسی است [۴-۱].

روش کنترل مستقیم گشتاور[۳] یکی از روش‌های کنترلی پیشرفته در زمینه کنترل درایوهای الکتریکی است. در این روش، اعمال بردار ولتاژ فعال[۴] و بردار ولتاژ صفر[۵] با توجه به جدول کلیدزنی صورت می‌پذیرد [۵، ۶]. به‌هرحال در کنار دارا بودن مزیت‌هایی همچون پاسخ دینامیکی سریع و دارا بودن الگوریتم روبه‌جلو، دارای معایبی همچون ضربان بالای گشتاور و فرکانس کلیدزنی متغیر است. برای رفع این معایب روش‌های کنترل مستقیم گشتاور متوسط [۷] و کنترل مستقیم گشتاور با باند محدود [۸] و کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از مدولاسیون بردار فضایی [۹] و کنترل مستقیم گشتاور پیش‌بین [۱۰] ارائه شده است.

کنترل پیش‌بین مدل مبنا با کنترل معدود[۶] یک روش کنترلی پیشرفته و مؤثر برای کنترل درایوهای الکتریکی است [۱۱]. در روش FCS-MPC، خروجی‌های آینده با استفاده از مدل سیستم و بر مبنای ورودی‌های قبلی و فعلی و خروجی‌های بعدی پیش‌بینی می‌شوند. با بررسی این خروجی‌ها در یک تابع هدف ورودی بهینه انتخاب می‌شود. ترکیب روش کنترل پیش‌بین گشتاور[۷] و کنترل مستقیم گشتاور متوسط بهبودیافته[۸] برای ماشین سنکرون رلوکتانسی و ماشین سنکرون آهن‌ربای دائم[۹] به ترتیب در [۱۲] و [۱۳] ارائه شده است. همچنین ترکیب روش FCS-PTC و DMTC برای ماشین القایی نیز به‌کار گرفته شده است [۱۴].

برای استفاده از کنترل پیش‌بین، باید مدل دقیقی از ماشین مدنظر قرار گیرد. روش کنترل پیش‌بین برخلاف روش DTC، یک روش ذاتاً بدون حسگر نمی‌باشد، بنابراین باید پارامترهای موتور به‌دقت تخمین زده شوند. اهمیت تخمین دقیق نیز بدین علت است که وابستگی به تخمین هم در مرحله پیش‌بینی و هم در مرحله کنترل وجود دارد و در صورت تخمین غیردقیق، عملکرد سیستم کنترل و سیستم رؤیت‌گر مغشوش می‌شود [۱۵]. برای عملکرد بدون حسگر این ماشین، ابتدا باید ولتاژ القایی[۱۰] این ماشین به‌دقت رؤیت و در ادامه با استفاده از آن سرعت و موقعیت روتور تخمین زده شود.

عمده منابع تولید ضربان گشتاور در ماشین‌های دارای آهن‌ربای دائم شامل توزیع شار غیرسینوسی در فاصله هوایی[۱۱]، رلوکتانس متغیر به سبب دندانه‌های استاتور و هارمونیک‌های جریان ناشی از عملکرد اینورتر است [۱۶، ۱۷]. این مؤلفه‌های هارمونیکی شامل هارمونیک پنجم و هفتم است [۱۸]. برای تخمین شار فاصله هوایی از رؤیت‌گر لیونبرگر [۱۹]، سیستم تطبیقی مدل مرجع [۲۰]، رؤیت‌گر مُد لغزشی [۲۱] و فیلتر کالمن [۲۲] استفاده شده است. تخمین غیردقیق موقعیت روتور، به‌دلیل هارمونیک‌های موجود در شار فاصله هوایی می‌باشد. در [۲۳] برای حذف مؤلفه‌های هارمونیکی از یک فیلتر تطبیقی[۱۲] استفاده شده است. در سال‌های اخیر، فیلتر تطبیقی به‌عنوان یک روش قدرتمند برای استخراج کردن مؤلفه اصلی موج و جدا کردن مؤلفه‌های هارمونیکی آن به‌کار گرفته شده است [۲۶- ۲۴]. فیلتر تطبیقی بر اساس الگوریتم حداقل مربعات بازگشتی[۱۳] یا حداقل مربعات متوسط[۱۴]، هارمونیک‌های مرتبه بالا را شناسایی می‌کند [۲۷]. همچنین باید به‌منظور کاهش تأثیر خطا در تخمین سرعت و موقعیت روتور، از یک حلقه فاز قفل‌شده[۱۵] به‌جای تابع آرک‌تانژانت استفاده شود. PLL می‌تواند هارمونیک‌های هم‌فاز با یک موج مرجع ایجاد کند به‌نحوی که پایداری آن با پایداری موج مرجع یکسان باشد [۲۸].

کنترل برداری بدون حسگر ماشین PMA-SynRM با استفاده از رؤیت‌گر مُد لغزشی در [۲۹، ۳۰] ارائه شده است. همچنین کنترل مستقیم شار و گشتاور با استفاده مدولاسیون بردار فضایی[۱۶] و مبتنی بر یک رؤیت‌گر مُد لغزشی در [۳۱] انجام شده است.

در این مقاله، ترکیب روش FCS-MPC و DMTC بهبودیافته برای به‌دست آوردن ضربان گشتاور پایین ماشین PMA-SynRM با ولتاژ القایی غیرسینوسی استفاده می‌شود. همچنین سیستم رؤیت‌گر به‌منظور تخمین سرعت و موقعیت روتور بر اساس فیلتر کالمن توسعه‌یافته، فیلتر تطبیقی و PLL طراحی می‌شود. نتایج شبیه‌سازی در نرم‌افزار Matlab نشان‌دهنده پاسخ دینامیکی خوب گشتاور و ضربان پایین گشتاور الکترومغناطیسی ماشین است. این نتایج همچنین بیانگر عملکرد دقیق سیستم رؤیت‌گر در محدوده وسیع سرعت است.

۲- مدل کنترل پیش‌بین گشتاور ماشین PMA-SynRM

۲-۱- مدل ماشین PMA-SynRM

در ماشین PMA-SynRM با ولتاژ القایی غیرسینوسی، معادلات ولتاژ ماشین در قاب مرجع سنکرون عبارت‌اند از:

$$\begin{aligned} u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_e \psi_{ds} \\ u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_e \psi_{qs} \end{aligned} \quad (۱)$$

که در اینجا u_{qs} و u_{ds} ولتاژ استاتور، i_{qs} و i_{ds} جریان استاتور، R_s مقاومت استاتور و ω_e سرعت الکتریکی برحسب rad/s است. به‌دلیل توزیع چگالی شار غیرسینوسی در فاصله هوایی، شار Ψ_{qm} و Ψ_{dm} از شار پیوندی تولیدشده توسط روتور مشتق می‌شود. در این ماشین با در نظر گرفتن سیم‌پیچی استاتور به‌صورت ستاره زمین‌شده، هارمونیک‌های مرتبه سوم حذف خواهند شد. بنابراین میزان ولتاژ

القایی بدون حضور هارمونیک‌های مرتبه سوم برای فاز a عبارت است از [۱۸]:

$$E_{a0}=\frac{4}{\pi}E_m\sum_{k=0}^{\infty}\left(a_p\sin\left(p\theta_e\right)+a_q\sin\left(q\theta_e\right)\right)$$
$$p=6k+1\,,\ q=6k-1\,,\ p>0,q>0 \qquad (۲)$$
$$a_p=\frac{\cos\left(pu/2\right)}{p}\,,\ a_q=\frac{\cos\left(qu/2\right)}{q}\,,\ E_m=\omega_e\psi_m$$

اگر بر یک موج در دستگاه سه‌فازه که دارای مؤلفه‌های هارمونیکی می‌باشد، تبدیل dq اعمال شود، مؤلفه اصلی موج تبدیل به مؤلفه dc می‌شود. ضمن این‌که هارمونیک ۵ و ۷ تبدیل به هارمونیک ۶ می‌شود. شار فاصله هوایی درنظرگرفته‌شده دارای مؤلفه اصلی و هارمونیک ۵ و ۷ می‌باشد و از هارمونیک‌های مرتبه بالاتر به‌دلیل دارا بودن دامنه پایین، صرف‌نظر می‌شود. بنابراین پس از اعمال تبدیل سه‌فاز به dq، هارمونیک‌های موجود در شار فاصله هوایی شامل یک مقدار dc به همراه هارمونیک ۶ خواهند بود.

حال با در نظر گرفتن هارمونیک ششم در ولتاژ القایی در قاب مرجع dq، معادلات شار و مقدار ولتاژ القایی از روابط زیر به‌دست می‌آیند:

$$\psi_{qs}=L_qi_{qs}-\psi_m-\psi_m\times\sum_{n=1}^{\infty}\left(K_{6n-1}+K_{6n+1}\right)\cos\left(6n\theta\right)$$
$$=L_qi_{qs}-\psi_{qm} \qquad (۳)$$

$$\psi_{ds}=L_di_{ds}-\psi_m\times\sum_{n=1}^{\infty}\left(K_{6n-1}+K_{6n+1}\right)\sin\left(6n\theta\right)$$
$$=L_di_{ds}-\psi_{dm} \qquad (۴)$$

$$e_{qs}=\omega_e\psi_{qm}=E_1+E_6\cos\left(6\theta\right) \qquad (۵)$$

$$e_{ds}=\omega_e\psi_{dm}=E_6\sin\left(6\theta\right) \qquad (۶)$$

e_{ds} و e_{qs} نیز به ترتیب مقدار ولتاژ القایی محورهای d و q می‌باشند. در اینجا E_1 مقدار مؤلفه اصلی ولتاژ القایی و E_6 مقدار هارمونیک ۶ ام در دستگاه dq است.

با توجه به روابط (۳) تا (۶)، رابطه (۱) را می‌توان دوباره بازنویسی نمود.

$$u_{qs}=R_si_{qs}+L_q\frac{di_{qs}}{dt}-\frac{d\psi_{qm}}{dt}+\omega_eL_di_{ds}-e_{ds}$$
$$u_{ds}=R_si_{ds}+L_d\frac{di_{ds}}{dt}+\frac{d\psi_{dm}}{dt}-\omega_eL_qi_{qs}+e_{qs} \qquad (۷)$$

که L_q و L_d اندوکتانس محور q و d استاتور می‌باشند. لازم به‌ذکر است که در هر بازه نمونه‌برداری، ولتاژ القایی ثابت فرض می‌شود زیرا دینامیک سرعت در مقایسه با دینامیک جریان کندتر است. بنابراین $d\Psi_{qm}/dt$ و $d\Psi_{dm}/dt$ صفر در نظر گرفته می‌شود.

گشتاور تولیدی ماشین عبارت است از:

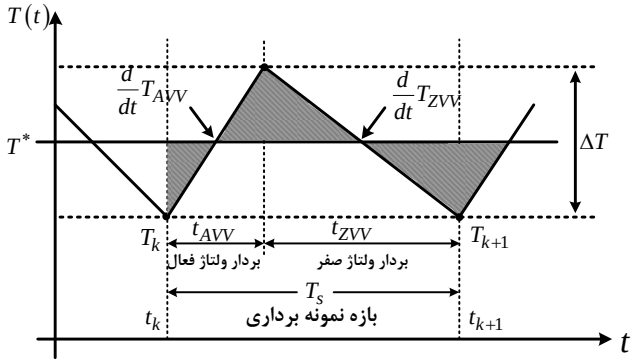
$$T=\frac{3}{2}\frac{p}{2}\left(\left(L_di_{ds}-e_{ds}/\omega_e\right)i_{qs}-\left(L_qi_{qs}-e_{qs}/\omega_e\right)i_{ds}\right)$$
$$=\frac{3}{2}\frac{p}{2}\left(\psi_{qm}i_{ds}-\psi_{dm}i_{qs}+\left(L_d-L_q\right)i_{ds}i_{qs}\right) \qquad (۸)$$

۲-۲- روش DMTC بهبودیافته

اگر بردار ولتاژی که توسط تابع بهینه پیش‌بین انتخاب می‌شود در تمام بازه کنترلی اعمال شود، ضربان بالایی از گشتاور را پدید می‌آورد. اما اگر بازه کنترلی به دو بخش تقسیم شود که زمان اعمال بردار ولتاژ را محدود کند و بقیه زمان را به بردار صفر اختصاص دهد، گشتاور تا حد محدودی افزایش دارد و سپس توسط بردار صفر کاهش خواهد یافت، بنابراین ضربان گشتاور کاهش خواهد داشت.

با توجه به شکل ۱ گشتاور در آغاز سیکل باید معادل با همان مقدار در پایان سیکل باشد. در اینجا ابتدا با اعمال بردار ولتاژ فعال، گشتاور افزایش می‌یابد. سپس زمانی که گشتاور به مقدار ΔT یا پهنای باند هیسترزیس مجازی گشتاور رسید، بردار ولتاژ صفر اعمال می‌شود و گشتاور کاهش می‌یابد. درواقع در اینجا، گشتاور متوسط برابر مقدار مرجع در طول کل دوره قرار داده می‌شود. این روش به‌عنوان کنترل مستقیم گشتاور متوسط شناخته می‌شود. با توجه به مساحت هاشورخورده، برای بازه زمانی بین k و $k+1$، مقدار ولتاژ فعال از مقدار گشتاور در پایان زمان $k+1$ از رابطه (۹) به‌دست می‌آید.

$$T_{k+1}=T_k+\frac{dT_{AVV}}{dt}t_{AVV}+\frac{dT_{ZVV}}{dt}\left(T_s-t_{AVV}\right)=T^*-\frac{1}{2}\Delta T \qquad (۹)$$



شکل ۱: کنترل مستقیم گشتاور متوسط در حالت دائم

پهنای هیسترزیس مجازی گشتاور ΔT برابر است با:

$$\Delta T=\frac{dT_{AVV}}{dt}t_{AVV}=-\frac{dT_{ZVV}}{dt}\left(T_s-t_{AVV}\right) \qquad (۱۰)$$

با حذف t_{AVSP} خواهیم داشت:

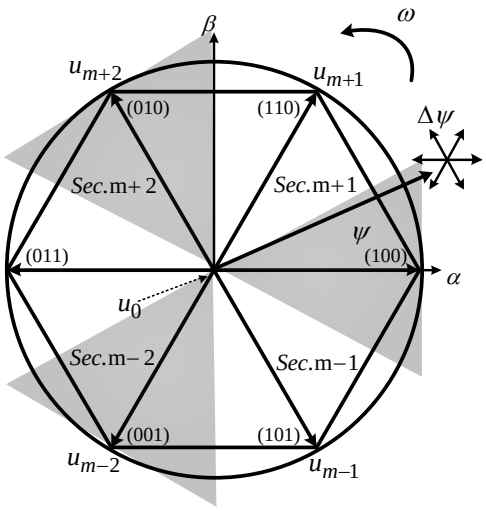
$$\Delta T=-\frac{\frac{dT_{AVV}}{dt}\frac{dT_{ZVV}}{dt}}{\frac{dT_{AVV}}{dt}-\frac{dT_{ZVV}}{dt}}T_s \qquad (۱۱)$$

درنهایت با ادغام رابطه (۹) و (۱۱) مقدار t_{ZVSP} و t_{AVSP} برابر خواهد بود با:

$$t_{AVV} = \frac{T^* - T - \frac{1}{2}\Delta T - \frac{dT_{ZVV}}{dt}T_s}{\frac{dT_{AVV}}{dt} - \frac{dT_{ZVV}}{dt}} \tag{۱۲}$$

$$t_{ZVV} = T_s - t_{AVV} \tag{۱۳}$$

با توجه به شکل ۲، طبق این تئوری در حالت استفاده از مبدل دوسطحی در هرلحظه تنها دو بردار ولتاژ افزاینده گشتاور خواهند بود. اگر شار استاتور در دستگاه $\alpha\beta$ در ناحیه sec از ۶ ناحیه ۶۰ درجه صفحه باشد، بردار ولتاژهای $u_{\sec+1}$ و $u_{\sec+2}$ (که هرکدام به ترتیب شار را افزایش و کاهش می‌دهند) در تابع هزینه مورد آزمون قرار خواهند گرفت. بنابراین در حالت دائم تعداد حالت‌هایی که باید برای آن‌ها پیش‌بینی صورت بگیرد، از ۷ به ۲ کاهش می‌یابد.



شکل ۲: بردارهای ولتاژ فضایی و تغییرات شار استاتور

۲-۳- پیش‌بینی شیب کاهشی و افزایشی گشتاور با استفاده از روش DMTC بهبودیافته

با به‌دست آوردن زمان اعمال بردارهای ولتاژ فعال و غیرفعال می‌توان شار و گشتاور را در زمان $k+1$ پیش‌بینی نمود. با استفاده از روابط (۸) و (۹) برای محاسبه dT/dt خواهیم داشت:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{3P}{4}\left[\psi_{qm}\frac{di_{ds}}{dt} - \psi_{dm}\frac{di_{qs}}{dt} + \left(L_{ds} - L_{qs}\right) \times \left(i_{ds}\frac{di_{qs}}{dt} + i_q\frac{di_{ds}}{dt}\right)\right] \tag{۱۴}$$

با ادغام رابطه (۱۴) با (۷) و با فرض این‌که بردار ولتاژ صفر به‌منظور کاهش گشتاور به ماشین اعمال می‌شود، شیب کاهشی گشتاور برابر خواهد بود با:

$$\begin{aligned}\frac{dT_{ZVV}}{dt} = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\Bigg[&\psi_{qm}\left(\frac{-R_s i_{ds} + \omega_e L_q i_{qe} - \omega_e \psi_{qm}}{L_d}\right) \\ &-\psi_{dm}\left(\frac{-R_s i_{qs} - \omega_e L_d i_{ds} + \omega_e \psi_{dm}}{L_q}\right) \\ &+\left(L_d - L_q\right)\times\Bigg(i_{ds}\frac{-R_s i_{qs} - \omega_e L_d i_{ds} + \omega_e \psi_{dm}}{L_q} \\ &+i_{qs}\frac{-R_s i_{ds} + \omega_e L_q i_{qs} - \omega_e \psi_{qm}}{L_d}\Bigg)\Bigg]\end{aligned} \tag{۱۵}$$

برای بردار ولتاژ فعال، شیب افزایشی گشتاور برابر خواهد بود با:

$$\begin{aligned}\frac{dT_{AVV}}{dt} = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\Bigg[&\psi_{qm}\left(\frac{u_{ds}}{L_d}\right) - \psi_{dm}\left(\frac{u_{qs}}{L_q}\right) + \left(L_d - L_q\right) \\ &\left(i_{ds}\frac{u_{qs}}{L_q} + i_{qs}\frac{u_{ds}}{L_d}\right)\Bigg] + \frac{dT_{ZVV}}{dt}\end{aligned} \tag{۱۶}$$

پس از محاسبه شیب کاهشی و افزایشی گشتاور برای بردار ولتاژهای ممکن، زمان بردار ولتاژ فعال و ولتاژ صفر محاسبه می‌شود. برای انتخاب بردار ولتاژ مناسب برای اعمال کردن به ماشین، معیار دیگری باید تعریف شود. این معیار بر اساس کنترل پیش‌بین معرفی می‌شود که با تعریف یک تابع هدف و کمینه کردن ضربان گشتاور و شار، بردار ولتاژ مناسب را انتخاب و توسط اینورتر دوسطحی به ماشین اعمال می‌نماید.

۲-۴- پیش‌بینی شار و گشتاور

شکل ۳ ساختار سیستم کنترلی پیشنهادشده را ارائه می‌دهد. برای انتخاب بردار ولتاژ مناسب، ابتدا شیب کاهشی و افزایشی گشتاور برای دو بردار ولتاژ ممکن با توجه به مکان شار استاتور در صفحه پیش‌بینی می‌شود و سپس روش FCS-PTC با توجه به تابع هزینه، بردار ولتاژی که کم‌ترین مقدار تابع هزینه را تولید می‌کند، به‌عنوان حالت کلیدزنی نهایی به اینورتر اعمال می‌نماید.

در این مقاله تابع هزینه بر اساس کمینه‌سازی ضربان گشتاور و کنترل شار به‌صورت رابطه (۱۷) تعریف می‌شود.

$$J_m = \frac{1}{2}\left(\left|T_{k+1} - T^*\right|^2 + Q\left|\left|\psi_{s,k+1}\right|^2 - \psi_s^*\right|^2\right) \tag{۱۷}$$

در این تابع هزینه، T_{k+1} و ψ_{k+1} به ترتیب مقدار گشتاور و شار پیش‌بینی‌شده و ψ_s^* و T^* به ترتیب مقدار مرجع شار و گشتاور ماشین هستند. همچنین برای این تابع یک ضریب وزنی Q در نظر گرفته می‌شود. تنظیم ضریب وزنی بیانگر این موضوع است که بین کنترل گشتاور و شار، کدام متغیر کنترلی از اهمیت بیش‌تری برخوردار است.

مؤلفه‌های d و q بردار جریان استاتور و بردار شار استاتور با استفاده از فرم گسسته معادلات (۱) و (۷) توسط روابط زیر پیش‌بینی می‌شوند:

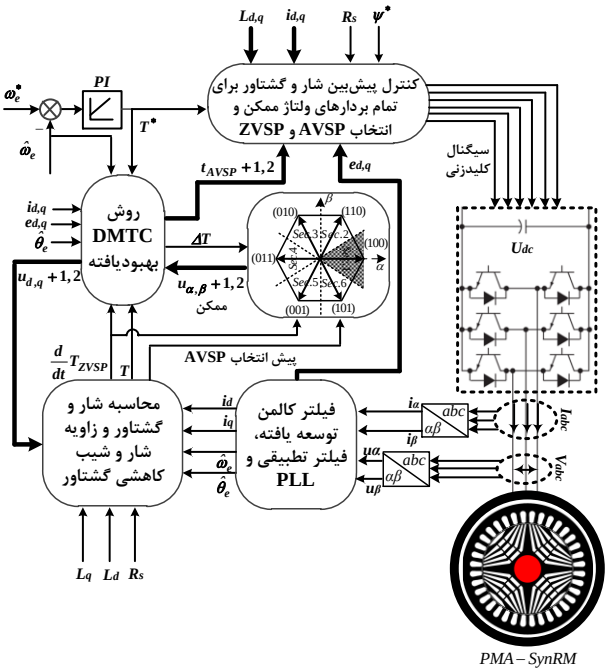
$$\begin{aligned} i_{ds,k+t_{AVV}} &= i_{ds,k} + t_{AVV}/L_d\left(u_d - R_s i_{ds} + \omega_e L_q i_{qs} - e_{qs}\right) \\ i_{qs,k+t_{AVV}} &= i_{qs,k} + t_{AVV}/L_q\left(u_q - R_s i_{qs} - \omega_e L_d i_{ds} + e_{ds}\right)\end{aligned} \tag{۱۸}$$

$$\begin{aligned}\psi_{ds,k+t_{AVV}} &= \psi_{ds,k} + t_{AVV}\left(u_d - R_s i_{ds} + \omega_e \psi_{qs}\right)\\ \psi_{qs,k+t_{AVV}} &= \psi_{qs,k} + t_{AVV}\left(u_q - R_s i_{qs} - \omega_e \psi_{ds}\right)\end{aligned} \quad (۱۹)$$

بردار گشتاور در پایان نمونه‌برداری زمانی به‌صورت رابطه (۲۰) پیش‌بینی می‌شود:

$$\begin{aligned}T_{k+t_{AVV}} = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\Big[&\psi_{qm} i_{ds,k+t_{AVV}} - \psi_{dm} i_{qs,k+t_{AVV}}\\ &+\left(L_d - L_q\right) i_{ds,k+t_{AVV}} i_{qs,k+t_{AVV}}\Big]\end{aligned} \quad (۲۰)$$

با جایگذاری شار و گشتاور پیش‌بینی‌شده در معیار تابع هدف و کمینه‌سازی آن، بردار ولتاژ مناسب انتخاب و به اینورتر اعمال می‌شود.



شکل ۳: بلوک دیاگرام روش FCS-PTC به‌همراه کنترل مستقیم گشتاور متوسط بهبودیافته

۳- مدل‌سازی سیستم رؤیت‌گر برای کنترل بدون حسگر

۳-۱- ساختار فیلتر کالمن توسعه‌یافته برای تخمین شار فاصله هوایی

شکل ۴ ساختار کلی سیستم رؤیت‌گر را نشان می‌دهد. برای کنترل بدون حسگر ماشین موردمطالعه و تخمین سرعت و وضعیت روتور، با استفاده از ولتاژ و جریان‌های ترمینال، ولتاژ القایی تخمین زده می‌شود و از آن به‌منظور تخمین بقیه پارامترها استفاده می‌شود.

کالمن در سال ۱۹۶۰ فیلتر کالمن را ارائه کرد. فیلتر کالمن یک مدل ریاضی است که برای تخمین حالت سیستم‌های خطی استفاده می‌شود. فیلتر کالمن توسعه‌یافته[۱۷] یک رؤیت‌گر احتمالی بهینه است که برای تخمین زدن حالت‌های دینامیکی سیستم‌های غیرخطی است. این فیلتر قادر است اغتشاش‌های حاصل از اندازه‌گیری و یا درونی سیستم تحت کنترل را به‌صورت بهینه حذف نماید [۳۲، ۳۳].

الگوریتم فیلتر کالمن توسعه‌یافته برای تخمین ولتاژ القایی و استفاده از آن برای تخمین سرعت و موقعیت روتور، مورداستفاده قرار می‌گیرد. این فیلتر توسط معادله (۲۱) که معادله حالت سیستم در لحظه t و معادله (۲۲) که اندازه‌گیری انجام‌شده در لحظه t است توصیف می‌شود [۳۴].

$$x(t) = f\left(x(t)\right) + Bu(t) + \sigma(t) \quad (۲۱)$$

$$y(t) = Hx(t) + \mu(t) \quad (۲۲)$$

که $\sigma(t)$ و $\mu(t)$ به ترتیب نویز سیستم و نویز اندازه‌گیری سفید گوسی با توزیع احتمال نرمال حول صفر با توزیع کوواریانس $Q(t)$ و $R(t)$ است. خطای مدل سیستم و خطای اندازه‌گیری، مستقل از x و t می‌باشند. بردار حالت اولیه $x(t_0)$ توسط بردار تصادفی گوسی با مقدار میانگین x_0 و ماتریس کوواریانس P_0 با بردار ورودی قطعی $\mu(t)$ است.

به‌منظور حل غیرخطی معادلات (۲۱) و (۲۲) از معادلات خطی‌سازی‌شده زیر استفاده می‌شود:

$$\delta x(t) = F\left(x(t)\right)\delta x(t) + B\delta u(t) + \sigma(t) \quad (۲۳)$$

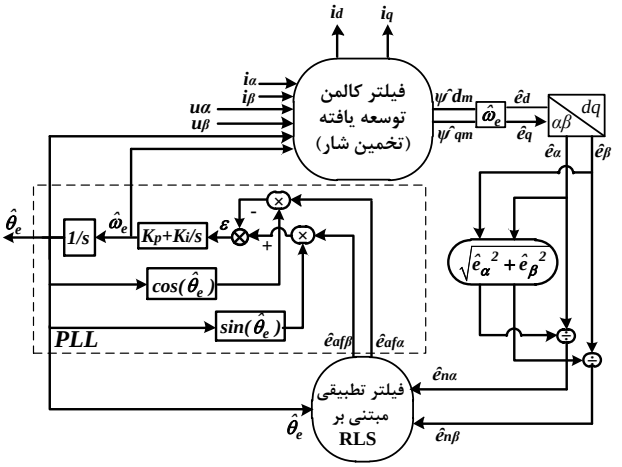
$$\delta y(t) = H\delta x(t) + \mu(t) \quad (۲۴)$$

در معادلات (۲۳) و (۲۴) ماتریس ژاکوبین و ماتریس خروجی به‌صورت روابط (۲۵) و (۲۶) محاسبه می‌شوند.

$$F\left(x(t)\right) = \left.\frac{\partial f}{\partial x}\right|_{x=x(t)} \quad (۲۵)$$

$$H\left(x(t)\right) = \left.\frac{\partial h}{\partial x}\right|_{x=x(t)} \quad (۲۶)$$

مراحل تخمین حالت بهینه $x_{n|n-1}$ توسط فیلتر با استفاده از تخمین واریانس مینیمم $x(t)$ محاسبه می‌شود. حالت بهینه و کوواریانس $P_{n|n-1}$ توسط فیلتر در حلقه دو گام محاسبه می‌شود که گام اول، مرحله پیش‌گویی حالت و گام دوم، مرحله تصحیح تخمین حالت است.



شکل ۴: بلوک دیاگرام رؤیت‌گر با استفاده از فیلتر کالمن توسعه‌یافته، فیلتر تطبیقی و PLL

گام اول تکرار، مرحله پیش‌گویی حالت است که در این مرحله بردار ورودی u_{n-1} در بازه زمانی t_{n-1} تا t_n اعمال می‌شود. پیش‌گویی حالت با رابطه (۲۷) مشخص شده است.

$$\begin{aligned}\hat{x}_{n|n-1} &= \hat{x}_{n-1} + \left(F\left(\hat{x}_{n-1}\right) + Bu_{n-1}\right)T_s \\ &= \left(I + FT_s\right)\hat{x}_{n-1} + BT_s u_{n-1}\end{aligned} \tag{۲۷}$$

کوواریانس تخمین به‌صورت رابطه (۲۸) پیش‌بینی می‌شود.

$$P_{n|n-1} = \phi_{n-1}P_{n-1}\phi_{n-1}^{'} + Q_d \tag{۲۸}$$

گام دوم تصحیح تخمین حالت پیش‌بینی و ماتریس کوواریانس با استفاده از تصحیح فیدبک مقدار اندازه‌گیری‌شده واقعی است. این مقادیر با استفاده از روابط بازگشتی (۲۹) و (۳۰) محاسبه می‌شود.

$$\hat{x}_n = \hat{x}_{n|n-1} + K_n\left[y_n - H\hat{x}_{n|n-1}\right] \tag{۲۹}$$

$$P_n = P_{n|n-1} - K_n H P_{n|n-1} \tag{۳۰}$$

که ماتریس بهره فیلتر K_n و ماتریس تبدیل H به‌صورت روابط (۳۱) و (۳۲) تعریف می‌شوند.

$$K_n = P_{n|n-1}H^{'}\left(HP_{n|n-1}H^{'} + R_d\right)^{-1} \tag{۳۱}$$

$$H\left(x(t)\right) = \partial h(x)\big/\partial x\Big|x = x_{n|n-1} \tag{۳۲}$$

برای پیاده‌سازی الگوریتم فیلتر کالمن توسعه‌یافته، معادلات (۷) به‌صورت (۳۳) بازنویسی می‌شوند.

$$\begin{cases}\dfrac{di_d}{dt} = \dfrac{u_d}{L_d} - \dfrac{R_s}{L_d}i_d + \dfrac{L_q}{L_d}\omega_e i_q - \dfrac{\omega_e}{L_d}\psi_{qm} \\ \dfrac{di_q}{dt} = \dfrac{u_q}{L_q} - \dfrac{R_s}{L_q}i_q - \dfrac{L_d}{L_q}\omega_e i_d - \dfrac{\omega_e}{L_q}\psi_{dm} \\ \dfrac{d\psi_{dm}}{dt} = 0 \\ \dfrac{d\psi_{qm}}{dt} = 0\end{cases} \tag{۳۳}$$

۳-۲- ترکیب فیلتر تطبیقی و PLL برای جبران‌سازی تخمین سرعت و موقعیت روتور

پس از تخمین ولتاژ القایی، سرعت و موقعیت روتور از تابع آرک‌تانژانت با استفاده از معادلات (۳۴) و (۳۵) تخمین زده می‌شود [۳۵].

$$\theta_e(n) = -\tan^{-1}\left(\hat{e}_\beta(n)\big/\hat{e}_\alpha(n)\right) \tag{۳۴}$$

$$\begin{aligned}\omega_e(n) &= -\frac{d}{dt}\tan^{-1}\left(\hat{e}_\beta(n)\big/\hat{e}_\alpha(n)\right) \\ &= \frac{\hat{e}_\beta(n)\dfrac{d}{dt}\left(\hat{e}_\alpha(n)\right) - \hat{e}_\alpha(n)\dfrac{d}{dt}\left(\hat{e}_\beta(n)\right)}{\hat{e}_\alpha^2(n) + \hat{e}_\beta^2(n)}\end{aligned} \tag{۳۵}$$

که $\hat{e}_\alpha$ و $\hat{e}_\beta$ به ترتیب مقدار ولتاژ القایی تخمین‌زده‌شده محورهای α و β می‌باشند. استفاده از معادلات (۳۴) و (۳۵) برای تخمین سرعت و موقعیت، دارای دقت مناسبی نمی‌باشد، زیرا هارمونیک‌هایی که در شار فاصله هوایی وجود دارد باعث خطا در تخمین می‌شود.

برای حذف خطای تخمین روتور، نیاز به یک مدل دقیق عددی که هارمونیک‌های شار فضایی را در بر دارد، داریم که البته این روش، نیازمند به تعریف یک مدل ریاضی است که پیاده‌سازی آن مشکل است. همچنین استفاده از یک فیلتر پایین‌گذر نیز مناسب نمی‌باشد زیرا باعث تأخیر زیادی می‌شود و خطای تخمین را افزایش می‌دهد و دقت روش بدون حسگر را پایین می‌آورد. بنابراین به‌منظور کاهش تأثیر خطا در تخمین، از یک حلقه قفل فازی به‌جای تابع آرک‌تانژانت استفاده شده است. یک PLL می‌تواند هارمونیک‌های هم‌فاز با یک موج مرجع ایجاد کند به‌نحوی که پایداری آن با پایداری موج مرجع یکسان باشد. به‌دلیل تغییر مقدار ولتاژ القایی با سرعت، ولتاژ القایی ورودی PLL باید نرمالیزه شود. سیگنال خطای موقعیت نرمالیزه‌شده با استفاده از رابطه (۳۶) به‌دست می‌آید.

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}}\left[\hat{e}_\alpha\cos\left(\hat{\theta}_e\right) - \hat{e}_\beta\sin\left(\hat{\theta}_e\right)\right] \tag{۳۶}$$

بنابراین موقعیت روتور با استفاده از PLL مطابق رابطه (۳۷) به دست می‌آید:

$$\hat{\theta}_e = \left(\frac{1}{s}\right)\left(\frac{k_i}{s} + k_p\right)\varepsilon \tag{۳۷}$$

همان‌طور که در مقدمه گفته شد به‌دلیل توزیع شار غیرسینوسی در فاصله هوایی، در ولتاژ القایی هارمونیک‌های پنجم و هفتم خواهیم داشت. اختلاف فازی که بین موقعیت روتور واقعی و موقعیت روتور تخمین‌زده‌شده توسط PLL به‌دست می‌آید برابر است با:

$$\varepsilon \approx \theta_e - \hat{\theta}_e + e_6\sin\left(6\omega_e t + \theta_{e6}\right) \tag{۳۸}$$

که e_6 مقدار هارمونیک ششم ولتاژ القایی و θ_{e6} فاز اولیه است. همان‌طور که مشخص است هارمونیک ششم به‌عنوان خطای اضافی در اختلاف فاز وجود دارد. شکل ۴، یک سیستم مرتبه دوم است که تابع تبدیل آن به‌صورت (۳۹) داده شده است:

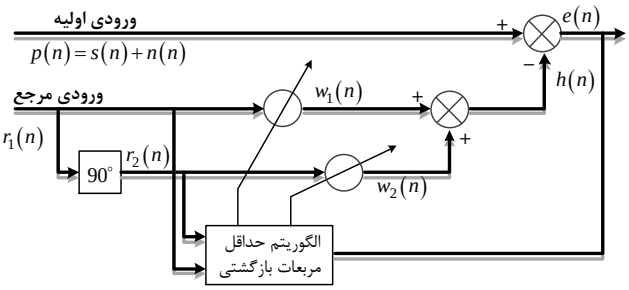
$$G(s) = \frac{k_i + k_p s}{s^2} \quad k_p = 10\,,\, k_i = 1000 \tag{۳۹}$$

باید توجه شود که هارمونیک ششم را می‌توان تا حد محدودی با استفاده از سیستم مرتبه دوم حذف نمود. چراکه پهنای باند PLL عریض می‌باشد و نمی‌تواند هارمونیک‌ها را به‌طور کامل حذف نماید. علاوه‌براین، به دلیل تغییرات سرعت، طراحی یک سیستم مرتبه دوم به‌منظور حذف هارمونیک ششم بدون تأثیرپذیری از هارمونیک اصلی مشکل است. بنابراین به‌منظور جبران‌سازی مؤثر هارمونیک‌های موجود در ولتاژ القایی، یک فیلتر تطبیقی بر اساس الگوریتم حداقل مربعات بازگشتی تعریف می‌شود [۲۸].

روش حذف خطای تطبیقی بر اساس تئوری وینر[۱۸] به‌طور گسترده در بسیاری از کاربردهای کنترل و پردازش سیگنال استفاده می‌شود و یک روش اساسی برای حذف هارمونیک‌های پنجم و هفتم

از روی ولتاژ القایی می‌باشد. این روش می‌تواند هارمونیک‌های موردنظر را به‌صورت خودتنظیم توسط ضریب فیلتر الگوریتم تطبیقی حذف نماید [۲۶].

شکل ۵ مفهوم حذف هارمونیک را بر اساس روش حذف خطای تطبیقی با دو مرجع عمود برهم نشان می‌دهد. $p(n)$ نشان‌دهنده ورودی اولیه است که شامل سیگنال مطلوب $s(n)$ و سیگنال با هارمونیک اضافی $n(n)$ است. دو سیگنال متعامد مانند $r_1(n)$ و $r_2(n)$ نشان‌دهنده ورودی مرجع هارمونیک می‌باشند که وابسته به مؤلفه‌های هارمونیکی مرتبه بالا می‌باشند. همچنین $w_1(n)$ و $w_2(n)$ نیز نشان‌دهنده ضریب فیلتر قابل تنظیم برای ورودی مرجع هارمونیک است که با جمع دو مقدار وزن‌دار مرجع، خروجی فیلتر $h(n)$ به‌دست می‌آید. مؤلفه اصلی مطلوب نیز به‌طور مستقیم از سیگنال خطا $e(n)$ که همان تفریق $p(n)$ و $h(n)$ است، به‌دست می‌آید. هدف از ساختن خروجی فیلتر $h(n)$، همگرا شدن آن به مؤلفه هارمونیک مرتبه بالای واقعی است. ضریب فیلتر نیز توسط الگوریتم RLS که به‌طور گسترده در فیلترهای تطبیقی به دلیل سرعت همگرایی بالا استفاده می‌شود، تنظیم می‌شود [۳۶].



شکل ۵: حذف هارمونیک بر اساس روش حذف تطبیقی [۲۶]

شکل ۶ نشان‌دهنده ساختار کلی فیلتر تطبیقی با استفاده از اصول حذف خطای تطبیقی در حذف هارمونیک‌های پنجم و هفتم می‌باشد.

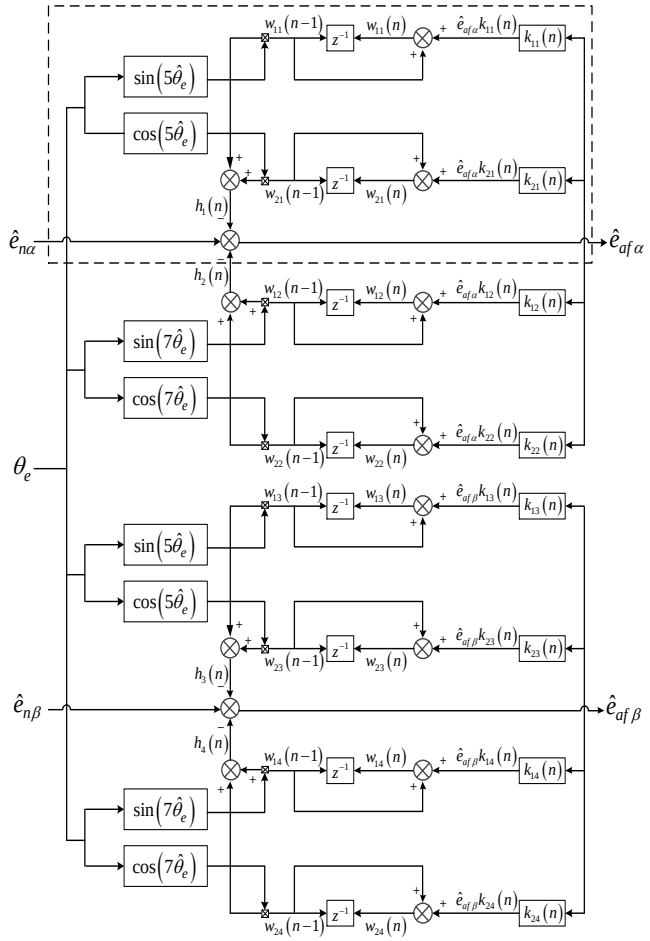
ورودی فیلتر سیگنال $\hat{e}_{n\alpha}$ و $\hat{e}_{n\beta}$ است که شامل هارمونیک ۵ و ۷ است و موقعیت روتور تخمین‌زده‌شده با استفاده از PLL دارای هارمونیک‌های مرتبه بالا به‌صورت سینوس و کسینوس می‌باشد که سیگنال ورودی مرجع هارمونیکی را تولید می‌کنند. $w_{ij}(n)$ و $k_{ij}(n)$ نیز بهره و ضریب قابل تنظیم فیلتر می‌باشند که i=1,2 مؤلفه هارمونیکی سینوسی و کسینوسی ولتاژ القایی تخمینی می‌باشند و $j=1,2,3,4$ شاخه‌های مربوطه فیلتر تطبیقی به‌ترتیب از بالا به پایین است. $h_j(n)$ نیز خروجی فیلتر تطبیقی متناسب با هر شاخه است و توجه شود که مقدار آن برابر مقدار دامنه هارمونیک می‌باشد.

مؤلفه اصلی مطلوب $\hat{e}_{af\alpha}$ و $\hat{e}_{af\beta}$ به‌طور مستقیم از سیگنال‌های خطا به‌دست می‌آید که از تفاضل $h(n)$ با $\hat{e}_{n\alpha}$ و $\hat{e}_{n\beta}$ محاسبه می‌شوند. ضریب فیلتر نیز توسط الگوریتم RLS برای تخمین هارمونیک ۵ و ۷ برای همگرا شدن به مقدار واقعی در هر بازه نمونه‌برداری به‌روز می‌شود. لازم به ذکر است که برای تخمین مؤلفه‌های هارمونیکی فقط تجزیه‌وتحلیل یک شاخه از شکل ۶ کافی است زیرا بقیه شاخه‌ها دارای ویژگی و ساختار یکسان با شاخه ۱ می‌باشند. این شاخه با خط‌چین نشان داده شده است. با توجه به شکل ۶ نحوه محاسبه الگوریتم RLS به‌شرح زیر است:

$$\begin{cases} h_1(n)=w_{11}(n-1)r_{11}(n)+w_{21}(n-1)r_{21}(n) \\ \hat{e}_{af\alpha}(n)=\hat{e}_{n\alpha}-h_1(n) \end{cases} \quad (۴۰)$$

در رابطه (۴۰)، $r_{11}(n)=\sin(5\hat{\theta}_e)$ و $r_{21}(n)=\cos(5\theta_e)$ سیگنال‌های مرجع هارمونیک می‌باشند. همان‌طور که دیده می‌شود تعبیر فیزیکی ضریب فیلتر قابل تنظیم $w_{11}(n)$ و $w_{21}(n)$، تخمین مقدار دامنه مؤلفه هارمونیکی می‌باشد که هرکدام به‌ترتیب بر اساس مشخصات هارمونیک مرجع طبق رابطه (۴۱) به‌روز می‌شود.

$$\begin{cases} w_{11}(n)=w_{11}(n-1)+k_{11}(n)\hat{e}_{af\alpha}(n) \\ w_{21}(n)=w_{21}(n-1)+k_{21}(n)\hat{e}_{af\alpha}(n) \end{cases} \quad (۴۱)$$



شکل ۶: ساختار فیلتر تطبیقی بر اساس الگوریتم حداقل مربعات بازگشتی و حذف هارمونیک موج ورودی [۳۶]

باید توجه شود که بردار بهره $k_1(n)$ تبدیل به دو بردار بهره $k_{11}(n)$ و $k_{21}(n)$ شده است که طبق رابطه (۴۲) محاسبه می‌شود.

$$\begin{cases} k_{11}(n)=\dfrac{\phi_{11}(n)}{\lambda+r_{11}(n)\phi_{11}(n)} \\ k_{21}(n)=\dfrac{\phi_{21}(n)}{\lambda+r_{21}(n)\phi_{21}(n)} \end{cases} \quad (۴۲)$$

در اینجا λ فاکتور فراموشی بوده که مقدار آن بین $0<\lambda<1$ است. روش حداقل مربعات بازگشتی با فاکتور فراموشی یک نسخه توسعه یافته است که تغییرات مداوم ولی آهسته پارامترها را امکان‌پذیر می‌کند. ایده وزن‌دادن به داده‌ها بر اساس قدیمی بودن آن‌ها است. داده‌های اخیر بیش‌ترین وزن را خواهند داشت و قدیمی‌ترین داده‌ها کم‌ترین وزن را دارند. متغیرهای واسطه $\phi_{11}(n)$ و $\phi_{21}(n)$ به‌منظور محاسبات الگوریتم در (۴۳) داده شده است.

$$\begin{cases} \phi_{11}(n)=P_{11}(n-1)r_{11}(n) \\ \phi_{21}(n)=P_{21}(n-1)r_{21}(n) \end{cases} \quad (۴۳)$$

همانند بردار بهره فیلتر، ماتریس $P_1(n)$ نیز به دو مقدار $P_{11}(n-1)$ و $P_{21}(n-1)$ تبدیل می‌شود که باعث پیاده‌سازی آسان‌تر و سریع‌تر الگوریتم می‌شود که از رابطه (۴۴) به‌دست می‌آید.

$$\begin{cases} P_{11}(n)=\dfrac{P_{11}(n-1)-k_{11}(n)\phi_{11}(n)}{\lambda} \\ P_{21}(n)=\dfrac{P_{21}(n-1)-k_{21}(n)\phi_{21}(n)}{\lambda} \end{cases} \quad (۴۴)$$

در پایان نیز مقادیر اولیه $P_{11}(n)$ و $P_{21}(n)$ و $w_{11}(n)$ و $w_{21}(n)$ طبق رابطه (۴۵) انتخاب می‌شوند.

$$\begin{cases} P_{11}(0)=P_{21}(0)=\sigma \\ w_{11}(0)=w_{21}(0)=0 \end{cases} \quad (۴۵)$$

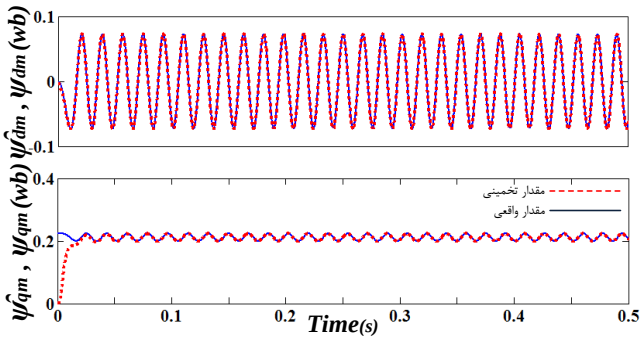
لازم به ذکر است که مقدار $\lambda=$ ۰/۹۹۹۸۷ و $\sigma=$ ۰/۰۰۱ انتخاب می‌شوند.

۴- نتایج شبیه‌سازی

به‌منظور بررسی صحت روش‌های ارائه‌شده، روش‌های معرفی‌شده در نرم‌افزار Matlab شبیه‌سازی شده‌اند. لازم به ذکر است در شبیه‌سازی‌ها بازه زمانی نمونه‌برداری ۵۰μs انتخاب شده است. پارامترهای موتور نیز در جدول ۱ در پیوست نشان داده شده است.

۴-۱- نتایج شبیه‌سازی در سرعت نامی

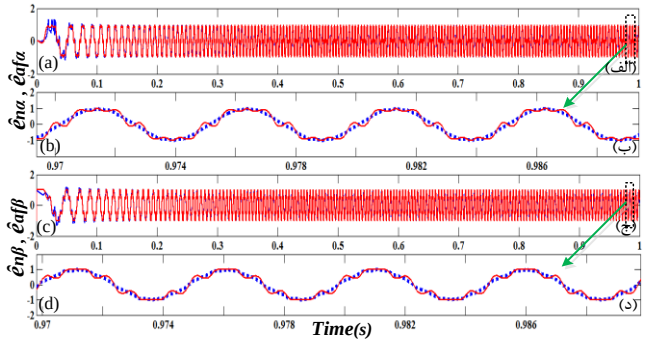
شکل ۷ نشان‌دهنده مقادیر واقعی و مقدار تخمینی شار پیوندی روتور در محور d و q در سرعت و گشتاور نامی است. قدر مطلق خطا برای تخمین شار پیوندی روتور در محور d برابر ۰/۰۳۰۸ درصد و برای محور q برابر با ۰/۰۴۶۳ درصد است. همان‌طور که مشاهده می‌شود فیلتر کالمن با دقت بسیار خوبی شار پیوندی روتور را تخمین می‌زند.



شکل ۷: مقدار واقعی و تخمین زده‌شده شار محور d و q روتور

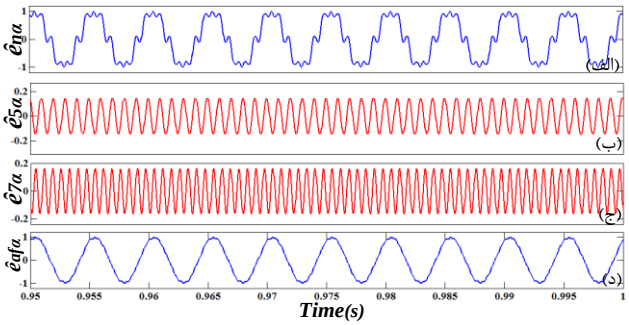
پس از تخمین شار پیوندی روتور و ضرب آن در سرعت الکتریکی، ولتاژ القایی به دست می‌آید. در این‌جا به‌دلیل این‌که خروجی فیلتر کالمن، مقادیر ولتاژ القایی را در مختصات dq نشان می‌دهد، بنابراین ابتدا باید ولتاژ القایی را به قاب مرجع ساکن منتقل نمود و آن‌ها را نرمالیزه کرد تا ولتاژ محورهای ساکن در یک مقیاس قرار بگیرند. به‌دلیل وجود هارمونیک‌هایی که بر روی شکل موج ولتاژ القایی وجود دارد، ابتدا باید ولتاژ القایی را عاری از این هارمونیک‌ها نمود، چراکه وجود هارمونیک بر روی آن‌ها باعث خطای فاحش در تخمین سرعت و به دنبال آن خطا در تخمین موقعیت روتور می‌شود.

به‌منظور تحلیل عملکرد فیلتر تطبیقی ابتدا ورودی فیلتر ($\hat{e}_{n\alpha}$ و $\hat{e}_{n\beta}$) و خروجی فیلتر ($\hat{e}_{af\alpha}$ و $\hat{e}_{af\beta}$) به‌صورت ادغام‌شده، در شکل ۸ نشان داده شده است. همچنین شکل ۹ که متشکل از چهار شکل است، نشان‌دهنده عملکرد فیلتر است و نحوه حذف هارمونیک‌های ۵ و ۷ را از روی ورودی نشان می‌دهد.



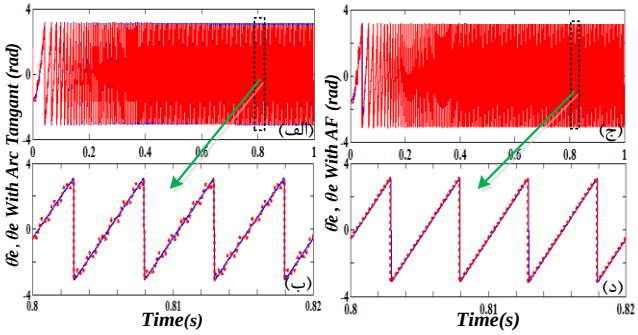
شکل ۸: ورودی $\hat{e}_{n\alpha}$ و $\hat{e}_{af\alpha}$ خروجی فیلتر در محور α (الف و ب) و ورودی $\hat{e}_{n\beta}$ و خروجی $\hat{e}_{af\beta}$ فیلتر در محور β (ج و د)

شکل ۹ (الف) ورودی فیلتر که ولتاژ ضدمحرکه نرمالیزه‌شده ماشین بوده و ترکیبی از هارمونیک مؤلفه اصلی، ۵ و ۷ است را نشان می‌دهد. شکل ۹ (ب و ج) به ترتیب مقدار هارمونیک پنجم و هفتم را که توسط فیلتر به‌دست آمده است را نشان می‌دهد. شکل ۹ (د) نیز خروجی فیلتر است که یک موج سینوسی فاقد هارمونیک‌های پنجم و هفتم می‌باشد. با توجه به شکل‌های ۸ و ۹ ملاحظه می‌شود فیلتر تطبیقی با دقت بالایی حذف هارمونیک‌ها را انجام می‌دهد و یک شکل موج سینوسی را در خروجی باعث می‌شود.



شکل ۹: شکل موج ورودی فیلتر $\hat{e}_{n\alpha}$ (الف) و مقدار تخمینی هارمونیک پنجم $\hat{e}_{5\alpha}$ (ب) و مقدار تخمینی هارمونیک هفتم $\hat{e}_{7\alpha}$ (ج) و شکل موج خروجی فیلتر $\hat{e}_{af\alpha}$ (د)

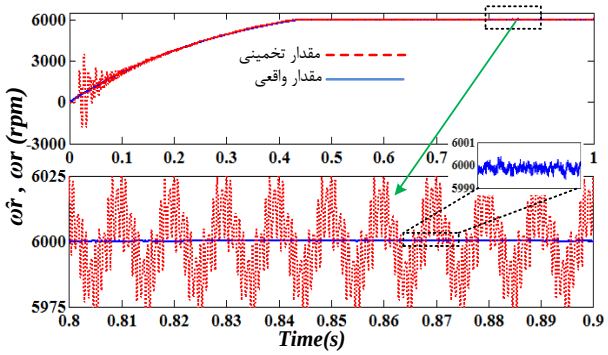
شکل ۱۰ (الف و ب) موقعیت روتور واقعی و تخمین زده‌شده را با استفاده از تابع آرک‌تانژانت و شکل ۱۰ (ج و د) موقعیت روتور واقعی و تخمین زده‌شده را با استفاده از فیلتر تطبیقی و PLL نشان می‌دهد. توجه شود که شکل ب و د به ترتیب بزرگ‌نمایی‌شده شکل الف و ج می‌باشند. عدم استفاده از فیلتر تطبیقی و وجود هارمونیک‌های موجود در تخمین ولتاژ القایی باعث شده است که مقدار تخمین زده‌شده موقعیت روتور در شکل ۱۰ (الف و ب) دارای خطا باشد و تأثیرات هارمونیک‌های موجود به‌وضوح به چشم می‌خورد. در شکل ۱۰ (ج و د) استفاده از فیلتر تطبیقی و کاهش مؤثر هارمونیک‌ها، موجبات یک تخمین دقیق از موقعیت واقعی روتور را فراهم آورده است. مقدار قدرمطلق میانگین خطا در تمام بازه نمونه‌برداری در حالت ماندگار ۱/۰۱ درصد است.



شکل ۱۰: مقدار واقعی و تخمینی موقعیت روتور با استفاده از تابع آرک‌تانژانت (الف و ب) و مقدار واقعی و تخمینی موقعیت روتور با استفاده از PLL (ج و د) در سرعت نامی

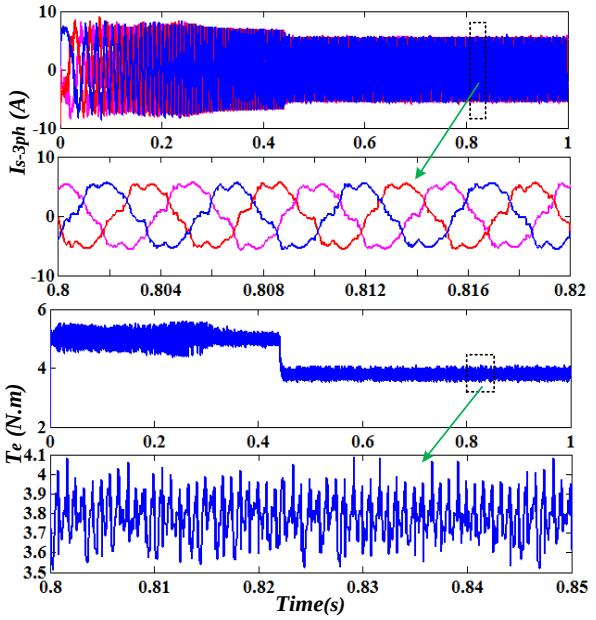
شکل ۱۱ مقدار واقعی و تخمین زده‌شده سرعت را در بار و سرعت نامی نشان می‌دهد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، خطای تخمین سرعت بیشینه به‌صورت عددی ۲۵ دور بر دقیقه در ۶۰۰۰ دور بر دقیقه است. با توجه به مقدار خطا، قدرمطلق میانگین خطا در حالت ماندگار ۰/۵۱ درصد است.

لازم به ذکر است حالت دینامیکی که در ابتدای تخمین سرعت و موقعیت روی می‌دهد، به‌دلیل دینامیک فیلتر تطبیقی است. الگوریتم RLS برای زدن تخمین صحیح از مؤلفه‌های هارمونیکی به مقدار زمانی کم‌تر از ۰/۱ ثانیه نیاز دارد. از دلایل دیگر می‌توان به این موضوع اشاره کرد که در ابتدا به‌دلیل این‌که سرعت موتور و در واقع فرکانس موتور در حال تغییر است، فیلتر در تخمین زدن دچار خطا می‌شود ولی در حالت ماندگار با توجه به نتایج مشخص است که فیلتر تطبیقی و به دنبال آن PLL، با دقت بسیار مناسبی به تخمین سرعت و موقعیت موتور می‌پردازند.



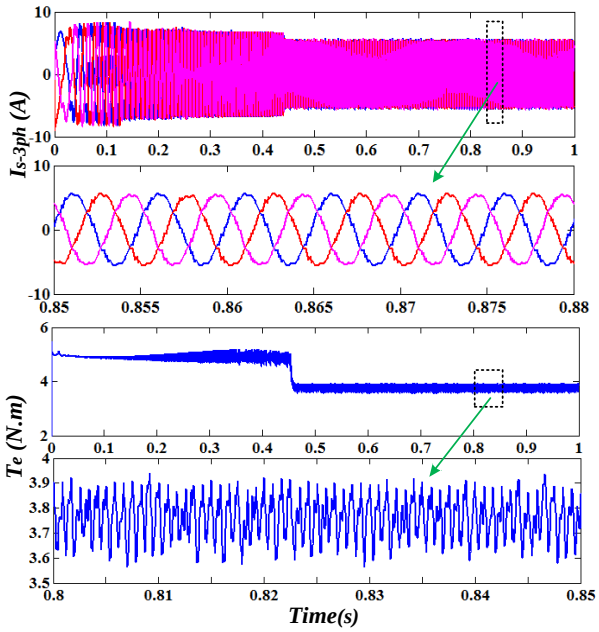
شکل ۱۱: مقدار واقعی و تخمینی سرعت روتور در شرایط نامی

شکل‌های ۱۲ و ۱۳ به‌ترتیب پاسخ جریان و گشتاور برای دو روش کنترل پیش‌بین گشتاور بدون حسگر یعنی روش FCS-PTC معمولی و روش FCS-PTC به‌همراه DMTC بهبودیافته را نشان می‌دهند. پس از تخمین شار و سرعت و موقعیت روتور، مقادیر تخمینی وارد سیستم کنترل می‌شوند تا تصمیم‌گیری برای لحظه بعدی گرفته شود. با مقایسه این شکل‌ها بهبود هر روش نسبت به روش قبلی مشخص است. در روش FCS-PTC معمولی گشتاور دارای نوسانات هارمونیکی به‌دلیل هارمونیک‌های موجود در ولتاژ القایی است اما این نوسانات با به‌کارگیری روش ارائه‌شده به‌طور مؤثری کاهش یافته‌اند.



شکل ۱۲: پاسخ جریان و گشتاور روش FCS-PTC معمولی در شرایط نامی

با توجه به پاسخ گشتاور برای دو روش، محاسبه شده است که ضربان گشتاور برای روش FCS-PTC معمولی مقدار ۱۵/۹۱٪ در فرکانس کلیدزنی ۴/۶۲۳ کیلوهرتز می‌باشد ولی با به‌کارگیری روش ارائه‌شده، ضربان گشتاور به ۸/۲٪ در فرکانس کلیدزنی ۴/۸۲۳ کیلوهرتز کاهش می‌یابد.



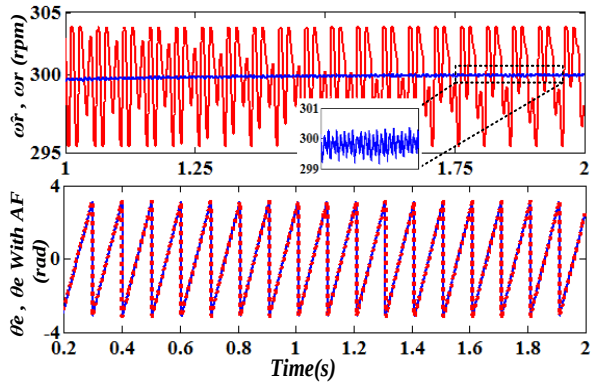
شکل ۱۳: پاسخ جریان و گشتاور روش FCS-PTC به همراه DMTC بهبودیافته در شرایط نامی

همچنین وضعیت جریان نیز در روش ارائه‌شده بهبود پیدا کرده است. ضریب اعوجاجات هارمونیکی کل (THD) جریان برای روش FCS-PTC معمولی برابر ۱۲/۸۴٪ می‌باشد که این مقدار برای روش ارائه‌شده به مقدار ۴/۳٪ کاهش می‌یابد. ملاحظه می‌گردد که کاهش محسوسی را برای ضریب اعوجاجات با استفاده از روش تقسیم بازه کنترلی خواهیم داشت.

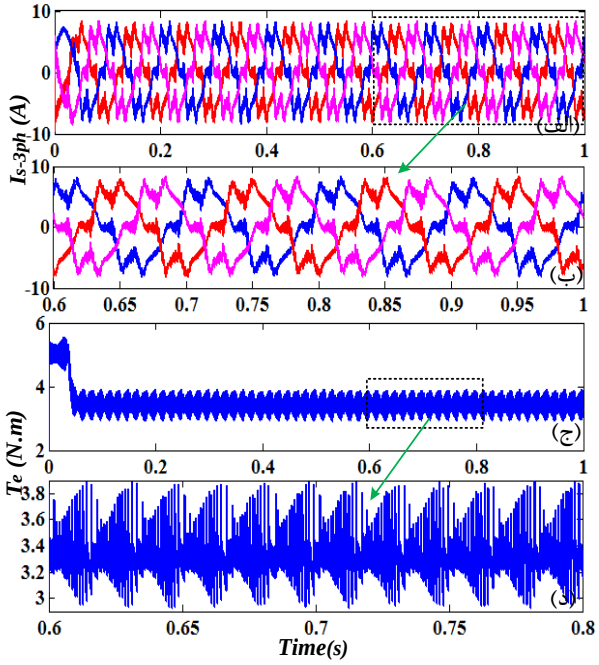
۴-۲- نتایج شبیه‌سازی در سرعت پایین (۵% سرعت نامی)

در این بخش نتایج شبیه‌سازی برای سرعت پایین ارائه می‌شود. شکل ۱۴ سرعت و موقعیت واقعی و تخمینی موتور را در ۵٪ سرعت نامی برای روش FCS-PTC به همراه DMTC بهبودیافته نشان می‌دهد. قدر مطلق خطای سرعت برای عملکرد سرعت پایین سیستم رؤیت‌گر مقدار ۱/۳۲٪ است و برای موقعیت نیز این مقدار برابر ۰/۹۱٪ می‌باشد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود فیلتر تطبیقی و PLL عملکرد مناسبی را در سرعت پایین از خود بروز می‌دهند.

شکل ۱۵ عملکرد سیستم درایو و پاسخ جریان و گشتاور موتور را برای روش FCS-PTC معمولی نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل ۱۵ (د) ملاحظه می‌شود ضربان گشتاور برای عملکرد سرعت پایین ۵٪ سرعت نامی در بار نامی، ۲۹/۱٪ است. همچنین THD جریان نیز ۲۵/۲۷٪ است.



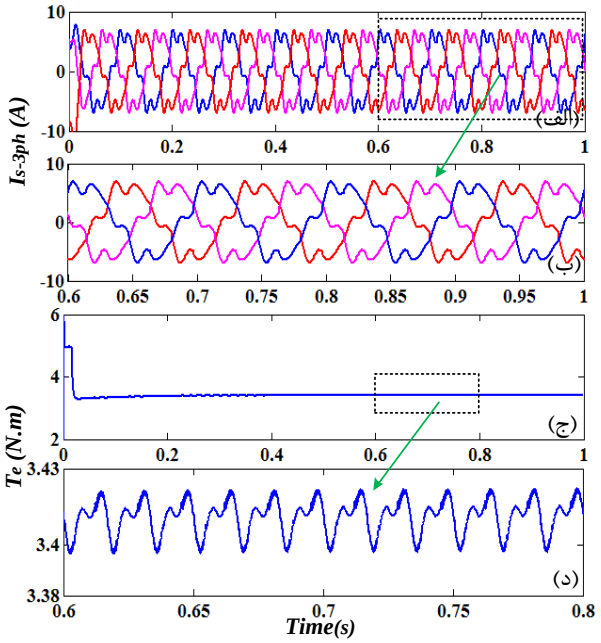
شکل ۱۴: سرعت و موقعیت واقعی و تخمینی در سرعت پایین



شکل ۱۵: پاسخ جریان و گشتاور روش FCS-PTC معمولی در سرعت پایین

شکل ۱۶ عملکرد سیستم درایو و پاسخ جریان و گشتاور موتور را برای روش FCS-PTC به همراه DMTC بهبودیافته نشان می‌دهد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود ضربان گشتاور برای عملکرد سرعت پایین ۵٪ سرعت نامی، ۲/۳۱٪ است که بهبود قابل‌ملاحظه‌ای را در مقدار ضربان گشتاور نسبت به روش FCS-PTC معمولی با ولتاژ القایی غیرسینوسی دارد. همچنین THD جریان نیز ۲۰/۱۷٪ است. غیرسینوسی بودن جریان ماشین در سرعت‌های پایین به دلیل پایین بودن دامنه ولتاژ ضدمحرکه و کم بودن ذخیره گردان[۱۹] روتور است که باعث می‌شود ضربان‌های گشتاور به سرعت و در نهایت به ولتاژ ضدمحرکه منتقل شوند.

لازم به ذکر است برای راه‌اندازی، ماشین به‌صورت حلقه‌باز راه‌اندازی می‌شود تا موتور چند دور بچرخد و روتور سنکرون شود. در این‌جا مقدار فرکانس و ولتاژ تغذیه تا ۵ درصد سرعت نامی ادامه خواهد داشت و سپس الگوریتم پیشنهادی اعمال می‌شود.



شکل ۱۶: پاسخ جریان و گشتاور روش FCS-PTC به همراه DMTC بهبودیافته در سرعت پایین

۵- نتیجه‌گیری

وجود هارمونیک‌ها در شار فاصله هوایی، منبع اصلی نوسانات گشتاور در ماشین می‌باشند. همچنین عملکرد صحیح ماشین به تخمین پارامترهای دقیق ماشین وابسته می‌باشد.

در این مقاله، کنترل پیش‌بین گشتاور بدون‌حسگر ماشین PMA-SynRM با ولتاژ القایی غیرسینوسی بر اساس فیلتر کالمن توسعه‌یافته و ترکیب فیلتر تطبیقی و PLL ارائه شد. توانایی روش ارائه‌شده برای کنترل درایو موتور PMA-SynRM با توان ۲/۳ کیلووات موردبررسی قرار گرفت. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که سیستم رؤیت‌گر مبتنی بر فیلتر کالمن توسعه‌یافته، فیلتر تطبیقی و PLL به ترتیب، تخمین دقیقی از ولتاژ القایی و سرعت و موقعیت روتور ارائه می‌دهند. همچنین سیستم کنترل ارائه‌شده از سرعت صفر تا سرعت نامی، دارای پاسخ دینامیکی گشتاور مناسبی است. ضربان گشتاور نیز به‌طور محسوسی با استفاده از روش ارائه‌شده کاهش می‌یابد و وضعیت جریان‌های سه‌فاز نیز بهبود می‌یابد.

پیوست‌ها

جدول ۱: پارامترهای ماشین برای شبیه‌سازی

پارامتر	مقدار
p	۴
R_S	۱/۲۵[Ω]
L_d	۴۹/۸۰۱[mH]
L_q	۱۷/۹۰۱[mH]
ψ_r	۰/۴۸[wb]
J_m	۰/۰۰۱۲[kg.m^2]
B	۰/۰۰۰۶[N.m.s]
ω_n	۶۰۰۰[rpm]
T_n	۳/۷[N.m]

مراجع

[1] P. Synchronous, R. Lohninger, H. Grabner, G. Weidenholzer, S. Silber, and W. Amrhein, “Modeling, simulation, and design of a reluctance machine,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, pp. 196–203, 2015.

[2] P. Guglielmi, M. Pastorelli, G. Pellegrino, and A. Vagati, “Position-sensorless control of synchronous reluctance motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 2, pp. 615–622, 2004.

[3] P. Niazi, and H. A. Toliyat, “Online parameter estimation of permanent-magnet assisted synchronous reluctance motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 2, pp. 609–615, 2007.

[4] P. Niazi, H. a. Toliyat, D. H. Cheong, and J. C. Kim, “A low-cost and efficient permanent-magnet-assisted synchronous reluctance motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 2, pp. 542–550, 2007.

[5] S. B. Ozturk, W. C. Alexander, and H. a. Toliyat, “Direct torque control of four-switch brushless dc motor with non-sinusoidal back emf,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 2, pp. 263–271, 2010.

[6] F. Wang, Z. Zhang, S. Davari, R. Fotouhi, D. Arab Khaburi, J. Rodriguez, and R. Kennel, “An encoderless predictive torque control for an induction machine with a revised prediction model and EFOSMO,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. Early Acce, no. 12, pp. 6635–6644, 2014.

[7] E. Flach, “Improved algorithm for direct mean torque control of an induction motor,” *Proc. PCIM*, Nuremberg, Germany, pp. 261–267, 1998.

[8] V. Ambrozic, G. S. Buja and R. Menis, “Band-constrained technique for direct torque control of induction motor,” *Industrial Electronics, IEEE Trans on*, vol. 51, no. 4. pp. 776–784, 2004.

[9] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, “Direct torque control of induction machines using space vector modulation,” *Industry Applications, IEEE Trans on*, vol. 28, no. 5. pp. 1045–1053, 1992.

[10] J. Beerten, J. Verveckken, and J. Driesen, “Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction,” *Industrial Electronics, IEEE Trans on*, vol. 57, no. 1. pp. 404–412, 2010.

[11] R. Vargas, J. Rodriguez, U. Ammann, and P. W. Wheeler, “Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4362–4371, 2008.

[12] R. Morales-caporal, and M. Pacas, “A predictive torque control of synchronous reluctance machine taking into account the magnetic cross saturation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 1161–1167, 2007.

[13] M. Pacas, and J. Weber, “Predictive direct torque control for the PM synchronous machine,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1350–1356, 2005.

[14] S. A. Davari, D. A. Khaburi, and R. Kennel, “An improved FCS-MPC algorithm for an induction motor with an imposed optimized weighting factor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1540–1551, 2012.

[15] S. A. Davari, D. A. Khaburi, F. Wang, and R. M. Kennel, “Using full order and reduced order observers for robust sensorless predictive torque control of induction motors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3424–3433, 2012.

[16] X. Xiao, and C. M. Chen, “Reduction of torque ripple due to demagnetization in PMSM using current

compensation," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 20, no. 3, pp. 1068–1071, 2010.

[17] K. Y. Cho, J. D. Bae, S. K. Chung, and Y. M. J., "Torque harmonics minimisation in permanent magnet synchronous motor with back EMF estimation," *IEE Proc.-Electr Power Appl.*, vol. 141, no. 6, pp. 323–330, 1994.

[18] P. Kshirsagar, and R. Krishnan, "High-efficiency current excitation strategy for variable-speed nonsinusoidal back-EMF PMSM machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 1875–1889, 2012.

[19] D. Luenberger, "An introduction to observers," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 16, no. 6, pp. 596–602, 1971.

[20] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, 1992.

[21] M. Tursini, "Adaptive sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 5, pp. 1380–1387, 2000.

[22] Y.-R. Kim, and S. K. Sul, "Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter," *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 30, no. 5, pp. 1225–1233, 1994.

[23] L. Qian, D. A. Cartes, and H. Li, "An improved adaptive detection method for power quality improvement," *Industry Applications, IEEE Trans on*, vol. 44, no. 2. pp. 525–533, 2008.

[24] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, P. Fernandez-Comesana, and C. Martinez-Penalver, "A signal-processing adaptive algorithm for selective current harmonic cancellation in active power filters," *Industrial Electronics, IEEE Trans on*, vol. 56, no. 8. pp. 2829–2840, 2009.

[25] B. Singh, and J. Solanki, "An implementation of an adaptive control algorithm for a three-phase shunt active filter," *Industrial Electronics, IEEE Trans on*, vol. 56, no. 8. pp. 2811–2820, 2009.

[26] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, and A. Miraoui, "Current harmonic compensation by a single-phase shunt active power filter controlled by adaptive neural filtering," *Industrial Electronics, IEEE Trans on*, vol. 56, no. 8. pp. 3128–3143, 2009.

[27] R. R. Pereira, C. Henrique, L. Eduardo, G. Lambert-Torres, and J. O. P. Pinto, "New strategies for application of adaptive filters in active power filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1136–1141, 2011.

[28] L. Tong, X. Zou, S. Feng, Y. Chen, Y. Kang, Q. Huang, and Y. Huang, "An SRF-PLL-based sensorless vector control using the predictive deadbeat algorithm for the direct-driven permanent magnet synchronous generator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2837–2849, 2014.

[29] P. Niazi, and H. A Toliyat, "Robust maximum torque per Amp (MTPA) control of PM-assisted synchronous reluctance motor," *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. APEC*, pp. 685–692, 2006.

[30] A. K. Chakali, H. A. Toliyat, and H. Abu-Rub, "Observer-based sensorless speed control of PM-assisted SynRM for direct drive applications," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, no. 3, pp. 3095–3100, 2010.

[31] I. Boldea, C. I. Pitic, C. Lascu, G. D. Andreescu, L. Tutelea, F. Blaabjerg, and P. Sandholdt, "DTFC-SVM motion-sensorless control of a PM-assisted reluctance synchronous machine as starter-alternator for hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 711–719, 2006.

[32] S. Bolognani, L. Tubiana, and M. Zigliotto, "Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1741–1747, 2003.

[33] S. Bolognani, M. Zigliotto, and M. Zordan, "Extended-range PMSM sensorless speed drive based on stochastic\nfiltering," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 1, pp. 110–117, 2001.

[34] K. Q. Nguyen, T. H. Nguyen, and Q. P. Ha, "FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 12, pp. 6574–6582, 2014.

[35] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 363–372, 2006.

[36] G. Wang, T. Li, G. Zhang, X. Gui, and D. Xu, "Position estimation error reduction using recursive-least-square adaptive filter for model-based sensorless interior permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 5115–5125, 2014.

زیرنویس‌ها

[1] Permanent magnet-assisted synchronous reluctance machine (PMA-SynRM)

[2] Interior permanent magnet (IPM)

[3] Direct torque control (DTC)

[4] Active voltage vector (AVV)

[5] Zero voltage vector (ZVV)

[6] finite control set-model predictive control (FCS-MPC)

[7] Predictive torque control (PTC)

[8] Direct mean torque control (DMTC)

[9] Permanent magnet synchronous machine (PMSM)

[10] Back electromotive force (Back EMF)

[11] Nonsinusoidal air gap flux

[12] Adaptive filter (AF)

[13] Recursive least square (RLS)

[14] Least mean square (LMS)

[15] Phase locked loop (PLL)

[16] Direct torque and flux control with space vector modulation (DTFC-SVM)

[17] Extended Kalman Filter (EKF)

[18] Wiener theory

[19] Inertia