

کنترل سرعت درایو موتور القایی دو تحریکه بدون جاروبک

به روش سیستم تطبیقی مدل مرجع

حمیدرضا مصدق حصار، حسین ابوترابی زارچی، امیر خزاعی

است، سیم‌پیچ کنترل^۳ نامیده می‌شود [۱]. لازم به ذکر است که ظرفیت سیم‌پیچ کنترل به محدوده‌ی سرعت مورد نیاز و همچنین نیازمندی‌های توان راکتیو بستگی دارد [۲]. BDFIM به دلیل مزایایی مانند حذف جاروبک (تعمیرات کم و افزایش قابلیت اطمینان) و استفاده از اینورتری با ظرفیتی در حدود ۳۰ درصد ظرفیت موتور، در چند سال اخیر مورد توجه و مطالعه قرار گرفته است تا بتوان این موتور را در برخی از کاربردهای صنعتی نظیر پمپ و فن به کار برد [۱]. البته موضوعی که باید به آن توجه داشت رفتار دینامیکی این موتور است که باعث شده تا اجرای روش‌های مرسوم کنترلی بر روی این موتور دشوار گردد. با این وجود در سال‌های اخیر روش‌های متنوع کنترلی از جمله روش کنترل برداری و کنترل مستقیم گشتاور^۴ بر روی BDFIM اجرا شده است [۳-۴]. هر چند با کمک روش کنترل برداری، امکان کنترل مستقل گشتاور و شار مغناطیسی برای انواع ماشین‌های الکتریکی فراهم شد اما این امکان در شرایط گذرای شار، محقق نمی‌گردد. به علاوه، وابستگی زیاد به پارامترهای ماشین، نیاز به حسگرهای موقعیت به منظور دستیابی به کنترل مجزای شار و گشتاور، رگولاتورهای اضافی برای کنترل جریان موتور و نیز انتقال دستگاه‌های مختصات، محققین را به استفاده از روش کنترل مستقیم گشتاور به جای کنترل برداری ترغیب کرده است. علاوه بر سادگی پیاده‌سازی روش DTC، دستیابی به کنترل مطلوب گشتاور در حالت دائم و شرایط گذرا از دیگر ویژگی‌های این روش کنترلی می‌باشد. با این حال روش DTC کلاسیک به دلیل استفاده از کنترل کننده هیستریزس دارای معایب شناخته شده‌ای همچون پیچیدگی کنترل شار و گشتاور در سرعت‌های بسیار پائین، ریپل زیاد در گشتاور، شار و جریان‌های استاتور،

چکیده — موتور القایی دو تحریکه بدون جاروبک به دلیل مزایایی که دارد در چند سال اخیر مورد توجه ویژه قرار گرفته است. این موتور امکان عملکرد مطلوب برای درایوهای صنعتی سرعت متغیر را دارد. در این مقاله یک کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع برای استفاده در حلقه کنترل سرعت درایو این موتور ارائه شده است. این کنترل کننده در ترکیب با کنترل مستقیم گشتاور و شار یک کنترل کننده مقاوم با عملکرد دینامیکی مناسب را فراهم می‌کند. در قسمت شبیه‌سازی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی با کنترل کننده PI مقایسه شده است. نتایج، موید بهبود محسوس عملکرد درایو موتور القایی دو تحریکه بدون جاروبک در هنگام تغییر بار و سرعت مرجع می‌باشد.

واژه‌های کلیدی — موتور القایی دو تحریکه بدون جاروبک؛ کنترل

سرعت؛ سیستم تطبیقی مدل مرجع؛ کنترل مستقیم شار و گشتاور

۱. مقدمه

موتور القایی دو تحریکه بدون جاروبک^۱ یک ماشین القایی تک‌قابه و بدون جاروبک است که دو سیم‌پیچ سه فاز متعادل داشته و هر دو آنها بر روی استاتور نصب می‌شود. یکی از آنها سیم‌پیچ قدرت^۲ است که به طور مستقیم به شبکه متصل می‌شود و بخش عمده‌ای از توان، از طریق این سیم‌پیچ، بین شبکه و موتور تبادل می‌شود. سیم‌پیچ دیگر که از طریق یک مبدل پشت به پشت با ظرفیتی کمتر از ظرفیت موتور به شبکه متصل گردیده

³ Control Winding (CW)

⁴ Direct Torque Control (DTC)

¹ Brushless Doubly Fed Induction Motor (BDFIM)

² Power Winding (PW)

BDFIM در مد سنکرون حاصل می‌شود. در این مد، فرکانس ولتاژ القایی در سیم‌پیچ قدرت به واسطه کوپلاژ غیر مستقیم با سیم‌پیچ کنترل برابر با فرکانس منبع ولتاژ سیم‌پیچ قدرت می‌باشد. این شرایط منجر به ایجاد دو میدان توسط سیم‌پیچ‌های استاتور می‌گردد که هم‌سرعت با روتور می‌چرخند. همچنین با توجه به تعداد قطب‌های روتور، به منظور دستیابی به کوپلاژ غیر مستقیم که اساس تولید گشتاور در این موتور می‌باشد، جهت چرخش نیرو محرکه مغناطیسی سیم‌پیچ قدرت نسبت به روتور، مخالف با جهت چرخش نیرو محرکه مغناطیسی سیم‌پیچ کنترل خواهد بود. بنابراین سرعت سنکرون موتور که مستقل از گشتاور اعمالی به موتور است، به صورت ذیل تعریف می‌شود [۱]:

$$\omega_r = \frac{\omega_p + \omega_c}{p_p + p_c} \quad (1)$$

که در رابطه (۱)، ω_p و p_p به ترتیب سرعت زاویه‌ای و زوج قطب سیم‌پیچ قدرت و ω_c و p_c سرعت زاویه‌ای و زوج قطب سیم‌پیچ کنترل می‌باشد. مقادیر ω_p و ω_c می‌تواند با توجه به توالی فازها، مثبت و یا منفی باشد. بدلیل آنکه توالی فاز سیم‌پیچ قدرت غالباً مثبت می‌باشد بنابراین با توجه به توالی فاز سیم‌پیچ کنترل دو نوع عملکرد داریم: ۱- عملکرد زیر سنکرون، که در آن، ω_c مقدار منفی دارد و ۲- عملکرد فوق سنکرون که در آن، ω_c مقدار مثبت دارد [۱۲]. لازم به ذکر است که اگر در رابطه (۱) فرکانس سیم‌پیچ کنترل صفر شود، سرعت بدست آمده را سرعت طبیعی^۳ می‌نامند. مدل دینامیکی موتور در قاب شار سیم‌پیچ قدرت به صورت ذیل بیان می‌شود [۱]:

$$\vec{V}_p = R_p \vec{I}_p + \frac{d\vec{\lambda}_p}{dt} + j\vec{\lambda}_p \quad (2)$$

$$\vec{\lambda}_p = L_p \vec{I}_p + L_{pr} \vec{I}_r \quad (3)$$

$$\vec{V}_c = R_c \vec{I}_c + \frac{d\vec{\lambda}_c}{dt} + j(\omega_p - (p_p + p_c)\omega_r)\vec{\lambda}_c \quad (4)$$

$$\vec{\lambda}_c = L_c \vec{I}_c + L_{cr} \vec{I}_r \quad (5)$$

$$\vec{V}_r = 0 = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} + j(\omega_1 - p_p \omega_r)\vec{\lambda}_r \quad (6)$$

$$\vec{\lambda}_r = L_r \vec{I}_r + L_{pr} \vec{I}_p + L_{cr} \vec{I}_c \quad (7)$$

که در معادلات فوق زیرنویس p ، c و r به ترتیب نشان‌دهنده‌ی سیم‌پیچ قدرت، سیم‌پیچ کنترل و روتور می‌باشد. گشتاور الکتریکی طبق رابطه‌ی (۸)، بدست می‌آید:

$$T_e = \frac{3}{2} p_p \operatorname{Im}[\vec{\lambda}_p^* \vec{I}_p] + \frac{3}{2} p_c \operatorname{Im}[\vec{\lambda}_c^* \vec{I}_c] \quad (8)$$

فرکانس کلیدزنی متغیر، میزان اغتشاش زیاد در سرعت‌های کم، عدم امکان کنترل مستقیم بر روی جریان و ایجاد نویز صوتی، می‌باشد. علاوه بر موارد اخیر، روش DTC کلاسیک برای دستیابی به عملکرد مناسب کنترل گشتاور و محدود نمودن خطای شار و گشتاور در یک باند مشخص و نیز تخمین آن‌ها نیاز به فرکانس نمونه‌برداری زیاد دارد [۵]. در سال‌های اخیر، تحقیقات گسترده‌ای در راستای بهبود مشکلات فوق‌الذکر انجام شده است. استفاده از جداول کلیدزنی اصلاح شده [۶]، اصلاح الگوهای کلیدزنی [۷]، اصلاح مقایسه‌کننده‌ها با و بدون محدوده هیستریزس دو و سه سطحی [۸]، اعمال روش‌های فازی و عصبی-فازی [۹]، استفاده از تخمینگرهای اصلاح‌شده شار برای بهبود عملکرد آنها در سرعت‌های پائین [۱۰]، و بالاخره اعمال روش‌های مبتنی بر SVM، PWM [۱۱] و نیز کنترل پیش‌بین [۱۲] برای تثبیت فرکانس کلیدزنی مطرح شده‌اند. در این مقاله، ضمن کنترل مستقیم شار و گشتاور BDFIM مبتنی بر SVM، کنترل‌کننده PI در حلقه کنترل سرعت که وظیفه ایجاد گشتاور مرجع را دارد حذف شده و یک کنترل‌کننده تطبیقی مدل مرجع جایگزین آن شده است. سیستم تطبیقی مدل مرجع^۱ یکی از کنترل‌کننده‌های تطبیقی مهم است که در آن عملکرد مطلوب بر حسب مدل مرجعی که به سیگنال فرمان پاسخ مطلوب می‌دهد بیان می‌شود [۱۳]. در روش MRAS، رفتار مطلوب سیستم به کمک یک مدل مشخص می‌شود و پارامترهای کنترل‌کننده براساس خطایی که تفاوت بین خروجی‌های سیستم حلقه بسته و مدل است، تنظیم می‌شوند. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده برتری این کنترل‌کننده نسبت به کنترل‌کننده PI می‌باشد.

۲. معرفی موتور القایی دو تحریکه بدون جاروبک

۱،۲. عملکرد BDFIM

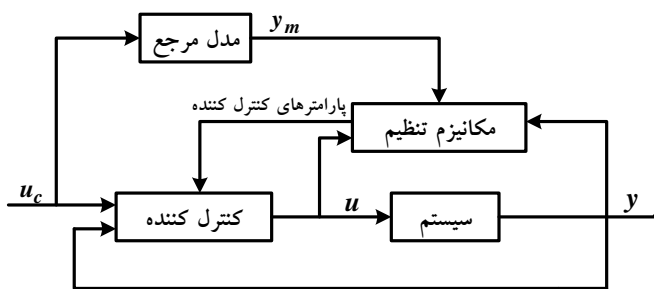
استاتور این موتور از دو سیم‌پیچ مجزا تشکیل شده است که برای جلوگیری از کوپلاژ مستقیم بین دو سیم‌پیچ، تعداد قطب‌های متفاوتی دارند. روتور این موتور نیز به‌گونه‌ای خاص طراحی می‌شود. متداول‌ترین ساختاری که در روتور این موتور به کار می‌رود روتور آشیانه‌ای^۲ است. تعداد آشیانه‌ها که همان تعداد قطب‌های روتور است برابر با مجموع زوج قطب‌های سیم‌پیچ قدرت و کنترل می‌باشد تا باعث ایجاد کوپلاژ غیر مستقیم میان دو سیم‌پیچ قدرت و کنترل گردد [۲]. به دلیل ساختار ویژه روتور، مدهای کاری متفاوتی برای این موتور بدست می‌آید. اما بهترین عملکرد

¹ Model Reference Adaptive System (MRAS)

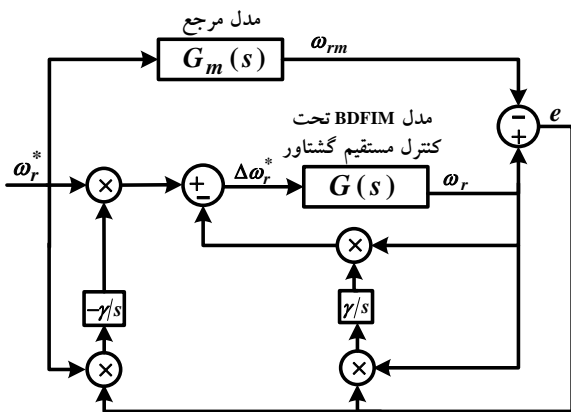
² Nested-loop

³ Natural Speed

در رابطه فوق a_m و b_m ضرایب مدل مرجع هستند که با تنظیم آن‌ها عملکرد مطلوب سیستم حاصل می‌شود و خروجی سیستم مقدار خروجی مدل مرجع را دنبال خواهد کرد. با در نظر گرفتن روابط (۹) و (۱۰) و مقایسه شکل‌های (۲) و (۳) داریم:



شکل ۲: بلوک دیاگرام سیستم تطبیقی مدل مرجع (MRAS)



شکل ۳: بلوک دیاگرام MRAS براساس نظریه لیاپانوف برای

سیستم مرتبه اول

جدول ۲: معرفی متغیرهای سیستم تطبیقی مدل مرجع

سیگنال فرمان	$u_c = \omega_r^*$	خروجی مدل مرجع	$y_m = \omega_{rm}$
ورودی سیستم (ورودی کنترلی)	$u = \Delta\omega_r^*$	خروجی سیستم	$y = \omega_r$

با توجه به شکل (۳)، خطا به صورت (۱۱) تعریف می‌شود:

$$e = \omega_r - \omega_{rm} \quad (11)$$

همچنین کنترل‌کننده نیز به صورت (۱۲) است:

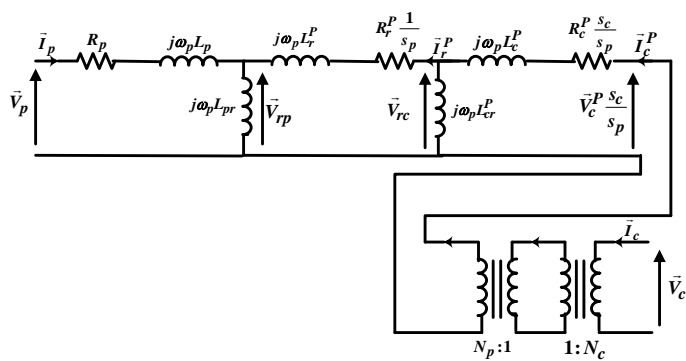
$$\Delta\omega_r^* = \theta_1\omega_r^* - \theta_2\omega_r \quad (12)$$

با مشتق گرفتن از (۱۱) نسبت به زمان و جایگذاری (۹) و (۱۰) در

رابطه‌ی حاصله داریم:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_{rm} \\ &= -a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)\omega_r + (b\theta_1 - b_m)\omega_r^* \end{aligned} \quad (13)$$

پارامترها و متغیرهای به کار رفته در معادلات (۲) تا (۸)، در جدول (۱) معرفی شده‌اند.



شکل ۱: مدار معادل حالت دائم BDFIM

جدول ۱: معرفی پارامترها و متغیرها

بردارهای ولتاژ، جریان و شار	$\bar{V}, \bar{I}, \bar{\lambda}$
مقاومت سیم‌پیچ قدرت، سیم‌پیچ کنترل و روتور	R_p, R_c, R_r
اندوکتانس خودی سیم‌پیچ‌های استاتور و روتور	L_p, L_c, L_r
اندوکتانس متقابل سیم‌پیچ‌های استاتور و روتور	L_{pr}, L_{cr}

۳. معرفی روش MRAS برای حلقه کنترل سرعت

قاعده MIT^۱ روش اصلی کنترل تطبیقی مدل مرجع است. اما تضمینی وجود ندارد که یک کنترل‌کننده تطبیقی براساس قاعده MIT سیستم حلقه بسته‌ی پایداری را نتیجه دهد. بنابراین در این مقاله از نظریه لیاپانوف برای طراحی MRAS استفاده می‌شود. برای این کار ابتدا یک معادله دیفرانسیل برای خطای $e=y-y_m$ بدست می‌آید. این معادله دیفرانسیل شامل پارامترهای قابل تنظیم است. سپس یک تابع لیاپانوف و یک مکانیزم تنظیم به‌گونه‌ای پیدا می‌شود که خطا به سمت صفر میل کند.

باتوجه به آنکه ثابت زمانی مدارهای الکتریکی سریع‌تر از ثابت زمانی مکانیکی است در نتیجه می‌توان برای کنترل حلقه سرعت به روش مدل مرجع، BDFIM را با یک معادله دیفرانسیل مرتبه اول مدل کرد:

$$\dot{\omega}_r = -a\omega_r + b\Delta\omega_r^* \quad (9)$$

که در آن a و b ضرایب سیستم می‌باشند.

برای دستیابی به پاسخ مطلوب، مدل مرجع به صورت ذیل انتخاب

می‌شود:

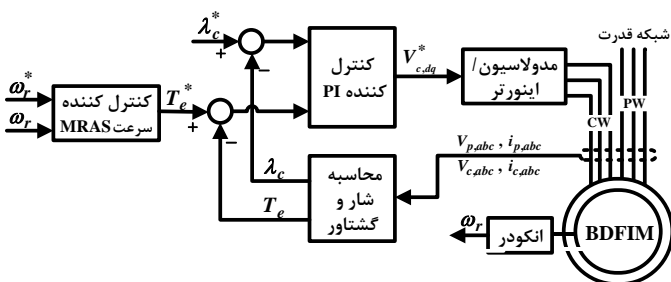
$$\dot{\omega}_{rm} = -a_m\omega_{rm} + b_m\omega_r^* \quad (10)$$

¹ Massachusetts Institute of Technology (MIT)

در گشتاور جدید بار، کنترل سرعت به خوبی اجرا می‌شود. در شکل‌های (۷) و (۸)، پاسخ موتور به تغییر پله گشتاور از ۵ N.m به ۱۰ N.m نشان داده شده است. در این حالت شار سیم‌پیچ کنترل به جز لحظاتی که مقدار گشتاور مرجع تغییر می‌کند در مابقی زمان‌ها به خوبی مقدار مرجع را دنبال کرده است.

جدول ۳: پارامترهای الکتريکی BDFIM

مقدار	کمیت	مقدار	کمیت
۰,۰۰۴۷	L_{lp} (H)	۲	زوج قطب PW
۰,۰۰۵۳	L_{lc}^P (H)	۴	زوج قطب CW
۰,۰۲۰۶	L_{lr}^P (H)	۱۸۰	ولتاژ PW
۱,۳۰۱۲	R_p (Ω)	۱۸۰	ولتاژ CW
۳,۷۱۷۱	R_c^P (Ω)	۰,۱۸۶۳	L_{pr} (H)
۱,۰۲۳۷	R_r^P (Ω)	۰,۰۹۹۸	L_{cr}^P (H)



شکل ۴: بلوک دیاگرام کنترل سرعت درایو BDFIM به روش مدل مرجع

۵. نتیجه گیری

در این مقاله نشان داده شد که می‌توان عملکرد کنترل مستقیم گشتاور برای درایو موتور القایی دوتحریکه بدون جاروبک را با استفاده از یک کنترل‌کننده MRAS در حلقه کنترل سرعت بهبود بخشید. استفاده از ساختار کنترلی MRAS-DTC پاسخ دینامیکی بهبود یافته و عملکرد کنترلی مقاوم را نسبت به تغییرات در سیستم مکانیکی مانند گشتاور بار تضمین می‌کند. نتایج شبیه‌سازی بهبود عملکرد درایو BDFIM را در مقایسه با شرایطی که از کنترل‌کننده PI در حلقه کنترل سرعت استفاده می‌شود، نشان می‌دهد.

به منظور دستیابی به مکانیزم تنظیمی که پارامترهای θ_1 و θ_2 را به مقادیر مطلوب برساند، یک تابع لیپانوف به صورت ذیل تعریف می‌شود:

$$V(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} \left(e^2 + \frac{1}{b\gamma} (b\theta_1 - b_m)^2 + \frac{1}{b\gamma} (b\theta_2 + a - a_m)^2 \right) \quad (14)$$

در رابطه فوق $b\gamma > 0$ فرض می‌شود. بنابراین تابع لیپانوف مثبت معین خواهد بود. به منظور پایدار بودن کنترل‌کننده MRAS، باید شرایط ذیل تأمین شود:

$$\begin{aligned} \dot{V} < 0 & \quad \forall e \neq 0 \\ \dot{V} = 0 & \quad \forall e = 0 \end{aligned} \quad (15)$$

بنابراین از روابط (۱۳) و (۱۴) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e\dot{e} + \frac{1}{\gamma} (b\theta_1 - b_m)\dot{\theta}_1 + \frac{1}{\gamma} (b\theta_2 + a - a_m)\dot{\theta}_2 \\ &= -a_m e^2 + \frac{1}{\gamma} (b\theta_1 - b_m)(\dot{\theta}_1 + \gamma\omega_r^* e) \\ &\quad + \frac{1}{\gamma} (b\theta_2 + a - a_m)(\dot{\theta}_2 - \gamma\omega_r e) \end{aligned} \quad (16)$$

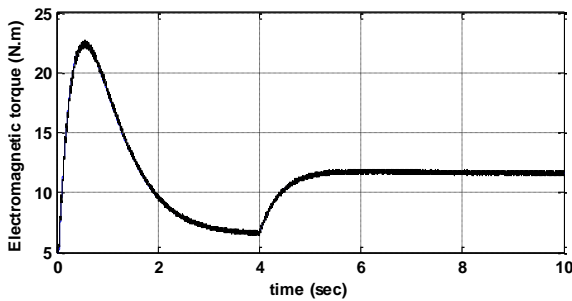
در نتیجه برای تحقق رابطه (۱۵)، قوانین تطبیق براساس رابطه (۱۷)

تعیین می‌شود:

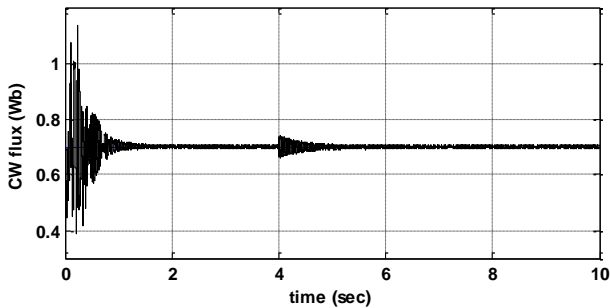
$$\begin{aligned} \dot{\theta}_1 &= -\gamma\omega_r^* e \\ \dot{\theta}_2 &= \gamma\omega_r e \end{aligned} \quad (17)$$

۴. نتایج شبیه‌سازی

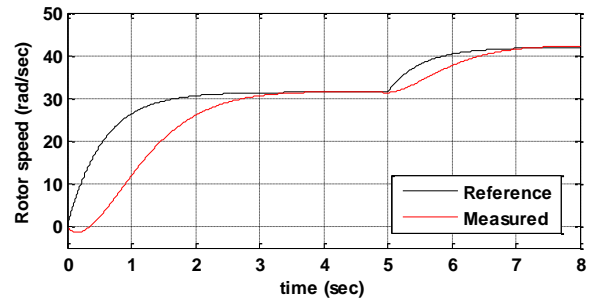
در این قسمت، نتایج شبیه‌سازی به منظور تأیید عملکرد مطلوب روش کنترلی معرفی شده ارائه می‌شود. تمامی شبیه‌سازی‌ها بر مبنای مشخصات یک نمونه BDFIM انجام می‌شود که مقادیر پارامترهای مهم آن در جدول (۳) آورده شده است. استفاده از کنترل‌کننده MRAS باعث بهبود عملکرد دینامیکی سیستم در هنگام تغییر در پارامترهای مکانیکی از قبیل گشتاور بار می‌شود. مقایسه پاسخ این کنترل‌کننده با PI در هنگام تغییر سرعت مرجع از ۳۰۰ rpm به ۴۰۰ rpm در لحظه $t = 5 \text{ sec}$ به ازای گشتاور بار ۱۰ N.m در شکل (۵) نشان داده شده است. همان‌گونه که مشاهده می‌شود پاسخ سیستم بهبود قابل توجهی یافته است. لازم به ذکر است که برای مقایسه منصفانه عملکرد این دو کنترل‌کننده، ضرایب PI با کمک جعبه ابزار SISO-tools تنظیم شده است. در شکل (۶)، عملکرد سیستم هنگامی که گشتاور بار در لحظه $t = 4 \text{ sec}$ از ۵ N.m به ۱۰ N.m افزایش یافته و سرعت در ۴۰۰ rpm ثابت می‌باشد، نشان داده شده است. بر طبق این شکل پاسخ زمانی سیستم کنترلی ارائه شده سریع‌تر از کنترل‌کننده PI می‌باشد و در لحظه افزایش بار سرعت موتور در یک زمان محدود حول مقدار مرجع نوسان کرده و سپس



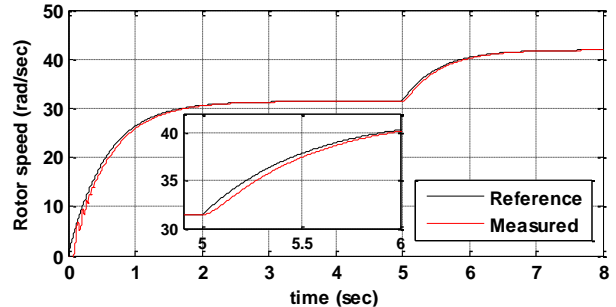
شکل ۷: گشتاور الکتریکی موتور در هنگام تغییر در گشتاور بار



شکل ۸: شار سیم پیچ کنترل در هنگام تغییر در گشتاور بار



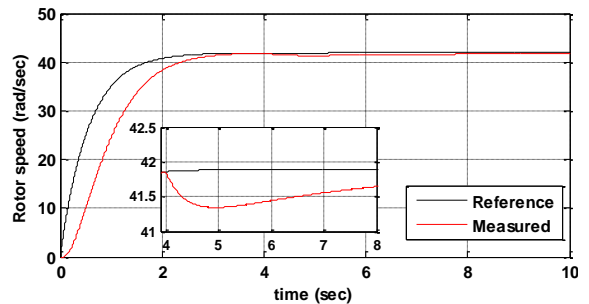
(الف)



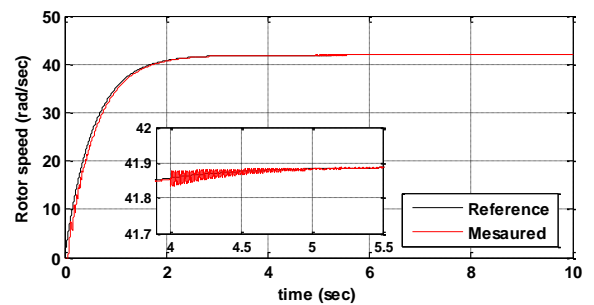
(ب)

شکل ۵: پاسخ سیستم کنترلی به تغییر در سرعت مرجع؛

(الف) کنترل کننده PI، (ب) کنترل کننده MRAS



(الف)



(ب)

شکل ۶: پاسخ سیستم کنترلی به تغییر در گشتاور بار؛

(الف) کنترل کننده PI، (ب) کنترل کننده MRAS

منابع

- [1] S. Shao, E. Abdi, F. Barati and R. McMahon, "Low-Cost Variable Speed Drive Based on a Brushless Doubly-Fed Motor and a Fractional Unidirectional Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, January 2012.
- [2] S. Tohidi, H. Oraee, M. Zolghadri, S. Shao and P. Tavner, "Analysis and Enhancement of Low-Voltage Ride-Through Capability of Brushless Doubly Fed Induction Generator", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, March 2013.
- [3] J. Poza, E. Oyarbide, I. Sarasola and M. Rodriguez, "Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine", *IET Electr. Power Appl.*, 2009, vol. 3, Iss. 4, pp. 247-256.
- [4] I. Sarasola, J. Poza, M. A. Rodriguez and G. Abad, "Direct torque control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine", *Energy Conversion and Management*, 52 (2011) 1226-1234
- [5] Casadi, D., Profumo, F. P., Serra, G. and Tani, A., "FOC and DTC: Two Variable Schemes for Induction Motors Torque Control", *IEEE Transaction on Power Elec.*, Vol. 17, No. 5, pp. 779-787, Sept. 2002.
- [6] Nash, J. N., "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 33, pp. 333-341, March/April 1997.
- [7] Faiz, J., Sharifian, M. B., Keyhani, B. A., and Proca, A. B., "Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors used in Electrical Vehicle", *IEEE Transaction on Energy Conv.*, Vol. 18, No. 1, March 2003.
- [8] Titinen, P., Pohkalainen, P. and Lalu, J., "The Next Generation Motor Control Method: Direct Torque Control", *EPE Journal*, Vol. 5, No. 1, pp. 14-18, Mar. 1995.
- [9] Grabowski, P. Z., and Blaabjerg, F., "Direct Torque Neuro-Fuzzy Control of Induction motor Drive, DSP Implementation", *IECON'98*, pp. 657-661, Aachen, Germany, Aug/Sept. 1998.
- [10] Hurst, D. K., Habetler, T. G., Griva, G. and Profumo, F., "Zero Speed Tacho-less IM Torque Control: Simply a Matter of Stator Voltage integration", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. IA-34, pp. 970-975, 1998.
- [11] Lascu, C., Boldea, I. and Blaabjerg, F., "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", *IEEE IAS'98*, Vol. 1, pp. 415-422, 1998.

- [12] I.Sarasola, J.Poza, M.A.Rodriguez and G.Abad, "Predictive Direct Torque Control for Brushless Doubly Fed Machine with Reduced Torque Ripple at Constant Switching Frequency", IEEE (2007).
- [13] K. J. Astrom and B. Wittenmark, "*Adaptive Control*", 2nd Edition, Addison-Wesley, 1995.