

## یک ساختار ترکیبی برای کنترل توان لغزش موتور القائی روتور سیم‌پیچی شده با کنترل بدون حسگر سرعت

محسن ناصری<sup>۱</sup>، دانشجوی کارشناسی ارشد، محمدرضا عزیزیان<sup>۲</sup>، استادیار، رحیم عجبی فرشباف<sup>۳</sup>، دانشجوی دکتری

۱- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی سهند- تبریز- ایران - [m\\_naseri@sut.ac.ir](mailto:m_naseri@sut.ac.ir)

۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی سهند- تبریز- ایران - [azizian@sut.ac.ir](mailto:azizian@sut.ac.ir)

۳- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی سهند- تبریز- ایران - [r\\_ajabi@sut.ac.ir](mailto:r_ajabi@sut.ac.ir)

چکیده: در این مقاله یک روش کنترل ترکیبی برای موتورهای القائی روتور سیم‌پیچی شده ارائه شده است. در این روش با ترکیب دو روش سنتی کنترل چاپری و کرامر، ضمن پیشنهاد یک مبدل ترکیبی، امکان کنترل توان لغزش برای موتورهای پرتوان فراهم شده است. روش مذکور در دو حالت مختلف کار می‌کند. ابتدا درایو در حالت چاپری قرار گرفته و راه‌اندازی می‌شود و سپس بعد از رسیدن به حدود ۸۰ درصد سرعت مرجع، کنترل موتور از حالت چاپری به کرامر تغییر وضعیت می‌دهد. در مبدل ترکیبی ضمن حذف راه‌انداز مقاومتی رایج در مبدل‌های کرامر، کنترل بدون حسگر سرعت نیز امکان‌پذیر شده است. برای کنترل بدون حسگر سرعت نیز روشی ارائه شده است که مشکل رایج آفست DC بعضی از روش‌های معمول را ندارد. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهند که سیستم برخی از معایب هر کدام از دو روش سنتی مذکور را کاهش می‌دهد. در نهایت با طراحی و ساخت یک نمونه کم‌توان آزمایشگاهی بعضی رفتارهای دینامیکی سیستم کنترل ترکیبی، مورد آزمایش قرار گرفته است. در سیستم عملی با طراحی یک مبدل چاپری و بهره‌گیری از یک سیستم کنترل بلادرنگ، فرآیند راه‌اندازی و کنترل بدون حسگر موتور با موفقیت انجام شده است.

کلمات کلیدی- موتور القایی روتور سیم‌پیچی شده، کنترل جریان، کنترل توان لغزش، کنترل بدون حسگر، ساختار ترکیبی.

## A Combined Structure for Slip Power Control of Wound Rotor Induction Motors with Speed Sensorless Control

M. Naseri, M. R. Azizian and R. Ajabi-Farshbaf

Faculty of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran

**Abstract:** In this paper a combined control method for wound rotor induction motors is presented. The proposed method combines the two conventional chopper and Kramer methods to control the slip power of the motor. The mentioned method acts in two modes, first the drive is forced to chopper control for starting up the motor and then the system switches to the Kramer control when motor passes the 80% of the reference speed. The combined converter eliminates the conventional resistor starters of the traditional Kramer converters and also provides speed sensorless control of the drive. Furthermore a sensorless control scheme is proposed which eliminates DC offset problem of some conventional methods. Simulation results show that the system reduces some drawbacks of the two conventional methods. Finally a low power laboratory set-up is constructed to show some dynamic behaviors of the combined method. In the laboratory set-up, a chopper controlled converter is designed and using a real-time control system, speed sensorless control and start-up process is successfully performed.

**Keywords:** wound rotor induction motor, current control, slip power control, sensorless control, combined structure.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۸۹/۸/۲۳

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۱/۷/۱۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۱/۸/۱۰

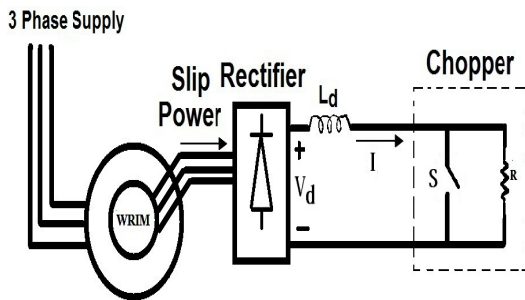
نام نویسنده مسئول: دکتر محمدرضا عزیزیان

نشانی نویسنده مسئول: ایران- تبریز دانشگاه صنعتی سهند دانشکده مهندسی برق

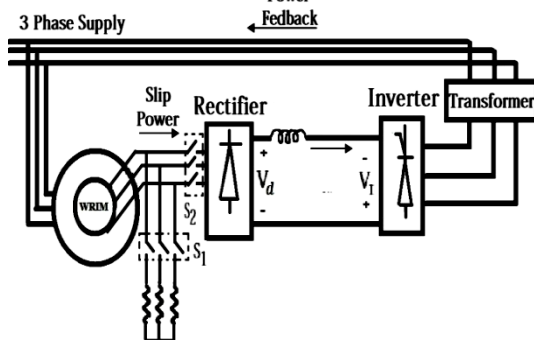
۱- مقدمه

روش کرامر به علت بازگشت توان لغزش به شبکه بازده بهتری نسبت به کنترل چاپری مشاهده می‌شود.

در این مقاله یک ساختار ترکیبی ارائه شده است که در دو حالت مختلف کار می‌کند. در حالت اول که موتور در وضعیت راه‌اندازی قرار دارد، کنترل چاپری اعمال شده و در حالت دوم که موتور شرایط گذرا را طی کرده است وضعیت کنترل به حالت کرامر تغییر می‌کند. لذا سیستم پیشنهادی، ضمن حذف مقاومت راه‌انداز مکانیکی مرسوم، دارای راندمان خوب کنترل کرامر در حالت کار دایم نیز می‌باشد. ساختار مبدل پیشنهادی، در شکل (۲) نشان داده شده است.



(الف)



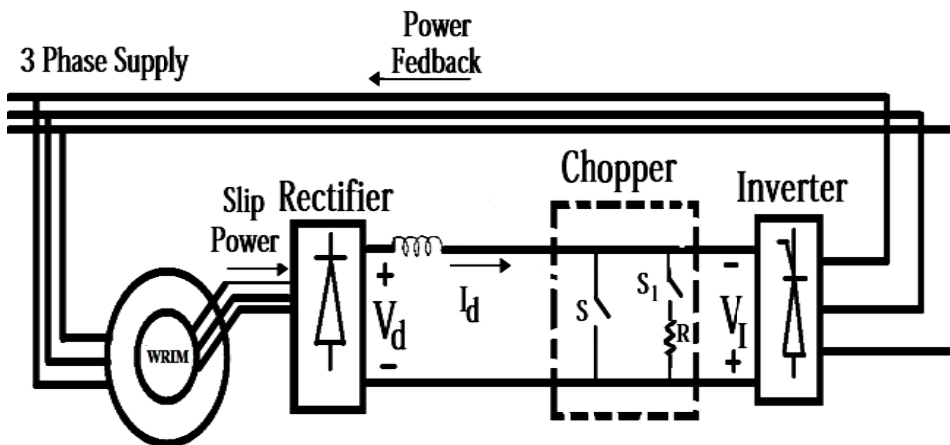
(ب)

شکل (۱): کنترل موتور القائی روتور سیم‌پیچی شده به روش‌های: (الف) کنترل چاپری (ب) کنترل کرامر

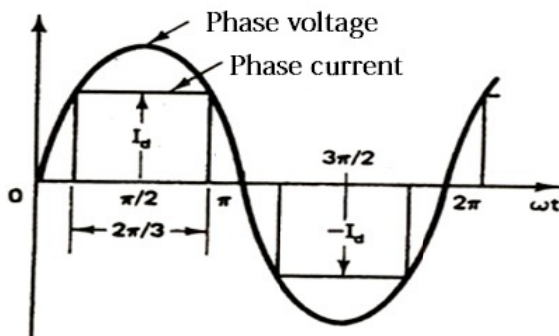
در این مقاله علاوه بر استفاده از مبدل ترکیبی، از پارامتر سرعت تخمینی برای راه‌اندازی بهینه نیز استفاده شده است. در نهایت برای بررسی روش پیشنهادی و تایید مدل سازی انجام شده، راه‌اندازی و کنترل این روش با استفاده از یک سیستم بلادرنگ، یک مبدل چاپری و یک برد واسط ساخته شده روی یک موتور آزمایشگاهی پیاده شده است. ساختار مقاله به این صورت است که در بخش ۲ مدل درایو چاپری، در بخش ۳ مدل درایو با کنترل کرامر، در بخش ۴ تخمین‌گرهای سرعت مورد استفاده در این مقاله، در بخش ۵ کنترل ترکیبی، در بخش ۶ نتایج شبیه‌سازی و در بخش ۷ نتایج عملی به دست آمده مطرح می‌شوند.

موتورهای القایی با دو ساختار قفس سنجابی و روتور سیم‌پیچی شده در صنعت استفاده می‌شوند. کنترل بدون حسگر سرعت این موتورها مخصوصاً نوع قفسی در چند دهه اخیر از جذابیت خاصی برخوردار بوده است به طوری که روش‌های متنوعی برای این کار ارائه شده‌اند [۳-۱]. در اکثر این روش‌ها سرعت موتور از تخمین سرعت‌های سنکرون و لغزش موتور به دست می‌آید [۴]. البته بعضی مراجع نیز از کمیت‌های واقعی موتور همانند هارمونیک‌های جریان ناشی از اثر شیارها یا اثرات ناشی از تزریق فرکانس خاص استفاده می‌کنند [۵و۶]. بعضی روش‌ها نیز با استفاده از رویترها سعی کرده‌اند سرعت‌سنجی موتور را بهبود بخشند [۷]. روش‌های تطبیقی سیستم مدل-مرجع<sup>۱</sup> نیز در صورت اطمینان از پایداری سیستم می‌توانند نتایج خوبی داشته باشند [۸و۹]. در نهایت برای موتورهای قفس سنجابی روش‌هایی ارائه شده‌اند که حتی از شبکه‌های عصبی یا فازی-عصبی نیز برای تخمین سرعت روتور استفاده می‌کنند [۹-۱۱]. در تمام این روش‌ها مشکل تغییر پارامترهای موتور از جمله تغییر مقاومت استاتور و روتور به علت گرما یا اثرات پوستی از مشکلات اصلی می‌باشند [۱۲].

در موتورهای روتور سیم‌پیچی شده که عموماً در توان‌های بالا در صنعت به کار برده می‌شوند، حذف حسگر سرعت به علت مشکلات مکانیکی ناشی از کوبلینگ حسگر، سهولت قابل توجهی را به همراه خواهد داشت. در این موتورها، به علت اتصال کانورتر به مدار روتور، پارامترهای روتور عملاً با تغییرات شدیدی مواجه است. این موضوع تخمین سرعت در موتورهای روتور سیم‌پیچی شده را پیچیده‌تر از موتورهای قفسی می‌نماید. در مرجع [۱۳] یک روش کنترل بدون حسگر سرعت برای موتورهای با تغذیه دوگانه مطرح شده است که از دو اینورتر سه فاز با ساختاری از ترانزیستورهای IGBT استفاده می‌کند. از آنجا که در موتورهای توان بالا استفاده از کانورترهای ترانزیستوری مقذور نبوده و معمولاً کنترل سرعت در مقیاس محدودی صورت می‌گیرد، روش مذکور برای موتورهایی در مقیاس مگاوات بدون مشکل نخواهد بود. در موتورهای صنعتی بزرگ از نوع روتور سیم‌پیچی شده دو ساختار کنترلی از نوع چاپری و کرامر معمول‌تر است. شکل (۱) ساختار مبدل‌های این دو روش را نشان می‌دهد. در روش چاپری توان لغزش به کمک یک مقاومت کنترل می‌شود. در این روش حجم درایو نسبت به کنترل مقاومتی رایج کوچک‌تر، هزینه تعمیر و نگهداری آن کمتر و راه‌اندازی در این روش دارای ضریب قدرت بهتری نسبت به روش کرامر می‌باشد. اما به علت تلف کردن توان لغزش در مقاومت بازده پایینی داشته و برای کار در حالت دائم مناسب نمی‌باشد. ولی در



شکل (۲): مبدل ترکیبی پیشنهادی برای کنترل موتور القائی روتور سیم‌پیچی شده



شکل (۳): شکل موج جریان و ولتاژ فاز روتور

$$P_e = \frac{1}{2} I_{ms}^2 [R(1-\delta)] \quad (10)$$

بنابراین مقاومت موثر اضافه شده به هر فاز روتور برابر است با:

$$R_e^* = \frac{1}{2} [R(1-\delta)] \quad (11)$$

با توجه به معادلات موتور روتور سیم‌پیچی شده ولتاژ روتور برابر است با:

$$E_r = sV_s \frac{N_r}{N_s} = sV_s n_m \quad (12)$$

به طوری که  $N_r$  نسبت دور سیم‌پیچی روتور و  $N_s$  نسبت دور سیم‌پیچی استاتور می‌باشد. در یکسوساز سه فاز ولتاژ یکسو شده برابر است با:

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_r \quad (13)$$

با توجه به معادله (۱۲) داریم:

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} sV_s n_m = I_d (1-\delta)R \quad (14)$$

توان گسترش‌یافته موتور برابر است با:

$$P_d = 3(P_g - P_r) = \frac{3P_r(1-s)}{s} \quad (15)$$

$$P_r = \frac{V_d I_d}{3} \quad (16)$$

که  $P_r$  توان لغزش موتور می‌باشد و می‌توان نوشت:

$$P_d = T_L \omega_m = T_L \omega_s (1-s) \quad (17)$$

## ۲- مدل درایو چاپری

نحوه کنترل درایو چاپری در مراجع [۱۴-۱۶] آمده است. در درایو چاپری نشان داده شده در شکل (الف) که با مبدل بوست کار می‌کند، سیکل کاری کلید به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\delta = \frac{t_{on}}{T} \quad (1)$$

هنگامی که از اعوجاج جریان  $I_d$  صرف نظر شود، انرژی جذب شده توسط مقاومت  $R$  در یک پریود کاری  $T$  عبارت است از [۱۶]:

$$E_R = I_d^2 R (T - t_{on}) \quad (2)$$

توان متوسط جذب شده توسط مقاومت  $R$  در یک پریود  $T$  عبارت است از:

$$P_r = \frac{1}{T} [I_d^2 R (T - t_{on})] \quad (3)$$

با استفاده از معادله (۱) داریم:

$$P_r = I_d^2 R (1-\delta) \quad (4)$$

بنابراین مقدار موثر مقاومت  $R$  عبارت است از:

$$R^* = R(1-\delta) \quad (5)$$

از شکل (۳) می‌توان مقدار موثر جریان فاز روتور را به صورت زیر تعیین نمود:

$$I_{ms} = \left[ \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (6)$$

بنابراین مؤلفه اصلی جریان روتور عبارت است از:

$$I_r = \frac{a_1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (7)$$

با استفاده از معادلات (۶) و (۷) داریم:

$$I_r = \frac{3}{\pi} I_{ms} \quad (8)$$

توان مصرفی هر فاز توسط مقاومت موثر  $R^*$  عبارت است از:

$$P_e = \frac{1}{3} I_d^2 [R(1-\delta)] \quad (9)$$

با جایگزینی  $I_d$  از معادله (۶) داریم:

$$sP_g = V_d I_d \quad (25)$$

$$T_L = \frac{P_g}{\omega_s} = \frac{V_d I_d}{s \omega_s}$$

که با جایگذاری از معادله (۲۱) داریم:

$$T_L = \frac{3\sqrt{6} V_s n_m I_d}{\pi s \omega_s} \quad (26)$$

که نشان می‌دهد گشتاور با جریان اتصال DC،  $I_d$  متناسب است. از آنجا که مؤلفه اصلی جریان روتور متناسب با  $I_d$  است، گشتاور مستقیماً با مؤلفه اصلی جریان روتور متناسب می‌باشد.

#### ۴- تخمین سرعت

در این مقاله برای تخمین سرعت موتور از دو روش استفاده شده است.

#### ۴-۱- روش اول

تخمینگرهای سرعت موتور القائی در حالت کلی بر پایه تعریف سرعت روتور  $\hat{\omega}_r$  در رابطه‌ی زیر عمل می‌کنند:

$$\hat{\omega}_r = \omega_e - \omega_{sl} \quad (27)$$

که در آن  $\omega_e$  سرعت لحظه‌ای بردار شار روتور و  $\omega_{sl}$  سرعت لغزش آن می‌باشد. به صورت زیر محاسبه می‌شود [۱ و ۲]:

$$\omega_e = \left[ \lambda_{dr} \frac{d\lambda_{qr}}{dt} - \lambda_{qr} \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \right] / |\lambda_r|^2 \quad (28)$$

در رابطه فوق شار روتور با استفاده از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$\lambda_{dr} = \left( \frac{L_r}{L_m} \right) (\lambda_{ds} - L_s' i_{ds})$$

$$\lambda_{qr} = \left( \frac{L_r}{L_m} \right) (\lambda_{qs} - L_s' i_{qs}) \quad (29)$$

$$|\lambda_r| = \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2}$$

که در آن

$$\lambda_{ds} = \int (V_{ds} - R_s i_{ds}) dt$$

$$\lambda_{qs} = \int (V_{qs} - R_s i_{qs}) dt \quad (30)$$

$$L_s' = \left( L_s L_r - L_m^2 \right) / L_r$$

سرعت لغزش نیز از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r |\lambda_r|^2} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \quad (31)$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

با توجه به رابطه بالا، سرعت لغزش تخمینی تا حد زیادی به مقاومت روتور وابسته است، در حالی که وابستگی آن به تغییرات ناشی از اشباع مغناطیسی بسیار ناچیز می‌باشد. بنابراین برای داشتن پاسخی با دقت بالا در سرعت‌های پایین نیاز به تصحیح

از معادلات (۱۴) تا (۱۷) نتیجه می‌شود:

$$I_d = \frac{\pi T_L \omega_s}{3\sqrt{6} V_s n_m} \quad (18)$$

رابطه بالا نشان می‌دهد که جریان سلف ( $I_d$ ) تابعی از سرعت می‌باشد. با توجه به معادله (۱۵) داریم:

$$s = \frac{\pi I_d (1-\delta) R}{3\sqrt{6} V_s n_m} \quad (19)$$

در نتیجه، سرعت موتور را می‌توان از معادله زیر به دست آورد:

$$\omega_r = (1-s) \omega_s = \omega_s \left[ 1 - \frac{\pi^2 T_L \omega_s (1-\delta) R}{(3\sqrt{6} V_s n_m)^2} \right] \quad (20)$$

رابطه (۲۰) نشان می‌دهد که برای یک دوره‌ی کاری با  $\delta$  ثابت، سرعت با افزایش گشتاور بار کاهش می‌یابد. با تغییر  $\delta$  از صفر تا یک، سرعت می‌تواند از یک مقدار حداقل تا  $\omega_s$  تغییر کند.

#### ۳- مدل درایو کرامر

به جای تلف کردن توان لغزش در مقاومت روتور می‌توان آن را با استفاده از روش پیشنهادی کرامر به منبع تغذیه باز گرداند. در شکل (۱-ب) طرح مبتنی بر این روش استاتیکی نشان داده شده است که درایو استاتیکی کرامر نامیده می‌شود. در یکسو ساز سه فاز، ولتاژ یکسو شده برابر است با [۱۶-۱۸]:

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} s V_s n_m \quad (21)$$

ولتاژ DC خروجی اینورتر با کموتاسیون خط به صورت زیر است:

$$V_I = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} s V_s n_c \cos \alpha \quad (22)$$

که  $n_c$  ولتاژ ac اینورتر به ولتاژ شبکه و  $\alpha$  زاویه آتش اینورتر می‌باشد. اگر از مقاومت اندوکتانس  $L_d$  صرف نظر شود:

$$V_I + V_d = 0 \quad (23)$$

جایگزینی معادله‌های (۲۱) و (۲۲) در (۲۳) و مرتب‌سازی آن نتیجه می‌دهد:

$$s = \frac{-n_c \cos \alpha}{n_m} = -a_T \cos \alpha \quad (24)$$

برای حالت اینورتری  $\alpha > 90^\circ$  بوده و بنابراین  $s$  همواره مثبت است. با تغییر  $\alpha$  از  $90^\circ$  تا  $180^\circ$ ،  $s$  می‌تواند از صفر تا  $a_T$  تغییر کند. اگر  $n_c$  معادل  $n_m$  انتخاب شود، آنگاه لغزش از صفر تا یک و سرعت از مقدار سنکرون تا صفر تغییر خواهد کرد. بنابراین سرعت موتور در ناحیه زیر سنکرون با کنترل زاویه آتش کنترل می‌شود.

روابط سرعت-گشتاور را به صورت زیر می‌توان به دست آورد. اگر از تلفات مسی روتور صرف نظر شود، توان لغزش روتور  $sP_g$  تقریباً با توان اتصال DC برابر است. پس:

ایجاد شده توسط هر فیلتر معادل  $30^\circ$  خواهد بود و مقادیر ثابت زمانی و بهره معادل بر حسب فرکانس  $\omega_e$  عبارتند از:

$$\tau = \frac{\sqrt{3}}{3 \times \omega_e} \quad (39)$$

$$G = \frac{8}{3\sqrt{3} \times \omega_e}$$

بنابراین پاسخ مجموعه سیستم PCLPF بر حسب فرکانس  $\omega_e$ ، که بهره معادل هم در آن ضرب می‌شود برابر است با:

$$\frac{Y}{X} = \left[ \frac{1}{1 + \frac{\sqrt{3}}{3 \times \omega_e} J \omega_e} \right]^3 \times \frac{8}{3\sqrt{3} \times \omega_e} = \frac{1}{s} \quad (40)$$

#### ۴-۲- روش دوم

روش اول تخمین سرعت علی‌رغم مزایای خاص خود از دو مشکل اساسی برخوردار است: اول اینکه وجود آفست DC در انتگرال‌گیری واقعی سیستم بلادرنگ، یک مشکل اساسی بوده و تخمین پارامترها را با مشکل مواجه می‌کند. دوم اینکه تغییرات پارامترهای مدار روتور، از جمله مقاومت طرف روتور ناشی از حرارت و عملکرد مبدل سمت روتور اجرای این روش را بیش از پیش مشکل‌تر می‌کند.

در روش دوم، ابتدا لغزش موتور با استفاده از رابطه (۱۹) محاسبه شده و سپس با استفاده از رابطه  $\omega_r = (1-s)\omega_s$  سرعت روتور تخمین زده می‌شود. بسته به اینکه کدام یک از متغیرهای  $V_d$  یا  $I_d$  در دسترس باشند، می‌توان به کمک رابطه (۳۲) از کمیت مورد نظر برای تخمین سرعت استفاده نمود. در نهایت، با توجه به معادله (۱۴) و همچنین معادله (۱۹) که در آن لغزش محاسبه می‌شود، می‌توان از معادله (۱۹) سرعت موتور را به صورت زیر محاسبه نمود:

$$\omega_r = (1-s)\omega_s = \left(1 - \frac{\pi V_d}{3\sqrt{6} V_s n_m}\right)\omega_s \quad (41)$$

بنابراین سرعت روتور با اندازه‌گیری ولتاژهای استاتور و لینک DC به راحتی قابل محاسبه می‌باشد. با توجه به معادله (۴۱) می‌توان مشاهده نمود که در این روش به دلیل عدم وجود انتگرال‌گیر، مشکل آفست DC خود به خود برطرف شده است، در صورت عدم دسترسی به ولتاژ لینک DC می‌توان مقدار این پارامتر را از معادله (۱۴) تخمین زد. بلوک دیاگرام این روش در شکل (۴) نشان داده شده است.

هر دو روش تخمین سرعت که در این مقاله مطرح شدند به نوعی جزو روش‌های سنتز مستقیم از معادلات حالت موتور می‌باشند، با این تفاوت که در روش دوم سعی می‌شود از کمیت‌های اندازه‌گیری شده طرف روتور نیز استفاده شود، که به طور طبیعی برای کنترل مبدل طرف روتور در دسترس می‌باشند.

ممکن است به دلیل وجود ریپل در مؤلفه‌های dc، سرعت تخمینی نیز ریپل‌دار باشد. البته در صورتی که میزان ریپل به حدی

مقدار مقاومت روتور می‌باشد. در این روش فرکانس لغزش در حالت‌های گذرا و ماندگار از دقت لازم برخوردار بوده و مقدار  $\omega_e$  به راحتی محاسبه می‌شود.

برای تخمین میزان مقاومت روتور، ولتاژ لینک DC لازم است. با اندازه‌گیری جریان و ولتاژ لینک DC میزان مقاومت روتور به کمک رابطه (۳۲) محاسبه می‌شود.

$$\frac{V_d}{I_d} = (1-\delta)R \quad (32)$$

با بررسی معادلات به کار رفته در روش فوق ملاحظه می‌شود که در ساختار تخمینگر سرعت، از انتگرال‌گیرهای خالص استفاده شده است، لذا وجود آفست DC در ورودی انتگرال‌گیرها، حتی به مقدار ناچیز و در حد چند میلی ولت باعث می‌شود که در خروجی انتگرال‌گیر یک خطای افزایشی ایجاد شده و نهایتاً باعث اشباع انتگرال‌گیر شود. برای رفع مشکل انتگرال‌گیری از سه عدد فیلتر پایین‌گذر سری با معادلات زیر استفاده می‌شود:

$$Y = \frac{1}{1+\tau s} X \quad (33)$$

ثابت زمانی و بهره معادل این فیلترها متغیر بوده و به نحوی محاسبه می‌شوند که در هر فرکانس، تأخیر فاز و بهره کلی ناشی از سه فیلتر مشابه با یک انتگرال‌گیر خالص و به ترتیب معادل  $90^\circ$  و  $\frac{1}{\omega_e}$  باشند. از طرف دیگر در این محاسبات باید اثر تأخیر فاز  $\phi_1$  و بهره  $k_1$  ناشی از فیلتر سخت‌افزاری که ثابت زمانی  $\tau_1$  دارد، نیز در نظر گرفته شود [۱۹]. از طرف دیگر با توجه به برابری بهره کل با بهره انتگرال‌گیر خالص، مقدار بهره معادل G محاسبه می‌شود.

$$\tau = \frac{1}{\omega_e} \tan \left[ \frac{1}{3} (90 - \phi_1) \right] \quad (34)$$

$$(35)$$

$$Gain(K_1) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_e \tau_1)^2}}$$

$$Gain(LPF) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_e \tau)^2}} \quad (36)$$

$$Gain(K_1) \times [Gain(LPF)]^3 \times G = \frac{1}{\omega_e} \quad (37)$$

$$G = \frac{1}{\omega_e} \times \sqrt{[1 + (\omega_e \tau)^2]^3 \times [1 + (\omega_e \tau_1)^2]} \quad (38)$$

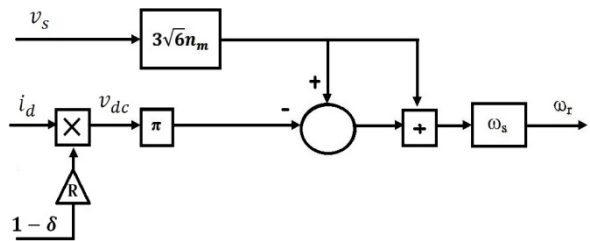
بنابراین برای انتگرال‌گیری از یک سیگنال، ابتدا لازم است سیگنال مورد نظر، از سه فیلتر پایین‌گذر با ثابت زمانی  $\tau$  مطابق معادله (۳۴) عبور کرده، سپس در بهره G مطابق معادله (۳۸) ضرب شود. این روش اصطلاحاً PCLPF<sup>2</sup> نامیده می‌شود و عملکرد آن مشابه با یک انتگرال‌گیر خالص است. با فرض اینکه ثابت زمانی فیلترهای سخت‌افزاری کوچک بوده و اثر آن قابل چشم‌پوشی باشد، تأخیر فاز

تولید گشتاورهای هارمونیک می‌شود که از معایب عمده راه‌اندازهای مقاومتی به شمار می‌رود [۲۰]. در این مقاله، روشی پیشنهاد می‌شود که ترکیبی از دو روش کنترل چاپری و کرامر می‌باشد و برخی از معایب هر کدام از این روش‌ها را بهبود می‌دهد. لذا این روش کنترل در این مقاله کنترل ترکیبی نام‌گذاری شده است.

کنترل ترکیبی پیشنهادی، در دو حالت مختلف کار می‌کند. در حالت اول که موتور در وضعیت راه‌اندازی قرار دارد، کنترل چاپری اعمال شده و با استفاده از کنترل بدون حسگر سرعت، ضمن کنترل جریان راه‌اندازی، شرایط راه‌اندازی با مقاومت و گشتاور بهینه اعمال می‌شود. در حالت دوم که موتور شرایط گذرا را طی کرده است، برای کاهش تلفات موتور وضعیت کنترل به حالت کرامر تغییر کرده و سیستم در وضعیت تزریق توان لغزش به شبکه به کار خود ادامه می‌دهد. لذا سیستم پیشنهادی، ضمن برخورداری از مزیت حذف مقاومت راه‌انداز مکانیکی مرسوم، از مزیت راندمان مناسب کنترل کرامر در حالت کار دایم نیز برخوردار است. در شکل (۲) ساختار مبدل پیشنهادی نشان داده شده است. در این مبدل به جای استفاده از مقاومت راه‌اندازی، کلیدهای S1 و S2 نقش راه‌انداز را بازی می‌کنند. البته در کنترل سرعت مخصوصاً در سرعت‌های پایین نیز این دو کلید مبدل را به حالت کنترل چاپری برده و عمل کنترل سرعت را به عهده می‌گیرند [۱۶].

روش کنترل پیشنهادی که ترکیبی از روش‌های چاپری و کرامر می‌باشد و بلوک دیاگرام آن در شکل (۵) مشاهده می‌شود، برای مبدل شکل (۲) طراحی شده است. همان‌طور که در شکل (۵) دیده می‌شود، ابتدا سرعت موتور تخمین زده می‌شود و سپس سرعت تخمینی با k

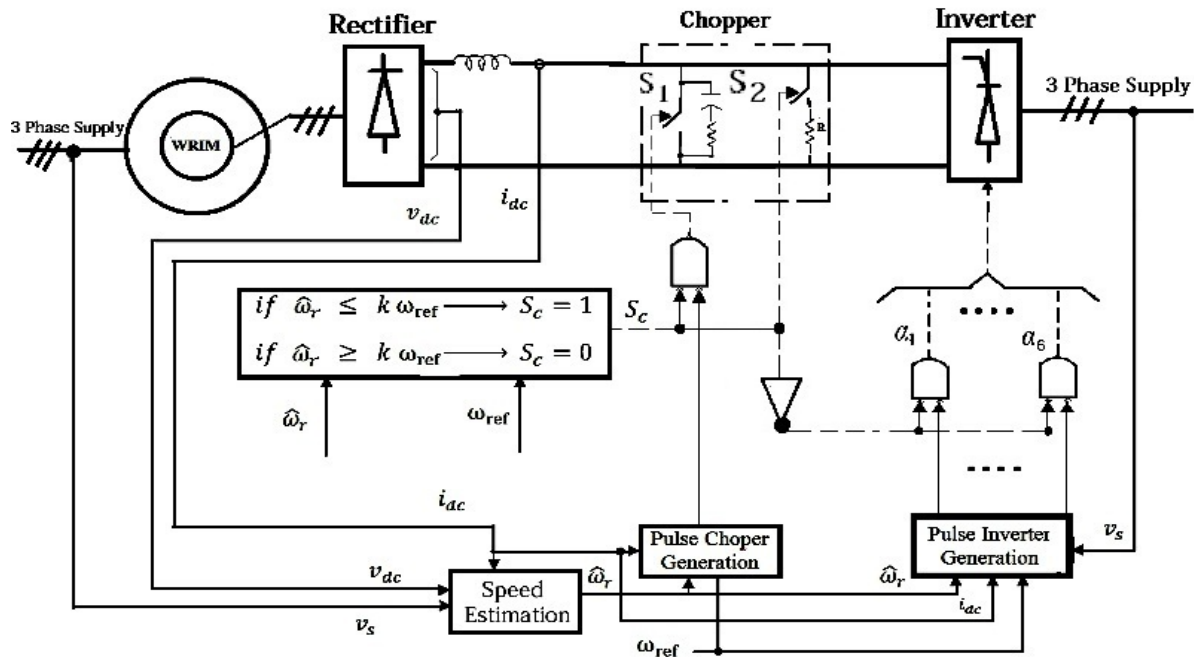
باشد که در تخمین سرعت اخلال ایجاد کند، می‌توان از یک فیلتر با بهره و ثابت زمانی مناسب، جهت حذف ریبیل استفاده نمود.



شکل (۴): بلوک دیاگرام تخمینگر سرعت پیشنهادی

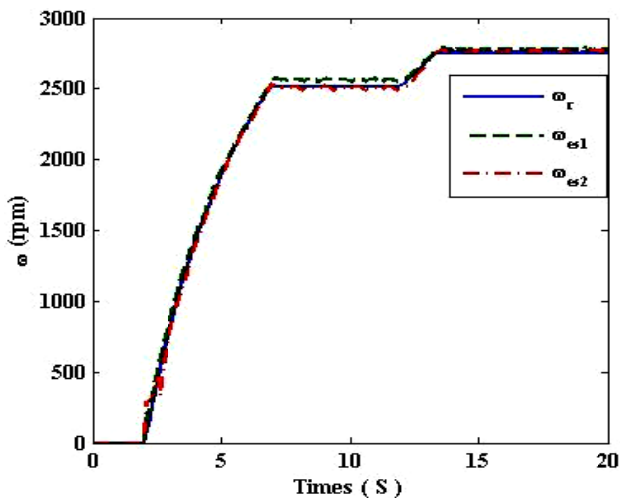
### ۵- کنترل ترکیبی

با توجه به آنچه که قبلاً بیان گردید، روش چاپری دارای مزایایی از قبیل، حجم کم محرکه، ضریب قدرت بهتر، گشتاور راه‌اندازی بالا و همچنین محدود کردن موثر جریان راه‌اندازی می‌باشد اما به علت اتلاف انرژی در مقاومت و عدم امکان برگشت انرژی روتور به شبکه، در حالت کار دائم موتور از راندمان پایینی برخوردار می‌باشد. در مقابل، روش کرامر دارای مزایایی از قبیل راندمان بالا در حالت کار دائم می‌باشد. همچنین از معایب این روش نیز می‌توان به ضریب قدرت پایین در راه‌اندازی اشاره نمود. در روش‌های رایج کنترل کرامر برای برطرف کردن بعضی از معایب آن، از راه‌انداز مقاومتی استفاده می‌شود، که موجب افزایش حجم درایو و هزینه سیستم می‌گردد مشکل اساسی روش کرامر استفاده از کلیدهای مکانیکی و راه‌انداز مقاومتی سمت روتور است که در شکل (۱-ب) نیز مشاهده می‌شود. راه‌اندازهای مقاومتی روتور علاوه بر حجم بزرگ از مشکل نگهداری پرهزینه نیز برخوردارند. از طرفی فرسودگی مدار مقاومتی موجب عدم تعادل این سیستم مقاومتی سه فاز می‌شود. مقاومت‌های سه فاز نامتعادل موجب



شکل (۵): بلوک دیاگرام سیستم کنترل درایو القائی روتور سیم‌پیچی شده

مبدل کرامر و در بخش سوم مبدل ترکیبی پیشنهادی شبیه‌سازی خواهد شد.



شکل (۶): نتایج شبیه‌سازی سرعت‌های واقعی و تخمینی موتور

### ۶-۱- کنترل چاپری

مدار این روش دارای یک یکسوساز دیودی، کلید قدرت و یک مقاومت می‌باشد. کنترل توان لغزش با تغییر دوره کار کلید انجام می‌شود. مدار کنترل شامل دو عدد کنترل‌کننده PI می‌باشد و کنترل سرعت و جریان لینک DC همزمان انجام می‌شود.

در شکل (۷) نتایج کامل شبیه‌سازی برای کنترل چاپری از جمله جریان‌ها و گشتاور برای تغییر سرعت آورده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود، جریان‌های استاتور و روتور به دو برابر جریان نامی خود محدود شده‌اند. در این حالت موتور بی‌بار می‌باشد. در شکل (۸) نیز نتایج مشابهی برای حالت بارداری موتور نشان داده شده است.

### ۶-۲- کنترل کرامر

با توجه به معادلات و توضیحات داده شده در بخش ۳ در این قسمت کنترل کرامر شبیه‌سازی شده است. در شکل (۹)، گشتاور موتور، جریان‌های اپراتور  $i_{sa}$ ، روتور  $i_{ra}$  و لینک DC،  $i_{dc}$ ، جریان تزریقی به شبکه از طرف روتور  $i_t$  و همچنین ضریب قدرت موتور در حالت بی‌باری نشان داده شده است. نتایج مشابهی نیز برای حالت بارداری موتور در ثانیه سوم در شکل (۱۰) ارائه شده است.

### ۶-۳- کنترل ترکیبی

در این حالت نتایج حاصل از شبیه‌سازی تغییر سرعت موتور بی‌بار در شکل (۱۱) مشاهده می‌شود. در این شکل تغییرات گشتاور و جریان‌های استاتور و روتور و ضریب توان موتور را می‌توان ملاحظه نمود. در این شکل  $i_t$  جریان تزریقی به شبکه در حالت کرامر می‌باشد. در شکل (۱۲) نیز نتیجه مشابهی از راه‌اندازی و بارداری موتور در ثانیه

جدول (۱): پارامترهای موتور و مبدل

مشخصات	مقادیر	
توان نامی	۰/۲۵ kW	
ولتاژ نامی	۱۲۰ V	
فرکانس	۵۰ Hz	
$R_s$	۱/۷ $\Omega$	
$L_{ls}$	۰/۰۱۲ H	
$R_r'$	۱/۶ $\Omega$	
$L_{lr}'$	۰/۰۱۲ H	
$L_m$	۰/۳۷۹ H	
ممان اینرسی (J)	۰/۰۳ $\text{Kg.m}^2$	
تعداد زوج قطب (P)	۱	
مبدل	R	۳۳ $\Omega$
	$L_d$	۰/۰۱۳ H
	کلیدها	IRF 840
	فرکانس کلیدزنی	۳/۷ kHz

برابر سرعت مرجع  $\omega_r$  مقایسه می‌شود. نتیجه مقایسه، سیگنال انتخاب‌گر  $S_e$  می‌باشد. وضعیت یک به معنای کنترل چاپری و وضعیت صفر نشانگر کار در حالت کرامری است. البته در عمل لازم است برای جلوگیری از نوسان بین دو حالت از مقایسه‌گری با باند هیستریزس کوچک استفاده شود. باند هیستریزس مذکور در مقایسه‌گر سرعت که جهت استخراج سیگنال  $S_e$  به کار برده می‌شود، ضمن حذف اثرات احتمالی نویز در سیستم می‌تواند موجب پایداری سیستم نیز گردد. ضریب k با توجه به معادله (۲۴) برای کوچک کردن  $s_{max}$  برای بهبود ضریب قدرت محاسبه می‌شود که در این مقاله برابر با ۰/۸ انتخاب شده است.

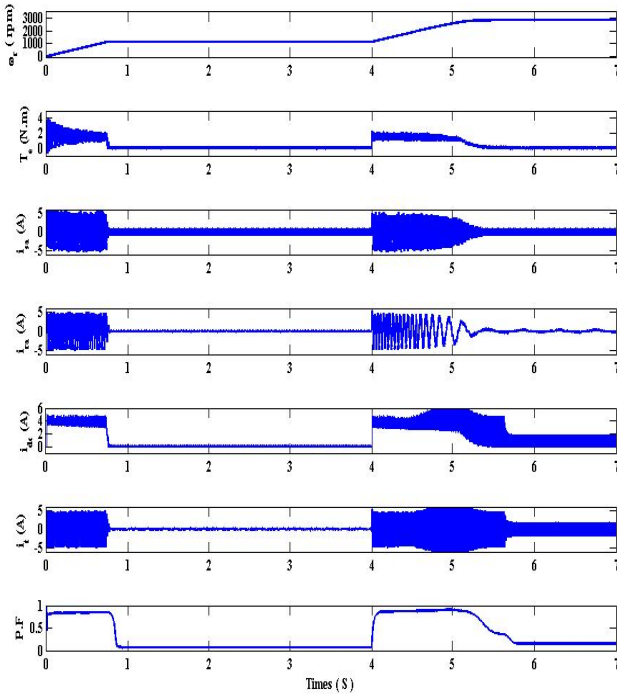
### ۶-۴ نتایج شبیه‌سازی

شبیه‌سازی مبدل ترکیبی پیشنهادی، با بلوک دیاگرام کنترلی شکل (۵) و کنترل بدون حسگر، با استفاده از نرم‌افزار Matlab/Simulink صورت گرفته است. مشخصات موتور القائی روتور سیم‌پیچی شده مورد استفاده در شبیه‌سازی‌ها، در جدول (۱) نشان داده شده است.

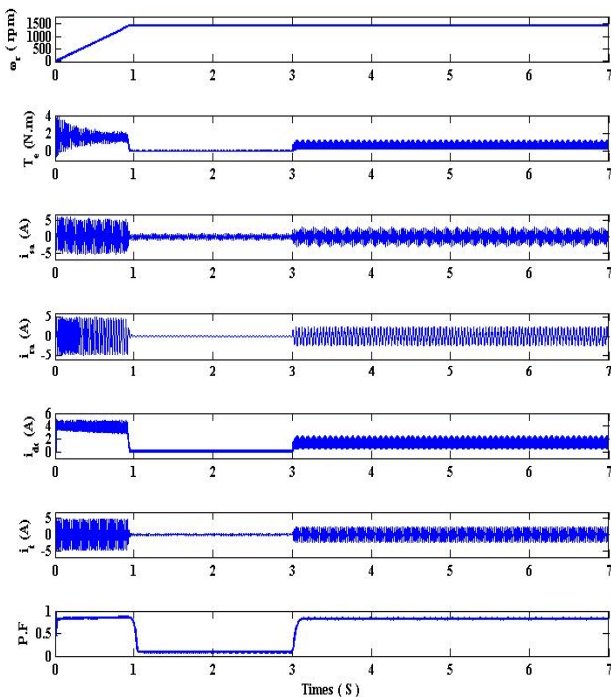
برای شبیه‌سازی ابتدا روش‌های بدون حسگر مورد مطالعه قرار گرفته که نتایج حاصل در شکل (۶) نشان داده شده‌اند. در این شکل سرعت‌های تخمینی برای راه‌اندازی و فرمان پله تغییر سرعت در ثانیه ۱۲ مشاهده می‌شوند. در این شکل،  $\omega_r$  سرعت مرجع و  $\omega_{es1}$  سرعت تخمینی از روش اول و  $\omega_{es2}$  سرعت تخمینی از روش دوم پیشنهادی می‌باشد. همان‌طور که در شکل (۶) ملاحظه می‌شود، تخمینگر جدید از دقت قابل قبولی در حالت‌های دینامیکی موتور برخوردار می‌باشد.

برای اینکه بتوان نتایج کنترل ترکیبی پیشنهادی را بهتر مشاهده و مقایسه نمود، نتایج شبیه‌سازی روش‌های کنترلی در سه بخش ارائه می‌گردد. در بخش اول نتایج حاصل برای مبدل چاپری، در بخش دوم

کرامر در راهاندازی مشهود می‌باشد. شکل‌های (۱۱)، (۱۲) و (۱۳) نشان می‌دهند که کنترل ترکیبی ضمن کنترل جریان راهاندازی، پایداری لازم برخوردار می‌باشد و در برابر تغییرات سرعت نیز عملکرد مطلوبی دارد.

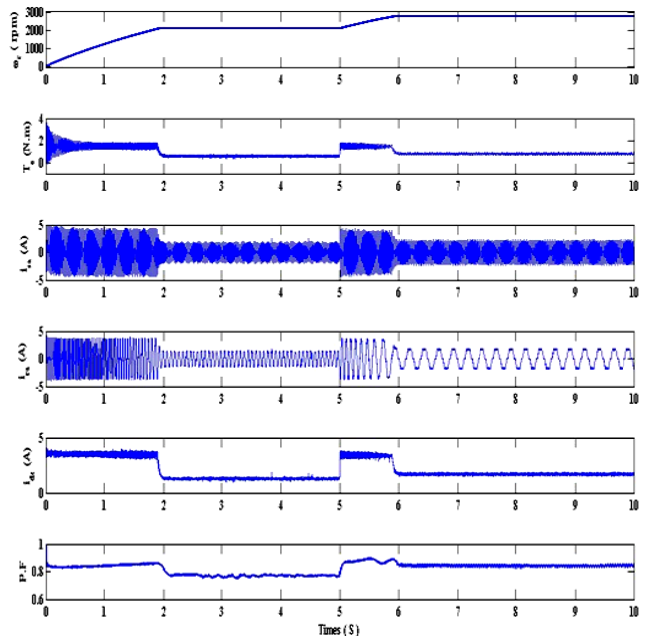


شکل (۹): نتایج شبیه‌سازی کنترل کرامر در حالت بی‌باری برای فرمان تغییر سرعت از صفر تا ۱۰۰۰ rpm و از ۱۰۰۰ rpm تا ۲۸۵۰ rpm

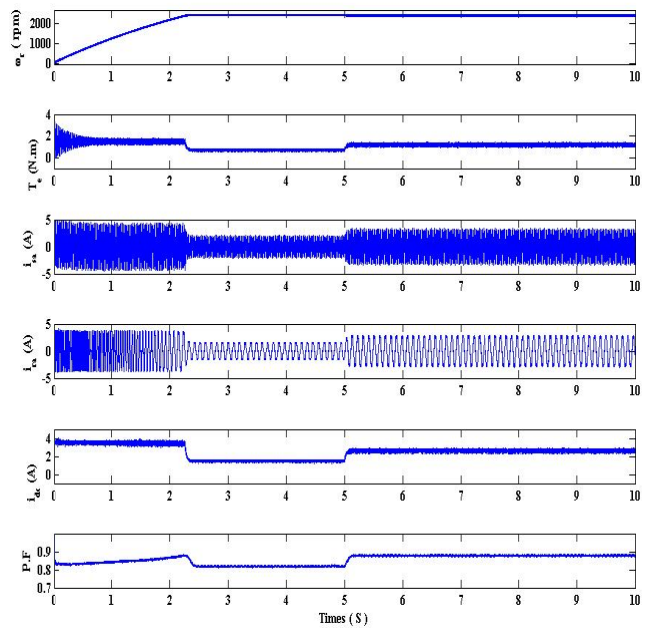


شکل (۱۰): نتایج شبیه‌سازی کنترل کرامر در حالت راهاندازی و بارداری موتور در ثانیه سوم

دوم مشاهده می‌شود و در شکل (۱۳) موتور از ابتدای زمان راهاندازی باردار می‌باشد.



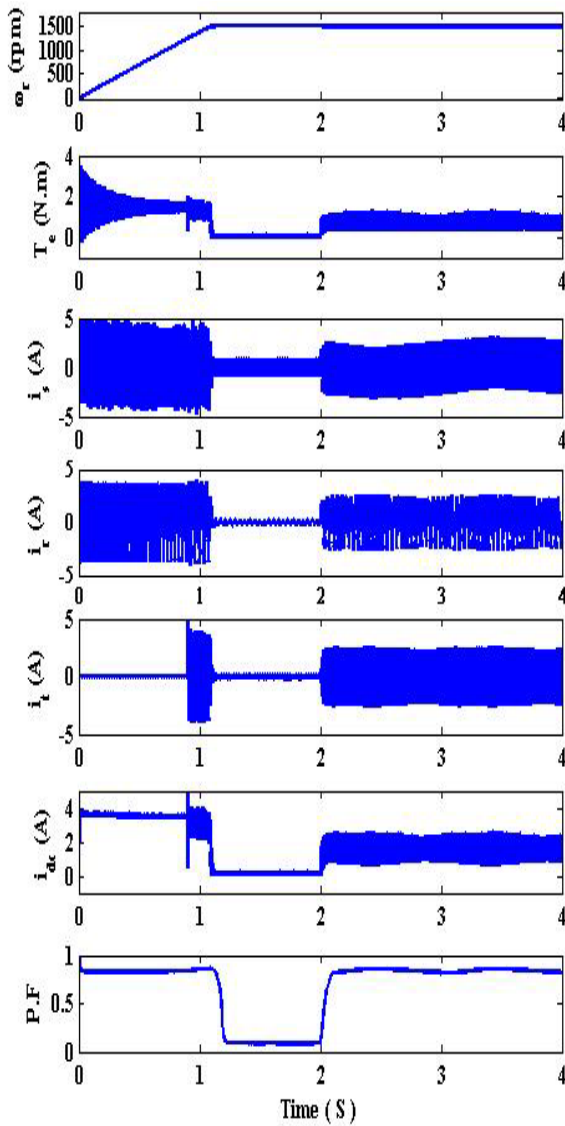
شکل (۷): نتایج شبیه‌سازی کنترل چاپری در حالت بی‌باری برای فرمان تغییر سرعت از صفر تا ۲۰۰۰ rpm و از ۲۰۰۰ rpm تا ۲۸۵۰ rpm



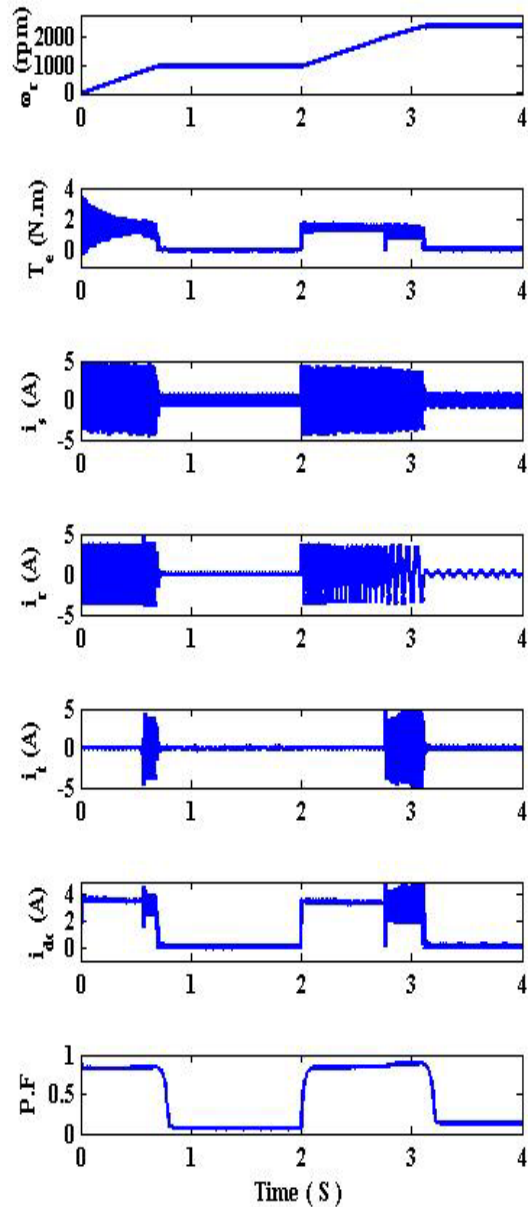
شکل (۸): نتایج شبیه‌سازی کنترل چاپری در حالت راهاندازی و بارداری موتور در ثانیه پنجم

با مقایسه نتایج شبیه‌سازی‌های انجام یافته به نتایج مشابهی که قبلاً نیز در مورد روش‌های کرامر و چاپری بیان شد، می‌توان دست یافت [۲۱-۱۶-۲۲]. از شکل‌های (۷) و (۸) می‌توان ملاحظه نمود که کنترل چاپری علیرغم عملکرد مناسب در راهاندازی، بازده کمی در حالت کار دائم دارد و از شکل‌های (۹) و (۱۰) نیز ضریب توان و بازده کم روش





شکل (۱۲): نتایج شبیه سازی مبدل ترکیبی در حالت راه اندازی و بار داری موتور در ثانیه دوم و سرعت ۱۵۰۰rpm



شکل (۱۱): نتایج شبیه سازی مبدل ترکیبی در حالت بی باری و تغییر سرعت از صفر تا ۱۰۰۰rpm و از ۱۰۰۰rpm تا ۲۸۵۰rpm

### ۷- نتایج عملی

برای تایید نتایج شبیه سازی و مطالعه رفتار دینامیکی درایو یک مدار واسط برای سمت استاتور و یک مبدل چاپری برای سمت روتور ساخته شد. سپس با استفاده از یک سیستم Real-Time در نرم افزار MATLAB و کارت PCI-1716 Advantech و ترمینال Advantech PCLD-8710 ارتباط بین موتور و چاپر و کامپیوتر برقرار شد. شکل (۱۴) مجموعه آزمایشگاهی این روش را نشان می دهد.

اگر چه در نمونه آزمایشگاهی کلید چاپر از نوع MOSFET انتخاب شده است ولی در نمونه های پرتوان صنعتی این کلید می تواند از نوع IGBT یا GTO انتخاب شود. در عمل به علت ایده آل نبودن کلید،

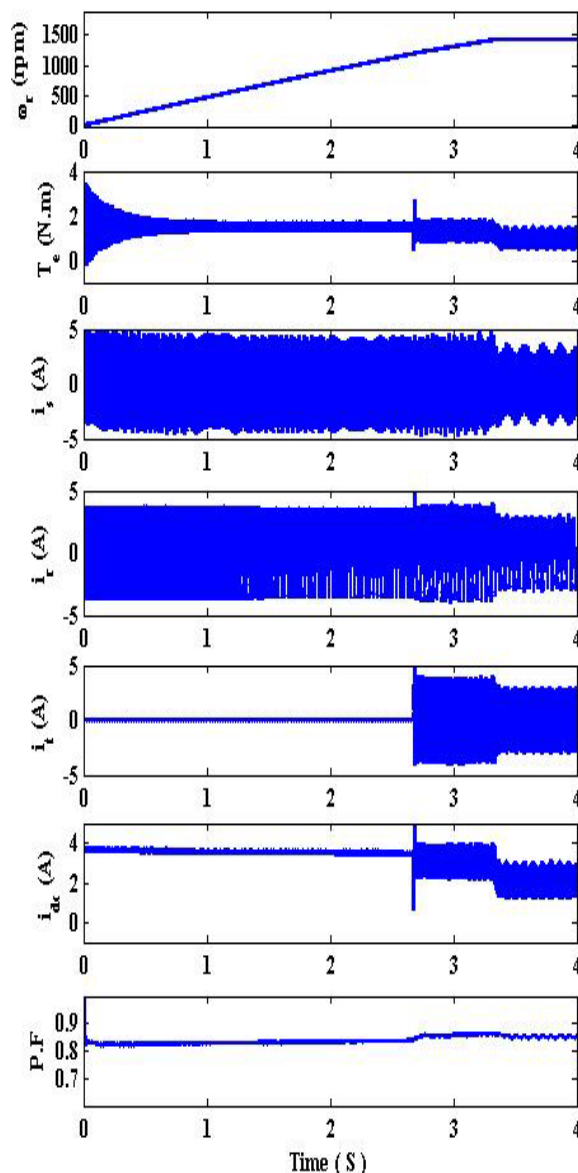
مدار ضربه گیر برای جلوگیری از ایجاد ولتاژ ضربه در مدار لینک DC لازم است. برای تحقیق صحت روش های تخمین سرعت، سرعت موتور به صورت تصادفی بین ۲۶۵۰rpm تا ۲۹۰۰rpm تغییر داده می شود که نتایج این آزمایش در شکل (۱۵) مشاهده می شود. شکل مذکور نشان می دهد که هر دو روش تخمین سرعت، منحنی سرعت اندازه گیری شده را دنبال می کنند. ولی روش دوم پیشنهادی از دقت بیشتری برخوردار است، لذا بقیه نتایج عملی فقط بر اساس روش دوم ثبت شده اند. در شکل (۱۶) مقایسه سرعت تخمینی و سرعت واقعی برای راه اندازی و تغییر سرعت مشاهده می شود، که با نتیجه شبیه سازی شکل (۶) مطابقت دارد. در نتایج عملی سرعت واقعی توسط یک تاکومتر DC که به دقت تنظیم شده و با محور روتور به

سرعت راهاندازی تقریباً به صورت خطی افزایش یافته است. این نتیجه در موتورهای صنعتی پرتوان بسیار با اهمیت تلقی می‌شود.

صورت مکانیکی کوپل گردیده، اندازه‌گیری شده است و توسط یک فیلتر پایین‌گذر نیز نویزهای سیگنال دریافتی حذف می‌شود.



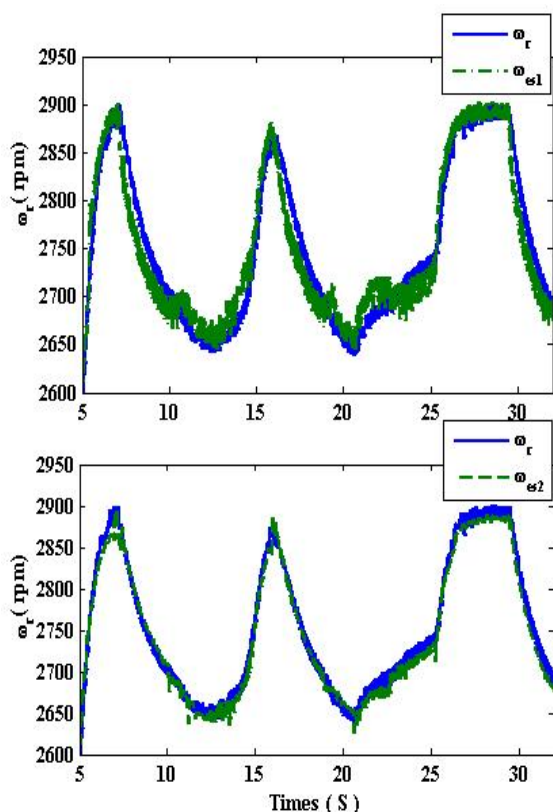
شکل (۱۴): تصویری از مجموعه تست آزمایشگاهی



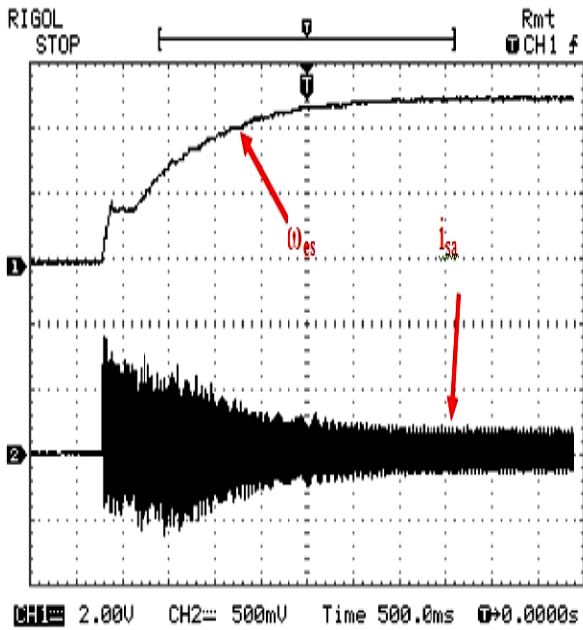
شکل (۱۳): نتایج شبیه‌سازی مبدل ترکیبی در حالت راهاندازی موتور باردار تا سرعت ۱۵۰۰ rpm

در این کار با اندازه‌گیری کمیت‌های استاتور و لینک DC، پهنای پالس مناسب برای کلید محاسبه می‌شود. برای مطالعه نحوه کار مبدل چاپری و تعیین پهنای پالس سیگنال PWM کلید، شکل موج‌های مربوط در شکل (۱۷) نشان داده شده‌اند، به طوری که سیگنال  $g$ ، پهنای لازم برای کنترل پالس روشن کلید، از مقایسه شکل موج مبنای  $\tau$  و شکل موج حامل  $\nu$ ، به دست می‌آید.

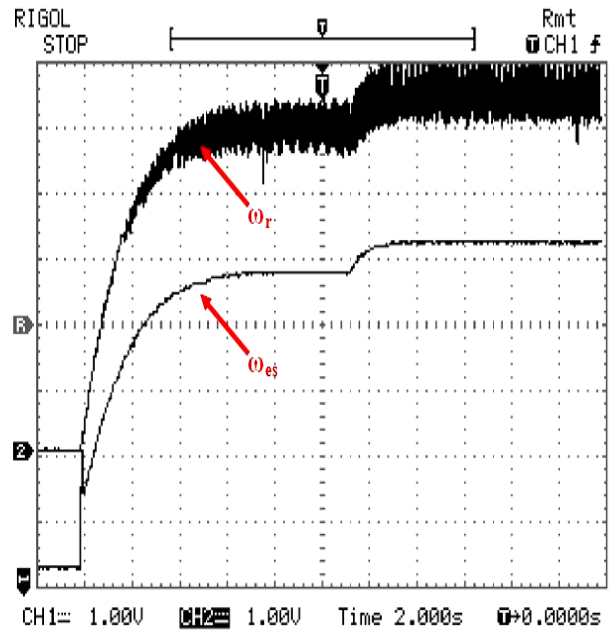
شکل‌های (۱۸) و (۱۹) جریان‌های استاتور و روتور را نشان می‌دهند که در آن جریان استاتور در حین راهاندازی به مقداری کمتر از ۲ برابر جریان نامی محدود شده است. این در حالی است که مطابق شکل (۱۱)، (۱۲) و (۱۳) گشتاور تخمینی موتور تقریباً ثابت بوده و



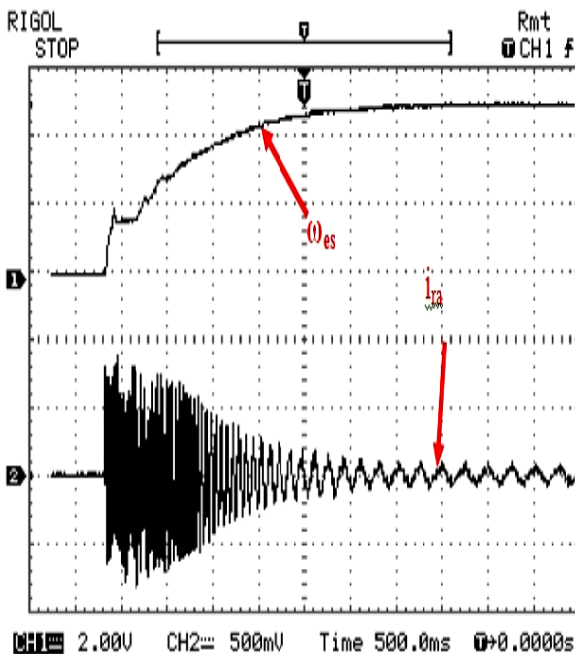
شکل (۱۵): نتایج عملی شکل موج سرعت‌های واقعی و تخمینی در حالت تغییر سرعت از ۲۶۵۰ rpm تا ۲۹۰۰ rpm به صورت تصادفی در محیط MATLAB-Real-Time (شکل بالا: روش اول و شکل پایین: روش دوم)



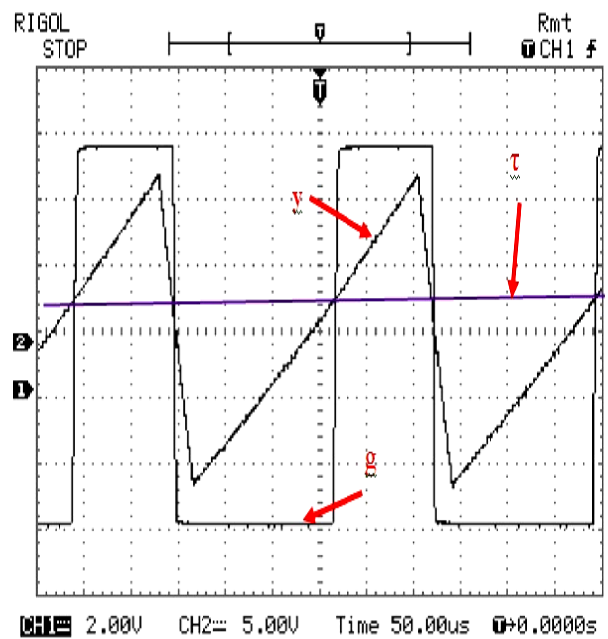
شکل (۱۸): نتایج عملی جریان یک فاز استاتور و سرعت تخمینی  
( $\omega_{es}$ : 1000rpm/div,  $i_{sa}$ : 3A/div)



شکل (۱۶): نتایج عملی از سرعت‌های واقعی و تخمینی (روش دوم) موتور برای راه‌اندازی و تغییر سرعت  
( $\omega_r$ ,  $\omega_{es}$ : 500rpm/div)



شکل (۱۹): نتایج عملی جریان یک فاز روتور و سرعت تخمینی  
( $\omega_{es}$ : 1000rpm/div,  $i_{sa}$ : 3A/div)



شکل (۱۷): نتایج عملی از شکل موج PWM برای کنترل چابر

$\omega_e$	سرعت لحظه ای بردار شار روتور
$\omega_{sl}$	سرعت لغزش
$\tau_r$	ثابت زمانی فیلتر سخت افزاری
$\omega_{es}$	سرعت تخمینی محاسبه شده

### مراجع

- [1] Peter Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998.
- [2] I. Boldea, "Control issues in adjustable speed drives" IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol.2 Issue 3, pp.32-50, Sept. 2008.
- [3] Caruana C., Staines C.S., Cilia J., Teske N., Sumner M., Asher G.M., "A review of sensorless control in induction machines using hf injection, test vectors and PWM harmonics", 2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), Birmingham, Sept. 2011, pp.47-55.
- [4] G. Edelbaheer, K. Jezernik and E. Urlep, "Low-Speed Sensorless Control of Induction Machine" IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.53, No.1, pp.120-128, February 2006.
- [5] L. Kreindler, J.C Moreira., A. Testa, and T.A Lipo, "Direct field orientation controller using the stator phase voltage third harmonic", IEEE Trans. on Industry Applications, vol.30, no.2, pp.441-447, Mar/Apr 1994.
- [6] Guanghui Wang, H. F. Hofmann, and El. Antably, "Speed-sensorless torque control of induction machine based on carrier signal injection and smooth-air-gap induction machine mode", IEEE Trans. on Energy Conversion. Vol. 2, Issue 3, pp.669-707, Sept. 2006.
- [7] Khalil H. K., Strangas E. G., Jurkovic, S., "Speed Observer and Reduced Nonlinear Model for Sensorless Control of Induction Motors", IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol.17 Issue: 2, pp.327-339, March 2009.
- [8] Maiti, S., Chakraborty C., Hori Y., Ta M. C., "Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive Utilizing Reactive Power", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.55 Issue 2, pp.594-601, Feb. 2008.
- [9] R. Ajabi Farshbaf, M.R. Azizian, A. Ebrahimi, "NN-MRAS based speed estimator vs. RF-MRAS one: design and comparison", 3rd Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2012), Tehran, IRAN, pp. 218-223, Feb. 15-16, 2012.
- [10] Bimal K. Bose, "Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives—an Introduction and Perspective", IEEE Trans. on Industrial Elec., Vol. 54, No. 1, pp.14-33, Feb. 2007.
- [11] J. Ci Lopez, L. Romeral, A. Arias, E. Aldabas, "Novel fuzzy adaptive sensorless induction motor drive", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 53 Issue 4, pp.1170-1178, June 2006.
- [12] M. S. Zaky, M. M. Khater, S. S. Shokralla, H. A. Yasin, "Wide-speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor

### ۸- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل ترکیبی برای موتورهای القایی روتور سیم پیچی شده پیشنهاد شده است، که از ترکیب دو روش کنترل سنتی چاپری و کرامر، استفاده می کند. مبدل های کرامر با داشتن ضریب توان و راندمان خوب در حالت پایدار از مشکل راه اندازی درایو برخوردارند، در حالی که مبدل چاپری با امکان داشتن راه اندازی خوب و جریان راه اندازی محدود از راندمان کمتری برخوردار است. در روش پیشنهادی ضمن استفاده از مبدل چاپری برای راه اندازی، با رسیدن سرعت موتور به حدود ۸۰ درصد سرعت مرجع، کنترل کننده از حالت چاپری به حالت کرامر تغییر وضعیت می دهد. یک روش کنترل بدون حسگر سرعت نیز برای این روش پیشنهاد شده است، تا سیستم از سهولت حذف حسگر مکانیکی نیز برخوردار گردد. مدل سازی و شبیه سازی سیستم نشان می دهد که سیستم پیشنهادی ضمن حذف برخی از مشکلات سیستم های سنتی می تواند به راحتی از حالت سکون تا سرعت مطلوب انجام وظیفه نماید. یک نمونه آزمایشگاهی با استفاده از یک سیستم کنترل بلادرنگ، یک مبدل چاپری و یک مدار واسط ساخته شده، نشان می دهد که درایو پیشنهادی ضمن برخورداری از مزیت حذف راه اندازهای مقاومتی سنتی، جریان راه اندازی را به خوبی کنترل می کند. خطای قابل قبول کنترل بدون حسگر سرعت نیز دقت روش کنترل بدون حسگر پیشنهادی را تایید می کند. با توجه به نتایج به دست آمده پیش بینی می شود که سیستم بتواند کاربردهایی در موتورهای روتور سیم پیچی شده توان بالا، همانند آنچه در صنایع سیمان و فولاد بکار برده می شود، پیدا کند. هر گونه بهبودی در درایوهای مذکور، می تواند باعث کاهش حجم، وزن و هزینه نگهداری سیستم و همچنین افزایش بازده شود.

### نمادها

$\delta$	سیکل کاری کلید
$I_d$	جریان لینک DC
$P_r$	توان متوسط جذب شده توسط مقاومت
$R^*$	مقاومت موثر
$I_r$	جریان روتور
$I_s$	جریان استاتور
$R_e^*$	مقاومت افزوده شده به هر فاز
$V_d$	ولتاژ یکسو شده روتور
$V_l$	ولتاژ DC سمت اینورتر
$\omega_s$	سرعت سنکرون
$n_m$	نسبت دور سیم پیچی روتور به استاتور
$n_c$	نسبت ولتاژ سمت ac اینورتر به ولتاژ شبکه
$T_L$	گشتاور بار
$E_r$	ولتاژ روتور
$\hat{\omega}_r$	سرعت تخمینی روتور

drives”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.5 Issue 5, pp. 1699-1707, May 2009.

- [13] G. Poddar and V. T. Ranganathan, “Sensorless Double-Inverter-Fed Wound-Rotor Induction-Machine Drive”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.53, No.1, Feb. 2006.

[۱۴] پویا غنی، محمدرضا عزیزیان، علی اصغر محمدزاده، “مدل‌سازی و پیاده‌سازی یک درایو موتور القایی روتور سیم‌پیچی شده به روش کنترل چاقری قدرت روتور”، هفدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، ۲۴-۲۲ اردیبهشت ۱۳۸۸، دانشگاه علم و صنعت، تهران، ایران.

- [15] Satean Tunyasrirut, Jongkol Ngamwiwit, Vijit Kinnares, Tadayoshi Furuya, Yoshiichi Yamamoto, “A DSP-based modified slip energy recovery drive using a 12-pulse converter and shunt chopper for a speed control system of a wound rotor induction motor”, Electric Power Systems Research, Vol.78 Issue 5, pp.861-872, May 2008.

[۱۶] محسن ناصری اسبق، بهبود عملکرد محرکه کرامر موتور القایی روتور سیم‌پیچی شده، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران، آذر ۱۳۸۹

- [17] M.H. Rashid, Power Electronics Circuits Devices & Application, 3<sup>rd</sup> ed., Prentice-Hall, 2004.

- [18] Satean Tunyasrirut, Vijit Kinnares, Jongkol Ngamwiwit, “Performance improvement of a slip energy recovery drive system by a voltage-controlled technique” Renewable Energy, Vol.35 Issue 10, pp.2235-2242, Oct. 2010.

- [19] B.K. Bose and N.R. Patel, “A Programmable Cascaded Low-pass filter –Based Flux Synthesis for a Stator Flux Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 44.No.1, pp. 140-143, February 1997.

- [20] Gopal K. Dubey, Fundamentals of Electrical Drives, 2<sup>nd</sup> ed., Alpha Science International Ltd., 2002.

- [21] P.C.SEN, and K.H.J.MA, “Rotor Chopper Control for Induction Motor Drive: TCR Strategy”, IEEE Trans. Industry Application, Vol. 11, No. 1, 1975.

- [22] B.K. Bose, adjustable Speed AC Drive, NewYork, IEEE Press, 1981.

## زیرنویس‌ها

۱. Model reference adaptive system
۲. Programmable Cascaded Low-Pass Filter