

کنترل سرعت تطبیقی سرو درایوهای القایی سه فاز بر پایه تئوری خطی سازی با فیدبک

جعفر سلطانی* و نویدرضا ابجدی*

دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان

(دریافت مقاله: ۸۰/۹/۲۸ - دریافت نسخه نهایی: ۸۲/۵/۲۶)

چکیده - در این مقاله، بر پایه روش کنترل خطی سازی با فیدبک، با استفاده از یک کنترل کننده انتگرال گیر تناسبی خاص^۱ (PI) در ترکیب با یک کنترل کننده پیش تغذیه^۲، سرعت یک سرو درایو القایی کنترل می شود. ابتدا توسط یک مشاهده گر، شارهای دو محوری d و q روتور تخمین زده می شوند. آن گاه با معرفی دو متغیر حالت ورودی-خروجی، دینامیک گشتاور و نیز دامنه بردار شار دور مغناطیسی روتور به طور کامل از هم کنترل می شوند. سپس بر پایه روشهای سیستم تطبیقی مدل مرجع^۳ (MRAS) و حداقل مربعات بازگشتی^۴ (RLC)، به طور همزمان با هم ثابت زمانی مدار روتور و نیز پارامترهای مکانیکی (J,B) تخمین زده می شوند. در پایان کارایی روش کنترل پیشنهادی با نتایج شبیه سازی کامپیوتری مورد تایید قرار می گیرد.

واژگان کلیدی: کنترل سرعت تطبیقی، سرو درایو القایی، خطی سازی با فیدبک.

Adaptive Speed Control of Three-Phase Induction Servo-drives Based on Feedback Linearization Theory

J. Soltani and N. R. Abjadi

Department of Electrical Engineering, Isfahan University of Technology, Iran

Abstract: In this paper, based on feedback linearization control method and using a special PI (proportional integrator) regulator (IP) in combination with a feed-forward controller, a three-phase induction servo-drive is speed controlled. First, an observer is employed to estimate the rotor d and q axis flux components. Then, two input-output state variables are introduced to control the dynamics of torque and the magnitude of the rotor flux independently. In addition, based on the model reference adaptive system (MRAS) and the recursive least square (RLC) error techniques, the rotor time constant and the mechanical parameters (J, R) are simultaneously estimated. Finally, the efficiency of the proposed method is confirmed against results from computer simulation.

Keywords: Adaptive speed control, Induction servo-drive, Feedback linearization, IP controller, Model reference, Adaptive system, Recursive least square.

* - دانشجوی کارشناسی ارشد

** - دانشیار

| | |
|---|--|
| R_r مقاومت روتور | B ضریب اصطکاک محور روتور |
| T_L گشتاور بار مکانیکی موتور | \hat{B} ضریب اصطکاک تخمین زده شده محور روتور |
| T_S پریود نمونه برداری در روش RLS | J ممان اینرسی محور روتور |
| L_S اندوکتانس خودی استاتور | \hat{J} ممان اینرسی تخمین زده شده محور روتور |
| L_r اندوکتانس خودی روتور | i_{qs} و i_{ds} جریانهای دومیحوری استاتور |
| L_m اندوکتانس مغناطیسی فضایی ماشین | i_{qs}^* و i_{ds}^* جریانهای مرجع دومیحوری استاتور |
| u_ϕ سیگنال کنترل کننده شار | K_T ثابت گشتاور |
| u_T سیگنال کنترل کننده گشتاور | K_P ضریب تناسبی کنترل کننده PI سرعت |
| σ ثابت پراکندگی کلی موتور القایی | K_I ضریب انتگرالی کنترل کننده PI سرعت |
| Θ بردار پارامترهای سیستم | k_{dp} ضریب تناسبی کنترل کننده PI جریانی محور d |
| ω_m سرعت زاویه ای مکانیکی موتور | k_{qp} ضریب تناسبی کنترل کننده PI جریانی محور q |
| ω_r سرعت زاویه ای الکتریکی روتور | k_{di} ضریب انتگرالی کنترل کننده PI جریانی محور d |
| τ_r ثابت زمانی مدار روتور | k_{qi} ضریب انتگرالی کنترل کننده PI جریانی محور q |
| $\hat{\tau}_r$ ثابت زمانی تخمین زده شده مدار روتور | k مرحله نمونه برداری در روش RLS |
| v_{qs} و v_{ds} ولتاژهای دومیحوری استاتور | P تعداد قطبها |
| v_{qs}^* و v_{ds}^* ولتاژهای مرجع دومیحوری استاتور | $P(k)$ ماتریس واریانس در روش RLS |
| λ_{qr} و λ_{dr} شارهای مغناطیسی دومیحوری روتور | p اپراتور مشتق گیری |
| $\hat{\lambda}_{qr}$ و $\hat{\lambda}_{dr}$ شارهای مغناطیسی تخمینی دومیحوری روتور | R_s مقاومت استاتور |

۱- مقدمه

با استفاده از این روش متغیرهای ورودی جدیدی معرفی می‌شوند که به کمک آنها می‌توان دینامیک گشتاور الکترومغناطیسی موتور و دامنه شار روتور را به طور مستقل از هم مشابه یک درایو DC تحریک جداگانه کنترل کرد. این روش بر خلاف تکنیکهای مختلف کنترل برداری نیازی به امتداد یابی میدان های مغناطیسی در یک دستگاه مختصات مرجع خاص ندارد بلکه به کمک متغیرهای ورودی جدید همواره امکان کنترل مستقل از هم گشتاور تولیدی و اندازه شار مغناطیسی روتور به طور خودکار فراهم است. به بیان دیگر این روش مشابه یک روش کنترل اسکالری (V/f ثابت) است که در آن عملاً همان نتایج کنترل برداری قابل دستیابی است.

به واسطه توسعه و پیشرفت شایان توجه در پردازشگرهای دیجیتال و نیز المانهای الکترونیک قدرت، کنترل سرعت و موقعیت سرو درایوهای AC به خصوص القایی بر پایه روشهای کنترل برداری به هر دو صورت مستقیم و غیر مستقیم در سطح وسیعی رایج و تا کنون مقالات متعددی هم در این زمینه منتشر شده است که برای نمونه می‌توان به [۱-۳]، اشاره کرد.

تقریباً در یک دهه گذشته در خصوص کنترل موقعیت و سرعت سرو درایوهای القایی بر پایه تئوری خطی سازی با فیدبک کارهای تحقیقاتی شایان توجهی ارائه شده است [۴-۷].

در هر دو روش کنترل برداری و خطی سازی با فیدبک لازم است تا به طور قطعی اطلاعات نسبتاً دقیقی از بردار شار دور مغناطیسی روتور، پارامترهای ماشین و نیز سرعت و موقعیت به‌هنگام روتور در اختیار باشد. دلیل این موضوع آن است که رفتار دینامیکی ماشین درایو نسبت به تغییرات پارامترهای ماشین به خصوص ثابت زمانی مدار روتور و همچنین نامعینیا و اغتشاشات احتمالی موجود در مشخصه بار مکانیکی حساس است. برای حل این مشکل تاکنون استفاده از کنترل کننده‌های موقعیت و سرعت لغزشی^۵ در مراجعی چند گزارش شده است [۵-۷]. از مشخصات اصلی این کنترل کننده‌ها می‌توان به حجم محاسباتی کم و پیاده سازی آسان آنها اشاره کرد.

ضعفهای عمده یک کنترل کننده لغزشی کلاسیک عبارت‌اند از (الف) برای طراحی آن بایستی حتماً حد بالای عدم قطعیتها از پیش معلوم باشد (ب) برای رساندن حالت دینامیکی سیستم به سطح سوئیچینگ طراحی شده لازم است تا همواره کنترل کننده مذکور با فرکانس بالایی بین دو حد مرزی در حول سطح سوئیچینگ قطع و وصل شود. این امر باعث بروز پدیده‌ای موسوم به شوریدگی^۶ می‌شود. از آنجایی که فرکانس کاری یک سیستم واقعی فیزیکی محدود است لذا پدیده شوریدگی منجر به تحریک دینامیکهای مدل نشده سیستم درایو می‌شود به طوری که ممکن است باعث ایجاد اختلال در سیستم فرمان اینورتر شود.

تا کنون برای حذف و یا تقلیل اثرات شوریدگی، کارهای تحقیقاتی بسیار جالبی انجام گرفته است که شرح مختصر تعدادی از آنها را می‌توان در مقدمه مراجع [۵-۷] جستجو کرد. یک کنترل کننده موقعیت یا سرعت لغزشی گرچه که نسبت به نامعینی‌ها و عدم قطعیت‌های موجود در بار مکانیکی از قبیل وارد شدن اغتشاش ناگهانی گشتاور، تغییر ممان اینرسی و ضریب اصطکاک (به علت تغییر نوع بار) مقاوم و از قابلیت‌های خوبی نیز برخوردار است و لیکن به هیچ وجه نمی‌تواند در برابر تغییرات پارامترهای الکتریکی ماشین بالاخص ثابت زمانی

الکتریکی مدار روتور خاصیت تطبیقی خود را حفظ کند. بر اساس اطلاعات اندک مولفان مقاله حاضر لافل در مجلات معتبر IEEE و IEE در ارتباط با کنترل سرعت و یا موقعیت تطبیقی درایوهای القایی بر پایه تئوری خطی سازی با فیدبک و تخمین همزمان پارامترهای ماشین مقاله و یا گزارشی مشاهده نکرده‌اند. مقاله حاضر، با هدف تطبیقی کردن سیستم کنترل سرعت مدار حلقه بسته یک سرو درایو القایی بر پایه تئوری خطی سازی با فیدبک، تخمین به‌هنگام و همزمان پارامترهای الکترومکانیک روتور را که عبارت‌اند از ثابت زمانی مدار روتور، ممان اینرسی و ضریب اصطکاک (J, B) را مورد بحث قرار می‌دهد. روش تخمین ثابت زمانی مدار روتور با استفاده از روش کنترل تطبیقی مدل مرجع است [۸].

چون در روش خطی‌سازی با فیدبک از معادلات دو محوری ولتاژ در دستگاه مختصات مرجع روتور استفاده می‌شود از این رو مدل‌های مرجع^۷ (RM) و تنظیم کننده^۸ (AM) برای تخمین ثابت زمانی مدار روتور نیز در همین دستگاه تعریف و طراحی می‌شوند. قابل ذکر است که آنچه تاکنون در ارتباط با به‌کارگیری روش MRAS در کنترل برداری درایوهای القایی متداول بوده است طراحی مدل‌های مرجع و تنظیم کننده در دستگاه مختصات مرجع دو محوری استاتور انجام گرفته است که مناسب برای روش خطی‌سازی با فیدبک نیست زیرا لازم است به طور لحظه به لحظه متغیرهای ماشین از دستگاه مختصات مرجع روتور به دستگاه استاتور و بالعکس انتقال داده شوند. این عمل دارای حجم و خطای محاسباتی زیادی است که در نتیجه پیاده‌سازی عملی سیستم کنترل سرو درایو را مشکل می‌سازد. از طرفی به واسطه افزایش خطای محاسباتی ممکن است سیستم کنترل سرعت درایو حتی مختل و ناپایدار شود.

مانند روش ارائه شده در [۸]، در این مقاله نیز از معیار همگرایی پوپوپ^۹ برای طراحی مشاهده گر ثابت زمانی روتور بهره گرفته می‌شود و برای تخمین به‌هنگام پارامترهای J و B نیز از روش خطای مربعات بازگشتی استفاده می‌شود

الکترومکانیک موتور القایی به صورت روابط ساده و مجزا شده زیر به دست می آید:

$$\lambda_{\Gamma}^{\bullet} = -\lambda_{\Gamma} / \tau_{\Gamma} + L_m u_{\phi} / \tau_{\Gamma} \quad (9)$$

$$J \omega_m^{\bullet} = -B \omega_m + K_T u_T - T_L \quad (10)$$

چنانچه از معادلات (9) و (10) دیده می شود با کنترل مستقل از هم سیگنالهای u_{ϕ} و u_T ، دینامیک گشتاور تولیدی موتور T_e و همچنین دامنه شار مغناطیسی روتور λ_{Γ} مانند یک ماشین DC تحریک جداگانه مستقلاً قابل کنترل اند.

۳- کنترل کننده های IP و پیش تغذیه

در مقایسه با یک کنترل کننده PI متعارف، یک کنترل کننده IP ضمن آنکه دارای خطای حالت ماندگار صفر است از توانایی تنظیم کنندگی خوبی نیز برخوردار و به علاوه دارای پاسخ پله با میزان بالادگی کمتری است. با مراجعه به نمودار جعبه ای سیستم کنترل درایو نشان داده شده در بخش (5)، به منظور مقاومتر کردن رفتار دینامیکی سرو درایو نسبت به اغتشاشات گشتاور بار، یک کنترل کننده پیش تغذیه به سیستم حلقه بسته IP اضافه شده است. چون رفتار دینامیکی کنترل کننده پیش تغذیه حساس به تغییرات و نامعینهای موجود در پارامترهای مکانیکی (J, B) است، از این رو این پارامترها نیز بر اساس الگوریتم حداقل مربعات بازگشتی (RLS) به شرح زیر به صورت به هنگام تخمین و در اختیار سیستم کنترل کننده درایو قرار می گیرند.

معادله (10) به شکل زمان گسسته زیر عبارت است از [9]:

$$\omega_{\Gamma}(k+1) = -a \omega_{\Gamma}(k) + b(u_T^*(k) - \hat{T}_L(k) / K_T) \quad (11)$$

که در آن:

$$a = -\exp(-T_s \hat{B} / \hat{J}), \quad b = (K_T / \hat{B})(1+a) \quad (12)$$

با استفاده از معادلات (11) و (12)، الگوریتم RLS با معادلات زیر تبیین می شود [10]:

$$\Theta(k) = \Theta(k-1) + K(k)[\omega_{\Gamma}(k) - C(k-1)\Theta(k-1)] \quad (13)$$

$$K(k) = \frac{P(k-1)C^T(k-1)}{1 + C(k-1)P(k-1)C^T(k-1)} \quad (14)$$

[9-10]. به علاوه در سیستم کنترل درایو به جای استفاده از یک کنترل کننده PI کلاسیک سرعت، یک کنترل کننده سرعت خاص موسوم به IP در ترکیب با یک کنترل کننده پیش تغذیه جایگزین می شود. این کنترل کننده ترکیبی نسبت به کنترل کننده های PI متعارف از تنظیم کنندگی بهتری برخوردار است. ضمن آنکه دارای پاسخ پله با میزان بالادگی کمتری نیز هست. بر پایه یک شبیه سازی رایانه ای کارایی استراتژی کنترلی پیشنهادی در این مقاله برای یک سرو درایو القایی سه فاز 800W که با یک اینورتر مدولاسیون پهنای پالس¹ سه فاز با موج مدولاتور دوزنقه-پله ای [11]، تغذیه می شود مورد آزمایش قرار می گیرد.

۲- دینامیک موتور درایو القایی بر پایه تئوری خطی سازی با فیدبک

معادلات دینامیکی یک موتور درایو القایی در دستگاه مختصات مرجع دو محوری روتور عبارت اند از [6]:

$$\lambda_{q\Gamma}^{\bullet} = -(\lambda_{q\Gamma} - L_m i_{qs}) / \tau_{\Gamma} \quad (1)$$

$$\lambda_{d\Gamma}^{\bullet} = -(\lambda_{d\Gamma} - L_m i_{ds}) / \tau_{\Gamma} \quad (2)$$

$$T_e = J \omega_m^{\bullet} + B \omega_m + T_L \quad (3)$$

$$T_e = K_T (\lambda_{d\Gamma} i_{qs} - \lambda_{q\Gamma} i_{ds}) \quad (4)$$

$$\tau_{\Gamma} = \frac{L_{\Gamma}}{R_{\Gamma}}, \quad K_T = \frac{3P L_m}{4 L_{\Gamma}} \quad (5)$$

با ترکیب معادلات (1) و (2)، دامنه بردار شار روتور (λ_{Γ}) از معادله دیفرانسیل زیر قابل محاسبه است:

$$\lambda_{\Gamma}^{\bullet} = -\lambda_{\Gamma} / \tau_{\Gamma} + L_m (i_{ds} \lambda_{d\Gamma} + i_{qs} \lambda_{q\Gamma}) / (\tau_{\Gamma} \lambda_{\Gamma}) \quad (6)$$

که در آن:

$$\lambda_{\Gamma} = \sqrt{\lambda_{d\Gamma}^2 + \lambda_{q\Gamma}^2} \quad (7)$$

با استفاده از روش خطی سازی با فیدبک، متغیرهای ورودی جدیدی به صورت زیر تعریف می شوند [6]:

$$\begin{bmatrix} u_{\phi} \\ u_T \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda_{\Gamma}} \begin{bmatrix} \lambda_{d\Gamma} & \lambda_{q\Gamma} \\ -\lambda_{\Gamma} \lambda_{q\Gamma} & \lambda_{\Gamma} \lambda_{d\Gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (8)$$

از ترکیب معادلات (3)، (4) و (6) با معادله (8)، معادلات

تخمین‌گرهای مذکور به شرح زیر به‌طور مستقیم در دستگاه مختصات روتور طراحی و تنظیم می‌شود.

با استفاده از معادلات ولتاژ دو محوری یک موتور القایی در دستگاه مختصات مرجع روتور، مدل‌های مرجع و تنظیم کننده در قالب معادلات زیر تعریف می‌شوند [۱۲]:

مدل مرجع:

$$p \begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \left\{ \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + L_s \sigma p & -\omega_r L_s \sigma \\ \omega_r L_s \sigma & R_s + L_s \sigma p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \right\} + L_m \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

مدل تنظیم کننده:

$$p \begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ \tau_r & 0 \\ 0 & -1 \\ & \tau_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (19)$$

در این روابط σ ثابت پراکندگی موتور القایی و عبارت است از:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (20)$$

با حل معادلات (۱۸) و (۱۹)، مولفه‌های دو محوری شارهای واقعی و تخمینی روتور محاسبه می‌شوند که به ترتیب با $(\lambda_{dr}, \lambda_{qr}, \tau_r)$ و $(\hat{\lambda}_{dr}, \hat{\lambda}_{qr}, \hat{\tau}_r)$ نمایش داده می‌شوند. با استفاده از معادله (۱۹)، معادله دیفرانسیل برداری خطای حاصل از بردار شار دوره‌های مغناطیسی واقعی و تخمینی دوماحوری روتور به صورت قابل استخراج است:

$$p \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ \tau_r & 0 \\ 0 & -1 \\ & \tau_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{dr} - L_m i_{ds} \\ \hat{\lambda}_{qr} - L_m i_{qs} \end{bmatrix} \left(\frac{1}{\hat{\tau}_r} - \frac{1}{\tau_r} \right) \quad (21)$$

که در آن:

$$\varepsilon_d = \lambda_{dr} - \hat{\lambda}_{dr} \quad , \quad \varepsilon_q = \lambda_{qr} - \hat{\lambda}_{qr} \quad (22)$$

معادله ماتریسی (۲۱) به صورت زیر باز نویسی می‌شود:

$$p\varepsilon = A\varepsilon - W \quad (23)$$

که در آن:

$$P(k) = P(k-1) - \frac{P(k-1)C^T(k-1)C(k-1)P(k-1)}{1 + C(k-1)P(k-1)C^T(k-1)} \quad (15)$$

$$C(k) = [\omega_r(k) \quad , \quad u_T^*(k) - \hat{T}_L(k) / K_T] \quad (16)$$

$$\Theta = [-\hat{a} \quad , \quad \hat{b}]^T \quad (17)$$

ماتریس مربعی P 2×2 موسوم به ماتریس کواریانس در لحظه صفر به صورت مضرب بزرگی از یک ماتریس مثبت معین مثلا ماتریس واحد، انتخاب می‌شود و به‌طور متناوب این جایگذاری باید انجام شود. با تخمین پارامترهای \hat{a} و \hat{b} توسط معادله (۱۷)، با بکارگیری معادلات جبری (۱۲)، پارامترهای مکانیکی \hat{J} و \hat{B} تخمین زده می‌شوند. شایان ذکر است که روش RLS یکی از موثرترین روشهای تخمین پارامتر است در این روش باید مدلی به‌دست آورد که نسبت به پارامترها خطی باشد. این روش پارامترها را به‌گونه‌ای تخمین می‌زند که مجموع مربعات خطای بین خروجی سیستم واقعی و خروجی به‌دست آمده با استفاده از پارامترهای تخمینی، حداقل شود [۱۰].

۴- مشاهده‌گر ثابت زمانی مدار روتور بر پایه روش

MRAS

با مراجعه به [۸]، برای تخمین ثابت زمانی مدار روتور بر اساس روش کنترل MRAS، دو مدل تخمین زن موسوم به مرجع و تنظیم کننده معرفی و طراحی می‌شوند که به کمک آنها شارهای مغناطیسی دو محوری روتور تخمین زده می‌شوند. مدل مرجع فاقد کمیت مورد نظر در تخمین یعنی (τ_r) و مدل تنظیم کننده شامل این کمیت است. چون در [۸] تخمین‌گر ثابت زمانی مدار روتور در مختصات مرجع ساکن استاتور طراحی شده است لذا مناسب روش خطی‌سازی با فیدبک نبوده زیرا لازم است تا به‌طور به‌هنگام متغیرهای ماشین از آن دستگاه به دستگاه مختصات مرجع روتور و بالعکس انتقال داده شوند. این موضوع بی‌شک باعث بروز حجم و خطای محاسباتی زیادی خواهد شد و پیاده‌سازی عملی سیستم کنترل درایو را دچار مشکلات جدی خواهد کرد. از این رو در این مقاله

جدول ۱- پارامترهای ماشین القایی سه فاز

| | | |
|-----------------------|------------------------|------------------------------|
| $P_n = 800 \text{ W}$ | $R_s = 1.17 \Omega$ | $L_m = 113 \text{ mH}$ |
| $V_n = 220 \text{ V}$ | $R_r = 1.36 \Omega$ | $J = 0.00516 \text{ kg.m}^2$ |
| $f_n = 60 \text{ Hz}$ | $L_s = 119 \text{ mH}$ | $B = 0.00176 \text{ N.m.s}$ |
| $P = 2 \text{ poles}$ | $L_r = 118 \text{ mH}$ | |

جدول ۲- ضرایب کنترل کننده های سیستم سرو درایو

| | |
|--|---|
| ضرایب کنترل کننده های PI جریانه های دو محوری استاتور | $k_{dp} = 200 \quad k_{qp} = 10 \quad k_{di} = 200 \quad k_{qi} = 10$ |
| ضرایب کنترل کننده IP سرعت | $K_p = 0.2, \quad K_I = 8$ |
| پارامتر کنترل کننده پیش تغذیه | $K = 0.7$ |

u_T^* و u_ϕ^* ، جریانه های مرجع دو محوری i_{ds}^* و i_{qs}^* تهیه می شوند که با مقایسه آنها با مولفه های نظیر واقعی i_{qs} و i_{ds} ، و قرار دادن خطاهای مربوطه در اختیار دو کنترل کننده PI جریانی، در خروجی این کنترل کننده ها مولفه های مرجع مجزا شونده دو محوری ولتاژهای استاتور ساخته می شوند. سپس با افزودن این دو مولفه به مولفه های مربوط به ترمهای ولتاژهای حرکتی مربوطه، ولتاژهای مرجع اصلی استاتور یعنی v_{ds}^* و v_{qs}^* به دست می آیند. آن گاه با انتقال این دو متغیر از دستگاه دو محوری روتور به دستگاه ساکن سه محوری abc استاتور، ولتاژهای مرجع v_{as}^* ، v_{bs}^* و v_{cs}^* برای فرمان دادن به اینورتر ولتاژ PWM آماده می شوند.

همانطور که در شکل (۱) دیده می شود، برای تطبیق کردن سیستم کنترل سرعت سرو درایو، شارهای دو محوری λ_{dr} و λ_{qr} ، ثابت زمانی مدار روتور (τ_r) و پارامترهای مکانیکی روتور (J, B) همگی به طور همزمان با هم تخمین زده می شوند. برای شبیه سازی رایانه ای این سیستم کنترل، یک برنامه رایانه ای با زبان C++ نوشته شده است که نمودار جریانی آن در شکل (۲) نشان داده می شود. برای یک سرو درایو القایی با پارامترهای آورده شده در جدول (۱)، نتایج شبیه سازی رایانه ای به دست آمده طی شکل های (۳) تا (۷) به نمایش گذاشته شده اند. لازم به یادآوری است که در این

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ \tau_r & -1 \\ 0 & \tau_r \end{bmatrix}, \quad W = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{dr} - L_m i_{ds} \\ \hat{\lambda}_{qr} - L_m i_{qs} \end{bmatrix} \left(\frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\hat{\tau}_r} \right), \quad (24)$$

بر پایه معیار همگرایی پوپوف به صورت زیر [۸]:

$$\int_0^{t_1} \varepsilon^T W dt \geq -\gamma_0^2, \quad t_1 \geq 0 \quad (25)$$

ثابت زمانی مدار روتور از معادله زیر تخمین زده می شود [۸]:

$$\frac{1}{\hat{\tau}_r} = K_p \phi(\varepsilon) + K_I \int_0^t \phi(\varepsilon) dt \quad (26)$$

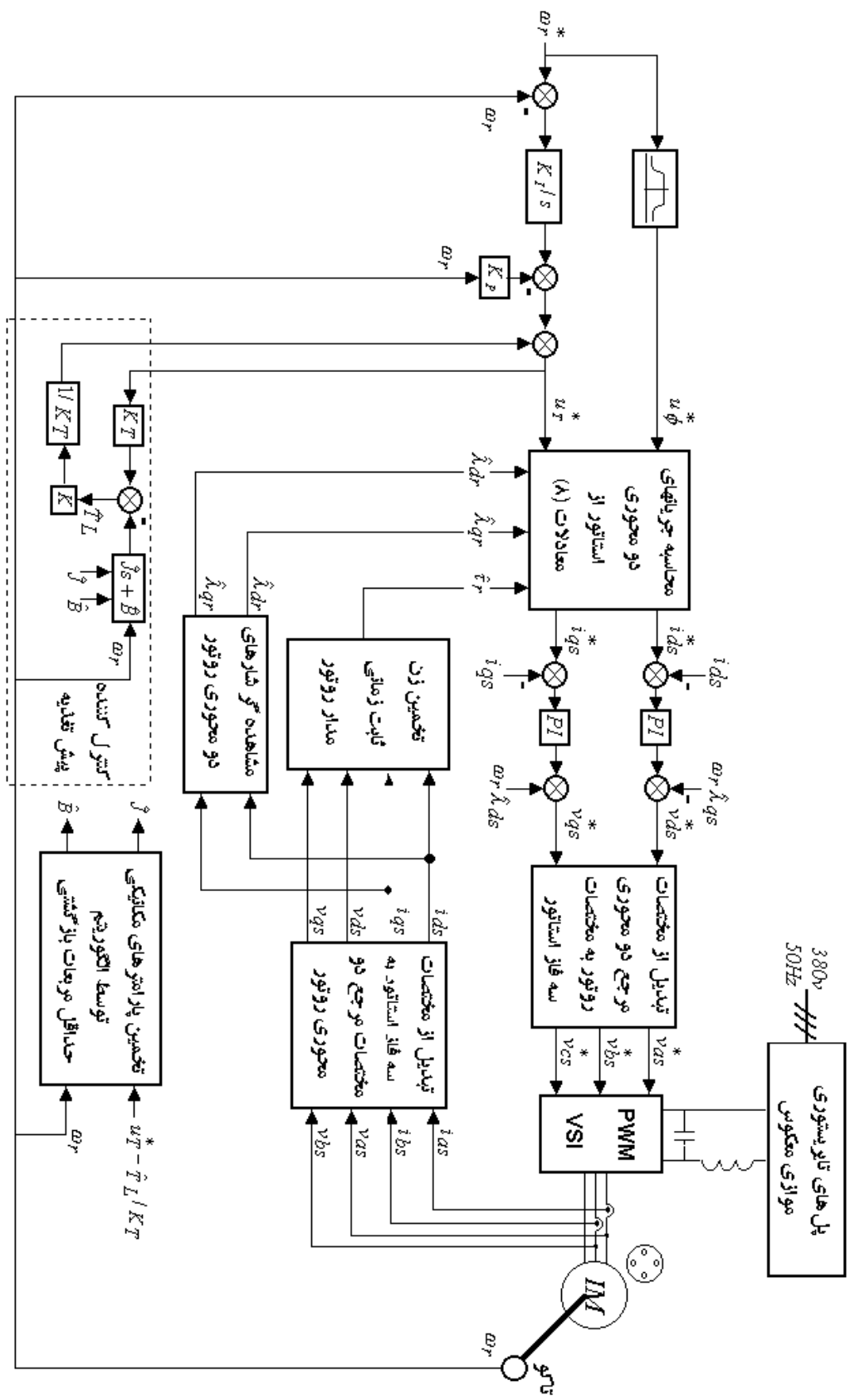
در این معادله K_p و K_I همواره مثبت اند و متغیر $\phi(\varepsilon)$ نیز از معادله زیر به دست می آید:

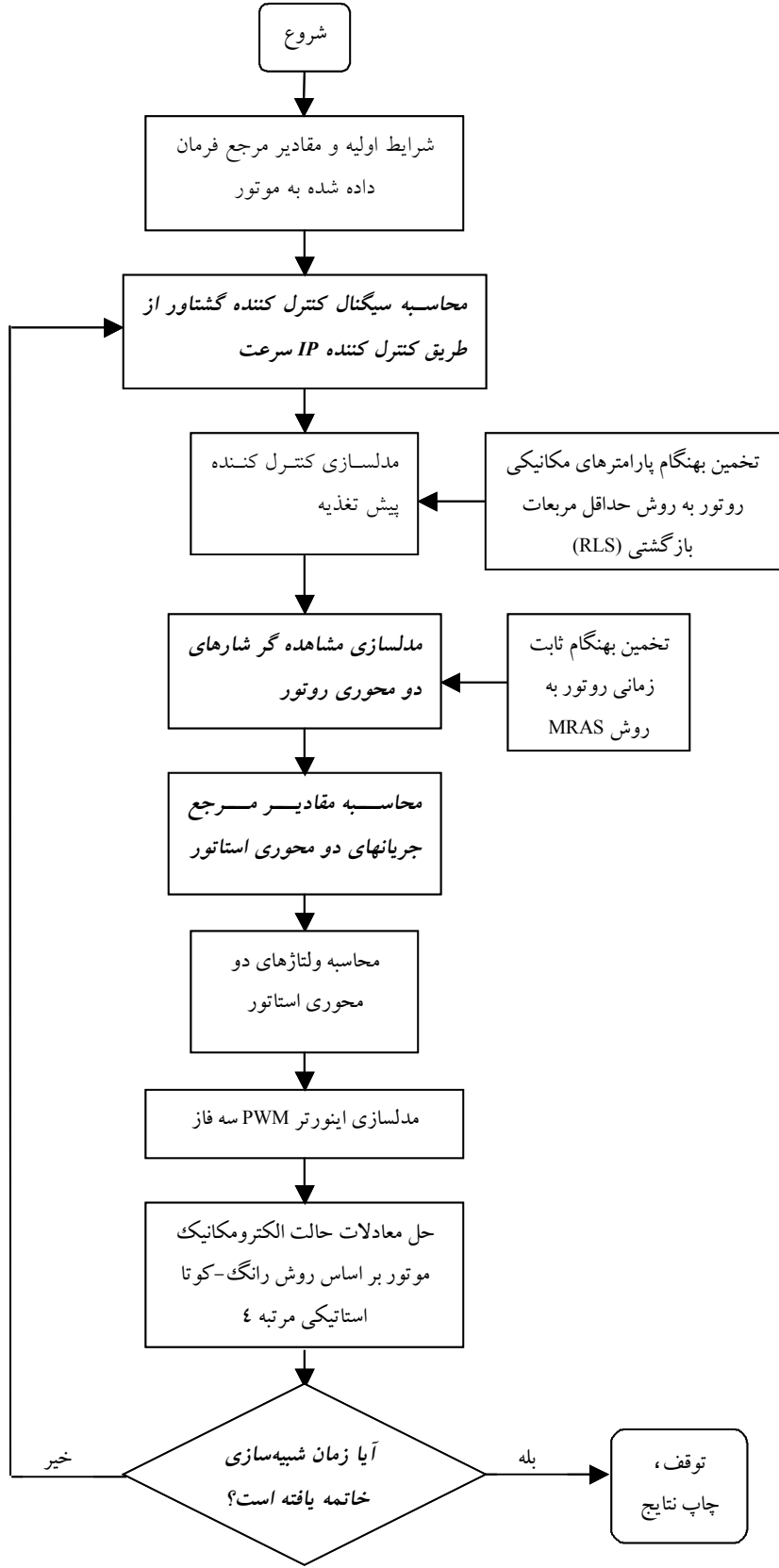
$$\phi(\varepsilon) = \varepsilon_d (L_m i_{ds} - \hat{\lambda}_{dr}) + \varepsilon_q (L_m i_{qs} - \hat{\lambda}_{qr}) \quad (27)$$

۵- شبیه سازی رایانه ای

بر اساس تئوریه های شرح داده شده در بخشهای قبلی مقاله، یک نمودار جعبه ای مطابق شکل (۱) برای کنترل سرعت سرو درایو در حلقه مدار بسته پیشنهاد می شود. در این شکل، سیگنالهای مرجع کنترلی u_T^* و u_ϕ^* از طریق حلقه های کنترلی سرعت و شار ساخته می شود، سیگنال u_T^* خروجی کنترل کننده IP سرعت و سیگنال u_ϕ^* خروجی بلوک کنترل شار است، شایان توجه است که در بالای سرعت پایه u_ϕ^* با نسبت عکس سرعت کاهش داده می شود. به کمک سیگنالهای

شکل ۱- نمودار جعبه‌ای کنترل مدار بسته در اینو





شکل ۲- نمودار جریانی برنامه رایانه ای برای شبیه سازی سیستم کنترل

بالا زدگی در پاسخ زمانی سرعت به وجود نیامده است. این موضوع خود موید مقاوم بودن سیستم کنترل درایو نسبت به نامعینیهای احتمالی موجود در پارامترهای روتور است.

علاوه بر این، نتایج رایانه‌ای مربوط به اعمال یک اغتشاش گشتاور بار پالسی با دامنه 3.5N.m در ثانیه اول و حذف آن در ثانیه دوم، با سرعت مرجع 100 rad/sec در شکل (۷-۱) آورده شده است. از روی این نتایج، پایداری و مقاوم بودن سیستم کنترل درایو به خوبی مشاهده می‌شود. سیگنالهای مربوط به ممان اینرسی تخمینی و مرجع (J, \hat{J}) و ضریب اصطکاک تخمینی و مرجع (B, \hat{B}) به ترتیب در شکل‌های (۶-۳) و (۶-۴) نشان داده شده‌اند. از روی این نتایج بر می‌آید که مقادیر نهایی پارامترهای تخمین زده شده به خوبی بر روی مقادیر مرجع از پیش فرمان داده شده همگرا شده‌اند. بایستی توجه داشت که جهش‌های ناگهانی پدیدار شده در شکل‌های (۶-۳) و (۶-۴) ناشی از جایگذاری ماتریس P با یک ماتریس مثبت معین نسبتاً بزرگ (برای تضمین همگرایی الگوریتم حداقل مربعات بازگشتی در حالتی که پارامترهای تغییرات ناگهانی و سریع دارند) است که خود از خواص ذاتی الگوریتم RLS است.

بالاخره پاسخ زمانی مربوط به سیگنال واقعی و مرجع کنترل کننده گشتاور با و بدون تخمین ثابت زمانی روتور به ترتیب در شکل‌های (۸-۱) و (۸-۲) دیده می‌شوند. همچنین پاسخ زمانی مربوط به سیگنال واقعی و مرجع کنترل کننده شار مغناطیسی روتور با و بدون تخمین ثابت زمانی روتور به ترتیب در شکل‌های (۸-۳) و (۸-۴) نشان داده شده‌اند در دست آوردن این نتایج مقاومت مدار روتور در ثانیه دوم به $1/5$ برابر مقدار اولیه افزایش داده شده است ضمن آنکه یک گشتاور بار به اندازه 3.5 Nm نیز در ثانیه چهارم به موتور وارد شده است. چنانچه از روی این نتایج مشهود است، بدون تخمین به‌هنگام ثابت زمانی مدار روتور دیگر دینامیک ماشین درایو مانند یک درایو DC تحریک جداگانه نبوده و این بدان معنی است که خاصیت ذاتی مجزا سازی حاصل از به کارگیری روش

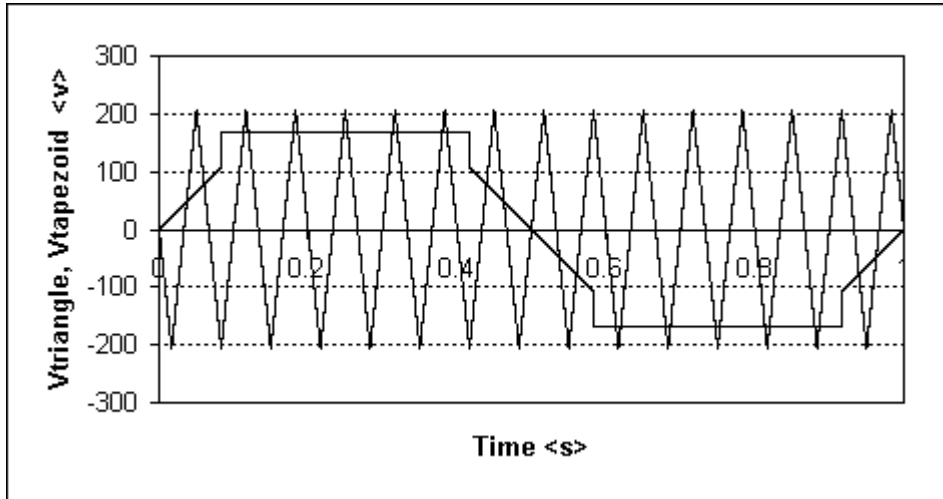
شبیه‌سازی ضرایب انواع کنترل کننده‌های PI و نیز کنترل کننده IP همگی با روش سعی و خطا و با در نظر گرفتن معیارهایی نظیر کمترین زمان صعود و بالازدگی سرعت تعیین شده‌اند. مقادیر عددی این ضرایب در جدول (۲) داده شده‌اند.

در شکل (۳) سیگنالهای مربوط به خروجی یک اینورتر PWM ولتاژ سه فاز با موج مدولاتور دوزنقه‌ای به نمایش گذاشته شده‌اند.

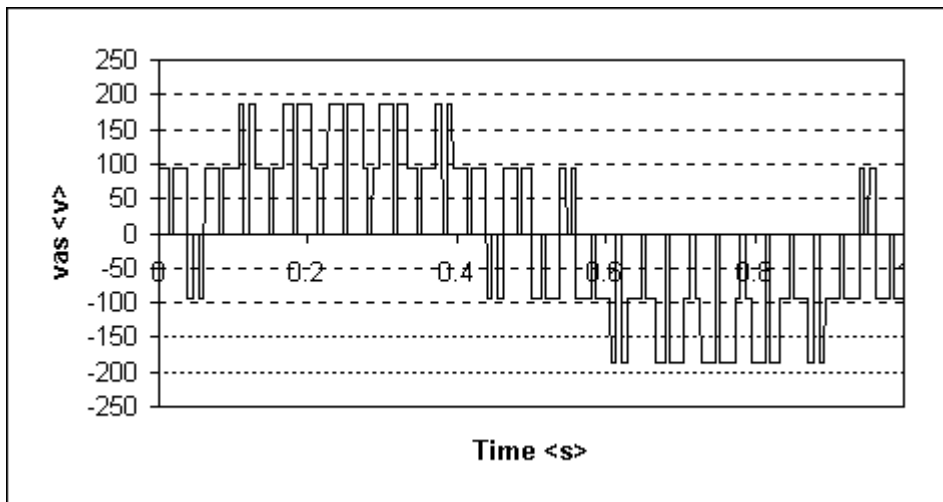
شکل (۴)، نتایج رایانه‌ای مربوط به کنترل سرعت موتور درایو القایی را در زیر و بالای سرعت پایه را نشان می‌دهد. در این فرایند تغییر سرعت، سیگنال کنترل کننده گشتاور موتور و سیگنال کنترل کننده شار دور مغناطیسی روتور به ترتیب در شکل‌های (۴-۱) تا (۴-۴) نمایش داده شده‌اند. از روی این نتایج دیده می‌شود که سیگنالهای واقعی کنترل کننده سرو درایو (u_T, u_ϕ) به خوبی سیگنالهای متناظر مرجع (u_T^*, u_ϕ^*) را دنبال کرده‌اند.

شکل‌های (۵-۱) و (۵-۲) به ترتیب گشتاور الکتریکی تولیدی و جریان فاز مبنای موتور در ازای سرعت و گشتاور مرجع برابر نامی نشان می‌دهند

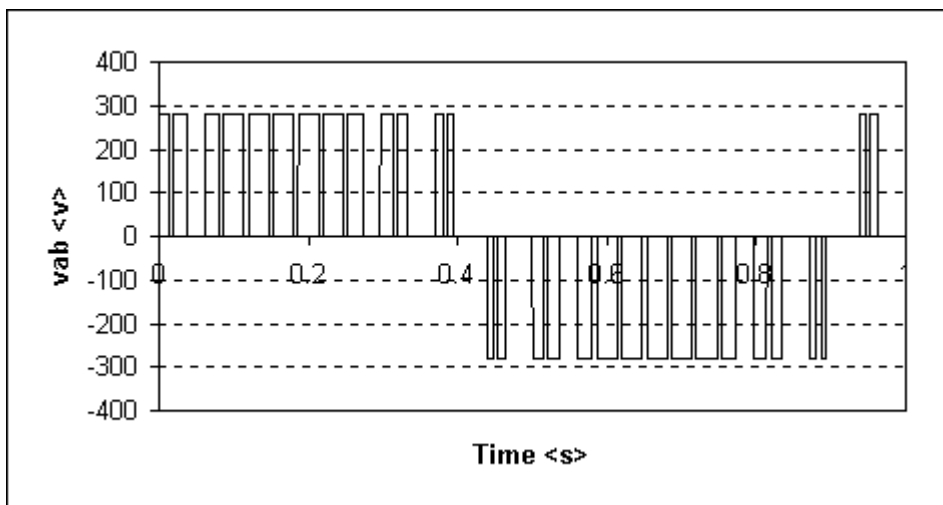
همچنین پاسخ زمانی سرعت سرو درایو بدون استفاده از کنترل کننده پیش تغذیه و بدون تخمین به‌هنگام پارامترهای مکانیکی روتور در شکل (۶-۱) آورده شده است. این نتیجه با وارد کردن یک گشتاور بار پله نامی ۳/۵Nm در ثانیه یکم و همچنین تغییر پارامترهای مکانیکی روتور (J, B) هر کدام به اندازه سه برابر مقدار اولیه در ثانیه چهارم به‌دست آمده‌اند. با شرایط مشابه به‌کار گرفته شده در شکل (۶-۱) ولیکن با استفاده از یک کنترل کننده پیش تغذیه و تخمین به‌هنگام پارامترهای مکانیکی روتور، پاسخ دینامیکی سرور درایو در شکل (۶-۲) به نمایش گذاشته شده است. با مقایسه شکل‌های (۶-۱) و (۶-۲) می‌توان نتیجه گرفت که با یک کنترل کننده پیش تغذیه و تخمین به‌هنگام پارامترهای مکانیکی روتور، سیستم کنترل مدار بسته سرو درایو کارایی خود را به‌طور موثری حفظ کرده به طوری که تقریباً هیچ گونه



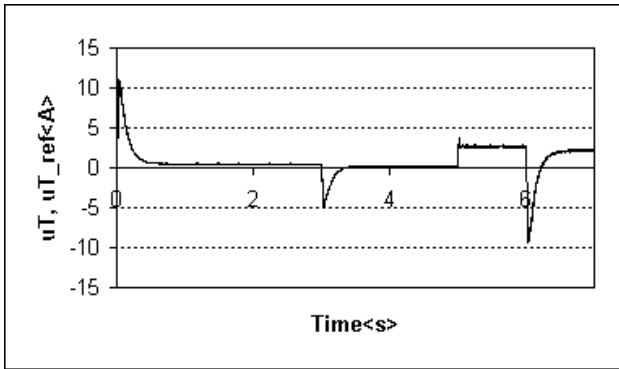
شکل ۱-۳- سیگنالهای دوزنقه ای و حامل



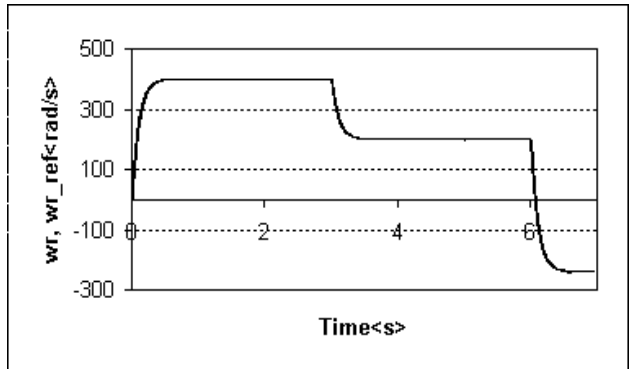
شکل ۲-۳- ولتاژ فاز مبنای استاتور



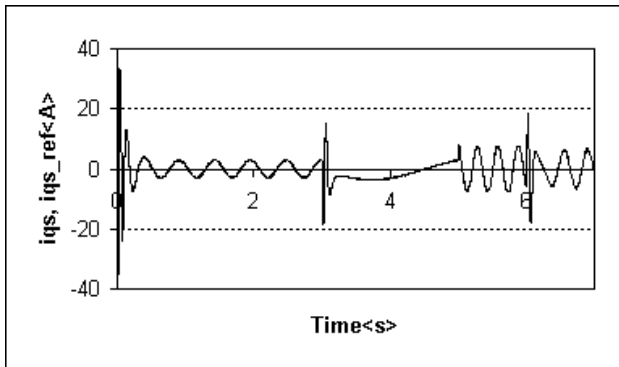
شکل ۳-۳- ولتاژ خط استاتور



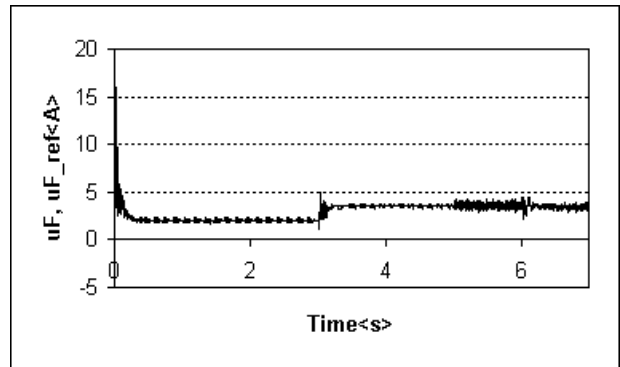
شکل ۴-۲- سیگنالهای کنترل کننده مرجع و واقعی گشتاور موتور



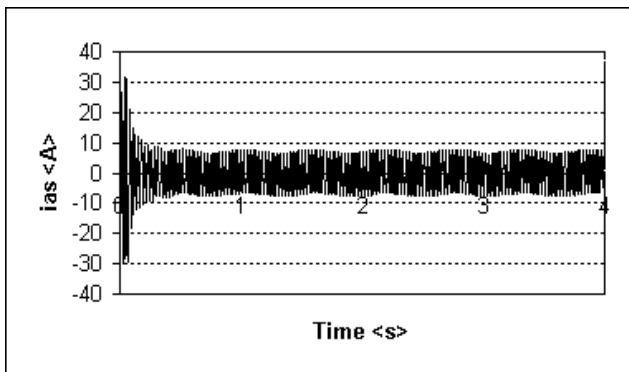
شکل ۴-۱- سرعت سرو درایو



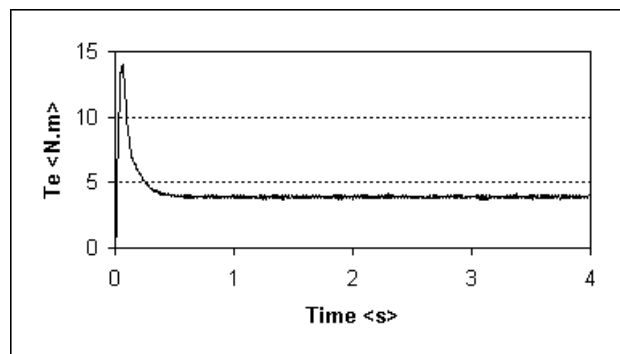
شکل ۴-۴- جریان محور q استاتور



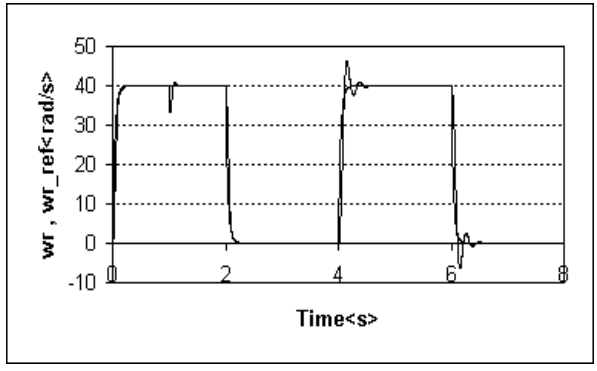
شکل ۴-۳- سیگنالهای کنترل کننده مرجع و واقعی شار مغناطیسی روتور



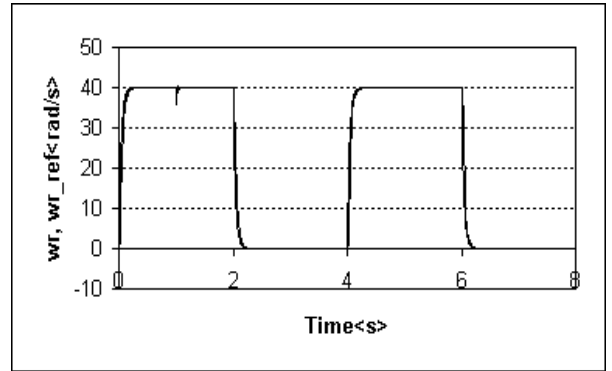
شکل ۵-۲- جریان فاز مبنای استاتور تحت گشتاور بار نامی



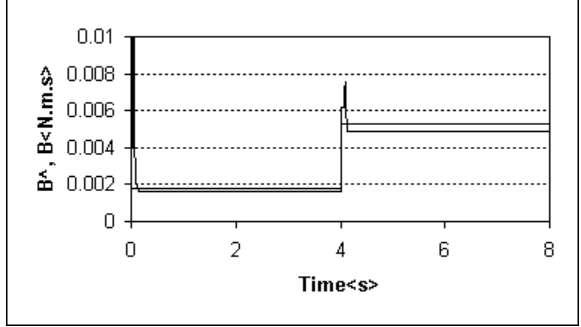
شکل ۵-۱- گشتاور نامی تولیدی موتور



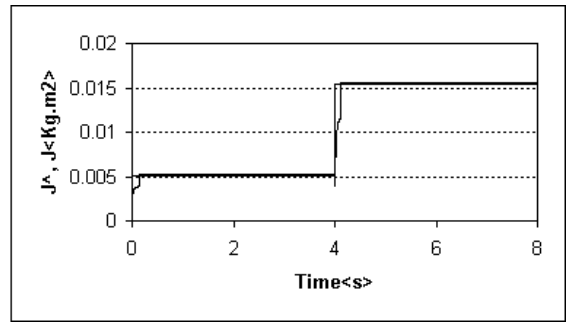
شکل ۶-۲- سرعت موتور القایی بدون استفاده از روش کنترل تطبیقی پیشنهادی



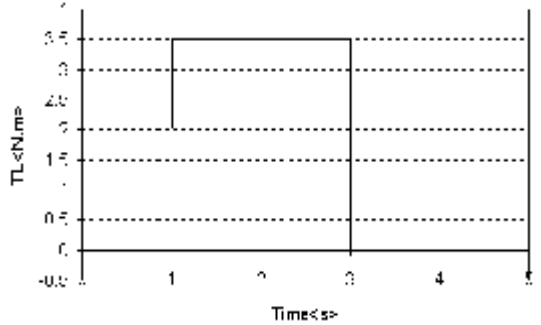
شکل ۶-۱- سرعت موتور القایی با استفاده از روش کنترل تطبیقی پیشنهادی



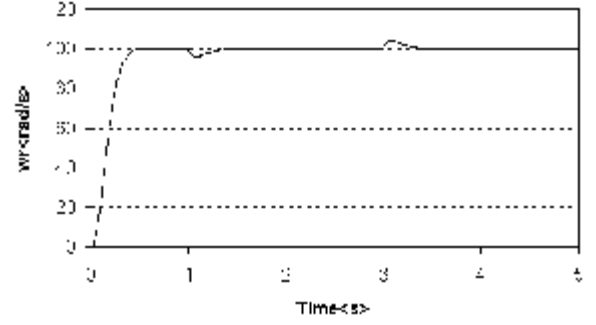
شکل ۶-۴- ضریب اصطکاک مرجع و تخمینی روتور



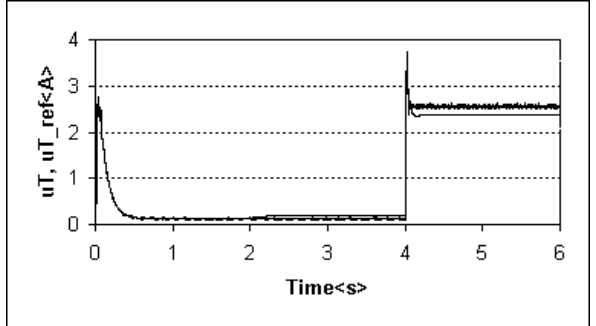
شکل ۶-۳- ممان اینرسی مرجع و تخمینی روتور



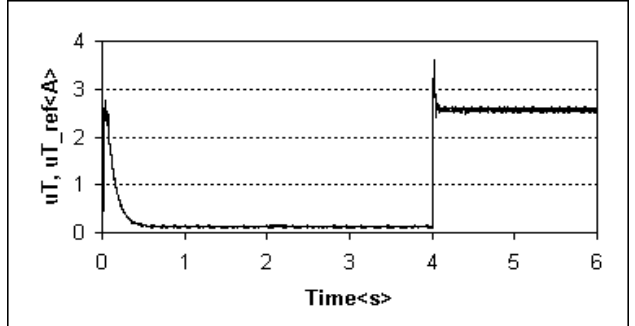
شکل ۷-۲- گشتاور بار پالسی اعمال شده به موتور



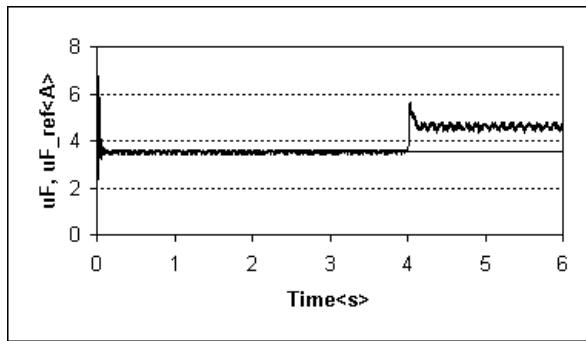
شکل ۷-۱- سرعت موتور در اثر اعمال گشتاور بار پالسی



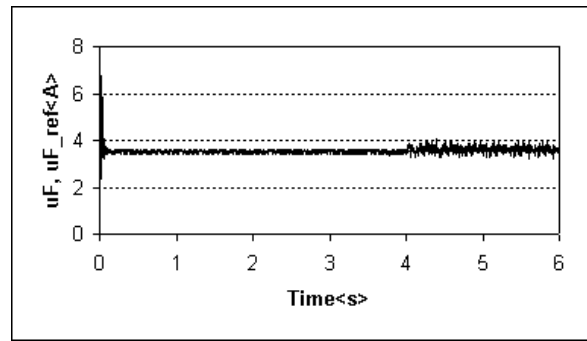
شکل ۸-۲- سیگنالهای کنترل کننده مرجع و واقعی گشتاور موتور بدون تخمین ثابت زمانی روتور



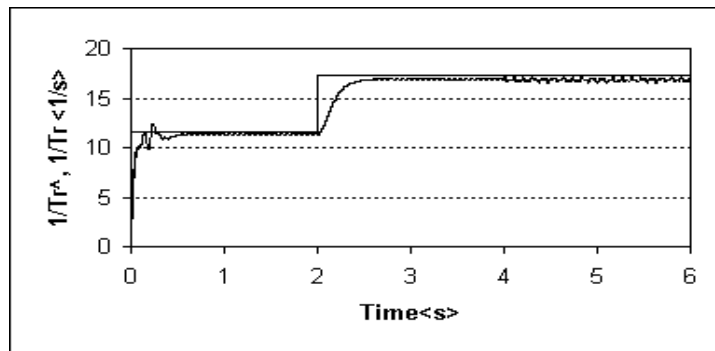
شکل ۸-۱- سیگنالهای کنترل کننده مرجع و واقعی گشتاور موتور با تخمین ثابت زمانی روتور



شکل ۸-۴- سیگنالهای کنترل کننده مرجع و واقعی شار مغناطیسی روتور بدون تخمین ثابت زمانی روتور



شکل ۸-۳- سیگنالهای کنترل کننده مرجع و واقعی شار مغناطیسی روتور با تخمین ثابت زمانی روتور



شکل ۸-۵- ثابت زمانی مدار روتور

سیستم کنترل درایو ساده‌تر و از نظر ساختار فیزیکی هم روشتر است. به علاوه چون در سیستم کنترل درایو، یک کنترل کننده IP در ترکیب با یک کنترل کننده پیش تغذیه به کار گرفته شده و از طرف دیگر چون پارامترهای مکانیکی روتور نیز همزمان با ثابت زمانی مدار روتور تخمین زده می‌شوند لذا چنانچه نتایج رایانه‌ای به دست آمده نشان داده‌اند رفتار دینامیکی سرو درایو نسبت به نامعینهای موجود در مشخصه بار مکانیکی مقاوم و پایدار شده است. در این مقاله همچنین بر پایه روش کنترل تطبیقی MRAS، یک مشاهده‌گر برای تخمین ثابت زمانی مدار الکتریکی روتور طراحی و تنظیم شده است که در آن مدل‌های تخمین زن شار مرجع و تنظیم کننده بر اساس معادلات ولتاژهای دو محوری ماشین در دستگاه مختصات مرجع دو محوری روتور طراحی شده‌اند. چون اصول پیاده سازی روش خطی سازی با فیدبک هم بر اساس همین معادلات است لذا نیازی به انتقال لحظه به لحظه متغیرهای الکتریکی ماشین به دستگاه مختصات روتور نیست.

خطی سازی با فیدبک در سیستم کنترل درایو از دست رفته است در خاتمه پاسخ زمانی مربوط به تخمین ثابت زمانی روتور را می‌توان در شکل (۸-۵) مشاهده کرد. این شکل به خوبی کارایی موثر مشاهده گر این پارامتر را بر پایه روش MRAS را به نمایش می‌گذارد.

۶- نتایج

در این مقاله، با به کارگیری تئوری خطی سازی با فیدبک، سرعت یک سرو درایو القایی در مدار حلقه بسته کنترل شده است. در این روش در مقایسه با روشهای رقیب (کنترل برداری) اولاً نیازی به انتخاب مختصات مرجع امتدادیابی میدانهای مغناطیسی (روتور، استاتور و منتهجه) نبوده بلکه شرایط جداسازی دینامیک گشتاور موتور و دامنه بردار شار مغناطیسی روتور به طور خودکار و صرفاً با به کارگیری متغیرهای جدید ورودی در معادلات دینامیکی موتور القایی همواره فراهم می‌شود. ثانیاً با این روش، پیاده سازی عملی

کنترل پیشنهادی تأثیرات شایان توجهی را خواهد داشت.

این امر باعث می‌شود که حجم و خطای محاسباتی به نحو چشمگیری کاهش یابد به طوری که در پیاده‌سازی عملی سیستم

واژه نامه

- | | | |
|---|----------------------------|----------------------------------|
| 1. special integral proportional controller | 4. recursive least squares | 8. adjustable model |
| 2. feed-forward | 5. sliding mode | 9. Popove criterion |
| 3. model reference adaptive system | 6. chattering | 10. pulse width modulation (PWM) |
| | 7. reference model | |

مراجع

- Masuo, T., Blasko, V., Moreira, J. C., and Lipo, T. A., "Field Oriented Control of Induction Machine Employing Rotor End Ring Current Detection," *IEEE Trans. On Power Elect.* Vol. 9, No. 6, pp. 638-645, November 1994.
- Yang, G., and Chin, T. -H., "Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 29, No. 4, pp. 820-825, July/August 1993.
- Wang, C., Novotny, D. W., and Lipo, T. A., "An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field- Oriented Drives," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 24, No. 1, Part 1, pp. 151-159, January/February 1988.
- Bodson, M., Chiasson, J., and Novotnak, R., "High-Performance Induction Motor Via Input-Output Linearization," *IEEE control systems*, Vol. 14, No. 4, pp. 25-33, August 1994.
- Wang, W.-J., and Wang, C.- C., "Composite Adaptive Position Controller for Induction Motor Using Feedback Linearisation," *IEE Proc. Control Theory Appl.*, Vol. 145, No. 1, pp. 25-32, January 1998.
- Wang, W.-J., and Chen, J.-Y., "A New Sliding Mode Position Controller with Adaptive Load Torque Estimator for an Induction Motor," *IEEE Trans. On Energy Conv.*, Vol. 14, No. 3, pp. 413-418, September 1999.
- Lin, F. J., Fung, R. F., and Wang, Y. C., "Sliding Mode and Fuzzy Control of Toggle Mechanism Using PM Synchronous Servomotor Drive," *IEE Proc. Control Theory Appl.*, Vol. 144, No. 5, pp. 393-402, September 1997.
- Lin, F.-J., Su, H.-M., and Chen, H.-P., "Induction Motor Servo Drive with Adaptive Rotor Time-Constant Estimation," *IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 34, No. 1, pp. 224-234, January 1998.
- Lin, F.-J., "Robust Speed-Controlled Induction-Motor Drive using EKF and RLS Estimator," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 143, No. 3, pp. 186-192, May 1996.
- Slotine, J. J. E., and Weiping, L., *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- Taniguchi, K., Inoue, M., Takeda, Y., and Morimoto S., "A PWM Strategy for Reducing Torque-Ripple in Inverter-Fed Induction Motor", *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 30, No. 1, pp. 71-77, January/February 1994.
- Krause, P. C., *Analysis of Electric Machinery*, New York: McGraw-Hill, 1986.