

ارزیابی روش LPF و PCLPF و پیشنهاد یک روش جدید برای حل مشکل dc offset در کنترل برداری مستقیم موتورهای القایی

محمد ابراهیمی* و احمد قادری**

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان

(دریافت مقاله: ۸۴/۹/۱۶ - دریافت نسخه نهایی: ۸۲/۳/۵)

چکیده – کنترل برداری مستقیم موتورهای القایی با جهت یابی شار استاتور، یکی از انواع روش‌های کنترل برداری موتور القایی است که دارای مزایایی نسبت به سایر روش‌های است. مهمترین ضعف این روش وجود اننتگرال گیر خالص در تخمینگر شار استاتور است. زیرا وجود dc offset در جریان و ولتاژ اندازه‌گیری شده، باعث ایجاد خطأ در شار تخمینی می‌شود. در این مقاله ابتدا مشکلات ناشی از dc offset در اننتگرال گیرهای فوق بیان می‌شود. برای حل این مشکلات چنانچه به جای اننتگرال گیر خالص از فیلتر پایین گذر برنامه‌پذیر سری PCLPF استفاده شود، دامنه dc offset در خروجی کاهش می‌یابد. بنابراین مقادیر تخمینی تا حدودی به مقادیر واقعی نزدیکتر می‌شوند. ولی در این روشها مسائل دیگری از قبیل ایجاد نوسان در گشتاور و شار، مشکل راه اندازی و کنترل سیستم در سرعتهای پایین بیش می‌آید. در ادامه این مقاله برای حل مشکل dc offset یک روش جدید مبتنی بر اندازه‌گیری ماکزیمم و مینیمم خروجی اننتگرال گیر پیشنهاد شده است. با استفاده از نتایج شبیه‌سازی درایو کنترل برداری با تخمینگر فوق ملاحظه می‌شود که میزان اختلالات ناشی از dc offset به سیستم راه انداز جداگانه ندارد.

واژگان کلیدی: کنترل برداری، موتور القایی، جهت یابی شار استاتور، PCLPF، LPF، dc offset

Evaluation of LPF and PCLPF and Development of a Novel Method to Solve DC Offset Problem in Vector Control of Induction Motors

M. Ebrahimi and A. Ghaderi

Department of Electrical Engineering, Isfahan University of Technology

Abstract: *Stator flux oriented vector control of induction motor (IM) drives for speed sensorless control has several advantages. But the application of a pure integrator for the flux estimation is difficult due to the presence of measurement noise and dc offset. To overcome these problems, some have used a programmable cascaded low pass filter (PCLPF). In this paper, it is shown that some problems still exist and some new problems arise from this approach. In order to solve these*

* – استادیار
** – کارشناس ارشد

problems, a novel compensation method is proposed. In this scheme, the dc offset is detected and subtracted from the estimated flux along d and q axes. The simulation results show that it works well in the low speed region as well as in the transient state. The oscillation of the torque and the estimated flux are also reduced notably when the torque reference changes rapidly.

Keywords: DC offset, Vector control, Induction motor, PCLPF, Stator flux oriented

فهرست علائم

ثابت زمانی فیلتر	τ	i_{dqs}^s مؤلفه‌های d و q جریان استاتور در مختصات مرجع ساکن
تاخیر فاز	ϕ	مقاومت رتور r_r
Ψ_{dqs}^s مؤلفه‌های d و q شار استاتور در مختصات مرجع ساکن	Ψ_s	مقاومت استاتور r_s
شار استاتور	Ψ_s	عملگر تبدیل لاپلاس S
فرکانس	ω_e	گشتاور الکتریکی T_e
فرکانس قطع فیلتر	ω_0	اندازه ولتاژ dc V_{dc}
		V_{dqs}^s مؤلفه‌های d و q ولتاژ استاتور در مختصات مرجع ساکن

کار رفته در روش فوق ملاحظه می‌شود که در بلوک تخمینگر، از انگرال‌گیرهای خالص استفاده شده است، لذا وجود offset در ورودی این انگرال‌گیرها حتی به مقدار ناچیز و در حد چند میلیولت باعث می‌شود که در خروجی انگرال‌گیر یک خطای افزاینده ایجاد شده و نهایتاً باعث اشباع انگرال‌گیر شود [۳-۵]. در سالهای اخیر تحقیقات متعددی برای حل این مشکل به عمل آمده است. یکی از این روش‌ها استفاده از فیلتر پایین‌گذر LPF با فرکانس قطع پایین به جای انگرال‌گیر خالص است [۶-۷]. این روش به نحوی که در متن مقاله اثبات خواهد شد خود دارای مشکلاتی است از جمله: ایجاد خطأ در محاسبه زاویه بردار شار در سرعتهای پایین، ایجاد نوسانات در شار و گشتاور موتور و واپسیگر میزان dc offset خروجی به فرکانس قطع فیلتر پایین‌گذر، به نحوی که با کاهش فرکانس مقدار dc خروجی افزایش خواهد یافت. روش دیگری که در سالهای اخیر بسط و توسعه یافته، استفاده از PCLPF به جای انگرال خالص است [۸-۹]. اگرچه با استفاده از این روش در سرعتهای بالا گشتاور و شار تخمینی بر گشتاور و شار واقعی موتور منطبق بوده، اما راهاندازی موتور از حالت سکون امکان‌پذیر نیست و نیاز به سیستم راهانداز مجزا دارد که باعث پیچیدگی سیستم و ایجاد

۱- مقدمه

در سالهای اخیر استفاده از کنترل برداری به علت بهبود چشم‌گیر در رفتار دینامیکی موتورهای الکتریکی مورد توجه قرار گرفته است. کنترل برداری برای انواع موتورهای الکتریکی از جمله موتور القایی قابل اجراست. در این روش توسط سیستم کنترل کننده مقادیر مرجع جریانهای سه‌فاز و فرامین سویچ‌زنی المانهای اینورتر به نحوی تولید می‌شوند که مقادیر گشتاور و شار موتور به طور مستقل کنترل شوند. کنترل برداری به دو روش مستقیم و غیرمستقیم انجام می‌شود. در روش مستقیم، مشخصات شار توسط حسگرهای شار تعیین می‌شود، و یا با اندازه گیری ولتاژ و جریان استاتور و انجام محاسبات تخمین زده می‌شود. در روش غیرمستقیم موقعیت بردارهای یکه به طور غیرمستقیم و با استفاده از سرعت و میزان لغزش که خود تابعی از جریانهای استاتور است، محاسبه می‌شود [۱-۲]. در هر دو روش کنترل برداری مستقیم و غیرمستقیم، جهت‌یابی حوزه مغناطیسی با استفاده از شارهای فاصله هوایی، روتور و استاتور امکان‌پذیر است. کنترل برداری مستقیم با جهت‌یابی شار استاتور نسبت به سایر روش‌ها از حساسیت کمتری نسبت به تغییر پارامترها برحوردار است. از طرف دیگر با بررسی معادلات به

تخمین زده شده و عبور آن از کنترل کننده PI، i_{qs}^* تولید می شود. همچنین از مقایسه شار مرجع با تخمین زده شده و عبور آن از کنترل کننده PI، مقدار i_{F1} محاسبه می شود. از جمع این مقدار با سیگنال مجزا کننده i_{dq} مقدار i_{de}^* تولید می شود. در ادامه جریان i_{qs}^* مرجع با جریان i_{qs}^e واقعی مقایسه و خطای آنها از کنترل کننده PI عبور داده شده و به این وسیله v_{qs}^* تولید شده است. v_{ds}^* به طور مشابه تولید می شود. در مرحله بعدی با کمک بردارهای یکه، v_{qs}^* و v_{ds}^* تولید و سپس این مقادیر از سیستم دوفاز به سه فاز تبدیل و ولتاژهای سه فاز مرجع تعیین می شوند. این مقادیر توسط اینورتر تولید و موتور با آنها تغذیه می شود [۱].

۳- جعبه تخمینگر شار استاتور و اثر dc offset بر آن

اجرای کنترل برداری مستقیم با استفاده از جهت یابی شار استاتور، منوط به تعیین دقیق مؤلفه های شار استاتور در راستای محورهای d و q است. برای این منظور همان گونه که در شکل (۱) ملاحظه شد ابتدا مقادیر ولتاژ و جریان سه فاز اندازه گیری و مؤلفه های ولتاژ و جریان در محورهای d و q محاسبه می شوند. سپس در جعبه تخمینگر با استفاده از این مقادیر و معادلات (۱) تا (۵) مؤلفه های شار استاتور و مقادیر بردارهای یکه محاسبه می شوند [۱].

$$\psi_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - r_s i_{ds}^s) dt \quad (1)$$

$$\psi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt \quad (2)$$

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{ds}^s + \psi_{qs}^s} \quad (3)$$

$$\cos \theta_e = \frac{\psi_{ds}^s}{\psi_s} \quad (4)$$

$$\sin \theta_e = \frac{\psi_{qs}^s}{\psi_s} \quad (5)$$

نمودار جعبه ای تخمینگر شار استاتور در شکل (۲) نشان داده شده است، همان گونه که ملاحظه می شود در این سیستم هیچ پس خوری از خروجی انتگرال گیر به ورودی آن وجود ندارد.

جهشها یی در گشتاور موتور می شود. از طرف دیگر اثبات خواهد شد که در سرعتهای پایین مقادیر تخمین زده شده شار و dc offsets گشتاور توسط PCLPF، حتی در شرایط عدم وجود dc offset در سیگنالهای ولتاژ و جریان و در سرعتهای کم با استفاده از این روش قابل حذف نبوده و باعث تشدید مشکلات فوق الذکر می شود [۱۰ و ۱۱]. در این مقاله روشی برای حل مشکل dc offset در تخمینگر فوق پیشنهاد شده است. برای این منظور پس از تعیین مقادیر ماکریم و مینیمم سیگنالهای خروجی انتگرال گیرها میزان dc offset این سیگنالها محاسبه و سپس انتگرال گیرها از این مقادیر تخلیه خواهند شد. در این روش وابستگی به فرکانس ملاحظه نشده و کنترل برداری در سرعتهای پایین عملکرد قابل قبولی از خود نشان داده است.

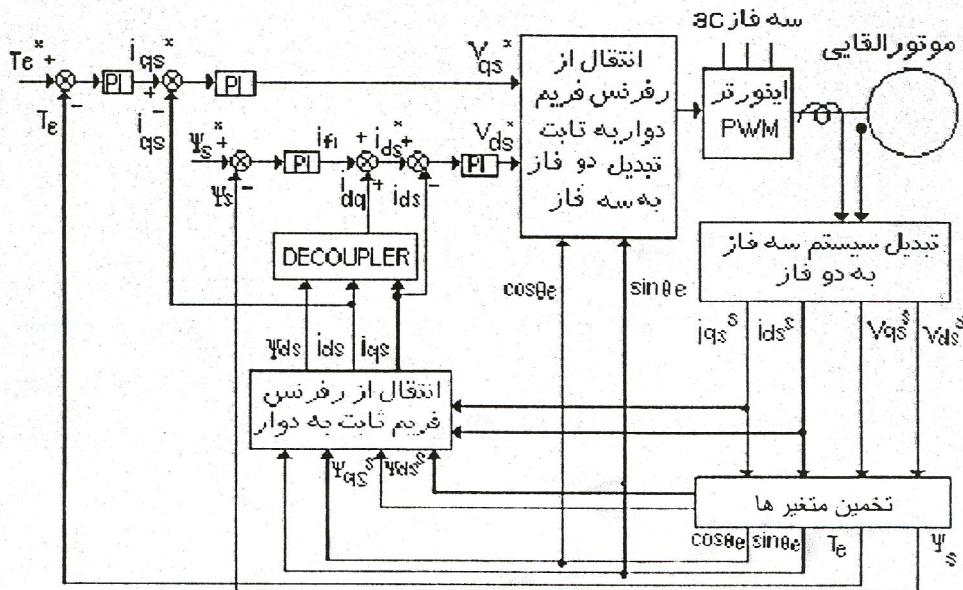
در ادامه این مقاله ابتدا نمودار جعبه ای کنترل کننده برداری مستقیم با جهت یابی شار استاتور توضیح داده شده، سپس نمودار جعبه ای تخمینگر شار استاتور و اثر dc offset بر آن بیان خواهد شد. در ادامه با استفاده از معادلات ریاضی و روش تحلیلی اثر استفاده از فیلتر پایین گذر به جای انتگرال گیر و همچنین روش PCLPF مورد بررسی قرار گرفته و مزایا و معایب و همچنین دامنه عملکرد هریک در شرایط مختلف استنتاج شده است.

پس از آن روش طراحی انتگرال گیر خاص با قابلیت تخلیه dc offset بیان شده و در پایان نتایج شبیه سازی و نتیجه گیری ارائه شده است.

۲- کنترل کننده برداری مستقیم با جهت یابی شار استاتور

این کنترل کننده مشابه نمودار جعبه ای شکل (۱) است. همان گونه که ملاحظه می شود با سنجش ولتاژ و جریان و انتقال آنها از سیستم سه فاز به دوفاز مقادیر شار و گشتاور تخمین زده می شوند. در این بلوک همچنین مقادیر بردارهای یکه $\cos \theta_e$ و $\sin \theta_e$ تعیین می شود.

در ورودی این سیستم از مقایسه گشتاور مرجع و گشتاور



شکل ۱. نمودار جعبه‌ای کنترل کننده برداری مستقیم با استفاده از جهت‌یابی شار استاتور

شروع به افزایش تدریجی می‌کند. از طرف دیگر چون شار تخمینی به عنوان ورودی سیستم کنترل کننده به کار رفته، وجود هر نوع اختلال و نوسان در این سیگنالها و عدم انطباق آنها با شار واقعی مستقیماً بر عملکرد کنترل برداری اثر می‌گذارد، در این شرایط گشتاور واقعی موتور دیگر بر گشتاور مرجع منطبق نبوده و دچار نوسانات افزایشی می‌شود.

منشاء ایجاد dc offset می‌تواند مربوط به نقاط مختلف مدار، از جمله: ستوجه‌گرهای اندازه‌گیری ولتاژ و جریان، تقویت کننده‌ها، مدارهای مجزا کننده و مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال باشد. بنابراین ولتاژ و جریان ورودی به تخمینگر دارای سخت‌افزاری سعی در کاهش آن می‌کنند، ولی صفر کردن آن به طور مطلق امکان‌پذیر نبوده، و در نتیجه مقدار کم dc offset می‌تواند عملکرد کنترل برداری را مختلف کند، لذا باید از روش‌های مناسبی برای رفع این مشکل استفاده شود [۵-۷].

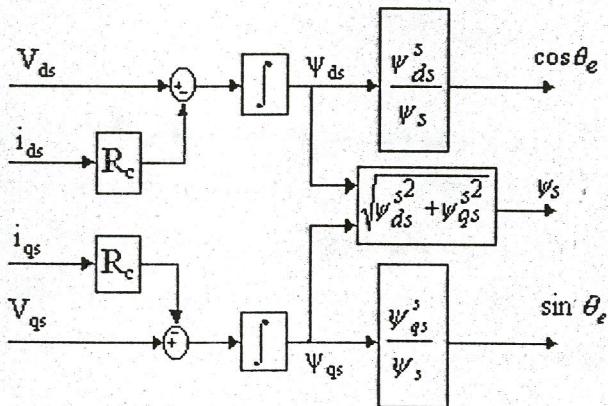
۴- اصول کار فیلتر پایین گذر برای حل مشکل

dc offset

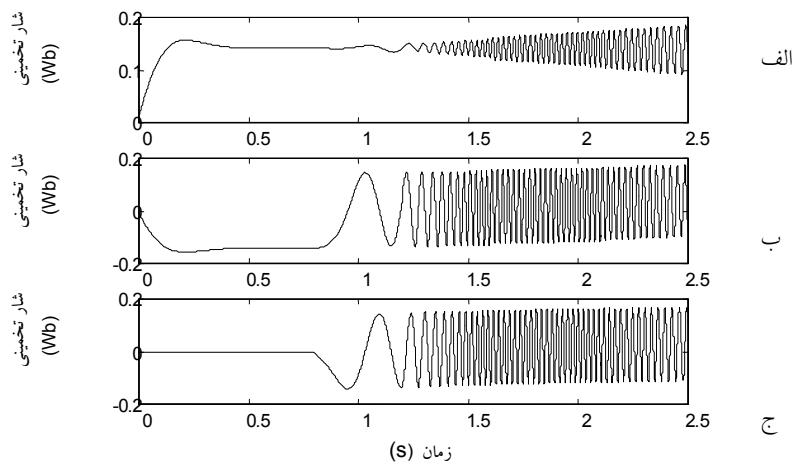
برای حل مشکل dc offset در تخمینگر شار استاتور

لذا این تخمینگر شدیداً به سیگنال نویز dc offset موجود در ورودی حساس است. به طوری که مقدار کمی dc offset در ورودی باعث اشباع انتگرال گیر می‌شود، حتی اگر dc offset فقط برای زمان کوتاهی در ورودی انتگرال گیر اعمال شود، اگرچه این مقدار باعث اشباع انتگرال گیر نشده و فقط باعث ایجاد یک مؤلفه dc در خروجی می‌شود، ولی این مؤلفه باعث ایجاد نوسانی با فرکانس اصلی تغذیه، در گشتاور می‌شود. هر قدر میزان dc موجود در مؤلفه‌های شار تخمینی بیشتر باشد دامنه نوسان در گشتاور هم بیشتر خواهد بود [۶ و ۹].

لازم به ذکر است که در شرایط عدم اختلال، مؤلفه‌های شار d, q تخمین زده شده به شکل سینوسی با دامنه ثابت، و متوجه شار هم پس از طی مرحله گذرای اولیه به مقدار ثابتی که معادل مقدار مرجع آن است رسیده و به صورت ثابتی خواهد بود. همان گونه که در شکل (۳-الف) ملاحظه می‌شود بعد از اعمال dc offset به ورودی انتگرال گیر، شار تخمینی استاتور ثابت نمانده و دچار نوسان می‌شود. هر قدر میزان dc offset بیشتر باشد این نوسانات بیشتر می‌شود. همچنین مطابق شکلهای (۳-ب) و (۳-ج) مؤلفه‌های شار تخمینی در محورهای d و q بر روی یک مؤلفه dc افزاینده سوار شده و با حفظ دامنه نوسان



شکل ۲. نمودار جعبه‌ای تخمینگر شار استاتور



شکل ۳. شار تخمینی استاتور در شرایط وجود dc offset در ورودی انتگرال گیر خالص
الف- شار منتجه ب- مؤلفه شار d ج- مؤلفه شار q

جمله دوم حذف شده و تنها معادله زیر باقی می‌ماند [۶].

$$y = \frac{1}{s + \omega_0} x \quad (8)$$

معادله (۸) نشان دهنده یک فیلتر پایین‌گذر ساده است که در آن ω_0 فرکانس قطع فیلتر است. با انتخاب این فرکانس معادل مقادیر خیلی کوچک، معادله (۸) به معادله انتگرال گیر خالص (۶) بسیار نزدیک می‌شود. در واقع در فرکانس قطع خیلی کم، فیلتر پایین‌گذر به انتگرال گیر خالص نزدیک می‌شود [۶] و [۷].

۴-۱- ارزیابی عملکرد LPF

با توجه به معادله (۸) ملاحظه می‌شود که برای

می‌توان از یک فیلتر پایین‌گذر (LPF) با فرکانس قطع پایین به جای انتگرال گیر خالص استفاده کرد. در این روش به انتگرال گیر خالص یک پس‌خور اضافه می‌شود که می‌تواند اثر dc offset را جبران کند این موضوع در معادلات ریاضی زیر نشان داده شده است.

برای یک انتگرال گیر خالص می‌توان نوشت:

$$y = \frac{1}{s} x \quad (6)$$

این معادله را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$y = \frac{1}{s + \omega_0} x + \frac{\omega_0}{s + \omega_0} y \quad (7)$$

با اضافه کردن یک پس‌خور منفی برابر با جمله دوم معادله بالا،

$$\tau = \frac{1}{\omega_e} \tan \left[\frac{1}{3} (90 - \varphi_1) \right] \quad (12)$$

از طرف دیگر با توجه به برابری بهره کل با بهره انتگرال گیر خالص، مقدار بهره معادل G محاسبه می‌شود.

$$Gain(k_1) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_e \tau_1)^2}} \quad (13)$$

$$Gain(LPF) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_e \tau)^2}} \quad (14)$$

$$Gain(k_1) \times [Gain(LPF)]^3 \times G = \frac{1}{\omega_e} \quad (15)$$

$$G = \frac{1}{\omega_e} \times \sqrt{[1 + (\omega_e \tau)^2]^3 \times [1 + (\omega_e \tau_1)^2]} \quad (16)$$

بنابراین برای انتگرال گیری از یک سیگنال، ابتدا آن را از سه عدد فیلتر پایین‌گذر با ثابت زمانی τ مطابق معادله (12) عبور داده، سپس آن را در بهره G مطابق معادله (16) ضرب می‌کنیم. این روش اصطلاحاً PCLPF نامیده می‌شود و عملکرد آن مشابه با یک انتگرال گیر خالص است. با این تفاوت که مشکل dc offset در آن حل می‌شود [۴]. این روش به عنوان یک روش پایه در حل مشکل offset dc در کنترل برداری مستقیم با جهت‌یابی شار استاتور مطرح و تحقیقات بعدی براساس آن صورت گرفته است [۱۰-۱۲].

۵- ارزیابی عملکرد PCLPF

برای ارزیابی عملکرد PCLPF متشکل از سه عدد فیلتر سری و با فرض اینکه ثابت زمانی فیلتر سخت‌افزاری بزرگ بوده و لذا اثرات آن قابل صرف‌نظر است، معادلات (۱۲) و (۱۶) بازنویسی شدند. در این صورت تاخیر فاز ایجاد شده توسط هر فیلتر معادل 30° خواهد بود و مقادیر ثابت زمانی و بهره معادل بر حسب فرکانس ω_e عبارت‌اند از:

$$\tau = \frac{1}{\omega_e} \tan 30 = \frac{\sqrt{3}}{3\omega_e} \quad (17)$$

$$G = \frac{1}{\omega_e} \times \sqrt{[1 + (\omega_e \tau)^2]^3} = \frac{8}{3\sqrt{3}} \times \frac{1}{\omega_e} \quad (18)$$

بنابراین پاسخ مجموعه سیستم PCLPF بر حسب فرکانس ω_e ، که بهره معادل هم در آن ضرب شود مقدار زیر است:

نزدیک‌سازی عملکرد فیلتر پایین‌گذر به عملکرد انتگرال گیر خالص، مقدار ω_0 باید کوچک باشد، ولی از طرف دیگر با کاهش ω_0 ، میزان پس خور خروجی به ورودی کاهش یافته و این امر باعث افزایش میزان dc موجود در خروجی می‌شود. در عمل چنانچه ω_0 برای سرعتهای بالا تنظیم شود تخمین‌گر در سرعتهای پایین دچار خطأ می‌شود و چنانچه فیلتر برای سرعتهای پایین تنظیم شود، دامنه dc offset در خروجی افزایش یافته و باعث ایجاد خطأ در محاسبه موقعیت بردار شار می‌شود. بنابراین استفاده از فیلتر پایین‌گذر با فرکانس قطع ثابت به جای انتگرال گیر خالص می‌تواند باعث ایجاد نوسانات ناخواسته در موتور القایی شود. این مطلب با استفاده از نتایج شبیه‌سازی هم به اثبات می‌رسد.

۵- اصول کار فیلترهای سری پایین‌گذر برای حل dc offset مشکل

برای رفع مشکلات فوق در سال ۱۹۹۷ روشنی در مراجع [۸ و ۹] ارائه شد. در این روش برای انتگرال گیری از سه عدد فیلتر پایین‌گذر سری با معادلات:

$$\frac{y}{x} = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (9)$$

استفاده می‌شود. مقدار ثابت زمانی و بهره معادل این فیلترها متغیر بوده و به نحوی محاسبه می‌شوند که در هر فرکانس، تاخیر فاز و بهره کلی ناشی از سه فیلتر مشابه یک انتگرال گیر خالص و به ترتیب معادل 90° و $\frac{1}{\omega_e}$ باشند. از طرف دیگر در این محاسبات باید اثر φ_1 تاخیر فاز و k_1 بهره ناشی از فیلتر مربوط به اجزای سخت‌افزاری که با ثابت زمانی τ است، در نظر گرفته شود.

برای محاسبه τ از تساوی تأخیر فازهای ایجاد شده به شرح زیر استفاده می‌شود.

$$\angle \frac{1}{1 + \tau S} = \tan^{-1} \omega_e \tau \quad (10)$$

$$3\angle \left(\frac{1}{1 + \tau S} \right) + \varphi_1 = 90 \quad (11)$$

فرکانس اعتبار نداشته و بهره و تأخیر فاز ایجاد شده توسط PCLPF با انتگرال گیر خالص یکسان نخواهد بود. این مشکل در سرعتهای پایین که فرکانس تغذیه موتور کم است بیشتر حائز اهمیت است. زیرا در این شرایط با اعمال گشتاور مرتع، فرکانس سیستم سریعاً افزایش می‌یابد و چون میزان تغییر نسبی زیاد بوده و در زمان بسیار کوتاهی اتفاق می‌افتد، لذا عملکرد PCLPF مختلف می‌شود. اما در سرعتهای بالا با اعمال گشتاور مرتع تغییرات نسبی فرکانس چندان زیاد نبوده و در نتیجه عملکرد این سیستم قابل قبول است. نتایج شبیه‌سازی مؤید صحت تحلیلهای بالاست.

۶- طراحی انتگرال گیر خاص با قابلیت تخلیه dc offset

dc offset در خروجی انتگرال گیر باعث می‌شود که مؤلفه‌های شار d و q تخمین زده شده، شکل کلی سینوسی با دامنه ثابت خود را حفظ کرده و با شیب ملایم افزایش یابند، شکلهای (۳ - ب) و (۳ - ج). لذا برای حل مشکل فوق و تخلیه dc offset انباشته شده در خروجی انتگرال گیر طرح زیر پیشنهاد می‌شود. برای این منظور ابتدا با اندازه‌گیری و محاسبه مراکریم و مینیمم خروجی انتگرال گیر، و با معدل گیری از آن مقدار dc offset در خروجی انتگرال گیر به دست می‌آید. سپس مطابق معادلات (۲۱) و (۲۲) این مقدار محاسبه شده و از خروجی انتگرال گیر کم می‌شود. به این ترتیب در هر مرحله‌ای که مؤلفه‌های خروجی انتگرال گیر از حداقل یا حداقل خود عبور می‌کنند، این مقادیر جدید تعیین شده و با انجام محاسبات اصلاحی جواب انتگرال گیر به مقدار جدید تغییر می‌یابد. به این ترتیب اثر شارژ انتگرال گیر به واسطه $\int V_{dc} dt$ تخلیه و خشی می‌شود.

$$\psi_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - r_s i_{ds}^s) dt + \int V_{dc} dt - \hat{V}_{d\text{off}} \quad (21)$$

$$\psi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt + \int V_{dc} dt - \hat{V}_{q\text{off}} \quad (22)$$

محاسبات مربوط به شکل دیجیتالی به صورت معادلات زیر نخواهد بود:

$$\frac{y}{x} = \left(\frac{1}{1 + \frac{\sqrt{3}}{3\omega_e} J\omega_e} \right)^3 \times \frac{8}{3\sqrt{3}} \times \frac{1}{\omega_e} = \frac{1}{J\omega_e} \quad (19)$$

همان‌گونه که در معادله (۱۹) ملاحظه می‌شود بهره نهایی این سیستم برابر با $\frac{1}{\omega_e}$ و تأخیر ایجاد شده برابر با ۹۰ درجه است و این دقیقاً مشابه بهره و تأخیر فاز یک انتگرال گیر خالص است. ولی در عین حال اشکالات زیر به نظر می‌رسد:
الف: در معادله (۱۹) فرکانس تغذیه موتور در مخرج معادله ظاهر شده است. بنابراین در زمانی که موتور در حالت سکون است مخرج معادله فوق صفر بوده و خروجی PCLPF عددی بسیار بزرگ است، بنابراین تخمینگر قادر به محاسبه شار استاتور نبوده و درنتیجه کترول برداری در حالت سکون و راهاندازی امکان‌پذیر نیست، لذا باید از روشهای دیگری برای راهاندازی استفاده شود.

ب: پاسخ سیستم PCLPF به یک سیگنال dc به صورت زیر است:

$$\text{output } dc = \frac{8}{3\sqrt{3}\omega_e} \times V_{dc} \quad (20)$$

در این معادله ω_e فرکانس تغذیه موتور و V_{dc} بیان‌کننده دامنه سیگنال dc ورودی است. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود، میزان سیگنال dc خروجی از سیستم PCLPF وابسته به فرکانس بوده و با کاهش آن میزان dc در خروجی افزایش می‌یابد. بنابراین در سرعتهای کم شار تخمینی در محورهای d و q دارای مقداری dc است و این مقدار با کاهش سرعت افزایش بیشتری یافته، در نتیجه گشتاور موتور دارای نوسان خواهد بود.

ج: با توجه به اینکه روابط مربوط به ثابت زمانی و بهره PCLPF، برای حالت ماندگار نوشته شده است. لذا این روابط وقتی صادق‌اند که فرکانس سیستم بدون تغییر بوده و یا حداقل تغییرات آن کند باشد. در حالی که در شرایط کترول برداری، فرکانس سیستم با تغییر گشتاور سریعاً تغییر می‌کند تا بتواند گشتاور مورد نظر را ایجاد کند. بنابراین معادلات فوق در زمان گذرای مربوط به تغییر گشتاور مرجع و به عبارت دیگر تغییر

۷- نتایج شبیه‌سازی

در شبیه‌سازی سیستم کنترل برداری مستقیم با جهت یابی شار استاتور که مطابق جعبه شکل (۱) است از نرم افزار SIMULINK استفاده شده است [۱۳]. موتور موردنظر به قدرت ۱۰۰kw و مشخصات آن در پیوست (۱) مندرج است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی این سیستم با استفاده از انتگرال گیر خالص و با فرض عدم وجود dc offset در شکلهای (۵-الف) و (۵-و) ارائه شده است. این نتایج به ترتیب مربوط به تغییرات سرعت، شار تخمینی و حقیقی و گشتاور مرتع، تخمینی و حقیقی است. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود شار در شرایط کاری مختلف ثابت باقی مانده است، همچنین گشتاور واقعی و تخمینی کاملاً بر هم منطبق بوده و گشتاور موتور، به خوبی گشتاور مرتع را دنبال می‌کند. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود در این شرایط کنترل برداری به ازای تغییرات سرعت از صفر تا سرعت نامی به خوبی قابل انجام است.

برای بررسی عملکرد سیستم کنترل برداری در شرایط استفاده از روش‌های مختلف برای جبران اثر dc offset ورودی انتگرال گیرهای مربوط به هر روش مقداری سیگنال نویز dc برابر با ۲۰ میلی ولت اضافه شد. نتایج شبیه‌سازی به شرح زیر است:

الف- استفاده از انتگرال گیر خالص

در این حالت مقادیر شار و گشتاور تخمینی و واقعی موتور مطابق شکلهای (۳) و (۶) است، همان‌گونه که ملاحظه می‌شود بعد از اعمال dc offset به ورودی انتگرال گیر مطابق شکل (۳-ب) و (۳-ج) شار تخمینی در محورهای d و q شروع به افزایش تدریجی می‌کند، لذا شار تخمینی موتور هم مطابق شکل (۶-ب) دچار نوسان شده و به دنبال آن شار و گشتاور واقعی موتور هم دچار نوسانات افزایشی می‌شوند، (شکلهای ۶-ج) و (۶-و)، و در نتیجه کنترل برداری مختلط می‌شود.

ب- استفاده از LPF

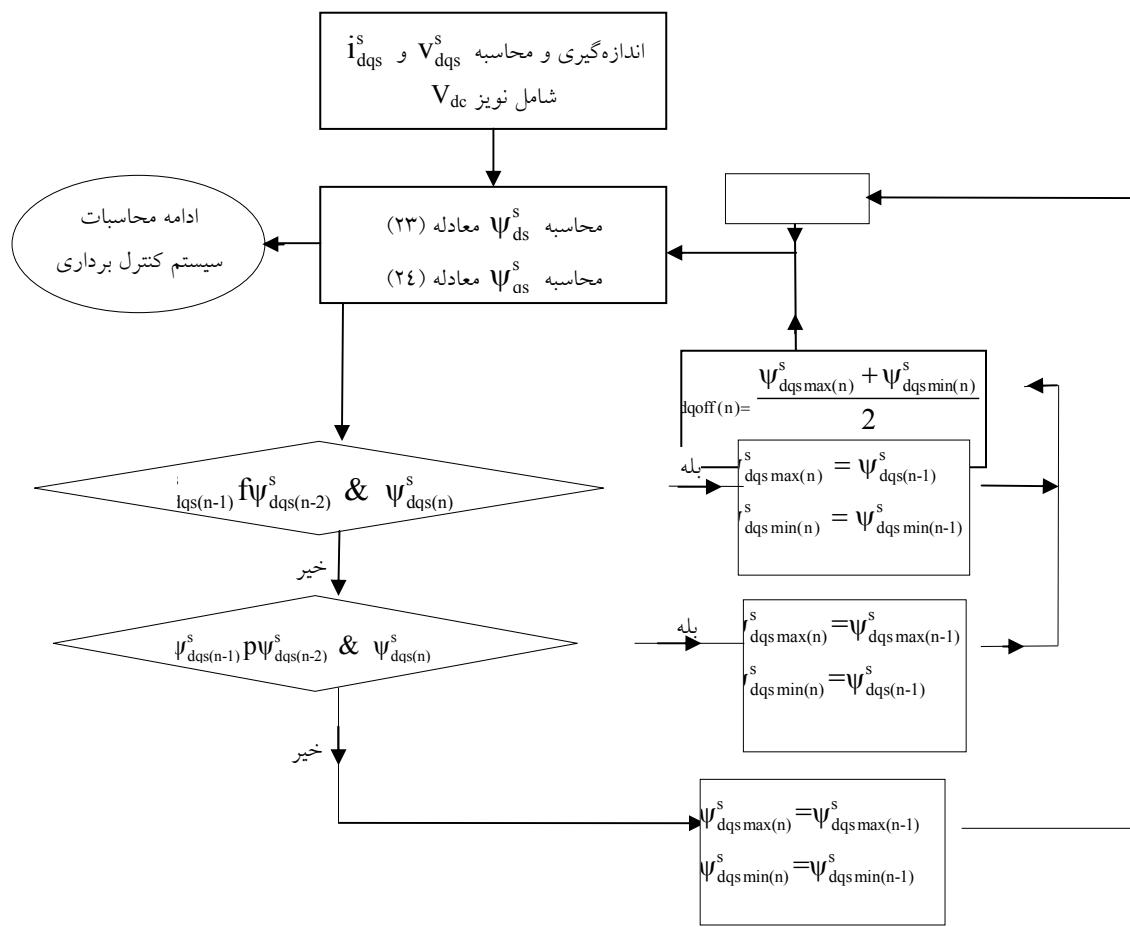
در شکل (۷) اثر dc offset بر تخمینگر شار، در شرایط

$$\begin{aligned} \Psi_{ds(n+1)}^s &= \Psi_{ds(n)}^s + (v_{ds(n+1)}^s \\ &\quad - r_s i_{ds(n+1)}) \Delta T + V_{dc(n+1)} \Delta T - \hat{V}_{doff(n)} \end{aligned} \quad (23)$$

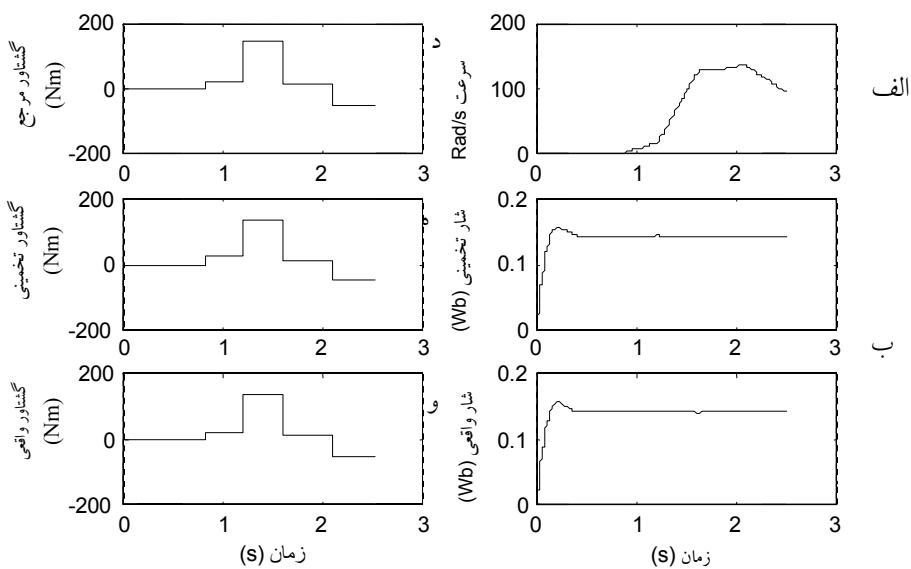
$$\begin{aligned} \Psi_{qs(n+1)}^s &= \Psi_{qs(n)}^s + (v_{qs(n+1)}^s - r_s i_{qs(n+1)}) \Delta T \\ &\quad + V_{qs(n+1)} \Delta T - \hat{V}_{qoff(n)} \end{aligned} \quad (24)$$

روندنمای این روش در شکل (۴) نشان داده شده است. ورودیهای این جعبه مقادیر مؤلفه‌های ولتاژ و جریان استاتور در محورهای d و q است. این مؤلفه‌ها شامل نویز dc هم هستند. در مرحله بعدی با توجه به معادلات (۲۳) و (۲۴) مقادیر مؤلفه‌های شار برروی محورهای d و q با انتگرال گیری از تفاضل ولتاژ استاتور و افت ولتاژ روی مقاومت و به روش دیجیتالی محاسبه می‌شوند. خروجی این انتگرال گیر شامل دو قسمت است، یک قسمت سیگنال سینوسی است، که با انتگرال گیری از یک ورودی سینوسی به دست می‌آید و قسمت دوم یک سیگنال افزایشی که با انتگرال گیری از dc offset به دست می‌آید.

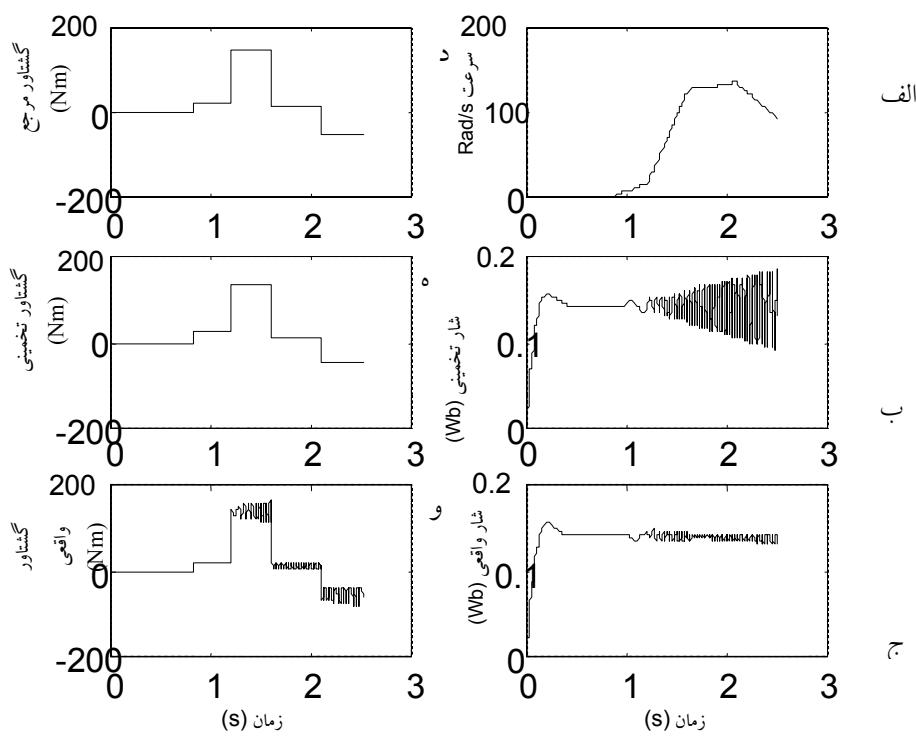
برای محاسبه ماکریم و مینیم در خروجی انتگرال گیر، مقدار آن در هر گام محاسباتی با دو گام قبلی مقایسه می‌شود، چنانچه مقدار گام (n-1)am از مقدار آن در گامهای n و (n-2)am بیشتر باشد، مقدار گام (n-1)am به عنوان ماکریم، و چنانچه از آن دو کمتر باشد، این مقدار مینیم تابع است. در صورتی که شرط فوق برقرار نباشد، ماکریم و مینیم تابع تغیری نمی‌کند. در صورتی که ورودی تخمینگر فاقد نویز dc باشد، شار تخمینی موتور کاملاً سینوسی و بدون dc offset است. بنابراین نقاط ماکریم و مینیم آن ثابت بوده و متوسط نقاط ماکریم و مینیم برابر صفر است. اما در صورتی که در ورودی انتگرال گیر مقداری dc offset وجود داشته باشد، مقادیر ماکریم و مینیم تغییر کرده و همین طور متوسط نقاط ماکریم و مینیم عددی غیر از صفر و بیان کننده \hat{V}_{doff} یا به عبارت دیگر تخمینی از ولتاژ در خروجی انتگرال گیر است. که البته با استفاده از این روش پیشنهادی، این ولتاژ از پاسخ انتگرال گیر تخلیه خواهد شد.



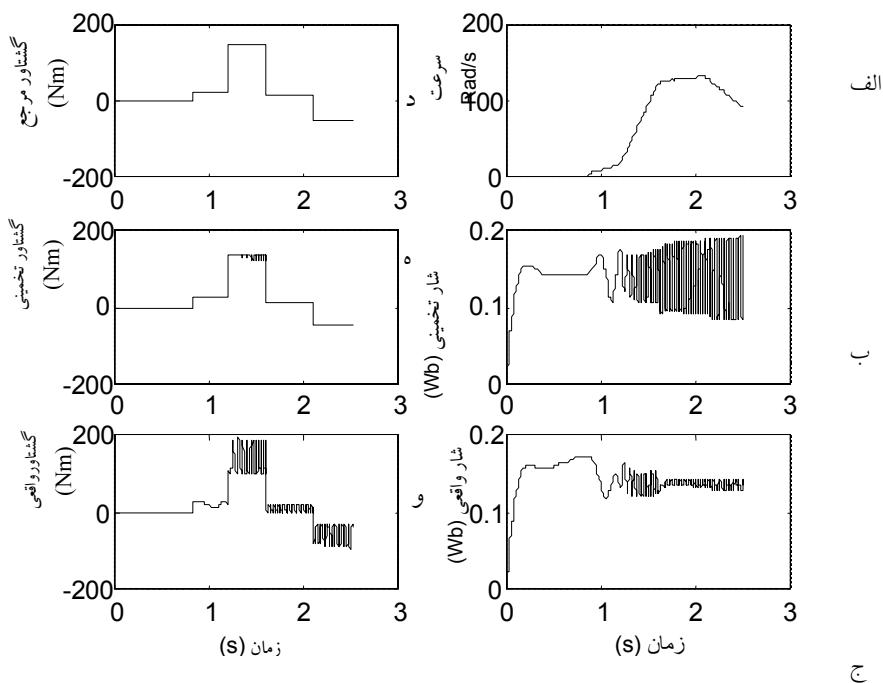
شکل ۴. روندnamای انگرال گیر پیشنهاد شده با قابلیت تخلیه dc offset و نحوه محاسبه مقادیر حداقل و حد اکثر مؤلفه های شار d و q



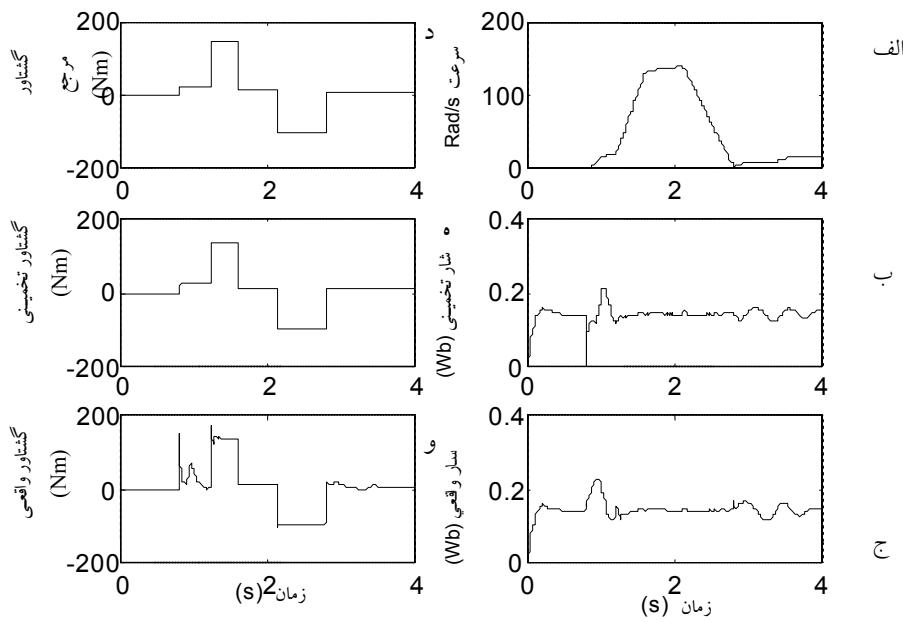
شکل ۵. عملکرد سیستم با استفاده از انگرال گیر خالص در شرایط عدم وجود dc offset
الف- سرعت ب- شار تخمینی ج- شار واقعی د- گشتاور مرجع ه- گشتاور تخمینی و- گشتاور واقعی



شکل ۶. عملکرد سیستم با استفاده از انTEGRال گیر خالص در شرایط وجود dc offset
الف- سرعت ب- شار تخمینی ج- شار واقعی د- گشتاور مرجع ه- گشتاور تخمینی و- گشتاور واقعی



شکل ۷. عملکرد سیستم با استفاده از LPF برای حل مشکل dc offset
الف- سرعت ب- شار تخمینی ج- شار واقعی د- گشتاور مرجع ه- گشتاور تخمینی و- گشتاور واقعی



شکل ۸ نتایج استفاده از PCLPF در حل dc offset

الف- سرعت ب- شار تخمینی ج- شار واقعی- گشتاور مرجع ه- گشتاور تخمینی و- گشتاور واقعی

مرجع باعث ایجاد خطای شدید در گشتاور واقعی شده ولی با افزایش سرعت این مشکل حل می شود. همچنین در سرعتهای پایین شار موتور با مقدار مرجع اختلاف دارد ولی با افزایش سرعت، شار واقعی به شار مرجع نزدیک می شود. در این حالت اعمال یک گشتاور منفی و به تبع کاهش سرعت، باعث ایجاد نوسان در شار و گشتاور واقعی موتور شده است. دامنه این نوسانات متناسب با عکس سرعت است. همچنین در سرعتهای پایین افزایش گشتاور مرجع باعث ایجاد خطای بیشتر در شار و گشتاور تخمینی می شود. علت این موضوع افزایش نسبی شدید فرکанс موتور، و معتبر نبودن روابط PCLPF در حالت دینامیکی است. با افزایش سرعت، فرکанс هم زیاد می شود، بنابراین تغییر گشتاور مرجع در سرعتهای بالا اگرچه باعث تغییر فرکанс می شود، ولی چون اختلاف نسبی فرکанс اولیه و فرکанс بعد از اعمال گشتاور اندک است، لذا اختلاف مقادیر واقعی و تخمینی شار و گشتاور چشمگیر نیستند.

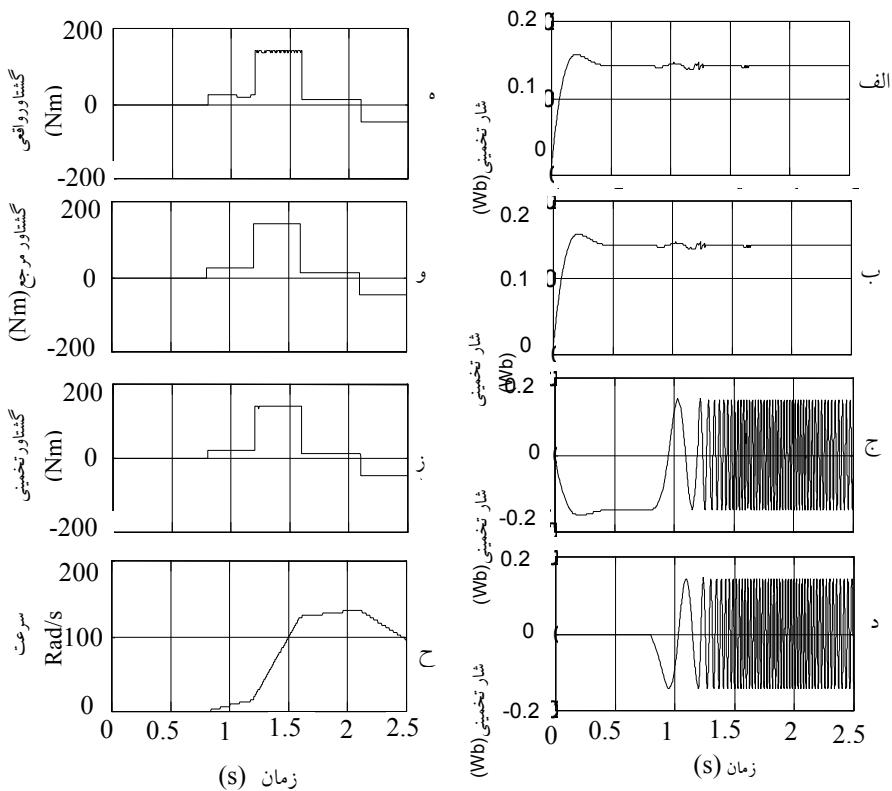
د- استفاده از انتگرال گیر جدید پیشنهاد شده

در این قسمت نتایج شبیه سازی در شرایط به کارگیری

جاگذاری فیلتر پایین گذر به جای انتگرال گیر خالص بررسی شده است. همان گونه که ملاحظه می شود بعد از اعمال سیگنال dc، شار تخمینی مطابق شکل (۷-ب) شروع به افزایش می کند، اما بعد از چند ثانیه، مقدار آن ثابت می شود. در این حالت اگرچه گشتاور و شار واقعی موتور هم مطابق شکلهای (۷-ج) و (۷-و) دارای نوسان اند، ولی میزان نوسانات افزایشی نیست و در محدوده ثابتی باقی می مانند. اما به هر حال دامنه این نوسانات زیاد بوده و می تواند کنترل برداری را مختل کند.

ج- استفاده از PCLPF

در شکل (۸) گشتاور و شار واقعی و تخمینی موتور و همچنین سرعت مکانیکی موتور را در حالتی که از PCLPF به جای انتگرال گیر خالص استفاده شده نشان داده شده است. چون این روش قادر به راه اندازی موتور نیست، لذا برای راه اندازی از انتگرال گیر خالص استفاده شده و با افزایش سرعت PCLPF جایگزین انتگرال گیر خالص شده، بعد از آن dc offset به ورودی اعمال شده است. همان گونه که ملاحظه می شود در شروع راه اندازی که سرعت کم است، تغییر گشتاور



شکل ۹. عملکرد سیستم با استفاده از انتگرال گیر پیشنهادی برای حل مشکل dc offset
 الف- شار واقعی ب- شار تخمینی ج- مؤلفه شار تخمینی در محور d- همچنین مؤلفه شار تخمینی در محور q- گشتاور واقع
 و- گشتاور مرجع ز- گشتاور تخمینی ح- سرعت

حتی در سرعتهای پایین دنبال کرده است. از طرف دیگر ملاحظه می‌شود که شار موتور به خوبی در مقدار نامی خود تثبیت شده و حتی در شرایط تغییر گشتاور و یا در سرعتهای پایین هم فاقد هرگونه نوسانات قابل توجهی است. در این روش به علت کاهش dc offset در خروجی، نوسانات گشتاور نسبت به روش‌های قبلی به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته است. در ضمن چون در این روش بر خلاف فیلتر پایین‌گذار خطابی در محاسبه زاویه شار استاتور ایجاد نمی‌شود، لذا کنترل برداری در سرعتهای مختلف با دقت قابل قبولی انجام پذیر است.

۸- نتیجه گیری

استفاده از جهت‌یابی شار استاتور در کنترل برداری موتورهای القایی، دارای مزایای از جمله عدم نیاز به حسگر

انتگرال گیر جدید پیشنهادی و اعمال سیگنال نویز dc برابر ۲۰ میلی ولت به ورودی آن ارائه شده است. شکل‌های ۹-الف) تا ۹-د) شار واقعی و تخمینی استاتور و همچنین مؤلفه‌های آن را در محورهای d و q نشان می‌دهد. در این شرایط، اگر چه سیگنال ورودی به انتگرال گیرهای مربوط به محاسبه مؤلفه‌های شار دارای dc offset اند، اما سیگنال خروجی یک موج سینوسی و فاقد جایه جایی نسبت به محور است. بنابراین عمل تخمین به نحو مطلوبی انجام گرفته است.

همچنین در شکل‌های ۹-ه) تا ۹-ز) و شکل ۹-ج) به ترتیب گشتاور تخمینی، واقعی و مرجع و همچنین سرعت نمایش داده شده‌اند، همان‌طور که ملاحظه می‌شود گشتاور تخمینی و واقعی در حد قابل قبولی بر هم انطباق دارند، همچنین گشتاور واقعی موتور هم به خوبی گشتاور مرجع را

ولی در این حالت راهاندازی موتور از حالت سکون امکانپذیر نبوده و نیاز به سیستم راهانداز مجزا دارد. همچنین استفاده از PCLPF، باعث ایجاد خطای زیادی در شار و گشتاور تخمینی در سرعتهای کم می‌شود. به طوری که در سرعتهای پایین عملکرد کترل برداری مختلف می‌شود.

روش جدید پیشنهاد شده در این مقاله بر مبنای تخلیه جواب انتگرال گیر از شارژ ناشی از dc offset استوار است. برای این منظور با اندازه‌گیری و محاسبه حداکثر و حداقل dc offset خروجی انتگرال گیر و با معدل گیری از آن مقدار ولتاژ dc offset به دست آمده و این مقدار از خروجی انتگرال گیر کم شده و جواب انتگرال گیر معادل این مقدار اصلاح شده قرار داده می‌شود. این روش به فرکانس سیگنال ورودی به جعبه انتگرال گیر و به عبارت دیگر به سرعت وابستگی ندارد. در نتایج شبیه‌سازی این روش ملاحظه می‌شود که میزان نوسانات موجود در شار و گشتاور نسبت به روش‌های قبلی به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته و انجام کترل برداری در سرعتهای پایین هم امکانپذیر است.

سرعت و عدم وابستگی به پارامترهای روتور است. مهمترین مشکل در این روش وجود dc offset در جریانها و ولتاژهای اندازه‌گیری شده است که باعث بروز خطا در محاسبات جعبه تخمینگر و در نهایت اختلال در انجام کترل برداری می‌شود. استفاده از فیلتر پایین گذر به جای انتگرال گیر موجود در جعبه تخمینگر شار، یک روش سنتی برای حل مشکل فوق است. این روش با توجه به ارزیابی انجام گرفته و نتایج شبیه‌سازی، دارای دو نقطه ضعف است. اولین مشکل آن، ایجاد خطای محاسبه بردارهای یکه است، این خطای در سرعتهای پایین بیشتر بروز می‌کند، زیرا در سرعتهای پایین عملکرد فیلتر پایین گذر از انتگرال گیر خالص فاصله می‌گیرد. مشکل دوم وابستگی میزان dc offset در خروجی فیلتر پایین گذر به فرکانس قطع فیلتر است، چنانچه با افزایش فرکانس قطع میزان خروجی را کاهش دهیم، مشکل اول تشدید می‌شود.

روش دیگر برای حل مشکل فوق استفاده از PCLPF به جای انتگرال است. در این روش هم با توجه به تجزیه و تحلیل معادلات و نتایج شبیه‌سازی ملاحظه شد که اگر چه این تکنیک در سرعتهای بالا تا حدی مشکلات فوق را حل می‌کند،

واژه نامه

1. low-pass filter
2. programmable cascaded low-pass filter

مراجع

1. Vas, P., *Vector Control of ac Machine*, Oxford University Press, 1990.
۲. ابراهیمی، م، ”کترل درایوهای الکترونیکی DC و AC“ و انتشارات جهاد دانشگاهی صنعتی اصفهان، ۱۳۸۱
3. Casadi, D., Serra, G., and Tani, A., “Sensitivity Investigation of a Speed Sensorless Induction Motor Drive Based on Stator Flux Vector Control,” *PESC'97, Proceedings of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 2, pp. 1055 –1060, 1997.
4. Bose, B.K., and Goday Simoes, M., “Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive,” *Proceedings of the Industry Applications Conference*, thirtieth IAS Annual Meeting, Vol.1, pp.137-143, 1995.
5. Baghli, L., Razik, H., and Rezzoug, A., “A Stator Flux Oriented Drive for an Induction Motor with Extra (α , β) Coils,” *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vol. 4, pp. 2522-2526, 1998 .
6. Hurst, K.D., Habetler, T.G., Griva, G., and Profumo, F., “Zero-speed Tacholess IM Torque Control: Simply a Matter of Stator Voltage Induction,” *IEEE Transaction on Industry application*, Vol. 34, No. 4, 1995.
7. Hu, J., and Wu, B., “New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 13, No. 5, pp. 969-977, September 1998.
8. Bose, B.K., and Patel, N.R., “ A Programmable Cascaded Low-pass filter –Based Flux Synthesis for

- a Stator Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 44. No. 1,pp.140-143,February 1997.
9. da Silva, L.E.B., Bose, B.K., and Pinto, J.O.P., “Recurrent-Network-Based Implementation of a Programmable Cascaded Low-pass Filter Used in Stator Flux Synthesis of Vector-controlled Induction Motor Drive,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 3, pp. 662-665, June 1999.
10. Pinto, J.O.P, Bose, B.K., and Silva, L.E.B., “A Stator Flux Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive with Space Vector PWM and Flux Vector Synthesis by Neural Networks,” *IEEE Transaction on Industry Application*, Vol. 37, No. 5, 2001.
11. Chun,T.W., and Choi, M.K., “A Novel Start-Up Scheme of Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive Without Torque Jerk,” *Proceedings of the Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 1, pp. 148-153, 2001.
12. Karanayil, B., “An Implementation of a Programmable Cascaded Low-Pass Filter for Rotor Flux Synthesizer for an Induction Motor Drive,” *PESC 2002 IEEE 33rd Annual*, Vol. 4, 2002.
13. SIMULINK, Dynamic System Simulation Software, User’s Guide, 2004.

پیوست (۱) مشخصات موتور شبیه‌سازی شده

$P=100 \text{ kw}$	$r_s=0.01121 \Omega$	$L_{ls}=43.8 \mu\text{H}$
$V=240 \text{ v}$	$r_f=0.01243 \Omega$	$L_m=2.13 \text{ mH}$
Pole=4	$L_{lr}=43.8 \mu\text{H}$	$J=0.05 \text{ kg.m}$