

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

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 روشهاست. مهمترین ضعف این روش وجود انتگرال گیر خالص در تخمینگر شار استاتور است. زیرا وجود dc offset در جریان و ولتاژ اندازه گیری شده، باعث ایجاد خطا در شار تخمینی می شود. در این مقاله ابتدا مشکلات ناشی از dc offset در انتگرال گیرهای فوق بیان می شود. برای حل این مشکلات چنانچه به جای انتگرال گیر خالص از فیلتر پایین گذر LPF^۱ و یا از فیلترهای پایین گذر برنامه پذیر سری PCLPF^۲ استفاده شود، دامنه dc offset در خروجی کاهش می یابد. بنابراین مقادیر تخمینی تا حدودی به مقادیر واقعی نزدیکتر می شوند. ولی در این روشها مسائل دیگری از قبیل ایجاد نوسان در گشتاور و شار، مشکل راه اندازی و کنترل سیستم در سرعتهای پایین پیش می آید. در ادامه این مقاله برای حل مشکل dc offset یک روش جدید مبتنی بر اندازه گیری ماکزیمم و مینیمم خروجی انتگرال گیر پیشنهاد شده است. با استفاده از نتایج شبیه سازی درایو کنترل برداری با تخمینگر فوق ملاحظه می شود که میزان اختلالات ناشی از dc offset بسیار کاهش یافته و نوسانات گشتاور و شار موتور ناچیز خواهند بود. در این حالت انجام کنترل برداری از حالت سکون امکان پذیر است و نیاز به سیستم راه انداز جداگانه ندارد.

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

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

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

۱- مقدمه

کار رفته در روش فوق ملاحظه می‌شود که در بلوک تخمینگر، از انتگرال‌گیرهای خالص استفاده شده است، لذا وجود dc offset در ورودی این انتگرال‌گیرها حتی به مقدار ناچیز و در حد چند میلی‌ولت باعث می‌شود که در خروجی انتگرال‌گیر یک خطای افزاینده ایجاد شده و نهایتاً باعث اشباع انتگرال‌گیر 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 انتگرال‌گیر خالص است [۷ و ۶]. این روش به نحوی که در متن مقاله اثبات خواهد شد خود دارای مشکلاتی است از جمله: ایجاد خطا در محاسبه زاویه بردار شار در سرعتهای پایین، ایجاد نوسانات در شار و گشتاور موتور و وابستگی 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 انتگرال‌گیر خالص است [۸ و 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

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 کنترل‌کننده 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 اندازه‌گیری 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 و 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 برخوردار است. از طرف دیگر با بررسی معادلات به

جهشهایی در گشتاور موتور می شود. از طرف دیگر اثبات خواهد شد که در سرعتهای پایین مقادیر تخمین زده شده شار و گشتاور توسط PCLPF، حتی در شرایط عدم وجود dc offset دارای خطای زیادی بوده، 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 ماکزیمم 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 جعبه‌ای کنترل کننده برداری مستقیم با جهت یابی شار استاتور توضیح داده شده، سپس نمودار جعبه‌ای 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 هر یک 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 جعبه‌ای 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

تخمین زده شده و عبور آن از کنترل کننده PI، i_{qs}^{e*} 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 مجزاکننده i_{dq} مقدار i_{de}^{e*} تولید می شود. در ادامه جریان i_{qs}^{e*} مرجع با جریان واقعی مقایسه و خطای آنها از کنترل کننده PI عبور داده شده و به این وسیله v_{qs}^{e*} تولید شده است. v_{ds}^{e*} به طور مشابه تولید می شود. در مرحله بعدی با کمک بردارهای یکه، v_{qs}^{s*} و v_{ds}^{s*} 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 مؤلفه‌های 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 مؤلفه‌های 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) مؤلفه‌های شار استاتور و مقادیر بردارهای یکه محاسبه می شوند [۱].

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

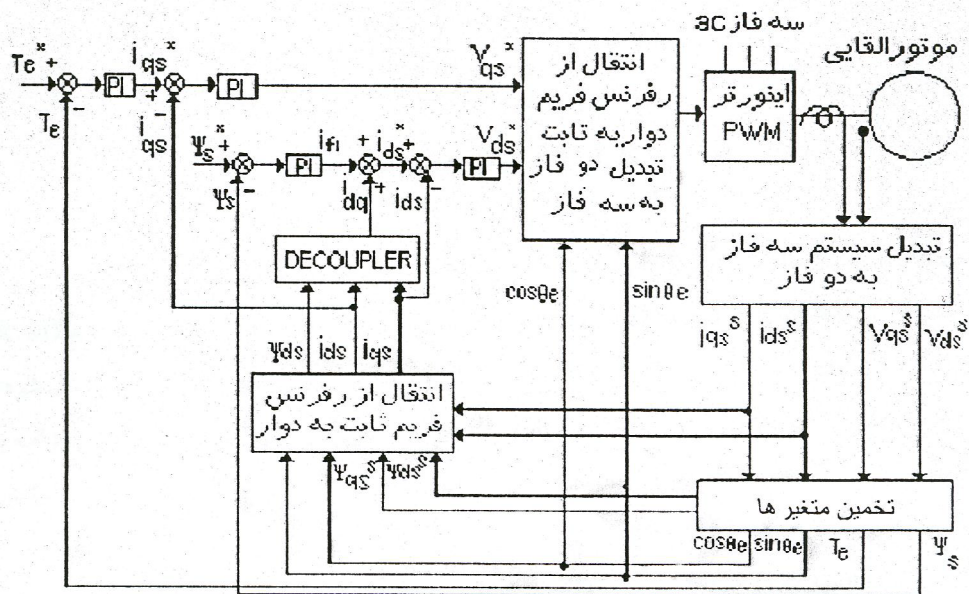
$$\psi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt \quad (2)$$

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{ds}^{s2} + \psi_{qs}^{s2}} \quad (3)$$

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

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

نمودار جعبه‌ای 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.



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 کنترل‌کننده 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: سنجش‌گرهای اندازه‌گیری ولتاژ و جریان، تقویت‌کننده‌ها، مدارهای مجزاکننده و مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال باشد. بنابراین ولتاژ و جریان ورودی به تخمین‌گر دارای مقداری dc offset است. در عمل معمولاً با تمهیدات 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 مختل کند، لذا باید از روشهای مناسبی برای رفع این مشکل استفاده شود [۵-۷].

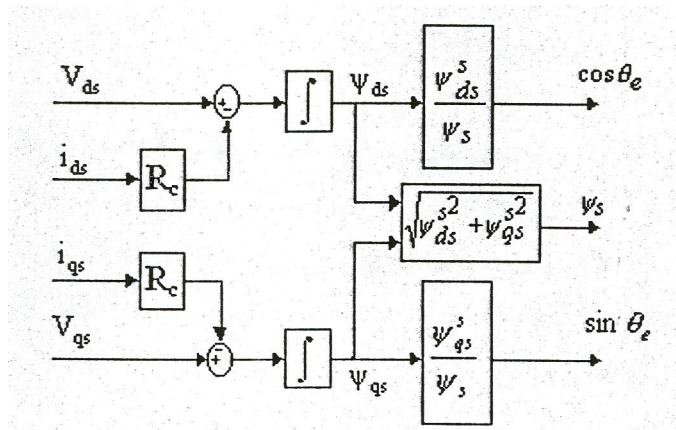
۴- اصول کار فیلتر پایین گذر برای حل مشکل

dc offset

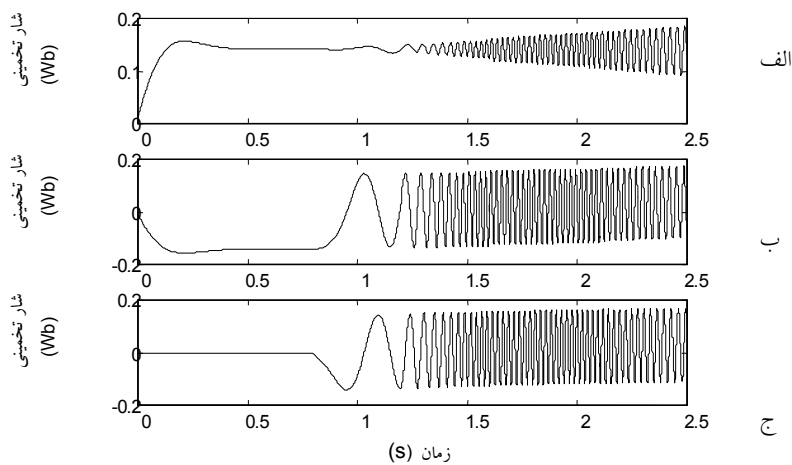
برای حل مشکل dc offset در تخمین‌گر شار استاتور

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 انتگرال‌گیر می‌شود، حتی اگر dc offset فقط برای زمان کوتاهی در ورودی انتگرال‌گیر اعمال شود، اگرچه این مقدار باعث اشباع انتگرال‌گیر 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 انتگرال‌گیر، 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].

$$y = \frac{1}{S + \omega_0} x \quad (۸)$$

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 انتگرال‌گیر خالص (۶) بسیار نزدیک می‌شود. در واقع در فرکانس قطع خیلی کم، فیلتر پایین‌گذر به انتگرال‌گیر 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 انتگرال‌گیر خالص استفاده کرد. در این روش به انتگرال‌گیر 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 انتگرال‌گیر خالص می‌توان نوشت:

$$y = \frac{1}{S} x \quad (۹)$$

این معادله را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$y = \frac{1}{S + \omega_0} x + \frac{\omega_0}{S + \omega_0} y \quad (۱۰)$$

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

$$\tau = \frac{1}{\omega_e} \tan \left[\frac{1}{3} (90 - \phi_1) \right] \quad (12)$$

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

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

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

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

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

بنابراین برای انتگرال گیری از یک سیگنال، ابتدا آن را از سه عدد فیلتر پایین گذر با ثابت زمانی τ مطابق معادله (۱۲) عبور داده، سپس آن را در بهره G مطابق معادله (۱۶) ضرب می کنیم. این روش اصطلاحاً PCLPF نامیده می شود و عملکرد آن مشابه با یک انتگرال گیر خالص است. با این تفاوت که مشکل dc offset در آن حل می شود [۴]. این روش به عنوان یک روش پایه در حل مشکل dc offset در کنترل برداری مستقیم با جهت یابی شار استاتور مطرح و تحقیقات بعدی براساس آن صورت گرفته است [۱۰-۱۲].

۵-۱- ارزیابی عملکرد PCLPF

برای ارزیابی عملکرد PCLPF متشکل از سه عدد فیلتر سری و با فرض اینکه ثابت زمانی فیلتر سخت افزاری بزرگ بوده و لذا اثرات آن قابل صرف نظر 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 عبارتند 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 معادل مقدار زیر است:

نزدیک سازی عملکرد فیلتر پایین گذر 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 می شود. در عمل چنانچه ω_0 برای سرعت های بالا تنظیم شود تخمینگر در سرعت های پایین دچار خطا می شود و چنانچه فیلتر برای سرعت های پایین تنظیم شود، دامنه dc offset در خروجی افزایش یافته و باعث ایجاد خطا در محاسبه موقعیت بردار شار می شود. بنابراین استفاده از فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع ثابت به جای انتگرال گیر خالص می تواند باعث ایجاد نوسانات ناخواسته در موتور القایی شود. این مطلب با استفاده از نتایج شبیه سازی هم به اثبات می رسد.

۵- اصول کار فیلترهای سری پایین گذر برای حل

مشکل dc offset

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

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

استفاده می شود. مقدار ثابت زمانی و بهره معادل این فیلترها متغیر بوده و به نحوی محاسبه می شوند 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 سخت افزاری که با ثابت زمانی τ_1 است، در نظر گرفته شود.

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

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

$$3\angle \left(\frac{1}{1 + \tau S} \right) + \phi_1 = 90 \quad (11)$$

فرکانس اعتبار نداشته و بهره و تأخیر فاز ایجاد شده توسط PCLPF با انتگرال گیر خالص یکسان نخواهند بود. این مشکل در سرعت‌های پایین که فرکانس تغذیه موتور کم است بیشتر حائز اهمیت است. زیرا در این شرایط با اعمال گشتاور مرجع، فرکانس سیستم سریعاً افزایش می‌یابد و چون میزان تغییر نسبی زیاد بوده و در زمان بسیار کوتاهی اتفاق می‌افتد، لذا عملکرد PCLPF مختل می‌شود. اما در سرعت‌های بالا با اعمال گشتاور مرجع 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 ماکزیمم و مینیمم خروجی انتگرال گیر، و با معدل‌گیری 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 حداکثر 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 خنثی می‌شود.

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

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

محاسبات مربوط به شکل دیجیتالی به صورت معادلات زیر خواهند 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 در نتیجه کنترل 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 کنترل برداری، فرکانس سیستم با تغییر گشتاور سریعاً تغییر می‌کند تا بتواند گشتاور موردنظر 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 مورد نظر به قدرت 100kw 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 مرجع، تخمینی و حقیقی است. همان گونه 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 مرجع را دنبال می‌کند. همان گونه 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، به ورودی انتگرال‌گیرهای مربوط به هر روش مقداری سیگنال نویز dc برابر با ۲۰ میلی‌ولت اضافه شد. نتایج شبیه‌سازی به شرح زیر است:

الف- استفاده از انتگرال‌گیر خالص

در این حالت مقادیر شار و گشتاور تخمینی و واقعی موتور مطابق شکل‌های (۳) و (۶) است، همان گونه که ملاحظه می‌شود بعد از اعمال dc offset به ورودی انتگرال‌گیر 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 مختل می‌شود.

ب- استفاده از LPF

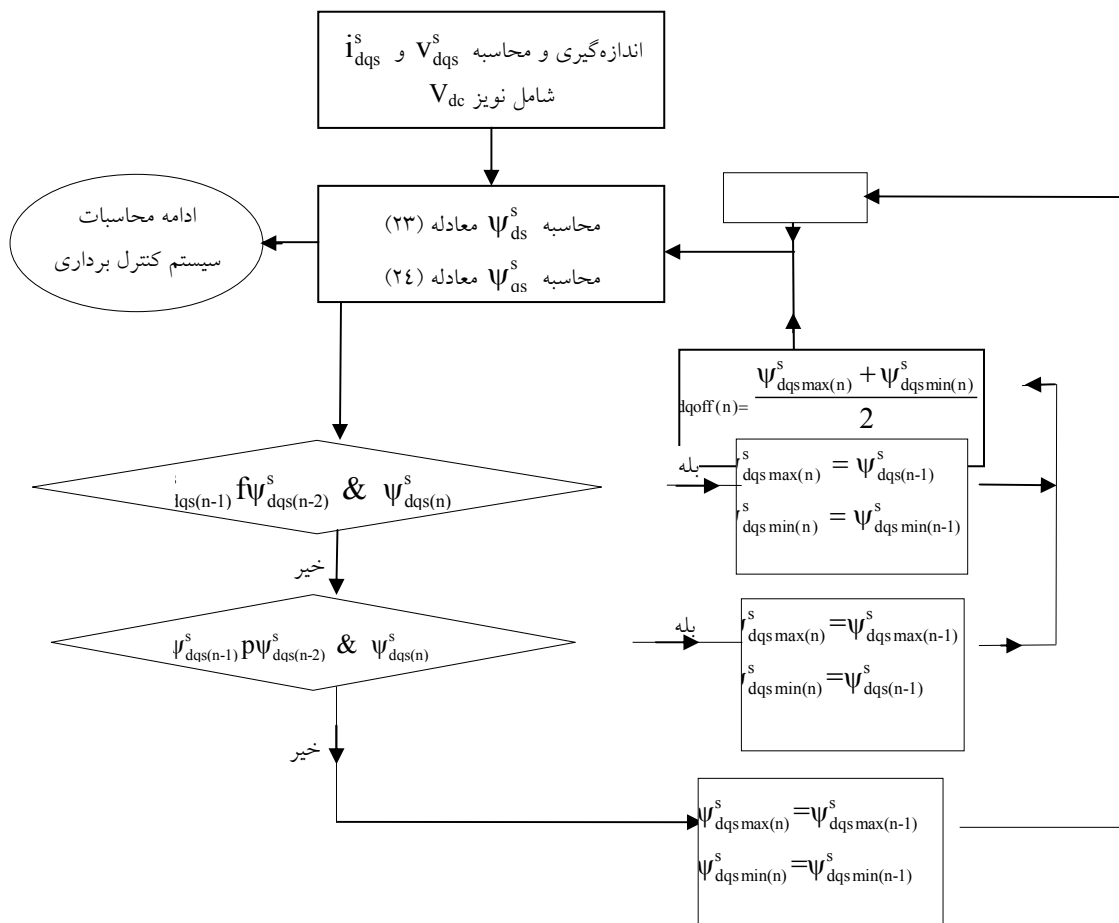
در شکل (۷) اثر dc offset بر تخمین‌گر شار، در شرایط

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

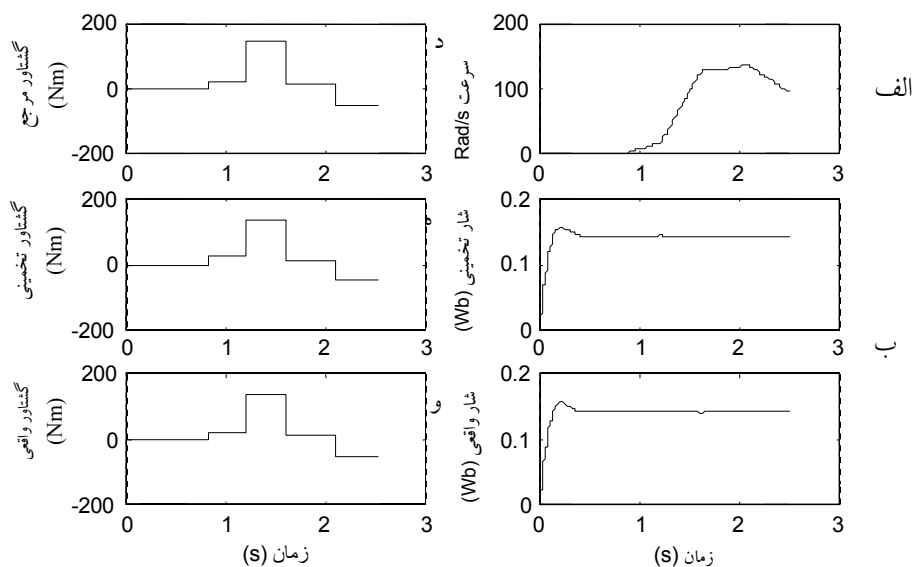
$$\Psi_{qs(n+1)}^s = \Psi_{qs(n)}^s + (v_{qs(n+1)}^s - r_s i_{qs(n+1)}^s) \Delta T + V_{qs(n+1)} \Delta T - \hat{V}_{qoff(n)} \quad (24)$$

روندنامی 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 بر روی محورهای d و q با انتگرال‌گیری از تفاضل ولتاژ استاتور و افت ولتاژ روی مقاومت و به روش دیجیتالی محاسبه می‌شوند. خروجی این انتگرال‌گیر شامل دو قسمت است، یک قسمت سیگنال سینوسی است، که با انتگرال‌گیری از یک ورودی سینوسی به دست می‌آید و قسمت دوم یک سیگنال افزایشی که با انتگرال‌گیری از dc offset ورودی به دست می‌آید.

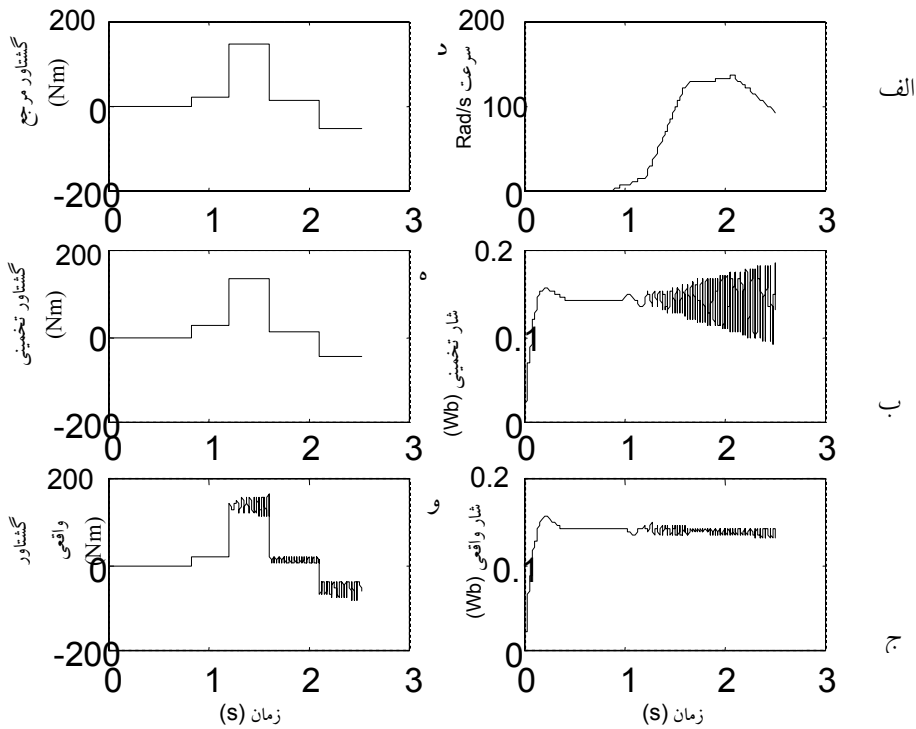
برای محاسبه ماکزیمم و مینیمم در خروجی انتگرال‌گیر، مقدار آن در هر گام محاسباتی با دو گام قبلی مقایسه می‌شود، چنانچه مقدار گام (n-1) از مقدار آن در گام‌های n ام و (n-2) ام بیشتر باشد، مقدار گام (n-1) ام به عنوان ماکزیمم، و چنانچه از آن دو کمتر باشد، این مقدار مینیمم تابع است. در صورتی که شرط فوق برقرار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



شکل ۴. روندنمای انتگرال گیر پیشنهاد شده با قابلیت تخلیه dc offset و نحوه محاسبه مقادیر حداقل و حداکثر مؤلفه‌های شار d و q

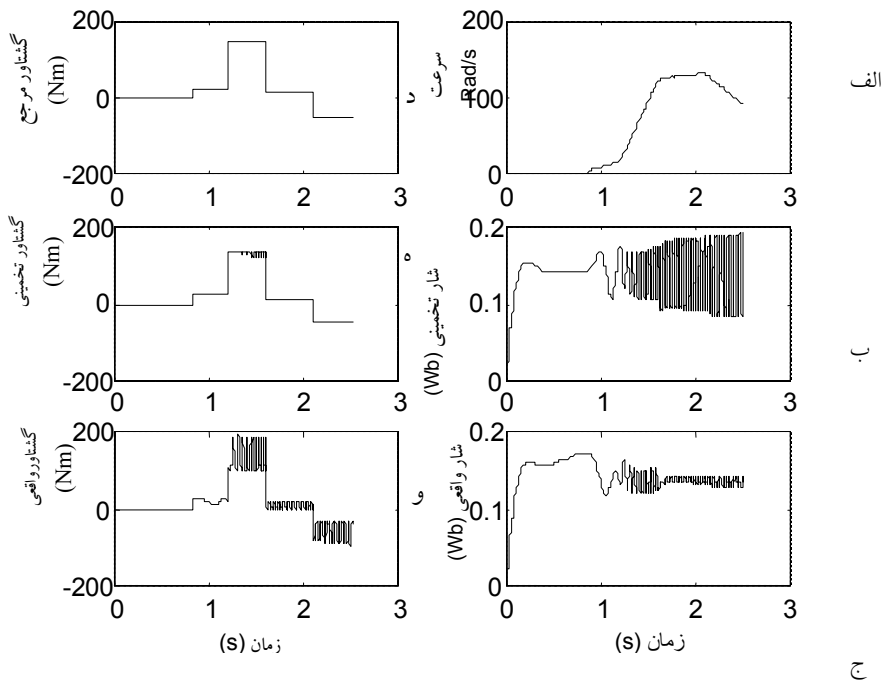


شکل ۵. عملکرد سیستم با استفاده از انتگرال گیر خالص در شرایط عدم وجود dc offset
الف- سرعت ب- شار تخمینی ج- شار واقعی د- گشتاور مرجع ه- گشتاور تخمینی و- گشتاور واقعی



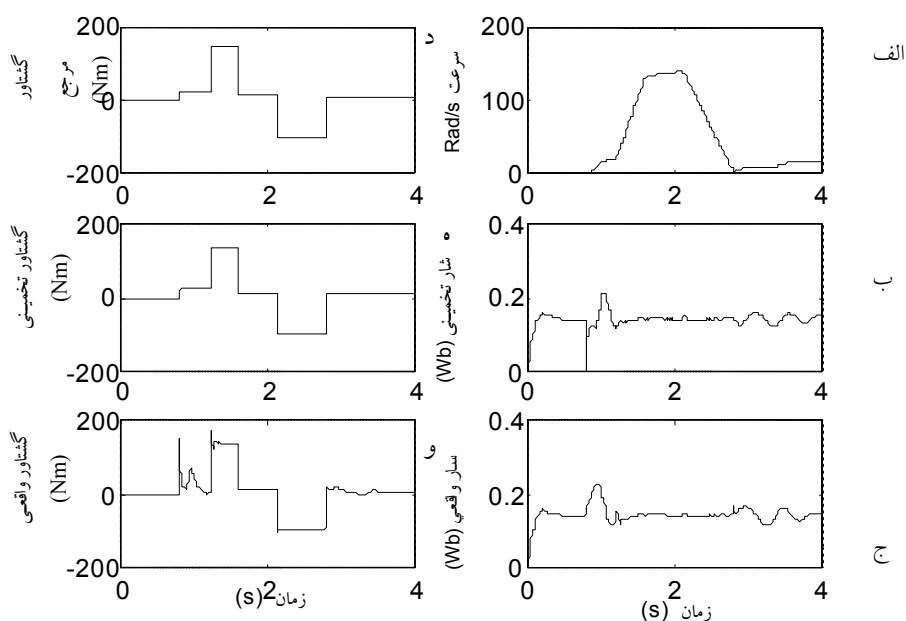
شکل ۶. عملکرد سیستم با استفاده از انتگرال گیر خالص در شرایط وجود dc offset

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 د- گشتاور مرجع ه- گشتاور تخمینی و- گشتاور واقعی

مرجع باعث ایجاد خطای شدید در گشتاور واقعی شده ولی با افزایش سرعت این مشکل حل می‌شود. همچنین در سرعت‌های پایین شار موتور با مقدار مرجع اختلاف دارد ولی با افزایش سرعت، شار واقعی به شار مرجع نزدیک می‌شود. 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 می‌شود. علت این موضوع افزایش نسبی شدید فرکانس موتور، و معتبر نبودن روابط PCLPF در حالت دینامیکی است. با افزایش سرعت، فرکانس هم زیاد می‌شود، بنابراین تغییر گشتاور مرجع در سرعت‌های بالا اگرچه باعث تغییر فرکانس می‌شود، ولی چون اختلاف نسبی فرکانس اولیه و فرکانس بعد از اعمال گشتاور اندک است، لذا اختلاف مقادیر واقعی و تخمینی شار و گشتاور چشمگیر نیستند.

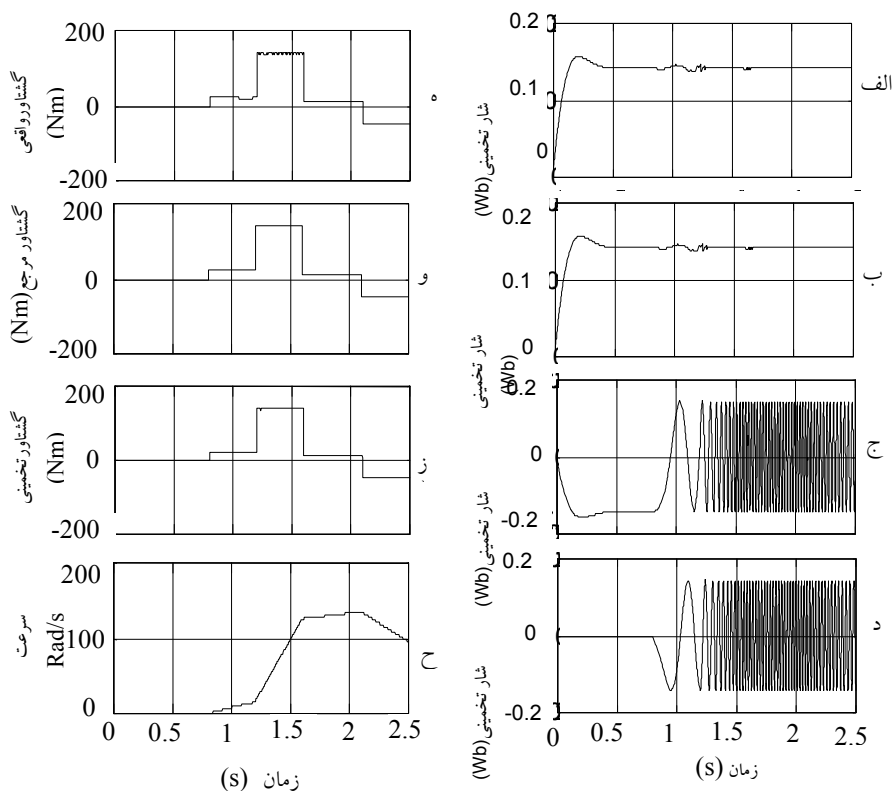
د- استفاده از انتگرال گیر جدید پیشنهاد شده

در این قسمت نتایج شبیه‌سازی در شرایط به کارگیری

جاگذاری فیلتر پایین‌گذر به جای انتگرال گیر خالص بررسی شده است. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود بعد از اعمال سیگنال dc، شار تخمینی مطابق شکل (۷-ب) شروع به افزایش می‌کند، اما بعد از چند ثانیه، مقدار آن ثابت می‌شود. در این حالت اگرچه گشتاور و شار واقعی موتور هم مطابق شکل‌های (۷-ج) و (۷-و) دارای نوسان‌اند، ولی میزان نوسانات افزایشی نیست و در محدوده ثابتی باقی می‌ماند. اما به هر حال دامنه این نوسانات زیاد بوده و می‌تواند 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 راه‌اندازی موتور نیست، لذا برای راه‌اندازی 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. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود در شروع راه‌اندازی 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 - مؤلفه شار تخمینی در محور q ه- 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 پایین‌گذر خطایی 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

انتگرال‌گیر جدید پیشنهادی و اعمال سیگنال نویز dc برابر ۲۰ میلی‌ولت 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 انتگرال‌گیرهای مربوط به محاسبه مؤلفه‌های شار دارای dc offset اند، اما سیگنال خروجی یک موج سینوسی و فاقد جابه‌جایی 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

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 کنترل‌برداری می‌شود. استفاده از فیلتر پایین‌گذر به جای انتگرال‌گیر 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 خطا در محاسبه بردارهای یکه است، این خطا در سرعت‌های پایین بیشتر بروز می‌کند، زیرا در سرعت‌های پایین عملکرد فیلتر پایین‌گذر از انتگرال‌گیر خالص فاصله می‌گیرد. مشکل دوم وابستگی میزان dc offset در خروجی فیلتر پایین‌گذر به فرکانس قطع فیلتر است، چنانچه با افزایش فرکانس قطع میزان dc offset 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.، "کنترل درایوهای الکتریکی DC و AC " و انتشارات جهاد دانشگاهی دانشگاه 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 Tachless 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 kw	$r_s=0.01121 \Omega$	$L_s=43.8 \mu\text{H}$
V=240 v	$r_r=0.01243 \Omega$	$L_m=2.13 \text{ mH}$
Pole=4	$L_{lr}=43.8 \mu\text{H}$	J=0.05 kg.m