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 انتگرال‌گیر خالص در تخمینگر شار استاتور است. زیرا وجود dc offset در جریان و ولتاژ اندازه‌گیری شده، باعث ایجاد خطا در شار تخمینی می‌شود. در این مقاله ابتدا مشکلات ناشی از dc offset در انتگرال‌گیرهای فوق بیان می‌شود. برای حل این مشکلات چنانچه به جای انتگرال گیرخالص از فیلتر پایین گذر LPF[1] و یا از فیلترهای پایین گذر برنامه‌پذیر سری PCLPF[2] 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 پیش می‌آید. در ادامه این مقاله برای حل مشکل dc offset یک روش جدید مبتنی بر اندازه‌گیری ماکزیمم و مینیمم خروجی انتگرال گیر پیشنهاد شده است. با استفاده از نتایج شبیه‌سازی درایو کنترل برداری با تخمینگر فوق ملاحظه می‌شود 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 امکانپذیر 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 Engingeering, 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

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]

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

i^s_{dqs}	مؤلفه‌های d و q جریان استاتور در مختصات مرجع ساکن	τ	ثابت زمانی فیلتر
r_r	مقاومت رتور	φ	تاخیر فاز
r_s	مقاومت استاتور	ψ^s_{dqs}	مؤلفه‌های d و q شار استاتور در مختصات مرجع ساکن
S	عملگر تبدیل لاپلاس	ψ_s	شار استاتور
T_e	گشتاور الکتریکی	ω_e	فرکانس
V_{dc}	اندازهٔ ولتاژ dc	ω_o	فرکانس قطع فیلتر
v^s_{dqs}	مؤلفه‌های d و q ولتاژ استاتور در مختصات مرجع ساکن		

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 کنترل‌کننده مقادیر مرجع جریانهای سه‌فاز و فرامین سوییچ‌زنی المانهای اینورتر به نحوی تولید می‌شوند که مقادیرگشتاور 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 می شود. 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[۱و۲]. در هر دو روش کنترل برداری مستقیم و غیرمستقیم، جهت‌یابی حوزهٔ 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 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 انتگرال گیر یک خطای افزاینده ایجاد شده و نهایتا 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 انتگرال گیر خالص است [٦و٧] . 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 انتگرال خالص است[۸و۹]. 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 داردکه باعث پیچیدگی سیستم و ایجاد

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]

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 وجودdc 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 فوق‌الذکر می‌شود [۱۰و۱۱].

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 انتگرال‌گیرها میزان dc offset این سیگنالها محاسبه و سپس انتگرال‌گیرها 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 کنترل‌کننده برداری مستقیم با جهت‌یابی 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 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 شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری ارائه شده است.

۲- کنترل‌کنندهٔ برداری مستقیم با جهت‌یابی شار استاتور

این کنترل‌کننده مشابه نمودار جعبه‌ای شکل (۱) است. همان گونه که ملاحظه می‌شود با سنجش ولتاژ و جریان و انتقال آنها از سیستم سه‌فاز به دوفاز مقادیر شار و گشتاور تخمین زده می‌شوند. در این بلوک همچنین مقادیر بردارهای یکه $\cos\theta_e$ و $\sin\theta_e$ تعیین می‌شود.

در ورودی این سیستم از مقایسه گشتاور مرجع و گشتاور تخمین زده شده و عبور آن از کنترل‌کننده PI، i_{qs}^{e*} تولید می‌شود. همچنین از مقایسه شار مرجع با تخمین زده شده و عبور آن از کنترل‌کننده PI، مقدار i_{F1} محاسبه می‌شود. از جمع این مقدار با سیگنال مجزاکننده i_{dq} مقدار i_{de}^{e*} تولید می‌شود. در ادامه جریان i_{qs}^{e*} مرجع با جریان i_{qs}^{e} واقعی مقایسه و خطای آنها از کنترل‌کنندهٔ PI عبور داده شده و به این وسیله v_{qs}^{e*} تولید شده است. v_{ds}^{e*} به طور مشابه تولید می‌شود. در مرحلهٔ بعدی با کمک بردارهای یکه، v_{qs}^{s*} و v_{ds}^{s*} تولید و سپس این مقادیر از سیستم دوفاز به سه‌فاز تبدیل و ولتاژهای سه‌فاز مرجع تعیین می‌شوند. این مقادیر توسط اینورتر تولید و موتور با آنها تغذیه می‌شود [۱].

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

اجرای کنترل برداری مستقیم با استفاده از جهت‌یابی شار استاتور، منوط به تعیین دقیق مؤلفه‌های شار استاتور در راستای محورهایd و q است. برای این منظور همان گونه که در شکل (۱) ملاحظه شد ابتدا مقادیر ولتاژ و جریان سه‌فاز اندازه‌گیری و مؤلفه‌های ولتاژ و جریان در محورهای d و q محاسبه می‌شوند. سپس در جعبه تخمینگر با استفاده از این مقادیر و معادلات (۱) تا (۵) مؤلفه‌های شار استاتور و مقادیر بردارهای یکه محاسبه می‌شوند [۱].

$$\psi_{ds}^{s} = \int (v_{ds}^{s} - r_s i_{ds}^{s})dt \qquad (۱)$$

$$\psi_{qs}^{s} = \int (v_{qs}^{s} - r_s i_{qs}^{s})dt \qquad (۲)$$

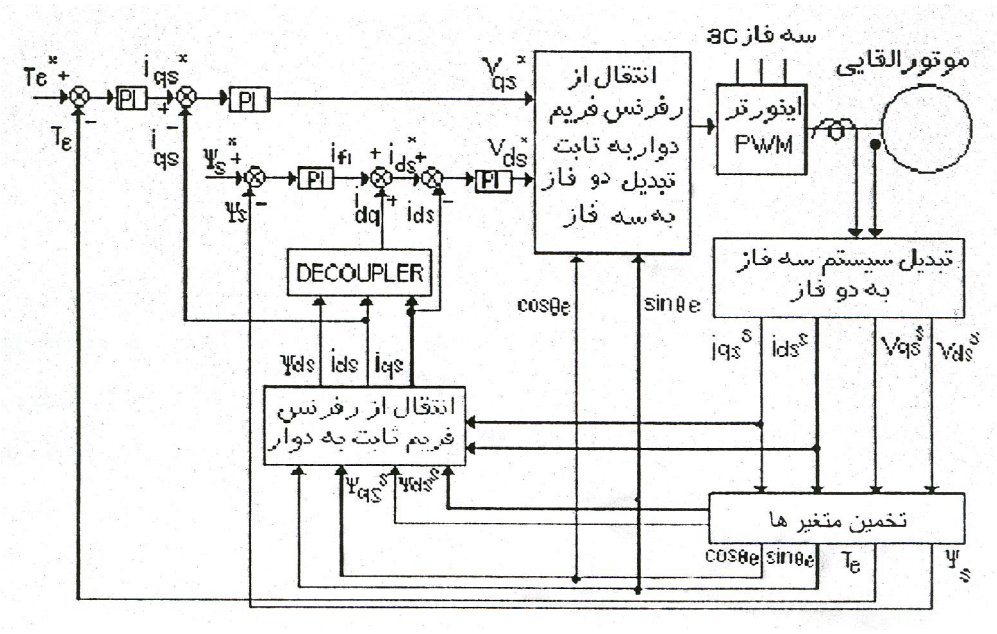
$$\psi_s = \sqrt{\psi_{ds}^{s^2} + \psi_{qs}^{s^2}} \qquad (۳)$$

$$\cos\theta_e = \frac{\psi_{ds}^{s}}{\psi_s} \qquad (۴)$$

$$\sin\theta_e = \frac{\psi_{qs}^{s}}{\psi_s} \qquad (۵)$$

نمودار جعبه‌ای تخمینگر شار استاتور در شکل (۲) نشان داده شده است، همان گونه که ملاحظه می‌شود در این سیستم هیچ پس‌خوری از خروجی انتگرال گیر به ورودی آن وجود ندارد.

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]



شکل ۱. نمودار جعبه‌ای کنترل کننده برداری مستقیم با استفاده از جهت‌یابی 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 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 دامنهٔ نوسان در گشتاور هم بیشتر خواهد بود [٦ و ٩].

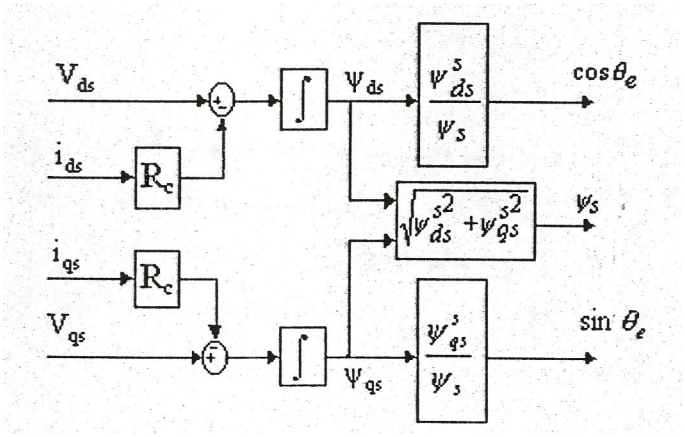
لازم به ذکر است که در شرایط عدم اختلال، مؤلفه‌های شار d,q تخمین زده شده به شکل سینوسی با دامنه ثابت، و منتجه شار هم پس از طی مرحله گذرای اولیه به مقدار ثابتی که معادل مقدار مرجع آن است رسیده و به صورت ثابتی خواهد بود. همان گونه که در شکل (۳-الف) ملاحظه می‌شود بعد از اعمال dc offset به ورودی انتگرال گیر، 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 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، تقویت کننده‌ها، مدارهای مجزاکننده و مبدلهای آنالوگ به دیجیتال باشد. بنابراین ولتاژ و جریان ورودی به تخمینگر دارای مقداری dc offset است. در عمل معمولا با تمهیدات سخت‌افزاری سعی در کاهش آن می‌کنند، ولی صفر کردن آن به طور مطلق امکانپذیر نبوده، و در نتیجه مقدار کم dc offset هم می‌تواند عملکرد کنترل‌برداری را مختل کند، لذا باید از روشهای مناسبی برای رفع این مشکل استفاده شود [٥ -٧].

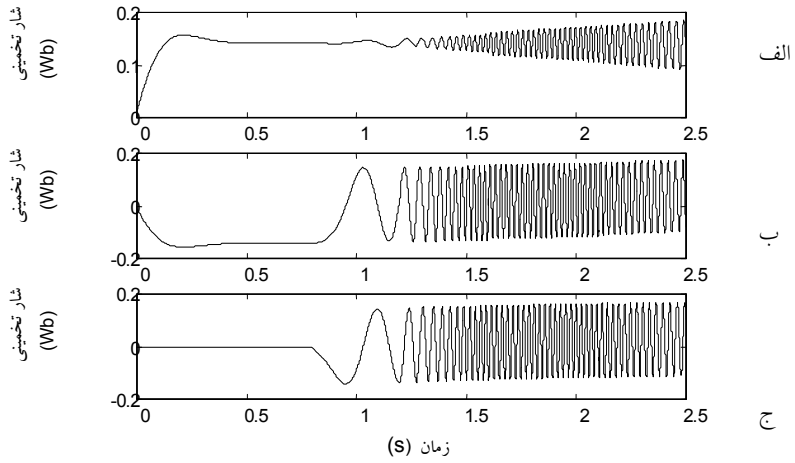
٤- اصول کار فیلتر پایین گذر برای حل مشکل dc offset

برای حل مشکل dc offset در تخمینگر شار استاتور

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]



شکل۲. نمودار جعبه‌ای تخمینگر شار استاتور



شکل۳. شار تخمینی استاتور در شرایط وجود dc offset در ورودی انتگرال گیر خالص
الف- شار منتجه ب- مؤلفه شار d ج- مؤلفه شار q

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:

$$y=\frac{1}{S}x \qquad (۶)$$

این معادله را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$y=\frac{1}{S+\omega_0}x+\frac{\omega_0}{S+\omega_0}y \qquad (۷)$$

با اضافه کردن یک پس‌خور منفی برابر با جملهٔ دوم معادلهٔ بالا، جملهٔ دوم حذف شده و تنها معادله زیر باقی می‌ماند [٦].

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

معادله (۸) نشان دهندهٔ 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 (٦) بسیار نزدیک می‌شود. در واقع در فرکانس قطع خیلی کم، فیلتر پایین‌گذر به انتگرال‌گیر خالص نزدیک می‌شود [٦ و ۷].

٤-۱- ارزیابی عملکرد LPF

با توجه به معادله (۸) ملاحظه می‌شود که برای

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]

نزدیک‌سازی عملکرد فیلتر پایین‌گذر بـه عملکـرد انتگـرال‌گیـر خالص، مقدار ω_0 باید کوچک باشـد، ولـی از طـرف دیگـر بـا کاهش ω_0، میزان پس‌خور خروجی بـه ورودی کـاهش یافتـه و این امر باعث افزایش میزان dc موجود در خروجی می‌شـود. در عمل چنانچه ω_0 برای سرعتهای بـالا تنظـیم شـود تخمینگـر در سرعتهای پایین دچـار خطـا مـی‌شـود و چنانچـه فیلتـر بـرای سرعتهای پایین تنظیم شود، دامنهٔ dc offset در خروجی افزایش یافته و باعث ایجاد خطا در محاسبهٔ موقعیت بردار شار می‌شود. بنابراین استفاده از فیلتر پایین‌گذر با فرکانس قطع ثابت به جـای انتگرال‌گیر خالص می‌تواند باعث ایجاد نوسـانات ناخواسـته در موتور القایی شود. این مطلب با استفاده از نتایج شبیه سازی هم به اثبات می‌رسد.

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

برای رفـع مـشکلات فـوق در سـال ۱۹۹۷ روشـی در مراجـع [۸ و ۹] ارائه شد. در این روش برای انتگرال گیری از سه عـدد فیلتر پایین‌گذر سری با معادلات:

$$\frac{y}{x}=\frac{1}{1+\tau S} \qquad (۹)$$

استفاده می‌شود. مقدار ثابت زمانی و بهـره معـادل ایـن فیلترهـا متغیر بوده و به نحوی محاسبه مـی‌شـوند کـه در هـر فرکـانس، تاخیر فاز و بهرهٔ کلی ناشی از سه فیلتر مشابه یک انتگـرال گیـر خالص و به ترتیب معادل °۹۰ و $\frac{1}{\omega_e}$ باشند. از طرف دیگـر در این محاسبات باید اثر ϕ_1 تاخیر فاز و k_1 بهـرهٔ ناشـی از فیلتـر مربوط به اجزای سخت‌افزاری که با ثابـت زمـانی τ_1 اسـت، در نظر گرفته شود.

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

$$\angle\frac{1}{1+\tau S}=\tan^{-1}\omega_e\tau \qquad (۱۰)$$

$$3\angle\left(\frac{1}{1+\tau S}\right)+\varphi_1=90 \qquad (۱۱)$$

$$\tau=\frac{1}{\omega_e}\tan\left[\frac{1}{3}(90-\varphi_1)\right] \qquad (۱۲)$$

از طرف دیگر با توجه به برابری بهرهٔ کل با بهـرهٔ انتگـرال گیـر خالص، مقدار بهرهٔ معادل G محاسبه می‌شود.

$$\mathrm{Gain}(k_1)=\frac{1}{\sqrt{1+(\omega_e\tau_1)^2}} \qquad (۱۳)$$

$$\mathrm{Gain}(\mathrm{LPF})=\frac{1}{\sqrt{1+(\omega_e\tau)^2}} \qquad (۱۴)$$

$$\mathrm{Gain}(k_1)\times\left[\mathrm{Gain}(\mathrm{LPF})\right]^3\times G=\frac{1}{\omega_e} \qquad (۱۵)$$

$$G=\frac{1}{\omega_e}\times\sqrt{\left[1+(\omega_e\tau)^2\right]^3\times\left[1+(\omega_e\tau_1)^2\right]} \qquad (۱۶)$$

بنابراین برای انتگرال گیری از یک سـیگنال، ابتـدا آن را از سـه عدد فیلتر پایین‌گذر با ثابت زمانی τ مطـابق معادلـهٔ (۱۲) عبـور داده، سپس آن را در بهرهٔ G مطابق معادلهٔ (۱٦) ضرب می‌کنـیم. این روش اصطلاحاً PCLPF نامیده می‌شود و عملکرد آن مشابه با یک انتگرال گیر خالص است. با ایـن تفـاوت کـه مـشکل dc offset در آن حل می‌شود [٤]. این روش به عنـوان یـک روش پایه در حـل مـشکل dc offset در کنتـرل بـرداری مـستقیم بـا جهت‌یابی شار استاتور مطـرح و تحقیقـات بعـدی براسـاس آن صورت گرفته است [۱۰- ۱۲].

۵-۱- ارزیابی عملکردPCLPF

برای ارزیابی عملکرد PCLPF متشکل از سه عدد فیلتر سری و با فرض اینکه ثابت زمانی فیلتر سخت‌افزاری بزرگ بوده و لـذا اثرات آن قابل صرف‌نظر است، معادلات (۱۲ و ۱٦) بازنویـسی شدند. در این صورت تاخیر فاز ایجـاد شـده توسـط هـر فیلتـر معادل °۳۰ خواهد بـود و مقـادیر ثابـت زمـانی و بهـرهٔ معـادل برحسب فرکانس ω_e عبارت‌اند از:

$$\tau=\frac{1}{\omega_e}\tan 30=\frac{\sqrt{3}}{3\omega_e} \qquad (۱۷)$$

$$G=\frac{1}{\omega_e}\times\sqrt{\left[1+(\omega_e\tau)^2\right]^3}=\frac{8}{3\sqrt{3}}\times\frac{1}{\omega_e} \qquad (۱۸)$$

بنابراین پاسخ مجموعهٔ سیستم PCLPF بر حسب فرکـانس ω_e، که بهرهٔ معادل هم در آن ضرب شود معادل مقدار زیر است:

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]

$$\frac{y}{x}=\left(\frac{1}{1+\frac{\sqrt{3}}{3\omega_e}J\omega_e}\right)^3\times\frac{8}{3\sqrt{3}}\times\frac{1}{\omega_e}=\frac{1}{J\omega_e} \qquad (۱۹)$$

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 دقیقا مشابه بهره و تاخیر 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 محاسبهٔ شار استاتور نبوده و درنتیجه 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:

$$\text{output dc}=\frac{8}{3\sqrt{3}\omega_e}\times V_{dc} \qquad (۲۰)$$

در این معادلهٔ ω_e فرکانس تغذیه موتور و V_{dc} بیان‌کنندهٔ دامنهٔ 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 فرکانس اعتبار نداشته و بهره و تأخیر فاز ایجاد شده توسط PCLPF با انتگرال‌گیر 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 محاسبهٔ ماکزیمم و مینیمم خروجی انتگرال گیر، و با معدل‌گیری از آن مقدار dc offset درخروجی انتگرال گیر به دست می آید. 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 انتگرال‌گیر به مقدار جدید تغییر می‌یابد. به این ترتیب اثر شارژ انتگرال‌گیر به واسطه $\int V_{dc}dt$ تخلیه و خنثی می‌شود.

$$\psi_{ds}^s=\int(v_{ds}^s-r_s i_{ds}^s)dt+\int V_{dc}dt-\hat{V}_{d\,off} \qquad (۲۱)$$

$$\psi_{qs}^s=\int(v_{qs}^s-r_s i_{qs}^s)dt+\int V_{dc}dt-\hat{V}_{q\,off} \qquad (۲۲)$$

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

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]

$$\psi^{s}_{ds(n+1)} = \psi^{s}_{ds(n)} + (v^{s}_{ds(n+1)} - r_s i_{ds(n+1)})\Delta T + V_{dc(n+1)}\Delta T - \hat{V}_{doff(n)} \quad (۲۳)$$

$$\psi^{s}_{qs(n+1)} = \psi^{s}_{qs(n)} + (v^{s}_{qs(n+1)} - r_s i_{qs(n+1)})\Delta T + V_{qs(n+1)}\Delta T - \hat{V}_{qoff(n)} \quad (۲٤)$$

روندنمای این روش در شکل (٤) 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 (۲٤) مقادیر مؤلفه‌های شار برروی 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 انتگرال گیری 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)ام از مقدار آن در گامهای nام 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 همین طور متوسط نقاط ماکزیمم و مینیمم عددی غیر از صفر و بیان کننده $\hat{V}_{dc\,off}$ 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.

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 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 گشتاورمرجع، 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 وگشتاور 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:

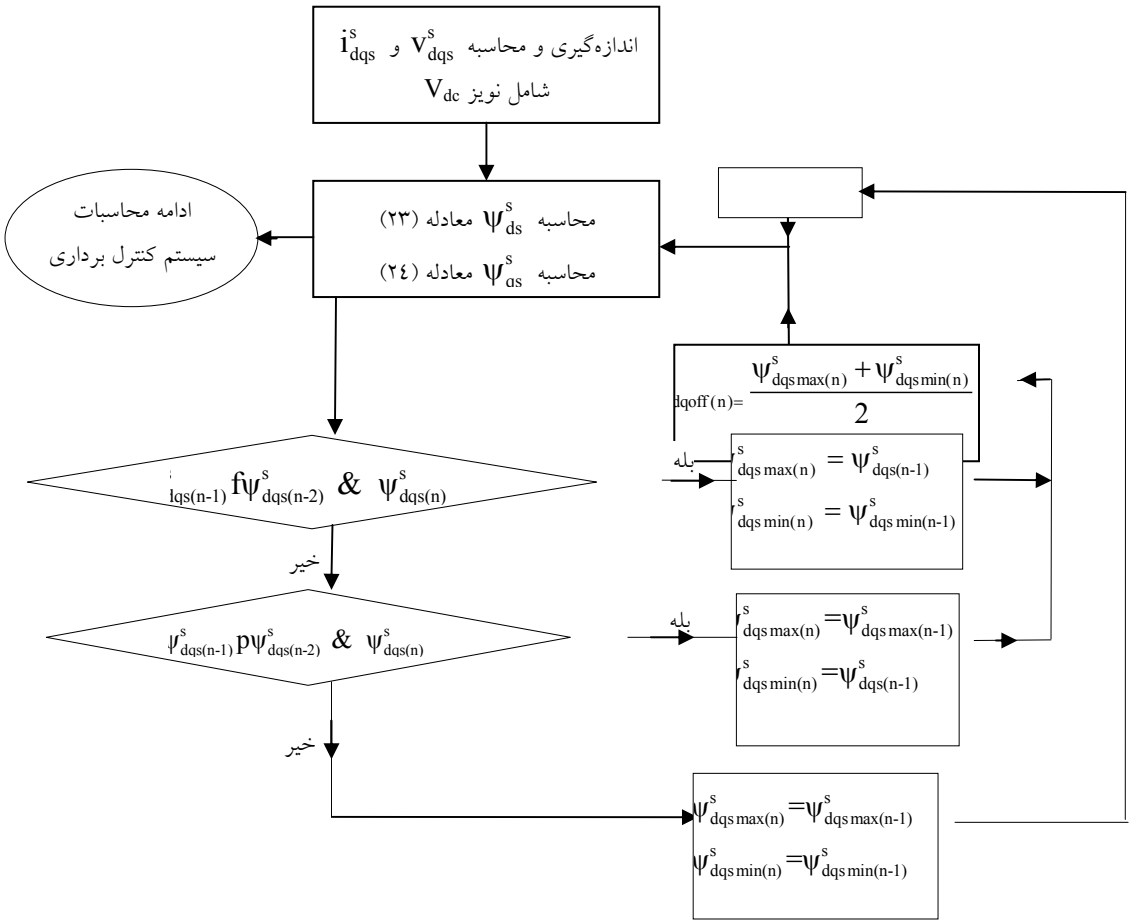
الف- استفاده از انتگرال‌گیر خالص

در این حالت مقادیر شار و گشتاور تخمینی و واقعی موتور مطابق شکلهای (۳) و (٦) 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 (٦-ب) دچار نوسان شده و به دنبال آن شار و گشتاور واقعی موتور هم دچار نوسانات افزایشی می‌شوند، (شکلهای (٦-ج) و (۶- و)، و در نتیجه کنترل برداری مختل می‌شود.

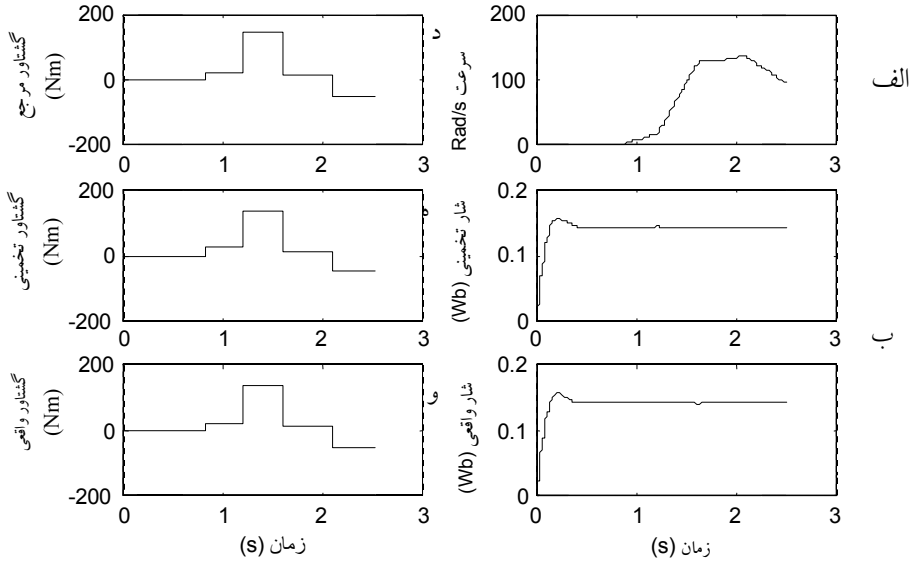
ب- استفاده از LPF

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

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]

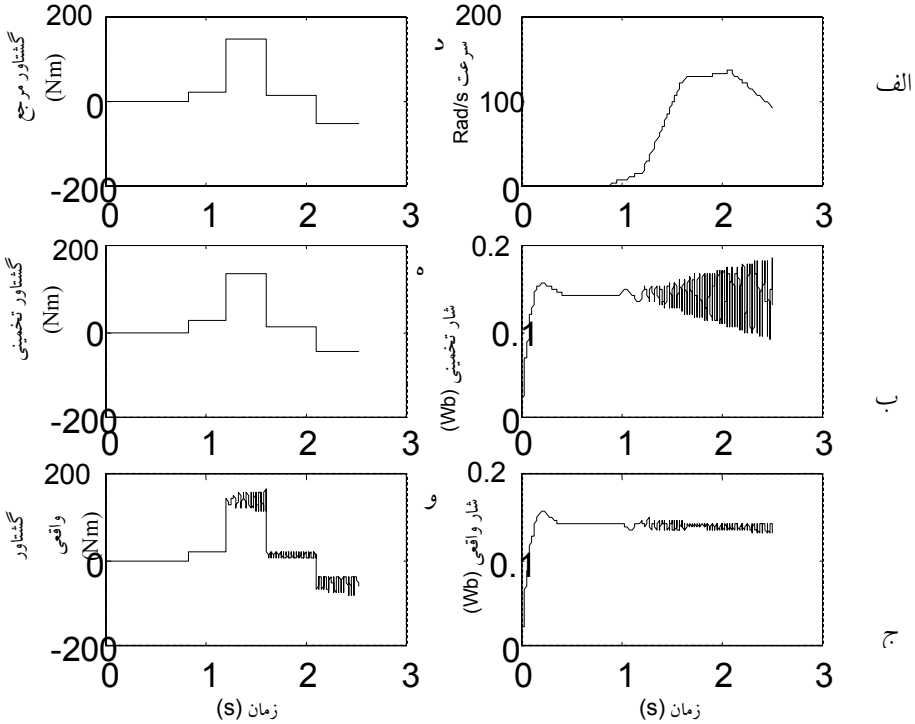


شکل۴. روندنمای انتگرال گیر پیشنهاد شده با قابلیت تخلیه dc offset و نحوهٔ محاسبهٔ مقادیر حداقل و حداکثر مؤلفه‌های شار d و q



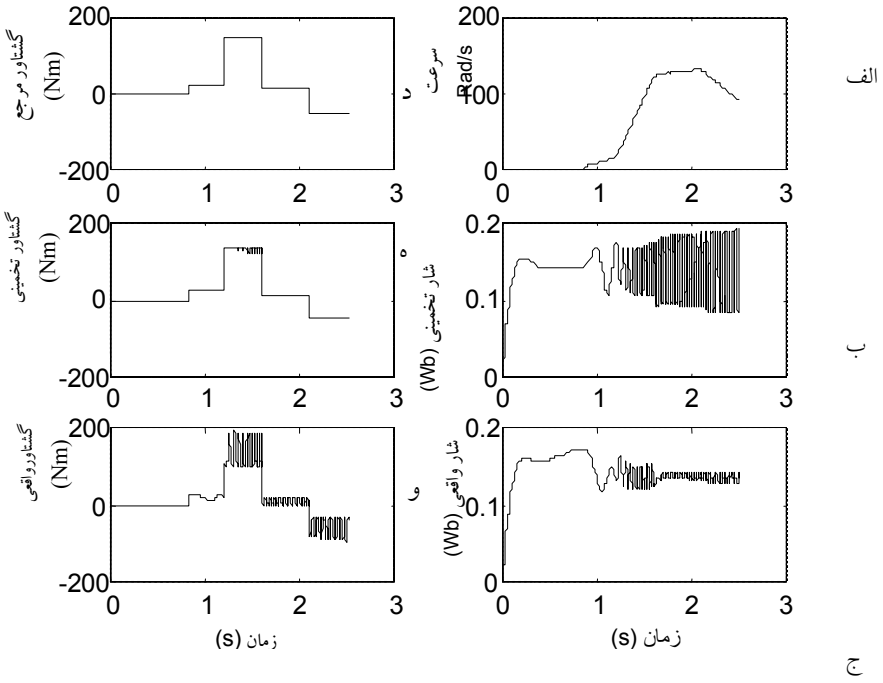
شکل۵. عملکرد سیستم با استفاده از انتگرال گیر خالص در شرایط عدم وجود dc offset
الف- سرعت ب-شار تخمینی ج-شار واقعی د-گشتاور مرجع هـ-گشتاور تخمینی و-گشتاور واقعی

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]



شکل٦. عملکرد سیستم با استفاده از انتگرال گیر خالص در شرایط وجود dc offset

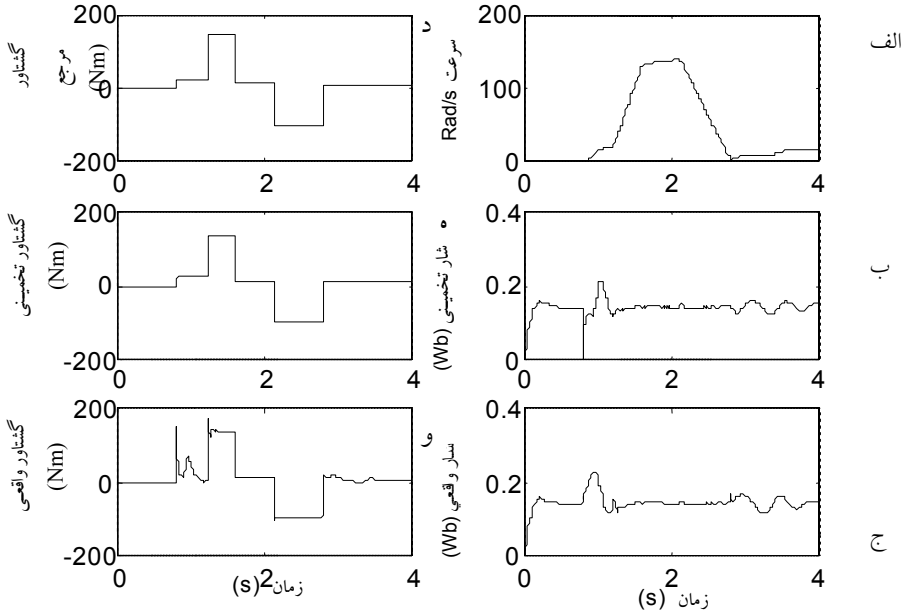
الف- سرعت ب-شار تخمینی ج-شار واقعی د-گشتاور مرجع هـ-گشتاور تخمینی و-گشتاور واقعی



شکل٧. عملکرد سیستم با استفاده از LPF برای حل مشکل dc offset

الف- سرعت ب-شار تخمینی ج-شار واقعی د-گشتاور مرجع هـ-گشتاور تخمینی و-گشتاور واقعی

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]



شکل۸. نتایج استفاده از PCLPF در حل dc offset

الف- سرعت ب-شار تخمینی ج-شار واقعی د-گشتاور مرجع هـ-گشتاور تخمینی و-گشتاور واقعی

جاگذاری فیلتر پایین‌گذر به جای انتگرال گیر خالص بررسی شده است. همان گونه 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 محدودهٔ ثابتی باقی می‌مانند. اما به هر حال دامنه این نوسانات زیاد بوده و می‌تواند کنترل برداری را مختل کند.

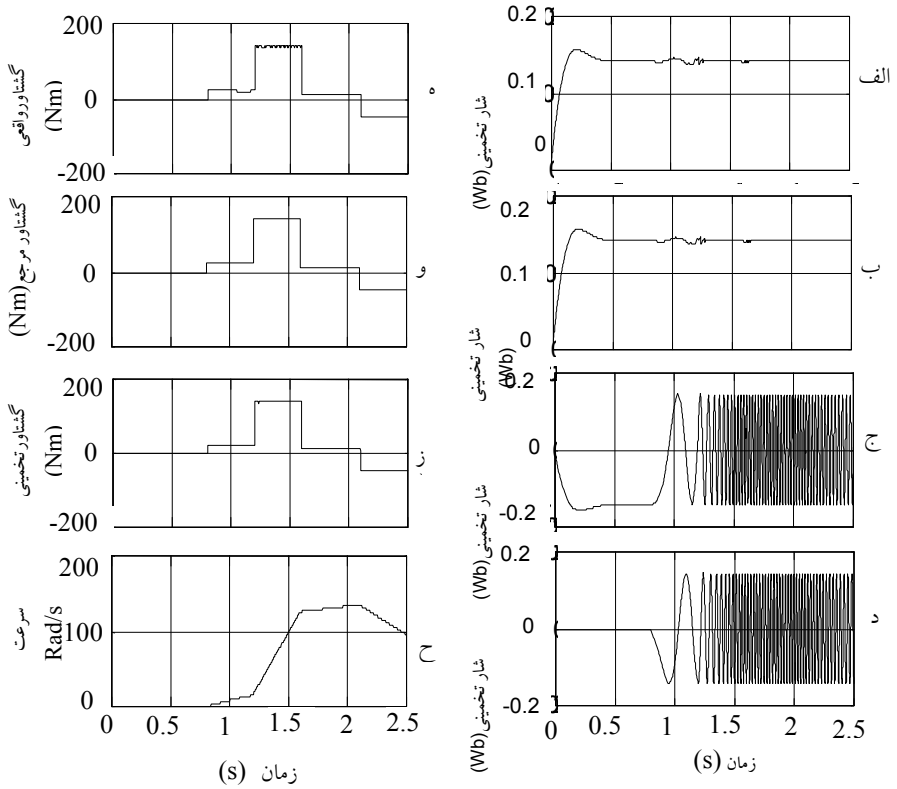
ج- استفاده از PCLPF

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 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. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود در شروع راه‌اندازی که سرعت کم است، تغییر گشتاور 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. دامنهٔ 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

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]



شکل۹. 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 د- مؤلفه شار تخمینی در محور q هـ- گشتاور واقع
و-گشتاور مرجع ز-گشتاور تخمینی ح- سرعت

انتگرال‌گیر 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 انتگرال‌گیرهای مربوط به محاسبهٔ مؤلفه‌های شار دارای dc offset اند، اما سیگنال خروجی یک موج سینوسی و فاقد جابه 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، همان طور 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 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 محاسبهٔ زاویه شار استاتور ایجاد نمی‌شود، لذا کنترل برداری در سرعتهای مختلف با دقت قابل قبولی انجام پذیر است.

۸- نتیجه‌گیری

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

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]

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 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 شبیه سازی، دارای دو نقطهٔ ضعف است. اولین مشکل آن، ایجاد خطا در محاسبهٔ بردارهای یکه است، این خطا در سرعتهای پایین بیشتر بروز می‌کند، زیرا در سرعتهای پایین عملکرد فیلتر پایین گذر 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 شبیه سازی ملاحظه شد که اگر چه این تکنیک در سرعتهای بالا تا حدی مشکلات فوق را حل می‌کند، 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 کنترل برداری مختل 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 محاسبهٔ حداکثر و حداقل خروجی انتگرال‌گیر و با معدل‌گیری از آن مقدار ولتاژdc offset به دست آمده و این مقدار از خروجی انتگرال‌گیر کم شده و جواب انتگرال گیر معادل این مقدار اصلاح شده قرار داده می‌شود. این روش به فرکانس سیگنال ورودی به جعبه انتگرال‌گیر 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 کنترل برداری در سرعتهای پایین هم امکانپذیر است.

واژه نامه

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

مراجع

1. Vas, P., *Vector Control of ac Nachine*, Oxford University Press, 1990.
2. 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 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

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]

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 Ω	L_{ls}=43.8	μH
V=240 v	r_r=0.01243 Ω	L_m=2.13	mH
Pole=4	L_{lr} =43.8 μH	J=0.05	kg.m

[DOR: 20.1001.1.2251600.1384.24.2.1.6]