

کنترل مستقیم گشتاور در محرکه خازن‌شناور با بهبود

تخمین شار

محمدآراسته^{۱*}، عبدالرضارحمتی^۲، شاهرخ فرهنگی^۳، سید ادیب ابریشمی فر^۴

۱- دانشجوی دکترای مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

۲- دانشیار مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

۳- استاد دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، پردیس دانشکده‌های فنی دانشگاه تهران

۴- استادیار مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

arasteh@ee.iust.ac.ir

(دریافت مقاله: ۸۸)

چکیده- در این مقاله، راهبرد کنترل مستقیم گشتاور با محرکه پنج سطحی خازن شناور تحلیل شد. هوجداول سویچینگ ۲۴ سکتوری مربوط ارائه شده است. الگوریتم تخمین شار توسط فیلتر پایین‌گذر با فرکانس متغیر ارائه شده و با توجه به کنترل توسط DSP ، فیلتر پایین‌گذر توسط شکل Z دوزنقه‌ای به حوزه دیجیتال تبدیل و نحوه تعیین ضرایب فیلتر دیجیتال در فرکانس‌های مختلف مشخص شده است. برای اصلاح خطای فیلتر پایین‌گذر نسبت به انتگرالگیر ایده‌آل، جبران دامنه و فاز صورت گرفته است. نتایج شبیه‌سازی در سیمولینک نشان‌دهنده درستی تحلیل‌ها است. نتایج عملی برای نمونه‌ای در مقیاس کوچک با استفاده از نوعی موتور $3kVA, 400V$ ارائه شده است.

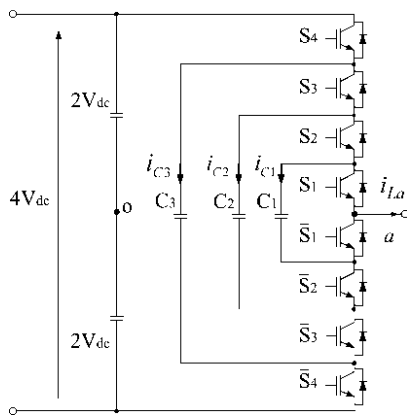
کلیدواژگان: تخمین شار، فیلتر پایین‌گذر، اینورتر چندسطحی خازن شناور، کنترل مستقیم گشتاور، جدول کلیدزنی.

۱- مقدمه

و در دهه گذشته این حوزه، یکی از فعال‌ترین حوزه‌ها در الکترونیک قدرت بوده است. توسعه این محرکه‌ها از دهه ۸۰ میلادی با استفاده از GTO آغاز و سپس $IGCT$ و $IGBT$ ولتاژ بالا با مشخصه‌های عالی کلیدزنی، سادگی کنترل و تلفات کم‌توان جایگزین آن شد [۱]. اگرچه ساختارهای متعددی برای این محرکه‌ها ارائه شده اما سه

محرکه‌های توان بالا در صنایع امروزی مانند صنعت نفت و پتروشیمی، صنعت حمل و نقل و صنعت سیمان و فولاد کاربرد گسترده‌ای یافته‌اند. از این رو پژوهش در زمینه بهبود عملکرد و افزایش قدرت این محرکه‌ها افزایش یافته

مغناطیسی). اندازه‌گیری سرعت با استفاده از انکودرنیز باعث کاهش قابلیت اطمینان می‌شود.



شکل ۱ یک فاز از محرکه پنج سطحی خازن شناور

با توجه به این‌که در مدل ولتاژ به اندازه‌ی سرعت نیاز نبوده و مقاومت استاتور نیز قابل اندازه‌گیری و تغییرات آن با استفاده از سنسور دما در استاتور قابل تخمین است، در این مقاله از روش دوم یعنی جایگزینی انتگرالگیر با فیلتر پایین‌گذر در مدل ولتاژ استفاده شده‌است. در کارهای قبلی مدل ولتاژ در حوزه زمان-پیوسته ارائه شده که برای پیاده‌سازی در DSP مناسب نیست. در این مقاله ضمن معرفی فیلتر پایین‌گذر دیجیتال مناسب برای تخمین شار، الگوریتمی برای تعیین ضرایب فیلتر دیجیتال و جبران خطای دامنه و فاز آن ارائه می‌شود.

۲- راهبرد کنترل مستقیم گشتاور در محرکه

چندسطحی

در موتور القایی سه‌فاز متقارن، رابطه گشتاور الکترومغناطیسی برابر است با:

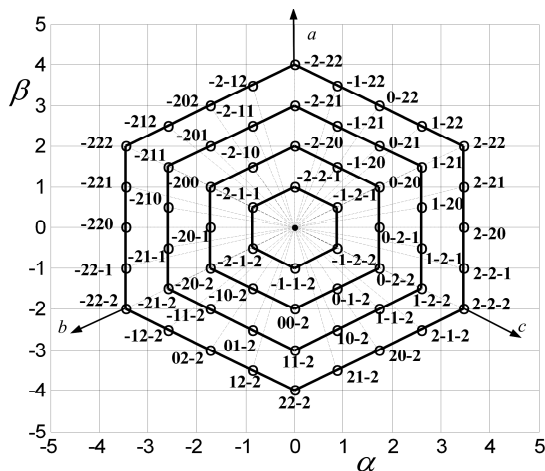
$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r| \sin \delta_\psi \quad (1)$$

که در آن $|\bar{\psi}_s|$ و $|\bar{\psi}_r|$ به ترتیب دامنه شار استاتور و رتور و δ_ψ زاویه بین دو بردار شار، موسوم به زاویه گشتاور است. L_r و L_s ، L_m به ترتیب اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی،

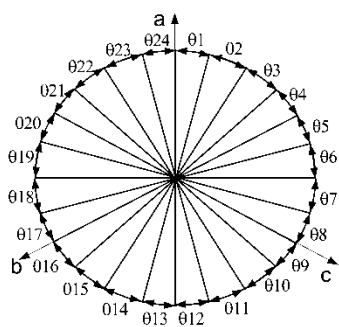
نوع مهار دیودی، پل H متوالی و خازن شناور کاربرد بیشتری یافته و تجاری‌سازی شده‌اند [۲] و [۳]. در میان این محرکه‌ها، محرکه خازن شناور نشان داده شده در شکل ۱ به این دلیل که مانند پل H متوالی به ترانسفورماتور حجیم نیاز نداشته و در ضمن اعوجاج نوع اینورتر مهار دیودی را ندارد، بیشتر مورد توجه قرار گرفته است. در میان روشهای کنترل دور موتورهای القایی، روش کنترل مستقیم گشتاور یا DTC که نوعی راهبرد با کارایی بالا در محرکه‌های دوسطحی است، در محرکه‌های چندسطحی نیز اجرا شده است [۴] تا [۷]. در [۷] راهبرد کنترل مستقیم گشتاور در محرکه خازن شناور پیاده‌سازی شده اما تحلیل جامعی درباره کنترل گشتاور آن ارائه نشده است. در ضمن جدول ارائه شده ۱۲ سکتوری است که باعث می‌شود نتوان از تمامی مزایای اینورتر پنج‌سطحی استفاده کرد.

از طرفیکارایی محرکه DTC، به دقت و سرعت تخمین شار بستگی دارد که معمولاً با استفاده از مدل ولتاژ تخمین زده می‌شود [۸] تا [۱۱]. در این مدل، شار با انتگرالگیری از نیروی ضد محرکه به دست می‌آید؛ بنابراین فقط به کمیت‌های الکتریکی قابل اندازه‌گیری یعنی ولتاژ، جریان و مقاومت استاتور نیاز دارد. از طرفی اندازه‌گیری ولتاژ و جریان همواره با آفست dc همراه است و این مقدار dc حتی اگر کوچک باشد، می‌تواند خروجی انتگرالگیر را به اشباع برده و کارایی محرکه را به‌ویژه در فرکانس‌های پایین کاهش دهد. برای حل این مشکل دو روش پر کاربرد است: استفاده از مدل جریان و استفاده از فیلتر پایین‌گذر به جای انتگرالگیر در مدل ولتاژ [۱۱]. مزیت مدل جریان آن است که از انتگرالگیر استفاده نمی‌کند اما ایناشکال را دارد که به پارامترهای رتور و اندازه‌گیری سرعت نیاز دارد. پارامترهای رتور به‌طور مستقیم قابل اندازه‌گیری نبوده و متغیر با زمان است (به دلیل تغییر دما و سطح اشباع

نشان داد که در آن a ، b و c به ترتیب اندازه سطح ولتاژ را در هر یک از فازها نشان می‌دهد. تمامی بردارهای فضایی ولتاژ به جز بردارهای افزون‌برای محرکه‌های پنج سطحی در شکل ۲ نشان داده شده است. در شکل ۲ بردارها از نظر دامنه در چهار شش ضلعی محاط شده‌اند. بردارها را به صورت بسیار کوچک، کوچک، متوسط و بزرگ نامگذاری می‌کنیم. با توجه به این که در شش ضلعی بیرونی ۲۴ بردار وجود دارد می‌توان صفحه $\alpha\beta$ را به ۲۴ قطاع مطابق شکل ۳ تقسیم کرد. اکنون می‌توان اثر بردارهای مختلف را بر گشتاور و سرعت بررسی و جدول کلیدزنی را تعیین کرد.



شکل ۲ بردارهای فضایی ولتاژ در محرکه‌خازنی پنج سطحی



شکل ۳ تقسیم بندی صفحه به ۲۴ قطاع در اینورتر چندسطحی

در این مقاله معادله ولتاژ استاتور در دستگاه مرجع دوار منطبق بر شار استاتور بررسی می‌شود که مؤلفه بردار ولتاژ

استاتور و رتور است. ضریب پراکندگی σ برابر است با:

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

در کنترل مستقیم گشتاور، دامنه شارها در حدود مقدار نامی حفظ شده و مقدار گشتاور با تغییر زاویه گشتاور تنظیم می‌شود. بدیهی است که حداکثر گشتاور به ازای $\delta\psi = \pi/2$ همان‌گونه که خواهیم دید زاویه گشتاور و در نتیجه گشتاور با استفاده از بردار ولتاژ استاتور قابل تنظیم است. معادله ولتاژ استاتور چنین است:

$$\bar{u}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (3)$$

در مقاله حاضر از این رابطه استفاده شده اما برای توضیح ساده تر راهبرد DTC، با توجه به اینکه مقدار کمی از ولتاژ ورودی بر روی مقاومت استاتور افت می‌کند:

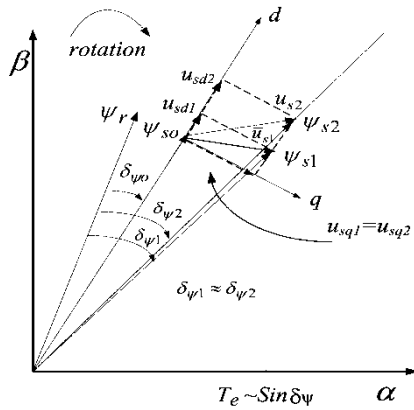
$$\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \approx \bar{u}_s \Rightarrow \bar{\psi}_s \approx \bar{\psi}_s 0 + \bar{u}_s \Delta t \quad (4)$$

در محرکه‌های چندسطحی نیز مانند محرکه‌های دو سطحی با انتخاب مناسب بردارهای ولتاژ می‌توان مکان هندسی شار استاتور را کنترل کرد. در مقایسه با DTC دوسطحی، در محرکه‌های چندسطحی تعداد زیادی بردار ولتاژ با اندازه‌های متفاوت وجود دارد که با استفاده از آنها می‌توان بردار شار را با سرعت‌های مختلف و در جهت‌های مختلف کنترل کرد. به این ترتیب در محرکه‌های چندسطحی، کنترل سریع‌تر و دقیق‌تری بر شار و گشتاور اعمال می‌شود. بردار ولتاژ استاتور در محرکه پنج سطحی شکل ۱ به صورت زیر است:

$$\bar{u}_s = u_a e^{j0} + u_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (5)$$

این بردار فضایی را می‌توان به صورت شماره بردار cba

یافت. اگر سرعت شار رتور زیاد باشد، اعمال برداری با اندازه $u_{sq} \Delta t$ متوسط یا کوچک، به کوچک بودن مقدار $u_{sq} \Delta t$ و سرعت مولفه ψ_{sq} منجر شده و در نتیجه زاویه δ_ψ کوچک شده و گشتاور کاهش خواهد یافت.



شکل ۴ اثر بردارهای ولتاژ بر شار و گشتاور

بنابراین برای سرعت‌های بالا جدول ۱ پیشنهاد می‌شود که در آن از بردارهای کوچک برای کاهش گشتاور و از بردارهای بزرگ برای افزایش گشتاور استفاده می‌شود. بردارهای متوسط اثر نامحسوسی بر گشتاور داشته و تقریباً آن را ثابت نگاه می‌دارند. در این جدول FI و TI نشان دهنده گشتاور و شار است. مقدار ۱ و -۱ به ترتیب به معنای آن است که کمیت مورد نظر بیشتر یا کمتر از حد مجاز است و صفر به معنای قرار داشتن در محدوده مجاز است. در جدول ۱ به ازای $\text{TI}=-1$ در هنگام تغییر سکتور در هر فاز فقط یک تغییر پله‌ای خواهیم داشت اما در جدول ۱۲ سکتوری ارائه شده در [۷] تغییر دو پله‌ای داریم که به فراجش ولتاژ بیشتری در ترمینال استاتور منجر می‌شود. جدول‌های ۲ تا ۴ مربوط به سایر محدوده‌های سرعت است. در سرعت‌های بسیار کم از بردارهای روبه‌عقب برای کاهش گشتاور استفاده شده است.

۳- تخمین شار در راهبرد کنترل مستقیم گشتاور

مطابق شکل ۴ در امتداد شار استاتور بدهو فقط بر دامنه شار اثر می‌گذارد و مولفه q زاویه گشتاور را تغییر می‌دهد:

$$\frac{d \langle \bar{\psi}_s \rangle}{dt} = \omega_{ms} = \frac{1}{|\bar{\psi}_s|} u_{sq} \quad (۶)$$

که در آن $\langle \bar{\psi}_s \rangle$ زاویه مکانی بردار شار استاتور و u_{sq} مولفه q بردار ولتاژ استاتور است. \bar{u}_s اثر آنی بر بردار شار رتور ندارد و تغییر زاویه شار رتور، ناشی از جریان استاتور برابر است با [۱۲]:

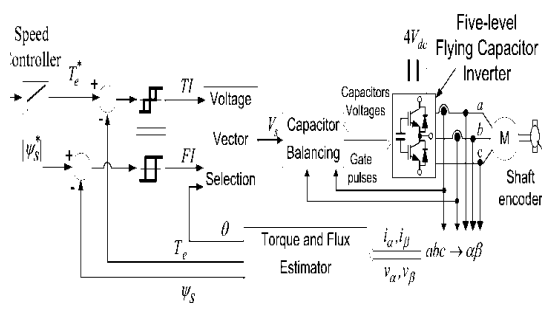
$$\frac{d \langle \bar{\psi}_r \rangle}{dt} = \omega + \frac{L_m}{T_r |\bar{\psi}_r|} i_{sq} \quad (۷)$$

که در آن $\langle \bar{\psi}_r \rangle$ زاویه مکانی بردار شار رتور، ω سرعت الکتریکی رتور، T_r ثابت زمانی رتور و i_{sq} مولفه q بردار جریان استاتور \bar{i}_s است. در سرعت‌های بالا، ω در تعیین موقعیت شار رتور نقش دارد اما در سرعت‌های کم، موقعیت شار رتور تحت تأثیر مولفه q بردار جریان استاتور است و با تأخیری برابر ثابت زمانی رتور تغییر می‌کند. به بیانی دیگر، مولفه q گشتاور و مولفه d بردار شار را اثر می‌گذارد. اگر تغییر در مولفه d و q بردار شار را به ترتیب با $\Delta \psi_{sd}$ و $\Delta \psi_{sq}$ نشان دهیم، در این صورت:

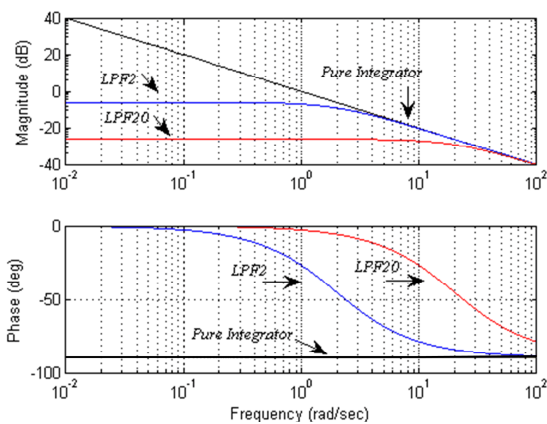
$$\begin{cases} \Delta \psi_{sd} = u_{sd} \Delta t \\ \Delta \psi_{sq} = u_{sq} \Delta t \end{cases} \quad (۸)$$

تغییر زاویه گشتاور توسط مولفه مماسی تغییر شار $\Delta \psi_{sq}$ تعیین می‌شود. در شکل ۴ با فرض آن که بردار شار استاتور در موقعیت ψ_{s0} است، اعمال بردار \bar{u}_{s1} و \bar{u}_{s2} باعث تغییر یکسانی در زاویه گشتاور می‌شود. البته اعمال \bar{u}_{s2} باعث تغییر سریع‌تر شار خواهد شد. با افزایش اندازه u_{sq} ، مقدار $u_{sq} \Delta t$ و در نتیجه سرعت مولفه ψ_{sq} افزایش یافته و به دلیل فاصله گرفتن بردار شار استاتور از شار رتور، تغییر زاویه‌ی قابل ملاحظه‌ای حاصل شده و گشتاور افزایش خواهد

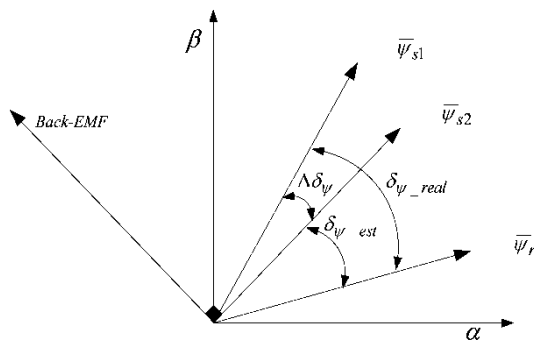
بنابراین همواره مقداری اختلاف گشتاور وجود دارد:



شکل ۵ ساختار محرکه چند سطحی با رهیبرد DTC



شکل ۶ پاسخ فرکانسی انتگرالگیر و فیلتر پایین گذر



شکل ۷ بردار شار و زاویه گشتاور واقعی و تخمین زده شده

گشتاور تخمینی و واقعی مطابق شکل ۷ برابر است با:

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= T_{e_real} - T_{e_est} \\ &\propto (|\bar{\psi}_{s2}| \sin \delta_{\psi_real} - |\bar{\psi}_{s1}| \sin \delta_{\psi_est}) \quad (13) \\ &\equiv (\sin \delta_{\psi_real} - \sin \delta_{\psi_est}) \end{aligned}$$

می‌شود اما خطای دامنه و فاز را نیز افزایش می‌دهد؛ به بیانی دیگر مشخصه‌های فیلتر پایین گذر از انتگرالگیر ایده‌آل فاصله می‌گیرد. همان‌طور که در شکل ۶ نشان داده شده، مشخصه‌های فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع 2rad/sec از فرکانس 5rad/sec به بعد مانند انتگرالگیر ایده‌آل است در حالی که در بازه فرکانس قطع 20rad/sec تا فرکانس 100rad/sec نیز هنوز با انتگرالگیر ایده‌آل متفاوت است. بهره‌انتگرالگیر در فرکانس تحریک ω_e ، برابر $\frac{1}{\omega_e}$ و فاز آن برابر -90° است، در حالی که بهره و اختلاف فاز فیلتر پایین گذر به ترتیب مطابق روابط زیر است:

$$\frac{1}{\sqrt{\omega_e^2 + \omega_c^2}} \quad (9)$$

$$-\tan^{-1} \frac{\omega_e}{\omega_c} \quad (10)$$

به بیانی دیگر با استفاده از فیلتر پایین گذر، خطای اندازه و زاویه فاز ایجاد می‌شود که با افزایش ω_c این خطا افزایش می‌یابد. به این ترتیب همواره دامنه شار واقعی به نسبت (۱۱) بزرگتر از مقدار تخمین زده شده بوده و امکان اشباع آن وجود دارد:

$$\sqrt{1 + (\omega_c / \omega_e)^2} \quad (11)$$

از طرفی به دلیل وجود اختلاف فاز، همان‌گونه که در شکل ۷ نشان داده شده، $\sin \delta_{\psi_est} < \sin \delta_{\psi_real}$ و در نتیجه علاوه بر ایجاد خطا در گشتاور تخمین زده شده، ریبیل گشتاور نیز ایجاد خواهد شد.

$$T_{e_est} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_{s2}| |\bar{\psi}_r| \sin \delta_{\psi_est} \quad (12)$$

$$T_{e_real} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_{s1}| |\bar{\psi}_r| \sin \delta_{\psi_real}$$

آن ارائه نشده است.

$$y[k] = \alpha y[k-1] + x[k] \cdot T_s \quad (18)$$

برای استخراج الگوریتم دیجیتال می‌توان از شکل z

ذوزنقه‌ای استفاده کرد:

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (19)$$

با جایگزینی این مقدار در تابع تبدیل فیلتر پایین گذر داریم:

$$\begin{aligned} \psi_{sd}[k] &= \alpha_1 \psi_{sd}[k-1] + \alpha_2 e_{sd}[k] \cdot T_s \\ \psi_{sq}[k] &= \alpha_1 \psi_{sq}[k-1] + \alpha_2 e_{sq}[k] \cdot T_s \end{aligned} \quad (20)$$

که در آن e_{sd} و e_{sq} مقدار القای برگشتی را در

مختصات dq نشان داده و $\alpha_1 = \frac{1 - \omega_c T_s}{1 + \omega_c T_s}$ و

$\alpha_2 = \frac{1}{1 + \omega_c T_s}$ برای تعیین ω_c ابتدا از رابطه زیر مقدار

ω_c محاسبه شده و سپس با استفاده از (۱۴) ω_c به دست

می‌آید:

$$\omega_c = \frac{(v_{qs} - i_{qs} r_s) \psi_{ds} - (v_{ds} - i_{ds} r_s) \psi_{qs}}{|\psi_s|^2} \quad (21)$$

اکنون با محاسبه α_1 و α_2 می‌توان از رابطه (۲۰) شار را

تخمین زد و با استفاده از (۱۷) شار واقعی را به دست آورد.

۴- نتایج شبیه‌سازی

راهبرد کنترل مستقیم گشتاور شکل ۵ بر روی نمونه‌ای

مقیاس کوچک با استفاده از موتوری ۳ کیلوواتی و ۴۰۰

ولت شبیه‌سازی و پیاده‌سازی شده است. پارامترهای کنترل

مستقیم گشتاور و موتور در پیوست مقاله آورده شده است.

برای بررسی عملکرد تخمین‌گرهای مختلف، موتور از

این اختلاف گشتاور می‌تواند باعث توقف موتور شود

زیرا گشتاور تولیدی کمتر از گشتاور درخواستی بار است.

به‌یانی دیگر با وجود توانایی موتور برای تولید گشتاور

مورد نیاز بار، خطای تخمین باعث اشتباه در بخش کنترل

شده و این تصور پیش می‌آید که موتور در حال تولید

حداکثر گشتاور ممکن است. خطای تخمین گشتاور در

بارهای کم اهمیت بیشتری دارد، زیرا گشتاور درخواستی

در حدود خطای گشتاور است.

بنابراین اگر چه افزایش ω_c باعث کاهش بهره dc و

حذف بهتر آفست می‌شود، اما به دلیل افزایش خطا، مقدار

آن را نباید از حدی بیشتر کرد. بنابراین از یک سو ω_c باید

بسیار بزرگتر از صفر باشد و از سوی دیگر ω_c باید

بسیار کوچک‌تر از ω_e باشد، برای حل این مشکلاترهای

پایین‌گذر با فرکانس قطع متغیر یا قابل برنامه‌ریزی پیشنهاد

شده که در آنها ω_c متناسب با ω_e تغییر داده می‌شود [10]:

$$\omega_c = \frac{\omega_e}{k} \quad (14)$$

البته باز هم خطای دامنه و فاز وجود دارد که برای

داشتن انتگرالگیر باید جبران شود. جبران دامنه با ضربکردن

خروجی تخمینگر در بهره و جبران فاز با شیفت به ترتیب

به اندازه روابط زیر صورت می‌گیرد:

$$k_c = \sqrt{1 + (\omega_c / \omega_e)^2} = \sqrt{1 + 1/k^2} \quad (15)$$

$$\Delta \delta_\psi = -\frac{\pi}{2} + \tan^{-1}(k) = -\tan^{-1}(1/k) \quad (16)$$

به این ترتیب با تخمین شار $\bar{\psi}_{s1}$ ، می‌توان مقدار واقعی

شار $\bar{\psi}_{s2}$ را به دست آورد:

$$\bar{\psi}_{s2} = \bar{\psi}_{s1} k_c (\cos \Delta \delta_\psi - j \sin \Delta \delta_\psi) \quad (17)$$

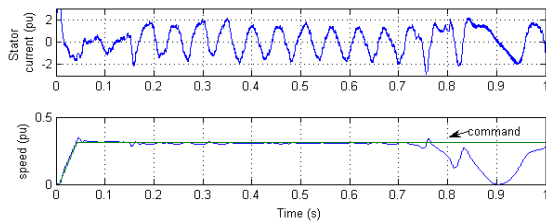
در [8] الگوریتم انتگرال در حوزه دیجیتال به شکل رابطه

زیر با $\alpha < 1$ ارائه و پیشنهاد شده که با افزایش فرکانس، α

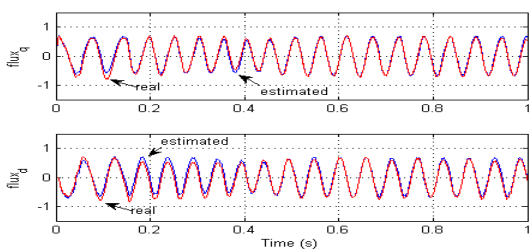
کاهش داده شود، اما روندی برای محاسبه α و نحوه کاهش

شکل ۹ گشتاور تخمین زده شده و گشتاور حقیقی موتور با انتگرالگیر

ایدهال



شکل ۱۰ سرعت رتور با استفاده از انتگرالگیر ایدهال



شکل ۱۱ شار واقعی موتور و شار تخمین زده شده با فیلتر پایین گذر با

فرکانس قطع 0.01 rad/sec

برای جلوگیری از اشباع می توان فرکانس قطع فیلتر را

افزایش داد. نتایج شبیه سازی برای فرکانس قطع 2rad/sec

در شکل های ۱۴ تا ۱۶ نشان داده شده است. اگرچه برای

فرکانس قطع 2rad/sec آفست dc را بهتر می توان حذف

کرد اما خطای فاز بیشتر بوده و در نتیجه مطابق شکل ۱۴

در حالت گذرا پاسخ نامطلوبی داریم و موتور به اشباع

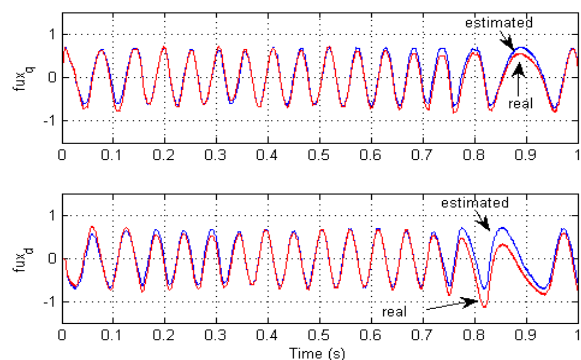
می رود. این خطای تخمین شار مطابق شکل ۱۵ باعث

خطای تخمین گشتاور شده و در نتیجه سیستم توانایی

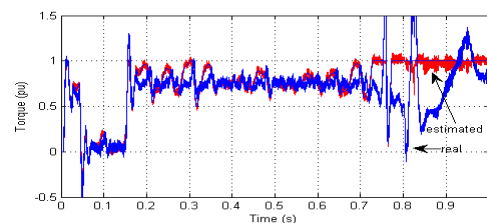
کنترل مناسب موتور را نخواهد داشت (شکل ۱۶).

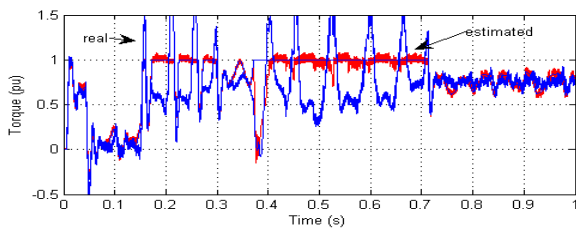
سرعت صفر به 0.3pu شتاب داده شده و در لحظه 0.15 ثانیه گشتاور بار 0.75pu اعمال می شود. به ولتاژ فاز مقدار دوولت dc به عنوان آفست اضافه شده است. شبیه سازی نخستبا استفاده از تخمینگری انجام شده که از انتگرالگیرایدهال استفاده می کند؛ مؤلفه های بردار شار در شکل ۸ نشان داده شده است. اگرچه در آغاز تخمین مطابقت خوبی با شار واقعی موتور دارد، اما با گذشت زمان موتور به اشباع رفته و خطای تخمین گشتاور مطابق شکل ۹ زیاد شده و سیستم توانایی حفظ سرعت موتور را ندارد. شکل موج های جریان استاتور و سرعت در شکل ۱۰ نشان داده شده است.

تخمین شار با استفاده از فیلتر پایین گذر به ازای فرکانس 0.01rad/sec انجام و نتایج در شکل های ۱۱ تا ۱۳ نشان داده شده است. محدود شدن بهره dc از اشباع شار جلوگیری می کند اما به دلیل ایجاد خطای فاز و دامنه در تخمین شار به ویژه در حالت گذرا، نوساناتی در سیستم ایجاد می شود؛ در شکل های ۱۲ و ۱۳ نوسانات گشتاور و سرعت دیده می شود.

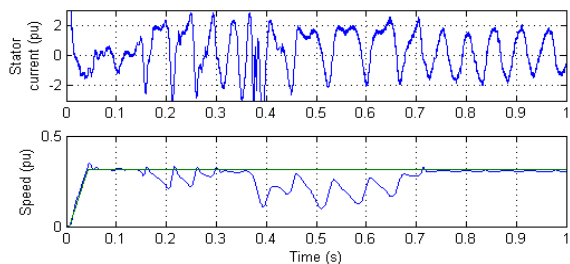


شکل ۸ شار واقعی موتور و شار تخمین زده شده با انتگرالگیر ایدهال





شکل ۱۵ گشتاور حقیقی موتور و گشتاور تخمین زده شده با فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع 2 rad/sec



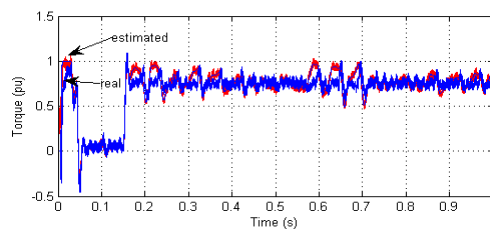
شکل ۱۶ سرعت رتور با استفاده از فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع 2 rad/sec

با استفاده از مقدار بزرگ k با توجه به این که خطای فاز و دامنه کمتر است، پاسخ گذرا بهتر خواهد شد. نتایج شبیه سازی به ازای $k=5$ در شکل های ۲۰ تا ۲۳ نشان داده شده است. با مقایسه شکل ۲۰ و شکل ۱۷ دیده می شود که به ازای $k=5$ در آغاز راه اندازی و در لحظه اعمال گشتاور $0.75pu$ تخمین دقیق تری از شار واقعی در اختیار است و در نتیجه براساس مقایسه شکل ۲۱ و شکل ۱۸، خطای گشتاور در این حالت های گذرا نیز کمتر بوده و سرعت نیز نوسان کمتری دارد. با این نتایج، مقدار انتخابی k براساس آفست های dc موجود در سیستم، بین ۲ و ۵ پیشنهاد می شود.

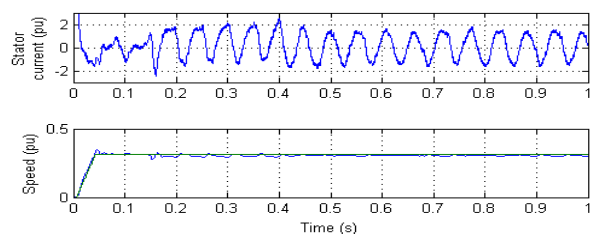
۵- پیاده سازی توسط پردازنده S320F2812

درایو پنج سطحی خازنی در شکل ۲۳ نشان داده شده

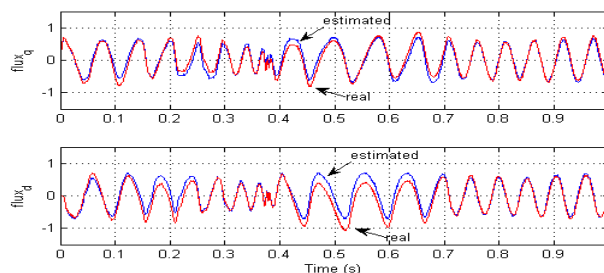
برای بهبود نتایج همان گونه که در بخش قبل نیز گفته شد، فیلترهای پایین گذر با فرکانس قطع متغیر پیشنهاد شده است. در این جا از دو مقدار $k=5$ و $k=2$ استفاده شده است. هر چه k کوچکتر باشد، ω_c بزرگتر بوده و آفست dc بهتر حذف خواهد شد. شکل ۱۷ تطابق عالی شار تخمین زده شده با شار واقعی را به ازای $k=2$ نشان می دهد. با توجه به جبران خطای فاز و دامنه، گشتاور تخمینی نیز مطابق شکل ۱۸ مطابقت خوبی با گشتاور واقعی دارد و موتور مطابق شکل ۱۹ با دقت خوبی فرمان سرعت را دنبال کرده است.



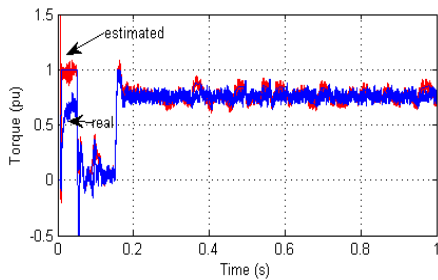
شکل ۱۷ گشتاور حقیقی موتور و گشتاور تخمین زده شده با فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع 0.01 rad/sec



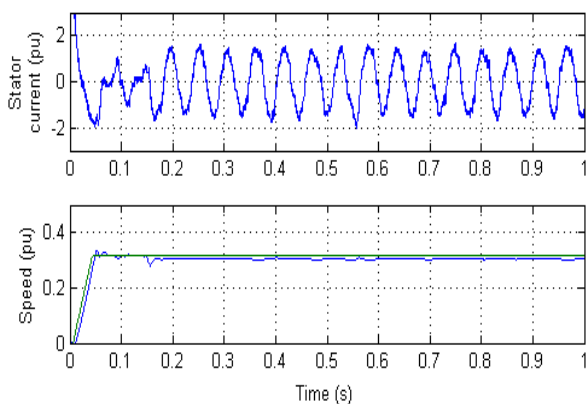
شکل ۱۸ سرعت رتور با استفاده از فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع 0.01 rad/sec



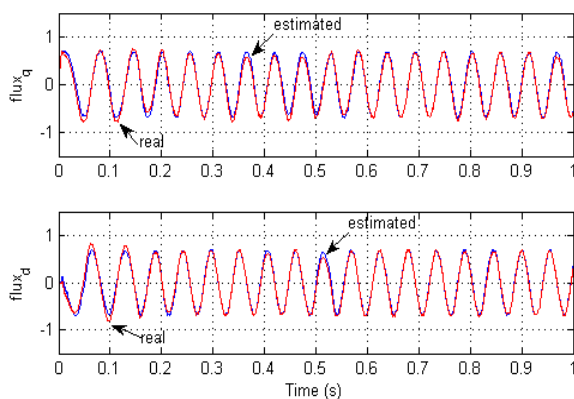
شکل ۱۹ شار واقعی موتور و شار تخمین زده شده با فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع 2 rad/sec



شکل ۱۸ گشتاور حقیقی موتور و گشتاور تخمین زده شده با فیلتر پایین گذر فرکانس متغیر $k=2$



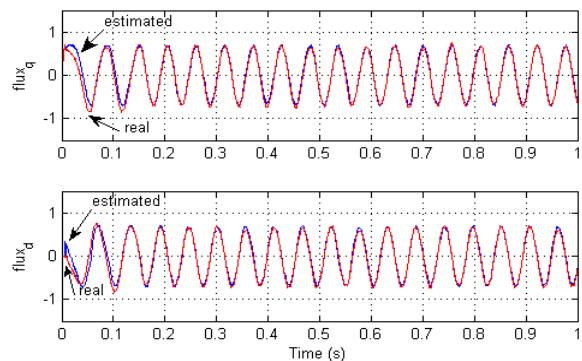
شکل ۱۹ سرعت رتور با استفاده از فیلتر پایین گذر فرکانس متغیر $k=2$



شکل ۲۰ شار واقعی موتور و شار تخمین زده شده با فیلتر پایین گذر فرکانس متغیر $k=5$

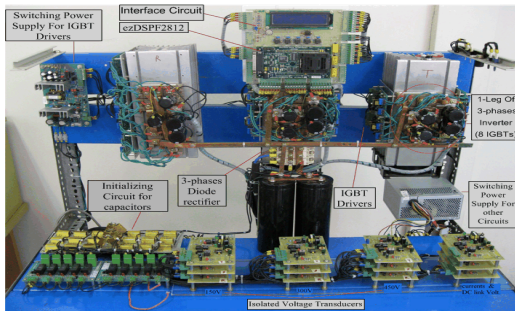
است. بخشهای مختلف سیستم در تصویر نامگذاری شده است. برد پردازنده اصلی ezDSPF2812 است که با سرعت پردازش 150MIPS، توانایی خوبی برای پیاده سازی DTC دارد. این پردازنده ۱۶ کانال مبدل آنالوگ به دیجیتال دارد که برای اندازه گیری نه خازن شناور در سه فاز، دو جریان فاز، سه ولتاژ فاز و نیز ولتاژ لینک DC به کار می روند. شش درگاه ورودی- خروجی با ۵۶ پایه قابلیت فرمان به ۲۴ عدد IGBT را به راحتی فراهم می سازد. برای اندازه گیری ولتاژ خازن ها از ترانس دیوسرهای ولتاژ DC استفاده شده است. برای تغذیه اینورتر از یکسوساز سه فاز دیودی استفاده شده است. به عنوان بار مکانیکی موتور از یک ژنراتور DC مطابق شکل ۲۴ استفاده شده است. مقدار بار توسط گرمکن های برقی قابل تنظیم است.

موتور از سرعت صفر تا ۰.۸۵٪ سرعت نامی شتاب داده شده و منحنی سرعت نسبت به زمان در شکل ۲۵ آورده شده است. مؤلفه های شار تخمینی قبل و پس از جبران در شکل ۲۶ نشان داده شده است. تفاوت دامنه و اختلاف فاز مؤلفه های شار کاملاً مشهود است.



شکل ۱۷ شار واقعی موتور و شار تخمین زده شده با فیلتر پایین گذر فرکانس متغیر $k=2$

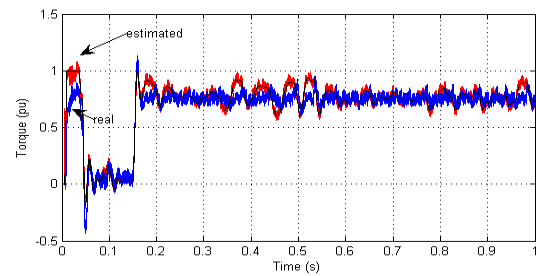
ارائه شد. شبیه‌سازی و نتایج آزمایشگاهی، نشان‌دهنده درستی جدول کلیدزنی و مؤثر بودن روش جبران است و دیجیتالی را نشان می‌دهد.



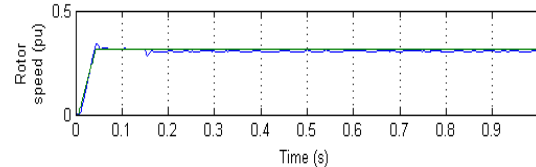
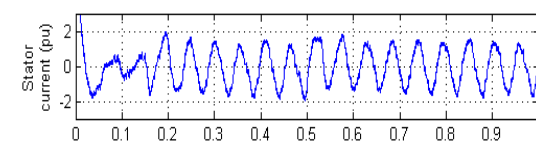
شکل ۲۳ سامانه درایو DTC پنج سطحی‌خازنی



شکل ۲۴ موتور سه‌فاز، ژنراتور DC و بار



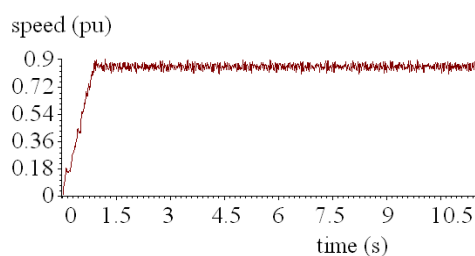
شکل ۲۱ گشتاور حقیقی موتور و گشتاور تخمین زده شده با فیلتر پایین‌گذر فرکانس متغیر $k=5$



شکل ۲۲ سرعت رتور با استفاده از فیلتر پایین‌گذر فرکانس متغیر $k=5$ گشتاورهای تخمین زده شده همراه با گشتاور درخواستی در شکل ۲۶ نشان داده شده است. تفاوت کم گشتاور تخمینی پس از جبران، مؤثر بودن جبران را نشان می‌دهد.

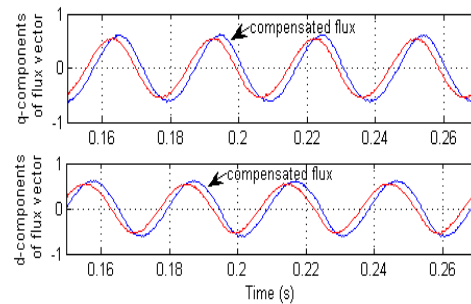
۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله کنترل مستقیم گشتاور در مبدل‌های چندسطحی تحلیل شده و روش تدوین جدول سویچینگ برای درایو پنج‌سطحی ارائه شده است. استفاده از جدول ۲۴ سکتوری ارائه شده در این مقاله، مزیت کاهش dv/dt و در نتیجه کاهش اضافه ولتاژ استاتور را در پی دارد. روشهایی برای بهبود تخمین شار ارائه شده و برای استفاده از فیلتر پایین‌گذر با فرکانس متغیر، اینفیلتر در حوزه دیجیتالی معرفی و الگوریتمی برای تعیین ضرایب آن

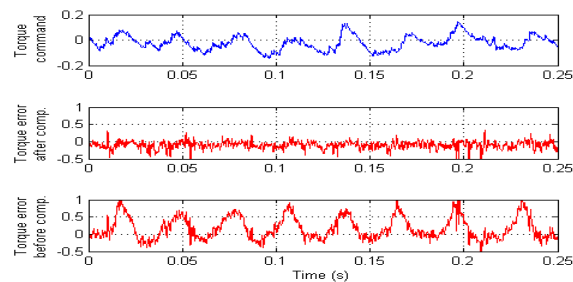


شکل ۲۵ تغییرات سرعت موتور در روش مبتنی بر جدول ۱

- Jalili, "Design and Comparison of 4-kV Neutral-Point-Clamped, Flying-Capacitor, and Series-Connected H-Bridge Multilevel Converters", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 43, Jul./Aug. 2007, pp. 1032-1040.
- [3] D. Krug, S. Bernet, S. S. Fazel, K. Jalili, and M. Malinowski, "Comparison of 2.3-kV Medium-Voltage Multilevel Converters for Industrial Medium-Voltage Drives", IEEE Trans. Indust. Elec., vol. 54, no. 6, DEC 2007.
- [4] J. Rodríguez, J. Pontt, S. Kouro, and P. Correa, "Direct Torque Control With Imposed Switching Frequency in an 11-Level Cascaded Inverter", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 51, Aug. 2004 pp. 827-833.
- [5] A. Sapin, P. K. Steimer, and J.-J. Simond, "Modeling, Simulation, and Test of a Three-Level Voltage-Source Inverter With Output LC Filter and Direct Torque Control", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 43, NO. 2, Mar./Apr. 2007.
- [6] C. A. Martins, X. Roboam, T. A. Meynard, and A. S. Carvalho, "Switching Frequency Imposition and Ripple Reduction in DTC Drives by Using a Multilevel Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 2, Mar. 2002.
- [7] M.F. Escalante, J.-C. Vannier and A. Arzande, "Flying Capacitor Multilevel Inverters and DTC Motor Drive Applications", IEEE Trans. Indust. Elec., vol.49, Aug. 2002, pp.809 – 815.
- [8] K. D. Husrt, T. G. Habetler, G. Griva, and F. Profumo, "Zero speed tacholess IM torque control: Simply a matter of stator voltage integration," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, pp. 790–795, July/Aug. 1998.
- [9] J. Hu and B. Hu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 969–976, Sept. 1998.
- [10] M.-H. Shin, D.-S. Hyun, S.-B. Cho, and S.-Y. Choe, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors," IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, pp. 312–318, Mar. 2000.



شکل ۲۶ مولفه‌های شار استاتور تخمین زده شده قبل و پس از جبران



شکل ۲۷ گشتاور درخواستی و تفاوت آن با دو گشتاور تخمین زده شده قبل و پس از جبران

پیوست

مشخصات موتور القایی:

$$V=400V, \text{ Power}=3 \text{ kW}, p=2(4 \text{ pole}), R_s=1.873\Omega, \\ R_r=1.86\Omega, L_s=L_r=7.54\text{mH}, L_m=210\text{mH}, \\ J=0.01\text{kg}\cdot\text{m}^2.$$

پارامترهای کنترل مستقیم گشتاور:

$$0.2\text{N}\cdot\text{m} = \text{پهنای باند هیستیریزس گشتاور}$$

$$0.01\text{Wb}, = \text{پهنای باند هیستیریزس شار}$$

$$0.8\text{Wb}, = \text{شار اولیه و نامی ماشین}$$

$$5000\text{Hz} = \text{حداکثر فرکانس کلیدزنی}$$

$$50\mu\text{s} = \text{نمونه برداری TDFC}$$

۷- منابع

- [1] José Rodríguez, Steffen Bernet, BinWu, Jorge O. Pontt and Samir Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, Dec. 2007.
- [2] S. S. Fazel, Steffen Bernet, D. Krug, and K.

Applicat., vol. 38, no. 1, pp. 110–116,
Jan./Feb. 2002.

[11] N. R. N. Idris and A. H. M. Yatim, “An improved stator flux estimation in steady-state operation for direct torque control of induction machines,” IEEE Trans. Ind.