

ارایه یک روش ارزان قیمت برای کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی با استفاده از یک سنسور جریان لینک DC

عزتعلی فیض^۱ مجید حسین پور^۲ عبدالمجید دژم خوی^۳ سیدرضا موسوی اقدم^۴

۱- دانشجوی دکتری- گروه مهندسی برق- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

feyz.ezatali@gmail.com

۲- دانشیار- گروه مهندسی برق- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

Hoseinpour.majid@uma.ac.ir

۳- دانشیار- گروه مهندسی برق- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

majiddejam@uma.ac.ir

۴- دانشیار- گروه مهندسی برق- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

r.mousaviaghdam@uma.ac.ir

چکیده: روش‌های مختلفی برای کنترل سرعت موتورهای القایی ارائه شده است. از میان این روش‌ها، روش کنترل مستقیم گشتاور پاسخ دینامیکی مطلوبی را دارا می‌باشد. از مشکلات عمده‌ی این روش، سخت‌افزار گران قیمت این نوع از درایورها بخصوص هزینه سنسورهای جریان است. در عمل به حداقل سه سنسور جریان نیاز است که دو مورد آن بر روی فازهای خروجی و یک سنسور بر روی لینک DC با اهداف حفاظتی قرار می‌گیرد. هدف این مقاله، ارائه‌ی روشی جدید و ارزان قیمت برای کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی با استفاده از صرفاً یک سنسور جریان بر روی لینک DC است. در این روش بردار صفر حذف می‌شود و هر یک از بردارهای واقعی ۱ تا ۶ با دو بردار مجازی پیشنهادی جایگزین می‌گردد. در نتیجه امکان تخمین جریان فازهای موتور با کمک یک سنسور جریان در لینک DC برای بازه‌ی وسیعی از سرعت‌ها حتی سرعت‌های پایین و نزدیک به سرعت صفر فراهم می‌شود. مزیت دیگر روش پیشنهادی فرکانس کلیدزنی ثابت آن می‌باشد. ایده پیشنهادی با کمک نرم‌افزار Matlab/Simulink شبیه‌سازی شده است و بهبود پاسخ دینامیکی سیستم و همچنین کاهش ریبیل شار و گشتاور در مقایسه با روش کنترل مستقیم گشتاور متداول حاصل شده است.

واژه‌های کلیدی: موتور القایی، کنترل مستقیم گشتاور، سنسور جریان لینک DC، بردار مجازی

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.61186/jiaeee.20.4.1784

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۰۴/۱۶

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۰۷/۱۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۱۰/۰۷

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید حسین پور

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - دانشگاه محقق اردبیلی - اردبیل

۱- مقدمه

موتورهای القایی قفس‌سنجایی یکی از معروف‌ترین و پرکاربردترین نوع از ماشین‌های الکتریکی است. سادگی، هزینه کمتر، نیاز کمتر به تعمیر و نگهداری برخی از دلایل مطرح در استفاده از این نوع موتورها است. به طور کلی دو روش برای کنترل سرعت موتورهای القایی پیشنهاد شده است: روش کنترل اسکالر و روش کنترل برداری. ساده‌ترین روش، روش اسکالر می‌باشد که در آن کنترل‌کننده ساده و معمولاً ارزان قیمتی استفاده می‌شود. این روش کنترل مناسبی بر روی گشتاور و شار موتور ندارد و توانایی تولید اختلاف‌فاز بهینه برای کنترل فاز و گشتاور را ندارد [۱]. در روش‌های برداری اختلاف فاز بردار میدان چرخان با بردار چرخان روتور کنترل می‌گردد. در نتیجه امکان کنترل دقیق‌تری بر پاسخ استاتیک و مخصوصاً پاسخ دینامیک موتور فراهم می‌آورد.

از میان روش‌های کنترل برداری، روش کنترل مستقیم گشتاور بهترین و سریع‌ترین پاسخ دینامیکی را ارائه می‌کند [۲-۳]. از طرفی برای کنترل برداری موتورهای القایی حداقل دو سنسور جریان برای اندازه‌گیری جریان فازها و اغلب یک سنسور جریان اضافی برای اندازه‌گیری جریان لینک DC با اهداف حفاظتی استفاده می‌شود. [۴] به منظور کاهش هزینه سخت‌افزاری، تحقیقات متعددی برای کاهش سنسورهای جریان انجام شده است. در [۵] به جای انتخاب بردار حاصل از منطق کنترلی، یکی از بردارهای مجاور انتخاب می‌شود و پس از اندازه‌گیری جریان لینک DC، سریعاً بردار اصلی انتخاب می‌شود. این امر دو ایراد اصلی دارد. نخست موجب افزایش ریبیل جریان، شار و گشتاور می‌گردد و دوم اینکه باعث افزایش فرکانس کلیدزنی به اندازه حداقل دو برابر روش کنترل مستقیم گشتاور متداول می‌گردد. در [۶] به منظور کاهش تعداد سنسورهای جریان، روشی برای تخمین شیب تغییرات جریان استاتور ارایه شده است. برای این منظور معلوم بودن سایر پارامترهای موتور علاوه بر مقاومت استاتور مورد نیاز است. در این سیستم نیاز به تخمین شیب جریان منجر به افزایش پیچیدگی سیستم شده و مزیت اصلی کنترل مستقیم گشتاور شامل عدم وابستگی به پارامترهای موتور را از بین می‌برد. در [۷-۹]، از مشاهده‌گر برای تخمین جریان استفاده شده است. در واقع ولتاژ ورودی به معادلات حاکم بر موتور اعمال می‌شود و جریان استاتور بر اساس پارامترهای موتور تخمین زده می‌شود. در نتیجه نیازی به سنجش جریان استاتور نیست ولی برای حفاظت از موتور و اطمینان از عملکرد صحیح موتور، همچنان باید جریان لینک DC مورد سنجش قرار گیرد. از طرفی این امر باعث وابستگی شدید سیستم به پارامترهای موتور می‌گردد.

یکی از راهکارهای کاهش تعداد سنسورهای جریان، ایجاد تغییر و اعمال اصلاح در بردارهای کلیدزنی می‌باشد. در [۱۰-۱۱] از بردار فضایی در کنترل مستقیم گشتاور استفاده شده است و با محدود کردن حداقل اندازه هر بردار، امکان اندازه‌گیری جریان با یک سنسور فراهم آمده است که این امر نیز باعث پیچیدگی سیستم می‌شود. در روش

سنتی کنترل مستقیم گشتاور برای کنترل حلقه شار و گشتاور از کنترل‌کننده‌ی مقاوم و ساده هیستریزس استفاده می‌شود. اما در این روش از کنترل‌کننده‌ی PI استفاده می‌شود. برای طراحی این کنترل‌کننده نیاز به دانستن سایر پارامترهای موتور وجود خواهد داشت و مزیت استقلال کنترل‌کننده از پارامترهای موتور از بین خواهد رفت [۱۲]. در روش‌های ارایه شده در [۱۵-۱۳] بردارهای ۱ تا ۶ متداول با بردارهایی مجازی جایگزین شده و بردارهای صفر حذف شده است. در این حالت دو بردار مجاور هم با سرعت بالا انتخاب می‌شوند. در نتیجه برداری مجازی با موقعیت برآیند این دو معادله تشکیل می‌شود و این بردار مجازی تا زمان محاسبه‌ی مجدد بردار مجازی جدید و تغییر بردار مجازی اجرا می‌شود. اصلی‌ترین ایراد روش حذف بردارهای صفر، افزایش قابل توجه ریبیل جریان است. یکی از راهکارهای کنترل ریبیل جریان و گشتاور ناشی از حذف بردار صفر افزایش تعداد بردارهای کلیدزنی می‌باشد [۱۶]. در [۱۷] اندازه‌گیری‌های دقیقی برای کنترل مستقیم گشتاور سنتی و روش حذف بردارهای صفر انجام شده و به وضوح نشان داده شده که حذف بردارهای صفر باعث افزایش ریبیل گشتاور و جریان می‌شود.

در این مقاله به منظور کاهش تعداد سنسورهای جریان در کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی، روش جدیدی مبتنی بر بردارهای مجازی ارایه شده است. در روش پیشنهادی سکتورهای مربوط به کنترل مستقیم گشتاور باز تعریف شده‌اند و هر کدام از بردارهای ۱ تا ۶ در روش متداول، با دو بردار مجازی پیشنهادی جایگزین شده‌اند و بردارهای صفر حذف شده‌اند. در واقع در این روش، هر سکتور ۳۰ درجه نسبت به سکتورهای روش متداول تغییر فاز می‌یابد و برای تولید یک بردار مجازی، دو بردار مجاور با فرکانس کلیدزنی مناسب و دوره‌ی زمانی ۱/۴ و ۳/۴ انتخاب می‌شوند. بنابراین به ازای هر بردار واقعی، دو بردار مجازی تولید می‌شود و از این دو بردار مجازی پیشنهادی برای کنترل دقیق‌تر گشتاور استفاده می‌شود. به عبارت دیگر با انتخاب بردار نزدیک‌تر، میزان کمتری از افزایش/کاهش گشتاور حاصل شده و با انتخاب بردار دورتر، میزان بیشتری از افزایش/کاهش گشتاور حاصل می‌شود. در نتیجه برای پیاده‌سازی این روش نیاز به کنترل‌کننده باند هیستریزس ۴ سطحی وجود دارد. در این روش، به علت حذف بردارهای صفر، ریبیل شار در سرعت‌های پایین کاهش چشم‌گیری می‌یابد.

پیکربندی این مقاله به شرح زیر است: در بخش دوم، نحوه‌ی عملکرد کنترل‌کننده مستقیم گشتاور مورد بررسی قرار گرفته است. در بخش سوم روش پیشنهادی برای تخمین جریان با استفاده از یک سنسور جریان در لینک DC و در ادامه روش پیشنهادی برای کنترل مستقیم گشتاور مبتنی بر یک سنسور جریان ارائه شده است. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی برای دو روش سنتی و پیشنهادی ارایه شده است و مقایسه جامعی بین روش پیشنهادی با روش سنتی و همچنین روش‌های کنترلی مشابه ارایه شده در سایر مراجع انجام شده است. در نهایت در بخش ۵ نتیجه‌گیری مقاله ارایه شده است.

۲- روش کلی کنترل مستقیم گشتاور

در شکل (۱) بلوک دیاگرام سنتی برای کنترل مستقیم گشتاور نشان داده شده است [۱۶]. در این شکل سیگنال خروجی کنترل کننده حلقه سرعت، گشتاور مرجع را تولید می کند که با گشتاور موتور مقایسه می شود. اختلاف این دو گشتاور به صورت سیگنال خطا تعریف می شود:

$$E_{Te} = T_e^* - T_e \quad (۱)$$

سیگنال خطای حاصل از مقایسه گشتاور مرجع و گشتاور موتور منجر به ۳ حالت می شود:

الف) $E_{Te} > +HB_{Te}$: در این حالت خروجی بلوک مقایسه ۱+ خواهد بود.

ب) $-HB_{Te} < E_{Te} < +HB_{Te}$: در این حالت خروجی بلوک مقایسه صفر خواهد بود.

ج) $E_{Te} < -HB_{Te}$: در این حالت خروجی بلوک مقایسه ۱- خواهد بود.

به طور مشابه شار مرجع نیز با اندازه ی شار موتور مقایسه می شود. اختلاف این دو منجر به سیگنال خطای شار می شود:

$$E_{\psi} = \psi^* - \psi \quad (۲)$$

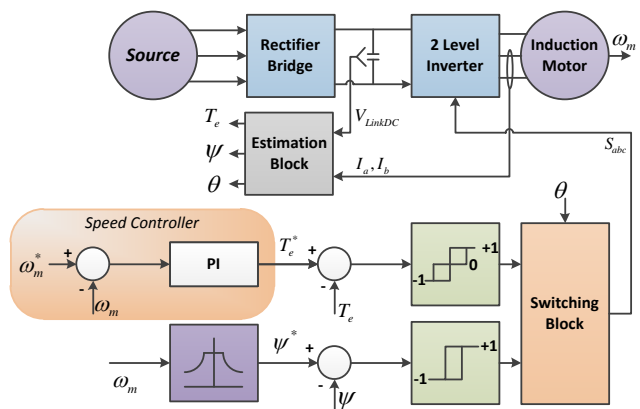
سیگنال خطای حاصل از مقایسه شار مرجع و شار موتور نیز دو حالت خواهد داشت:

الف) $E_{\psi} > +HB_{\psi}$: در این حالت خروجی بلوک مقایسه ۱+ خواهد بود.

ب) $E_{\psi} < -HB_{\psi}$: در این حالت خروجی بلوک مقایسه ۱- خواهد بود. در این روش شار استاتور به کمک رابطه زیر حاصل می شود:

$$\bar{\psi}_s = \int \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s \quad (۳)$$

که در این رابطه V_s ولتاژ ترمینال استاتور و I_s جریان ترمینال استاتور است و R_s مقاومت استاتور موتور است. گشتاور تخمین زده شده از طریق رابطه ی (۴) حاصل می گردد.

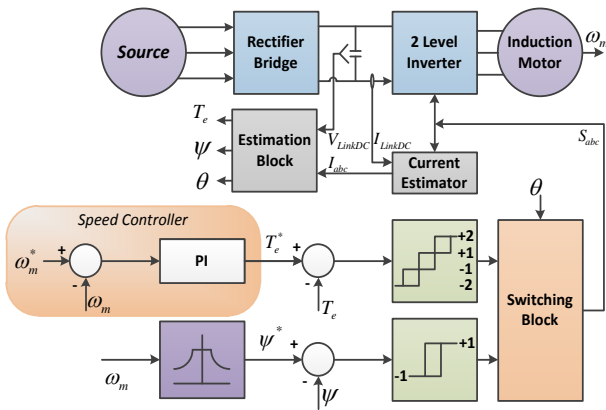


شکل (۱): بلوک دیاگرام روش سنتی کنترل مستقیم گشتاور

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (۴)$$

۳- روش پیشنهادی

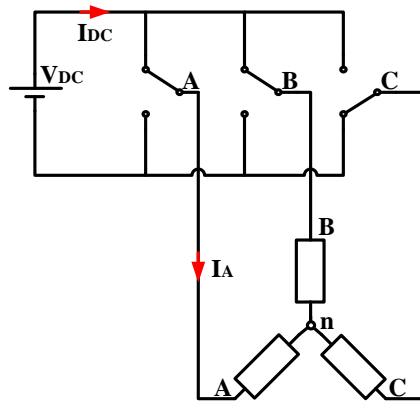
شمای کلی بلوک دیاگرام روش سنتی در شکل (۱) نشان داده شده است. همانطور که در این تصویر مشخص است، داده های لازم برای عملکرد واحد کنترل، جریان و ولتاژ استاتور موتور است و جریان لینک DC نیز برای ملاحظات حفاظتی اندازه گیری می شود. ولتاژ هر یک از فازها را می توان با کمک ولتاژ لینک DC و شماره ی بردار انتخاب شده بدست آورد. جریان لینک DC در هر لحظه برابر با یکی از بردارهای واقعی شش گانه است. ولی از آنجا که در روش سنتی بازه زمانی فعال بودن هر بردار مشخص نیست، امکان تخمین جریان فازهای دوم و سوم وجود ندارد. همچنین در صورت انتخاب بردار صفر، جریان لینک DC، صفر می شود. روش پیشنهادی کنترل مستقیم گشتاور در شکل (۲) نشان داده شده است. در این روش فقط جریان و ولتاژ لینک DC مورد سنجش قرار می گیرد که جرئیات آن در ادامه بیان می شود.



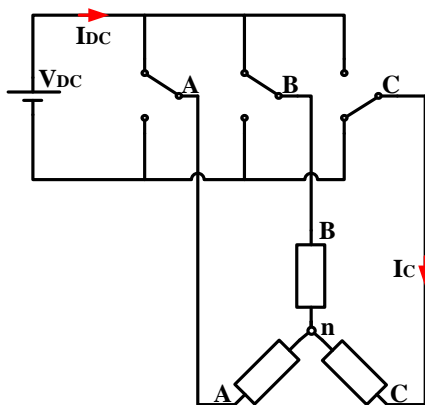
شکل (۲): بلوک دیاگرام روش پیشنهادی کنترل مستقیم گشتاور

۳-۱- تخمین جریان

در شکل (۳) بردارهای مجازی در روش پیشنهادی کنترل مستقیم گشتاور نمایش داده شده است. در این روش سکتورهای موجود با ۳۰ درجه شیف در جهت پادساعت گرد نسبت به سکتورهای روش متداول ساخته می شوند. بردارهای مجازی V_{xxb} و V_{xxa} با کلیدزنی متناوب دو بردار واقعی کناری تولید می شوند و XX شماره ی بردارهایی است که اجرا می شوند. در روش پیشنهادی بردارهای a با دوره های زمانی ۳/۴ بردار قبلی و ۱/۴ بردار بعدی تولید می شود و بردارهای b با دوره های زمانی ۱/۴ بردار قبلی و ۳/۴ بردار بعدی تولید می شود. در شکل (۴) زمان بندی انتخاب بردارها برای بردار مجازی V_{12a} نشان داده شده است. همان طور که در این شکل مشخص است V_{12a} یک بردار مجازی با زاویه ی ۱۵ درجه و V_{12b} یک بردار مجازی با زاویه ی ۴۵ درجه است. در نتیجه کلیه ی بردارها با فرکانس ثابت کلیدزنی تولید خواهند شد. در جدول (۱) الگوی کامل کلیدزنی برای تمامی سکتورها نشان داده شده است. حال اگر فرض شود سکتور کلیدزنی، سکتور شماره ۱ باشد؛ دو بردار واقعی کناری شامل بردار V_1 با الگوی کلیدزنی POO و بردار



(الف)



(ب)

شکل (۵): الف: جریان عبوری از لینک DC و فاز A، ب: جریان عبوری از لینک DC و فاز C

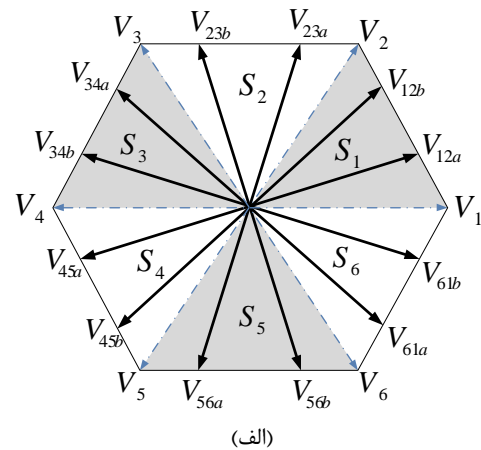
جدول (۱): الگوی کامل بردارهای انتخابی متناسب با سکتورها

Sector	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6	Torque	Flux
+1	V2b	V3b	V4b	V5b	V6b	V1b	+2	
	V2a	V3a	V4a	V5a	V6a	V1a	+1	
	V6b	V1b	V2b	V3b	V4b	V5b	-1	
	V6a	V1a	V2a	V3a	V4a	V5a	-2	
-1	V3b	V4b	V5b	V6b	V1b	V2b	+2	
	V3a	V4a	V5a	V6a	V1a	V2a	+1	
	V5b	V6b	V1b	V2b	V3b	V4b	-1	
	V5a	V6a	V1a	V2a	V3a	V4a	-2	

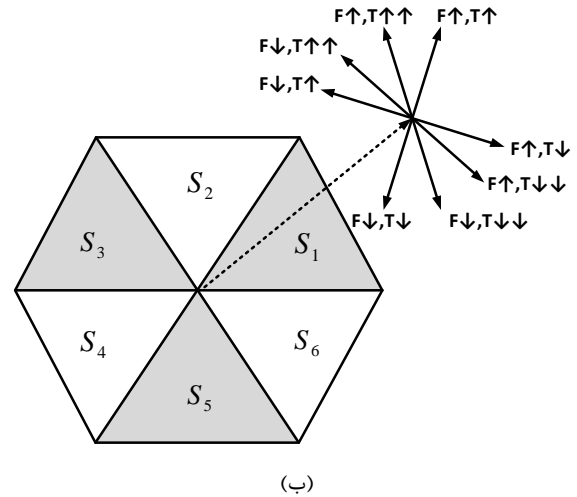
جدول (۲): جریان معادل لینک DC با هر فاز متناسب با بردار انتخابی

Vector	V ₁ (100)	V ₂ (110)	V ₃ (010)	V ₄ (011)	V ₅ (001)	V ₆ (101)
I _{DC}	+I _A	-I _C	+I _B	-I _A	+I _C	-I _B

V_2 با الگوی کلیدزنی PPO انتخاب می‌شود. در الگوی کلیدزنی، P به معنی روشن بودن کلید بالایی ساق اینورتر و O به معنی روشن بودن کلید پایینی ساق اینورتر است. مطابق شکل ۵-الف، در مدت زمان فعال بودن بردار V_1 ، جریان فاز A برابر با جریان لینک DC است. و مطابق شکل ۵-ب، در مدت زمان فعال بودن بردار V_2 ، جریان فاز C با منفی جریان لینک DC برابر است. با توجه به سرعت بالای کلیدزنی و لختی زیاد جریان، جریان فازهای A ، B و C در این بازه با دقت مناسبی ثابت باقی می‌ماند. در نتیجه با اعمال KCL، جریان فاز B را می‌توان اندازه‌گیری کرد. در جدول (۲) الگوی کامل تخمین جریان، متناسب با هر یک از بردارها ذکر شده است.

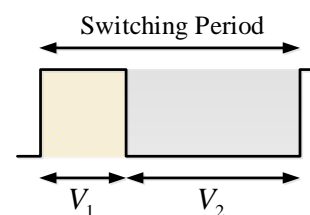


(الف)

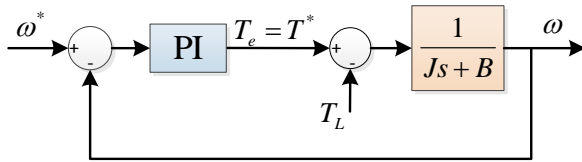


(ب)

شکل (۳): الف: بردارهای مجازی پیشنهادی، ب: بردارهای انتخابی برای سکتور ۱ در شرایط مختلف



شکل (۴): زمانبندی انتخاب بردارها برای بردار مجازی V_{12a}



شکل (۷): حلقه کنترل سرعت در کنترل مستقیم گشتاور

تابع گشتاور در حلقه‌ی سرعت به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\frac{\omega}{T_e} = \frac{1}{Js+B} \quad (۴)$$

رابطه کلی کنترل کننده PI مورد استفاده به صورت زیر است. در این رابطه T_s و ω ضرایب کنترل کننده هستند:

$$PI = K_{PS} \cdot \left(1 + \frac{1}{sT_s}\right) \quad (۵)$$

تابع تبدیل حلقه باز به صورت زیر است:

$$GH(s) = \frac{K_{PS} \cdot \left(1 + \frac{1}{sT_s}\right)}{Js+B} = K_{PS} \left(\frac{sT_s+1}{s^2JT_s+sBT_s} \right) \quad (۶)$$

با در نظر گرفتن $s = j\omega$ به رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$GH(j\omega) = K_{PS} \left(\frac{j\omega T_s+1}{-\omega^2JT_s+j\omega BT_s} \right) \quad (۷)$$

با حل معادله‌ی بالا برای فرکانس تقاطع بهره ω پارامترهای طراحی کنترل کننده حلقه سرعت شامل T_s و K_{ps} به صورت زیر حاصل می‌شود:

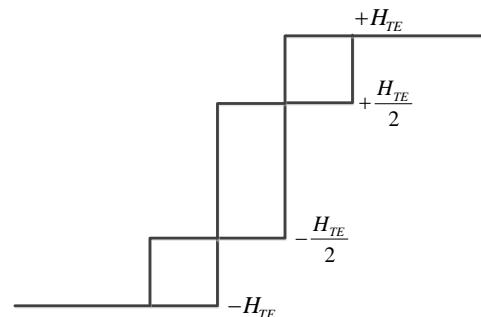
$$T_s = \frac{1}{\omega} \tan \left(-\tan^{-1} \left(\frac{B}{\omega J} \right) - 180 + PM \right) \quad (۸)$$

$$K_{ps} = \frac{\sqrt{(\omega^2JT_s)^2 + (\omega BT_s)^2}}{K \cdot \sqrt{(\omega T_s)^2 + 1}} \quad (۹)$$

در طراحی حلقه کنترل سرعت، فرکانس تقاطع بهره غالباً مقداری کوچک‌تر از ۱۰۰ رادیان بر ثانیه در نظر گرفته می‌شود [۱۹-۲۰]. در [۱۹] فرکانس تقاطع بهره حلقه کنترل سرعت عددی در محدوده ۲۰ الی ۳۰ رادیان بر ثانیه و حاشیه فاز (PM) در محدوده ۵۰ تا ۷۰ درجه لحاظ شده است. در شکل (۸) دیاگرام Bode تابع تبدیل حلقه باز و تابع تبدیل حلقه بسته سیستم کنترل سرعت برای موتور القایی با مشخصات مکانیکی $B = 0.0029$ و $J = 0.172$ ارائه شده است. ضرایب کنترل کننده PI به صورت $K_p = 0.28$ و $K_i = 4.15$ طراحی شده است تا در تابع تبدیل حلقه باز، فرکانس تقاطع بهره برابر ۲۵ رادیان بر ثانیه و حاشیه فاز برابر با ۶۰ درجه حاصل شود. تابع تبدیل حلقه بسته در شکل (۸) نشان می‌دهد که در محدود پهنای باند، نسبت سرعت خروجی به سرعت مرجع ورودی برابر با یک بوده و شیفت فازی برای

۳-۲- طراحی حلقه‌های کنترلی

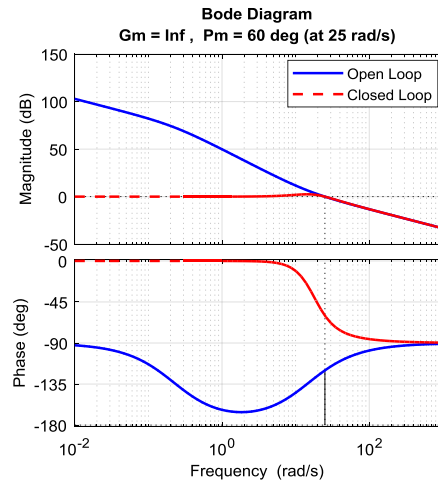
در روش‌های کنترل مستقیم گشتاور از دو حلقه کنترلی استفاده می‌شود. حلقه کنترل داخلی برای کنترل گشتاور و شار استفاده می‌شود و فقط به مقاومت استاتور R_s وابسته است. در این حلقه کنترلی از کنترل کننده باند هیستریزس استفاده می‌شود. همانطور که قبلاً بیان شد در روش پیشنهادی بردارهای صفر حذف شده است و هر بردار با دو بردار مجازی (و ۳۰ درجه شیفت فاز) جایگزین شده است. بنابراین کنترل کننده هیستریزس به صورت شکل (۶) اصلاح می‌گردد و بردارهای کنترلی به صورت شکل (۳) تبدیل می‌شود. در این حالت در صورتی که خروجی هیستریزس گشتاور برابر با ۲ باشد، به معنی افزایش شدید گشتاور خواهد بود و بردار B از سکتور بعدی انتخاب خواهد شد و اگر خروجی هیستریزس برابر با ۱ باشد، به معنی افزایش ملایم گشتاور خواهد بود و بردار A از سکتور بعدی پیشنهاد می‌شود. در صورتی که خروجی هیستریزس شار برابر با ۱- باشد، به معنی کاهش ملایم گشتاور خواهد بود و بردار B از سکتور قبلی پیشنهاد می‌شود و اگر خروجی هیستریزس گشتاور برابر با ۲- باشد، به معنی کاهش شدید گشتاور خواهد بود و بردار A از سکتور قبلی انتخاب خواهد شد. در نتیجه می‌توان انتظار داشت که با افزایش تعداد بردارهای فعال رپل گشتاور کاهش یابد. همچنین به علت عدم وجود بردارهای صفر، می‌توان انتظار کاهش رپل شار را داشت.



شکل (۶): کنترل کننده‌ی اصلاح شده هیستریزس برای روش پیشنهادی

حلقه کنترلی بیرونی کاملاً مستقل از پارامترهای اینورتر و پارامترهای الکتریکی موتور است و فقط به پارامترهای مکانیکی موتور وابسته است. در حلقه کنترلی بیرونی از کنترل کننده PI برای کنترل سرعت استفاده می‌شود. برای طراحی این کنترل کننده، سیستم به صورت شکل (۷) ساده‌سازی شده است. با توجه به این که موتور با دقت قابل قبولی شار و گشتاور مرجع را دنبال می‌کند، پس این دو بخش از روند طراحی کنترل کننده سرعت حذف شده است. به عبارت دیگر طراحی کنترل کننده حلقه سرعت صرفاً به پارامترهای مکانیکی سیستم وابسته است. در این شکل T_e و T_L به ترتیب بیانگر گشتاور الکتریکی و گشتاور بار است و J بیانگر اینرسی و B ضریب اصطکاک است.

سرعت خروجی اتفاق نمی‌افتد. به عبارت دیگر، سرعت خروجی به درستی سرعت مرجع ورودی را دنبال می‌کند.



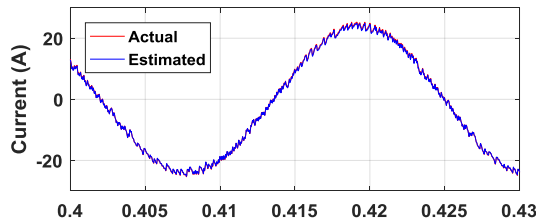
شکل (۸): دیاگرام Bode حلقه باز و حلقه بسته سیستم برای طراحی کنترل کننده سرعت

۴- نتایج شبیه سازی

سیستم پیشنهادی با کمک نرم افزار Matlab/Simulink شبیه سازی شده است. مشخصات موتور در جدول (۳) ارایه شده است. در شکل (۹) جریان استاتور و جریان تخمین زده شده با استفاده از صرفاً یک سنسور جریان و با فرکانس کلیدزنی ثابت 20KHz نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود جریان استاتور با دقت بسیار خوبی تخمین زده می‌شود. در شکل (۱۰) شکل موج شار استاتور برای دو روش کنترل سنتی و پیشنهادی نشان داده شده است. شکل موج در حضور مدار پیش مغناطیس کننده تولید شده است. در شکل ۱۰-ب نمودار بزرگنمایی شده شار استاتور نشان داده شده است که به وضوح بیانگر بهبود و کاهش ریبیل شار در روش پیشنهادی است.

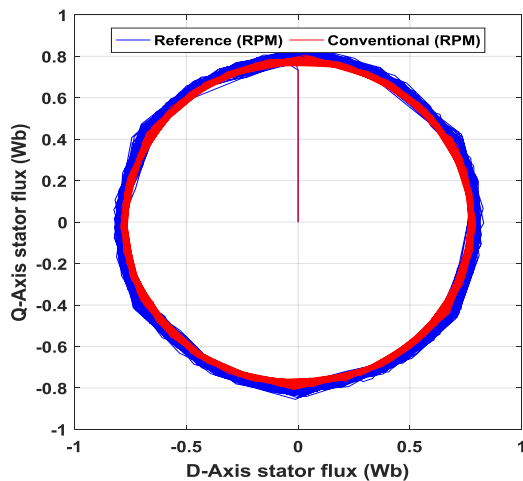
جدول (۳): مشخصات موتور مورد شبیه سازی

پارامتر	واحد	مقدار
توان	HP	۵/۴
ولتاژ	V	۴۰۰
فرکانس (f)	Hz	۵۰
سرعت نامی	RPM	۱۴۳۰
مقاومت استاتور (R_s)	Ohm	۱/۴۰۵
مقاومت روتور (R_r)	Ohm	۱/۳۹۵
اندوکتانس نشتی استاتور (L_{ls})	mH	۵/۸۳۹
اندوکتانس نشتی استاتور (L_{lr})	mH	۵/۸۳۹
اندوکتانس متقابل (L_m)	mH	۱۷۲/۲
اینرسی (J)	Kg.m ²	۰/۱۷۲۲
اصطکاک (B)	N.m.s	۰/۰۰۲۹۸۵
تعداد جفت قطب (P)	---	۲

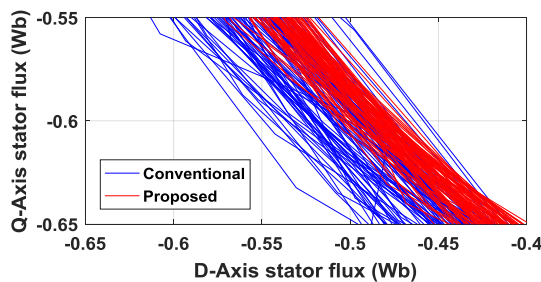


شکل (۹): جریان استاتور واقعی و جریان استاتور تخمین زده شده برای فاز A

در شکل (۱۱) نمودار سرعت مرجع و واقعی موتور برای سرعت های ۱۵۰۰، ۱۰۰ و صفر دور در دقیقه نشان داده شده است. در بخش (الف) و (ب) به ترتیب شکل موج سرعت روش پیشنهادی و روش سنتی نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود هر دو روش از نظر دنبال کردن سرعت مرجع مشابه هم هستند. نمودار سرعت بزرگنمایی شده نیز برای نشان دادن دقت ردگیری سرعت مرجع در محدوده سرعت ۱۰۰ دور در دقیقه نشان داده شده است. بر این اساس در سرعت های پایین نیز سرعت مرجع به خوبی دنبال می‌شود.



(الف)



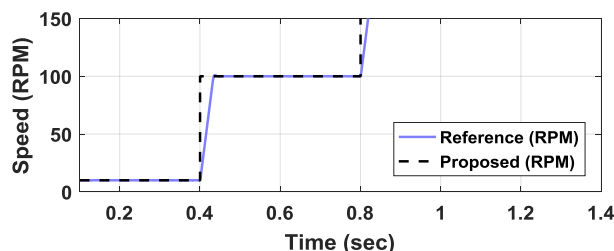
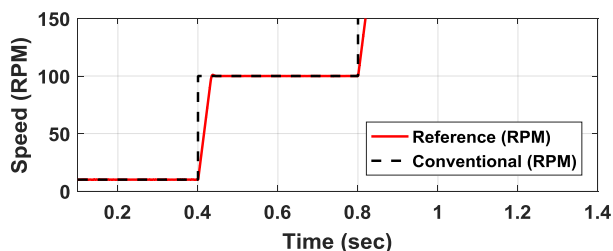
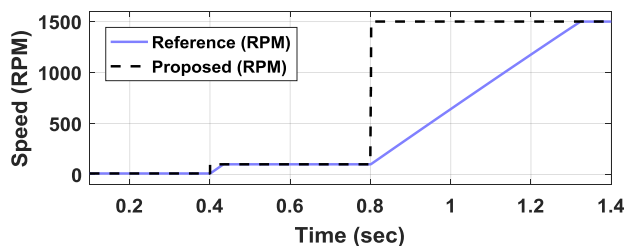
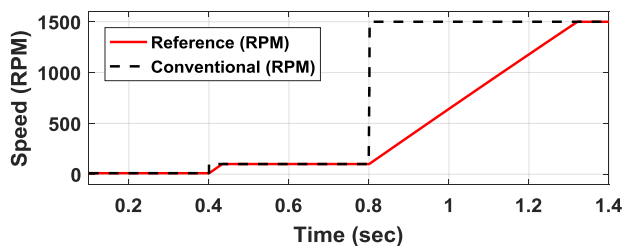
(ب)

شکل (۱۰): شکل موج شار استاتور بر روی محور DQ روش سنتی با رنگ آبی و روش پیشنهادی با رنگ قرمز

در شکل (۱۲) گشتاور الکترومکانیکی موتور و گشتاور مرجع موتور که سیگنال خروجی کنترل کننده PI می‌باشد، نشان داده شده است. در این شکل ردگیری دقیق سیگنال گشتاور مرجع در هر دو

بررسی و مقایسه روش پیشنهادی و روش سنتی در شکل‌های (۱۱) الی (۱۴) در شرایط کاملاً مشابه انجام شده و نتایج حاصل نشان می‌دهد که روش پیشنهادی در برخی موارد دارای بهبود بوده و در برخی موارد نیز با روش سنتی دارای عملکرد یکسان می‌باشد. قابل ذکر است که روش پیشنهادی دارای صرفاً یک سنسور جریان بوده و هزینه آن نسبت به روش سنتی دارای کاهش چشم‌گیری می‌باشد.

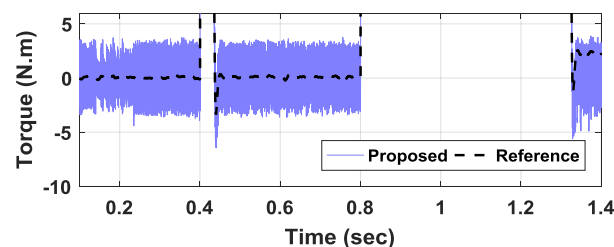
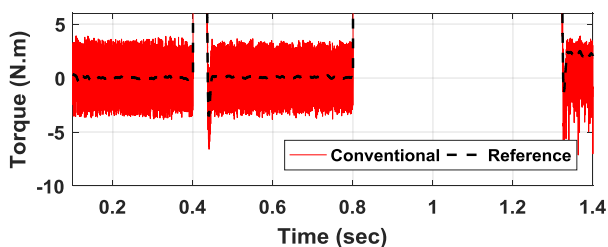
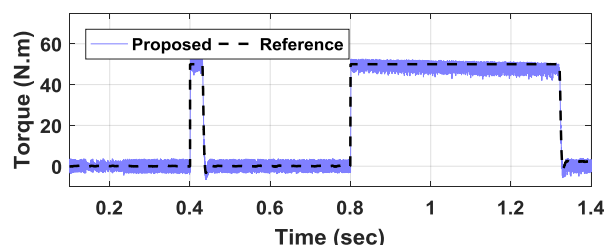
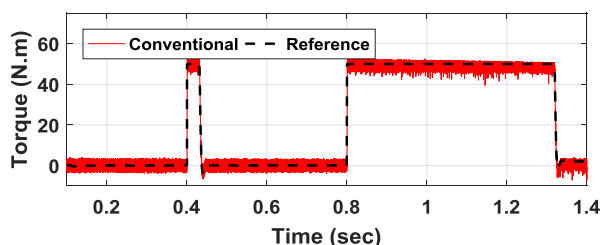
روش پیشنهادی و سنتی قابل مشاهده است. نمودار بزرگنمایی شده گشتاور، نشانگر برابری رپل گشتاور روش پیشنهادی و روش سنتی می‌باشد. مطابق شکل (۱۲)، در روش پیشنهادی علی‌رغم حذف بردارهای صفر، رپل گشتاور افزایش نیافته و در بخش‌هایی نیز کاهش اندکی داشته است. در شکل (۱۳) به ترتیب جریان فاز A استاتور برای روش‌های پیشنهادی و سنتی نشان داده شده است. مقایسه نمودار جریان روش پیشنهادی و روش سنتی بیان می‌کند که رپل جریان در روش پیشنهادی کاهش یافته است.



(ب)

(الف)

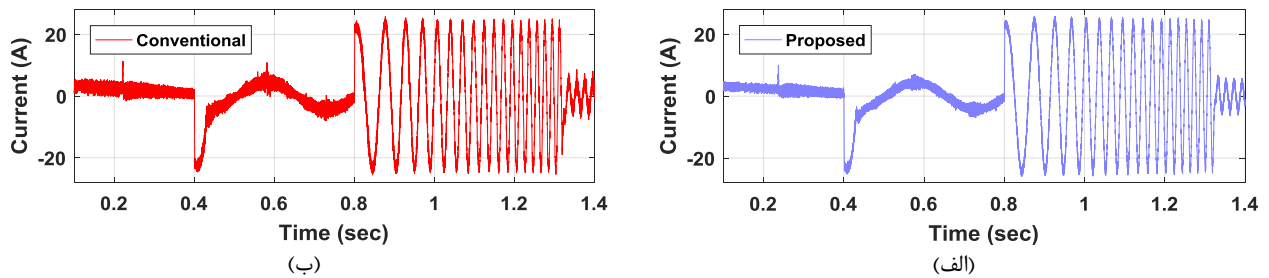
شکل (۱۱): نمودار سرعت موتور القایی تحت بررسی برای سرعت‌های صفر، ۱۰۰ و ۱۵۰۰ دور در دقیقه، الف: روش پیشنهادی، ب: روش سنتی



(ب)

(الف)

شکل (۱۲): نمودار گشتاور موتور القایی تحت بررسی برای سرعت‌های صفر، ۱۰۰ و ۱۵۰۰ دور در دقیقه، الف: روش پیشنهادی، ب: روش سنتی



شکل (۱۳): شکل موج جریان فاز A برای سرعت‌های صفر، ۱۰، ۱۰۰ و ۱۵۰۰ دور در دقیقه

سنسور جریان و روش پیشنهادی از حیث پیچیدگی روش کنترل، تعداد کنترل‌کننده‌ها، ثابت یا متغیر بودن فرکانس کلیدزنی، حساسیت به پارامترهای موتور، میزان ریزل گشتاور در مقایسه با روش سنتی و تعداد سنسورهای جریان ارائه شده است. همانگونه که مشاهده می‌شود روش پیشنهادی در عین سادگی و نیاز به صرفا یک سنسور جریان، می‌تواند به خوبی ریزل گشتاور را کنترل کرده و ریزل شار را کاهش دهد.

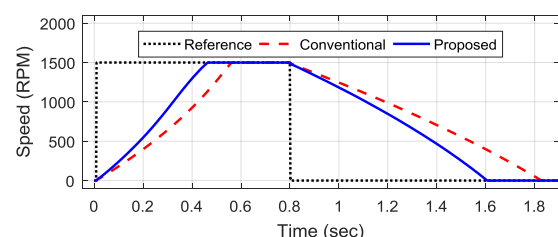
در شکل (۱۴) رفتار سیستم به تغییر پله‌ای سرعت از صفر به ۱۵۰۰ دور در دقیقه و همچنین پاسخ سیستم به تغییر پله‌ای سرعت از ۱۵۰۰ به صفر دور در دقیقه برای دو روش سنتی و پیشنهادی بدون محدودکننده گشتاور و شیب در حلقه‌ی سرعت نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود در هر دو حالت روش پیشنهادی پاسخ دینامیکی بهتری ارائه می‌دهد. در جدول (۴) مقایسه جامعی بین روش‌های مختلف مبتنی بر یک

جدول (۴): مقایسه عملکرد روش‌های مختلف کنترل مستقیم گشتاور

تعداد سنسور جریان	ریزل گشتاور نسبت به روش سنتی	حساسیت به پارامترهای موتور	فرکانس کلیدزنی	تعداد کنترل‌کننده‌ها	پیچیدگی	مرجع
حداقل ۲ عدد	---	فقط R_s	متغیر	یک عدد در حلقه سرعت	کم	روش سنتی
یک عدد	کمی افزایش یافته	فقط R_s	متغیر تقریباً دو برابر روش سنتی	یک عدد در حلقه سرعت	کم	[۵]
یک عدد	تقریباً برابر	R_s, L_m, L_s, L_r	متغیر	یک عدد در حلقه سرعت	زیاد	[۶]
یک عدد	کم	تمامی پارامترها (در مرحله طراحی کنترل‌کننده‌ها) R_s هنگام کار	ثابت	سه عدد در حلقه سرعت، شار و گشتاور	زیاد	[۱۱] و [۱۰]
یک عدد	افزایش یافته	فقط R_s	ثابت	یک عدد در حلقه سرعت	کم	[۱۳]، [۱۴]، [۱۲]
یک عدد	تقریباً برابر	فقط R_s	ثابت	یک عدد در حلقه سرعت	کم	پیشنهادی

۵- نتیجه‌گیری

کنترل مستقیم گشتاور پاسخ دینامیکی مطلوبی در کنترل سرعت موتورهای القایی دارا بوده و در عمل سه سنسور جریان شامل یک سنسور حفاظتی روی لینک DC و دو سنسور در فازهای خروجی نیاز دارد. در این مقاله روشی جدید برای تخمین جریان استاتور با استفاده از صرفا یک سنسور جریان برای اندازه‌گیری جریان لینک DC برای بازه وسیعی از سرعت مخصوصاً سرعت‌های پایین و سرعت صفر ارائه



شکل (۱۴): شکل موج پاسخ پله افزایشی و کاهشی سرعت در روش سنتی و پیشنهادی

- sensor," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 3, pp. 778 - 784, 2006.
- [7] Y. Azzoug, M. Sahraoui, R. Pusca, T. Ameid, R. Romary and A. J. M. Cardoso, "A Variable Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Without Current Sensors," in 2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Delft, Netherlands, 2020.
 - [8] I. 2. -. 4. A. C. o. t. I. I. E. Society, "A current sensor less speed control algorithm for induction motors," in IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy, 2016.
 - [9] Y. Azzoug, M. Sahraoui, R. Pusca, T. Ameid, R. Romary and A. J. M. Cardoso, "High-performance vector control without AC phase current sensors for induction motor drives: Simulation and real-time implementation," ISA Transactions, vol. 109, pp. 295-306, 2020.
 - [10] W. Wang, M. Cheng, W. Hua, S. Ding, Y. Zhu and W. Zhao, "A low-cost SVM-DTC strategy of induction machine drives using single current sensor," in 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing, China, 2011.
 - [11] S. Shukla and B. Singh, "Reduced-Sensor-Based PV Array-Fed Direct Torque Control Induction Motor Drive for Water Pumping," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 6, pp. 5400 - 5415, 2019.
 - [12] Metidji, B., Taib, N., Baghli, L., Rekioua, T. and Bacha, S., "Low-cost direct torque control algorithm for induction motor without AC phase current sensors," IEEE transactions on power electronics, vol. 27, no. 9, pp. 4132-4139, 2012.
 - [13] L. S. Ancelina, "Direct Torque Control for Induction Motor Without Current Sensors," International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), vol. 2, no. 45, pp. 2852-2857, 2013.
 - [14] E. Mageswari, Yuvalaela. M., M.Rajeshwari and P.Amuthini, "Implementation of Low-Cost Direct Torque Control Algorithm for Induction Motor without AC Phase Current Sensors," International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, vol. 3, no. 10, pp. 12587-12593, 2014.
 - [15] B. Metidji, N. Taib, L. Baghli, T. Rekioua and S. Bacha, "Low-Cost Direct Torque Control Algorithm for Induction Motor Without AC Phase Current Sensors," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 9, pp. 4132 - 4139, 2012.
 - [16] Ghazi Ardakani S.M.J, M. Hosseinpour, M. Shahparasti, M. Siah, "Direct Torque Control of Low-Voltage Three-Phase Induction Motor Using a Three-Level Eight-Switch Inverter," Arabian Journal for Science and Engineering, vol. 44, no. 8, pp. 7121-7131, 2019.
 - [17] I. Aminoroaya and S. Vaez-Zadeh, "Permanent Magnet Synchronous Motor Control Using DC-Link Current Regulation," in IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy, 2016.
 - [18] C. Lascu, A. Argeanu and F. Blaabjerg, "Supertwisting Sliding-Mode Direct Torque and Flux Control of Induction Machine Drives," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 5, pp. 5057 - 5065, 2020.
 - [19] Mohan, N., 2014. Advanced electric drives: analysis, control, and modeling using MATLAB/Simulink. John Wiley & sons.
 - [20] Jain, J.K., Ghosh, S. and Maity, S., "Concurrent PI controller design for indirect vector controlled induction motor," Asian Journal of Control, vol. 22, no. 1, pp.130-142, 2020.

شده است. در این روش بردارهای صفر حذف شدند و به ازای هر یک از بردارهای اصلی، دو بردار مجازی جایگزین شد. روش کار بردارهای مجازی به این شکل است که دو بردار واقعی کناری به طور متناوب و با سرعت بالا انتخاب می‌شوند. در این حالت جریان مربوط به دو فاز، متناوباً و با سرعت بالا توسط سنسور موجود در روی لینک DC اندازه‌گیری می‌شوند. در نتیجه جریان لحظه‌ای دو فاز، از فازهای خروجی تخمین زده می‌شوند و جریان فاز سوم نیز به راحتی با کمک قانون KCL به دست می‌آید. معمولاً حذف بردارهای صفر باعث افزایش قابل توجه ریپل گشتاور می‌شود ولی در این مقاله به دلیل استفاده از ۱۲ بردار مجازی به جای ۶ بردار، ریپل گشتاور کنترل شده و افزایشی در ریپل گشتاور مشاهده نمی‌شود. در ضمن ریپل شار و پاسخ دینامیکی سیستم بهبود قابل توجهی یافته است. روش پیشنهادی از میان پارامترهای موتور (R_s , L_s , R_r , L_r و L_m) صرفاً به مقاومت استاتور (R_s) بستگی دارد و به سایر پارامترها وابسته نیست. این امر مزیت مناسبی برای این روش کنترلی محسوب می‌شود. صحت و درستی روش پیشنهادی با کمک نرم‌افزار Matlab/Simulink مورد بررسی قرار گرفته است. نتایج حاصل بیانگر آن است که علاوه بر تخمین دقیق جریان، بهبود قابل توجه پاسخ دینامیکی و ریپل شار حاصل شده و علی‌رغم حذف بردارهای صفر ریپل گشتاور افزایش نیافته است.

مراجع

- [1] Y. Zhang, Y. Bai, H. Yang and B. Zhang, "Low Switching Frequency Model Predictive Control of Three-Level Inverter-Fed IM Drives With Speed-Sensorless and Field-Weakening Operations," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 6, pp. 4262 - 4272, 2018.
- [2] I. González-Prieto, M. J. Durán, M. Bermúdez, F. Barrero and C. Martín, "Assessment of Virtual-Voltage-Based Model Predictive Controllers in Six-Phase Drives Under Open-Phase Faults," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 3, pp. 2634 - 2644, 2020.
- [۳] رحمانی فرد جواد، جمالی آرند سعادت. کنترل برداری بهینه موتور مغناطیس دائم با ساختار ترکیبی به منظور استفاده در خودروهای هیبریدی. نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران ۱۴۰۱؛ ۱۹ (۱) ۳۴۵-۳۵۳.
- [4] M. Ebrahimi, M. Moallem, M.H. Ershadi, A.H. Ebrahimi. "Current Limitation and Speed Drop Minimization in Optimal-Efficiency of Induction Motors". Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2016, 12(3): 63-76
- [5] W. Wang, Y. Feng, Y. Shi, M. Cheng, W. Hua and Z. Wang, "Direct Thrust Force Control of Primary Permanent-Magnet Linear Motors With Single DC-Link Current Sensor for Subway Applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 2, pp. 1365 - 1376, 2020.
- [6] M. Bertoluzzo, G. Buja and R. Menis, "Direct torque control of an induction motor using a single current