

کاهش تلفات و ریبیل ولتاژ لینک DC در موتور BLDC با مبدل جدید DF

رضا شیرخانی^۱، رضا کاظمی گل خندان^۲، حسین ترکمن^۳

^۱ کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران، R_Shirkhani@sbu.ac.ir

^۲ دکتر، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه بیرجند، بیرجند، ایران، Reza.kazemi@birjand.ac.ir

^۳ دانشیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران، H_Torkaman@sbu.ac.ir

چکیده

موتورهای DC بدون جاروبک به دلیل بازده بالا، گشتاور زیاد و حجم کم به طور وسیعی در کاربردهای صنعتی استفاده می‌شوند. با توجه به پیشرفت‌های روزافزون حوزه الکترونیک قدرت، در حال حاضر بهبود دو پارامتر؛ راندمان و دینامیک ولتاژ خروجی در مبدل‌های قدرت اهمیت ویژه‌ای یافته است. استفاده از مبدل‌هایی با تلفات کمتر، راه-حلی مناسب برای کاهش مصرف انرژی می‌باشد. مبدل دو فرکانس، که از دو سلول فرکانس بالا و فرکانس پایین تشکیل شده است، به عنوان راهکاری مناسب برای کاهش مصرف انرژی و افزایش راندمان مطرح می‌شود. در این مقاله سیستم درایو مبدل DC-DC جدیدی برای موتور BLDC ارائه و شبیه‌سازی شده است. با استفاده از این مبدل، پاسخ دینامیکی ولتاژ لینک DC ارتقا یافته و راندمان مبدل موتور BLDC بهبود می‌یابد. به منظور بررسی تأثیر مبدل پیشنهادی بر روی راندمان، ولتاژ خروجی و مقایسه آن با نتایج بدست آمده در حالت‌های دیگر، سیستم مورد نظر در محیط MATLAB/SIMULINK شبیه‌سازی شده و نتایج شبیه‌سازی در این مقاله آورده شده‌اند. مقایسه نتایج نشان می‌دهند که با اعمال مبدل پیشنهادی، راندمان بهبود یافته و ریبیل ولتاژ خروجی به کمتر از ۰.۲ ولت می‌رسد. نتایج بدست آمده، توانایی ساختار پیشنهادی را تایید می‌کنند.

واژه‌های کلیدی

راندمان، کنترل‌کننده PID، گشتاور، مبدل دو فرکانس، موتور BLDC^۱

مقدمه

موتور BLDC در مراجع مختلف دارای تعاریف متفاوتی می‌باشد. استاندارد انجمن ملی سازندگان تجهیزات الکتریکی، NEMA^۲، موتور BLDC را این‌گونه تعریف می‌نماید: یک ماشین دوار خود سنکرون است که دارای رتور مغناطیس دائم می‌باشد. در این ماشین از موقعیت‌های مشخصی از شفت دوار رتور جهت کموتاسیون

الکترونیکی استفاده می‌شود. این تعریف برای هر یک از دو حالتی که درایو الکترونیکی بصورت مجتمع و یا مجزا از موتور باشد برقرار است [۱]. موتورهای BLDC در مقایسه با سایر موتورهای الکتریکی دارای کنترل سرعت یکنواخت، چگالی توان بالا و پیچیدگی‌های کمتری در مبدل توان و کنترل‌کننده هستند [۲-۴]. از طرف دیگر، در کاربردهای عملی، عملکرد موتورهای القایی تحت تأثیر نامعینی‌های مکانیکی (ساختاری و یا غیرساختاری) و یا گشتاور بار خارجی قرار می‌گیرد [۵]. توجه به راندمان و چگالی توان بالا، ماشین‌های بدون جاروبک مغناطیس دائم سرعت بالا در کاربردهای متفاوتی از قبیل کمپرسورهای گریز از مرکز، ردیابی وسیله‌های هیبریدی الکتریکی و کاربردهای رباتیکی که نیاز به گشتاور بالا و کنترل موقعیت دقیق دارند بکار گرفته می‌شوند [۶]. وجود مغناطیس دائم به منظور دست-یابی به چگالی توان بالا ضروری است ولی مغناطیس‌زدایی حرارتی آهن‌ربا به واسطه جریان‌های ادی در سرعت‌های بالا با توجه به مقاومت پایین آهن‌ربا اتفاق می‌افتد [۷].

BLDC اساساً دارای ساختاری متشکل از یک مغناطیس دوار همراه با یک مجموعه از هادی‌های حامل جریان است. از این‌نظر، مشابه با یک موتور کموتاتور DC معکوس شده می‌باشد که بخش مغناطیس آن می‌چرخد اما هادی‌های جریان، ایستاد باقی می‌مانند. در هر دو حالت، برای ثابت ماندن جهت گشتاور در یک جهت، پلاریته جریان در هادی‌ها می‌بایست در هر زمان که یک قطب مغناطیسی از روبروی آن عبور می‌کند، معکوس شود. در یک موتور کموتاتور DC، معکوس شدن پلاریته با کمک کموتاتور و جاروبک‌ها انجام می‌شود. چون کموتاتور نسبت به رتور ثابت می‌باشد، لحظات کلیدزنی به‌طور خودکار با تغییر پلاریته میدان مغناطیسی هادی‌ها سنکرون می‌گردند. این روش کموتاسیون قابلیت تحمل اضافه ولتاژها و اضافه جریان‌های بالا را بدون نیاز به سنسورهای موقعیتی دارا می‌باشد اگرچه جرعه در کموتاتورهای مکانیکی اتفاق می‌افتد و قوس تخلیه الکتریکی می‌تواند منجر به آتش گرفتن حلقه شود [۸] و [۹]. در یک موتور BLDC، معکوس شدن پلاریته با کلیدزنی ادوات الکترونیک قدرت انجام می‌شود. فرآیند کموتاسیون در هر دو نوع ماشین، شبیه به هم بوده و بصورت سنکرون با وضعیت رتور می‌باشد و لذا معادلات دینامیکی مربوطه و مشخصه‌های سرعت-گشتاور آن‌ها یکسان می‌باشند [۱۰] و [۱۱].

¹ Brushless Direct Current

² National Electrical Manufacturer Association

دیود را نشان می‌دهند. با متوسط‌گیری، جریان‌های کلید و دیود و همچنین ولتاژ دیود طبق (۲) تا (۴) بدست می‌آید.

$$IS = D \cdot IL \quad (2)$$

$$ID = (1 - D) \cdot IL \quad (3)$$

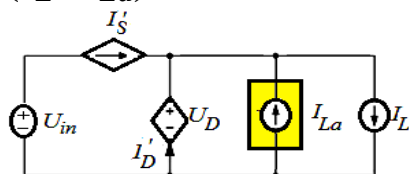
$$UD = D U_{in} \quad (4)$$

برای افزایش پاسخ حالت ماندگار مبدل باک، بایستی فرکانس کلیدزنی افزایش یابد، اما افزایش فرکانس کلیدزنی، تلفات کلیدزنی را بطور چشمگیری افزایش می‌دهد.

به منظور رفع این مشکل، یک منبع جریان که بصورت موازی با بار قرار می‌گیرد به مدار اضافه می‌شود و بدین صورت مسیر عبور جریان بار از طریق کلید فعال، منحرف می‌شود. مدل متوسط حالت ماندگار مبدل باک با منبع جریان موازی با بار در شکل ۳ نمایش داده شده است. با توجه به مدل متوسط شکل ۳، معادلات مربوط به جریان‌های دیود و کلید به ترتیب مطابق (۵) و (۶) بیان می‌شوند.

$$ID' = (1 - D) \cdot (IL - ILa) \quad (5)$$

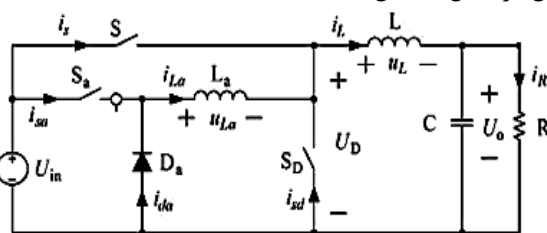
$$IS' = D \cdot (IL - ILa) \quad (6)$$



شکل ۳: مدل متوسط حالت ماندگار مبدل باک با منبع جریان موازی و بار

از (۵) و (۶)، نتیجه می‌شود که اگر مقدار جریان بار و مقدار منبع جریان موازی اضافه شده به مدار برابر باشند، جریان دیود و کلید فعال تقریباً برابر صفر می‌شوند. در این صورت تلفات در کلیدهای فعال و نیمه‌فعال کنترل خواهند شد.

در این مقاله برای دستیابی به این منبع جریان، از یک مبدل استفاده شده است. این مبدل از دو سلول باک فرکانس بالا و پایین تشکیل شده است، که مبدل باک دو فرکانس نامیده می‌شود. شماتیک این مبدل در شکل ۴ نشان داده شده است.



شکل ۴: شماتیک مداری مبدل باک دو فرکانس

این مبدل در دو فرکانس بالا و پایین کار می‌کند. سلول باک فرکانس بالا دارای المان‌های S_D, S, L و سلول باک فرکانس پایین دارای المان‌های D_a, S_a, L_a هستند. در هر دوره کاری، چهار حالت کلیدزنی وجود دارد که موقعیت هر یک از کلیدها، در حالت‌های مورد بررسی، در جدول ۱ آورده شده‌اند.

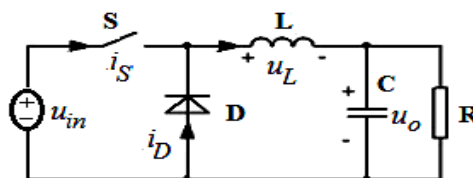
در مراجع [۱۲] و [۱۳] روش‌های کلیدزنی نرم برای کاهش تلفات پیشنهاد شده‌اند که این امر باعث پیچیدگی مدار می‌شود. با توجه به فضای محدود، استفاده از مازول‌های بزرگ در مدار امکان‌پذیر نیست. روش مولتی‌کانورترهای موازی که از چندین مبدل با توان پایین بصورت موازی با هم استفاده می‌شود در مراجع [۱۴] و [۱۵] معرفی شده است، هرچند که عملکرد موازی باعث بوجود آمدن جریان‌های گردشی در بین مبدل‌ها می‌شود. این جریان‌ها ممکن است منجر به افزایش تلفات و کاهش پایداری و قابلیت اطمینان سیستم شوند. در مبدل‌هایی با توان بالاتر که امیدانسی‌های خروجی آن‌ها کوچکتر می‌باشند مقادیر این جریان‌ها افزایش پیدا می‌کنند [۱۶].

در این مقاله یک توپولوژی جدید مبدل باک برای دستیابی به پاسخ دینامیکی سریع و راندمان بالا معرفی و به تفصیل توضیح داده شده است. این مبدل که از دو سلول باک فرکانس بالا و فرکانس پایین تشکیل شده است مبدل باک دو فرکانس نامیده می‌شود.

در ادامه این مقاله، در بخش دوم توپولوژی مبدل باک پیشنهادی ارائه شده است و حالت‌های مختلف کلیدزنی در آن توضیح داده شده و روابط در هر حالت استخراج شده‌اند. در بخش سوم به منظور ارزیابی عملکرد، مبدل موردنظر در محیط MATLAB/SIMULINK پیاده‌سازی و شبیه‌سازی شده است. در بخش چهارم ارزیابی حالت ماندگار به کمک نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها و در بخش پنجم بررسی راندمان مبدل پیشنهادی انجام شده است. در نهایت، در بخش ششم نتیجه‌گیری حاصل از کار آورده شده است.

توپولوژی ارائه شده مبدل باک دو فرکانس

توپولوژی مبدل باک معمولی در شکل ۱ نشان داده شده است.



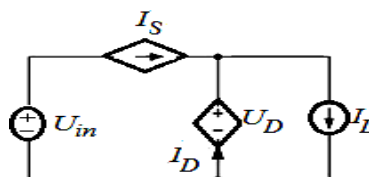
شکل ۱: مبدل باک معمولی

در حالت ماندگار ولتاژ خروجی مطابق (۱) بدست می‌آید.

$$U_o = D U_{in} \quad (1)$$

U_o بیانگر ولتاژ خروجی، D نشان‌دهنده سیکل کاری و U_{in} بیانگر ولتاژ ورودی است [۱۷].

مدل متوسط یک مبدل باک معمولی در شکل ۲ نشان داده شده است.



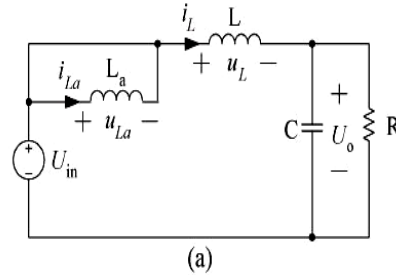
شکل ۲: مدل متوسط در حالت ماندگار مبدل باک معمولی

مقادیر IS, ID, IL و UD به ترتیب مقادیر متوسط جریان بار، جریان عبوری از دیود، جریان عبوری از کلید الکترونیک قدرت و ولتاژ

جدول ۱: حالت‌های کلیدزنی کلیدهای فعال در مبدل باک دو فرکانس

حالت‌های کلیدزنی	کلیدهای فعال	
	S	S _a
a	On	On
b	Off	On
c	On	Off
d	Off	Off

در حالت (a)، کلیدهای S و S_a هر دو روشن هستند. مدار حالت ماندگار در حالت (a) بصورت شکل (۵) می‌باشد.



شکل ۵: مدار حالت ماندگار مبدل باک دو فرکانس در حالت کلیدزنی (a)

معادلات در این حالت کلیدزنی بصورت (۷) تا (۱۰) می‌باشند.

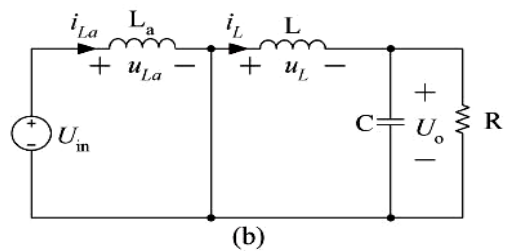
$$U_L = U_{in} - U_o \quad (۷)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_L}{L} = \frac{U_{in} - U_o}{L} \quad (۸)$$

$$U_{La} = 0 \quad (۹)$$

$$\frac{di_{La}}{dt} = \frac{U_{La}}{L_a} = 0 \quad (۱۰)$$

ولتاژ سلف L، U_L، مثبت بوده و لذا جریان سلف افزایش می‌یابد. ولتاژ سلف L_a، U_{La}، برابر صفر است. پس جریان عبوری از آن تغییری نمی‌کند. در حالت (b)، کلید S خاموش و کلید S_a روشن است. مدار حالت ماندگار در حالت (b) بصورت شکل ۶ می‌باشد.



شکل ۶: مدار حالت ماندگار مبدل باک دو فرکانس در حالت کلیدزنی (b)

معادلات در این حالت کلیدزنی بصورت (۱۱) تا (۱۴) می‌باشند.

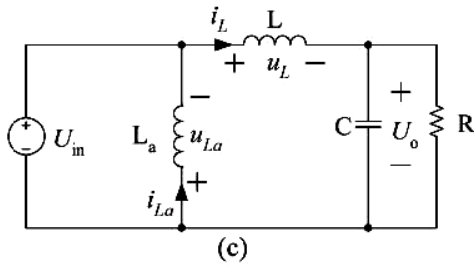
$$U_L = -U_o \quad (۱۱)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_L}{L} = \frac{-U_o}{L} \quad (۱۲)$$

$$U_{La} = U_{in} \quad (۱۳)$$

$$\frac{di_{La}}{dt} = \frac{U_{La}}{L_a} = \frac{U_{in}}{L_a} \quad (۱۴)$$

ولتاژ سلف L، U_L، منفی بوده و لذا جریان سلف کاهش می‌یابد. ولتاژ سلف L_a، U_{La}، مثبت است و لذا جریان آن افزایش پیدا می‌کند. در



شکل ۷: مدار حالت ماندگار مبدل باک دو فرکانس در حالت کلیدزنی (c)

معادلات در این حالت کلیدزنی بصورت (۱۵) تا (۱۸) می‌باشند.

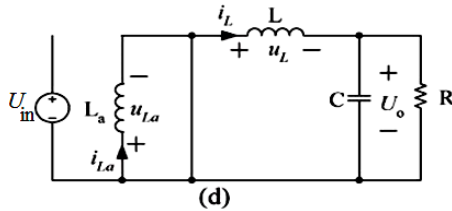
$$U_L = U_{in} - U_o \quad (۱۵)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_L}{L} = \frac{U_{in} - U_o}{L} \quad (۱۶)$$

$$U_{La} = -U_{in} \quad (۱۷)$$

$$\frac{di_{La}}{dt} = \frac{U_{La}}{L_a} = \frac{-U_{in}}{L_a} \quad (۱۸)$$

ولتاژ سلف L، U_L، مثبت بوده و لذا جریان سلف افزایش می‌یابد. ولتاژ سلف L_a، U_{La}، منفی است و لذا جریان آن کاهش پیدا می‌کند. در حالت (d)، کلیدهای S و S_a هر دو خاموش هستند. مدار حالت ماندگار در حالت (d) بصورت شکل ۸ می‌باشد.



شکل ۸: مدار حالت ماندگار مبدل باک دو فرکانس در حالت کلیدزنی (d)

معادلات در این حالت کلیدزنی بصورت (۱۹) تا (۲۲) می‌باشند.

$$U_L = -U_o \quad (۱۹)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_L}{L} = \frac{-U_o}{L} \quad (۲۰)$$

$$U_{La} = 0 \quad (۲۱)$$

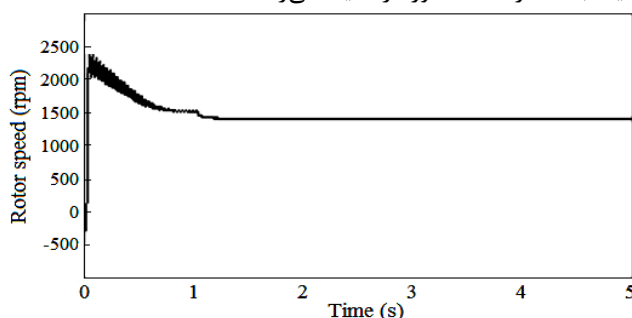
$$\frac{di_{La}}{dt} = \frac{U_{La}}{L_a} = 0 \quad (۲۲)$$

ولتاژ سلف L، U_L، منفی بوده و لذا جریان سلف کاهش می‌یابد. ولتاژ سلف L_a، U_{La}، صفر است و لذا جریان عبوری از آن تغییری نمی‌کند.

ارزیابی عملکرد

مدار کنترل ارائه شده برای این مبدل بصورت شکل ۹ می‌باشد. همان‌طوری که مشاهده می‌شود، ولتاژ خروجی با یک ولتاژ مرجع مقایسه شده و پس از آن وارد مقایسه‌گر می‌شود. کلیدها با توجه به اطلاعات بدست آمده در این گام فعال می‌شوند.

۲۱۹٫۹ ولت و مقدار حداکثر ۲۲۰٫۱ ولت در حال نوسان است. بنابراین مقدار پیک تا پیک ریبیل بر روی ولتاژ خروجی مبدل حداکثر برابر با ۰٫۲ ولت می‌باشد. در شبیه‌سازی انجام شده بر روی موتور جریان مستقیم بدون جاروبک، دو گشتاور بار به ترتیب در ثانیه صفر و ثانیه یک بازه شبیه‌سازی به عنوان گشتاور بار به موتور وارد می‌شوند. مقادیر گشتاور وارد شده به موتور در ثانیه صفر و ثانیه یک به ترتیب برابر با ۳ و ۱ نیوتن‌متر می‌باشند. با توجه به مدار کنترل سرعت که مورد شبیه‌سازی قرار گرفته است، علی‌رغم وارد شدن گشتاورهای بار، سرعت رتور بایستی بر روی مقدار تنظیم‌شده موردنظر، ۱۳۲۵ دور در دقیقه، تنظیم شود. نمودار سرعت موتور، با ورود دو گشتاور بار متفاوت در شکل ۱۱ نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که در ثانیه صفر شبیه‌سازی با وارد شدن گشتاور ۳ نیوتن‌متر، در ابتدا سرعت بسیار افت می‌کند ولی پس از آن در بازه زمانی کوتاهی اغتشاش وارده تشخیص و مورد جبران قرار می‌گیرد. البته در این بین، سرعت رتور در لحظات بسیار کوتاهی به ۲۳۵۰ دور در دقیقه هم می‌رسد و پس از آن در بازه زمانی کوتاهی، در حدود ۰٫۷ ثانیه، تغییرات سرعت کاهش یافته و مقدار آن به سمت مقدار نهایی خود یعنی ۱۳۲۵ دور در دقیقه نزدیک می‌شود. با اعمال گشتاور بار دیگر به اندازه ۱ نیوتن‌متر در ثانیه اول، در لحظه نخست پس از اعمال، مقدار سرعت افت پیدا می‌کند ولی با کمک مبدل مطرح شده، مقدار آن در نهایت به مقدار ۱۳۲۵ دور در دقیقه می‌رسد.

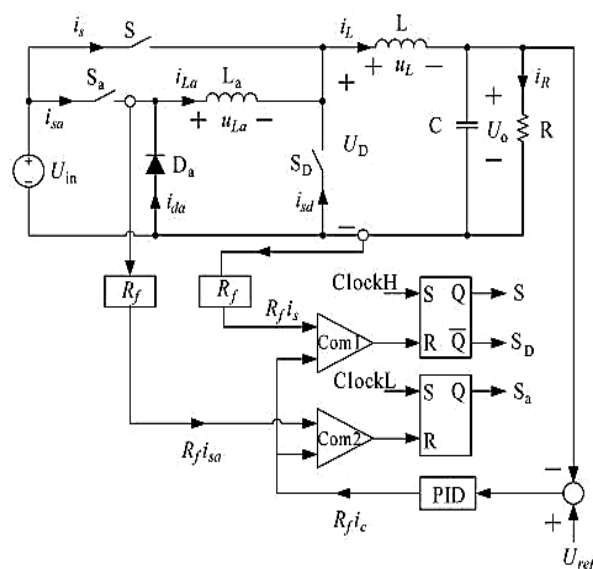


شکل ۱۱: کنترل سرعت موتور BLDC با اعمال دو گشتاور بار متفاوت در ثانیه‌های صفر و یک بازه شبیه‌سازی

با توجه به شکل ۱۱ مشاهده می‌شود که پاسخ به تغییرات به وجود آمده در گشتاورهای بار مورد تقاضا، که منجر به تغییرات در سرعت رتور می‌شوند، بسیار سریع بوده و به علت حضور مبدل پیشنهادی، سیستم از دینامیک مطلوبی برخوردار می‌باشد.

بررسی راندمان مبدل

به منظور بررسی راندمان مبدل پیشنهادی و مقایسه آن با راندمان مبدل باک مرسوم، در این بخش راندمان در هر یک از حالت‌ها: ۱- مبدل باک مرسوم تک فرکانس، ۲- سلول فرکانس بالا مبدل باک دو فرکانس و ۳- سلول فرکانس پایین مبدل باک دو فرکانس محاسبه شده و در نهایت مقایسه‌ای بین آنها صورت پذیرفته است. در مبدل‌ها، فقط تلفات دیود و کلید در نظر گرفته شده‌اند. بنابراین، تلفات هدایت و تلفات کلیدزنی برای هر کدام از دیودها و کلیدها محاسبه شده‌اند.



شکل ۹: مدار کنترلی مبدل باک دو فرکانس ارزیابی حالت ماندگار

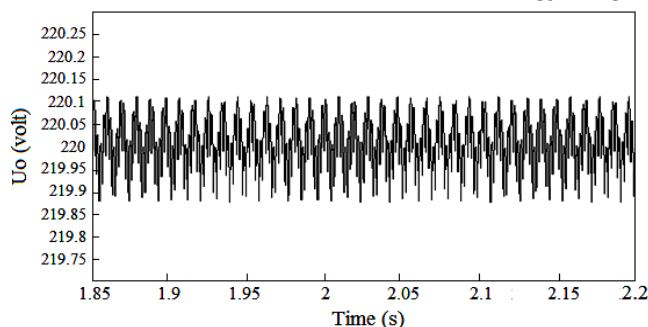
ارزیابی حالت ماندگار

در جدول ۲ مقادیر المان‌ها به منظور پیاده‌سازی این مبدل در محیط MATLAB/SIMULINK بیان شده‌اند.

جدول ۲: پارامترهای شبیه‌سازی مدار مربوط به مبدل باک دو فرکانس

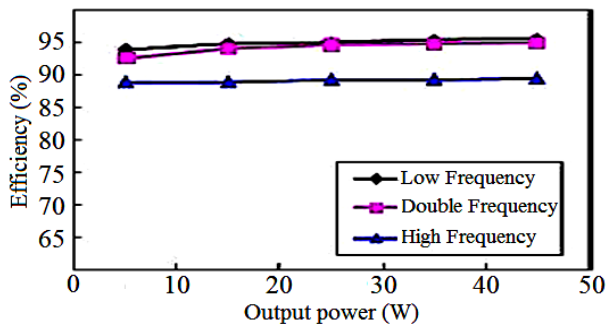
مقدار	پارامتر	توضیح
۲۲۰ ولت	U_o	مقدار متوسط ولتاژ خروجی مبدل
۴۷۰ میکروفاراد	C	ظرفیت خازن
۱۰۰ میکروهانری	L	اندوکتانس سلول فرکانس بالا
۱۰ میکروهانری	L_a	اندوکتانس سلول فرکانس پایین
۱۰ کیلوهرتز	LF	فرکانس پایین
۱۰۰ کیلوهرتز	HF	فرکانس بالا

شکل موج ولتاژ خروجی در مبدل دو فرکانس به عنوان یکی از نتایج حاصل از شبیه‌سازی در محیط MATLAB/SIMULINK در شکل ۱۰ آورده شده است.



شکل ۱۰: ولتاژ لینک DC موتور BLDC با مبدل باک دو فرکانس

با توجه به شکل ۱۰ مشاهده می‌شود که ولتاژ خروجی مبدل باک دارای مقدار متوسط ۲۲۰ ولت است. مقدار ولتاژ بین مقدار حداقل



شکل ۱۲: مقایسه راندمان سه مبدل

مشاهده می‌شود که با توجه به تلفات کم در یک مبدل تک فرکانس پایین، راندمان آن در توان‌های مختلف خروجی، بیشتر از سایر مبدل‌ها است. راندمان مبدل دو فرکانس در توان‌های خروجی مورد بررسی تقریباً برابر راندمان یک مبدل تک با فرکانس پایین است. مبدل با فرکانس بالا در بین سه مبدل پایین‌ترین سطح راندمان را دارد. با توجه به بررسی‌ها و نتایج شبیه‌سازی‌ها، مبدل پیشنهادی، باک دو فرکانس، دارای راندمان بهتر و دینامیک ولتاژ مناسب‌تری با حداقل ریپل بوده و به همین دلیل گزینه مناسبی برای بکارگیری در درایو DC-DC موتورهای BLDC می‌باشد.

نتیجه‌گیری و جمع‌بندی

با توجه به بررسی‌های انجام شده پیشنهاد می‌شود که مبدل باک دو فرکانس ارائه شده در این مقاله، جایگزین مبدل باک معمولی استفاده شده در موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبک شود. با توجه به نتایج بدست آمده، ریپل ولتاژ لینک DC با اعمال این مبدل در ورودی موتور، به حداکثر ۰٫۲ ولت رسید و راندمان مبدل، با توجه به معادلات بدست آمده، نسبت به دیگر مبدل‌ها بهبود یافته است. در نتیجه، مبدل ارائه شده هم دارای پاسخ حالت ماندگار بهتر و ریپل ولتاژ کمتری در خروجی و همچنین دارای راندمانی بهتر نسبت به مبدل‌های DC-DC بکار رفته در موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبک می‌باشد.

مراجع و منابع

- [1] Kordkandi, D. T., Gardeshi, H. K., Torkaman, H., 2015. "An improved method to control the speed and flux of PM-BLDC motors". In 6th Power Electronics, Drives Systems & Technologies Conference (PEDSTC), pp. 639-644.
- [2] Das, D., Kumaresan, N., Nayanar, V., Sam, K. N., Gounden, N. A., 2016. "Development of BLDC motor-based elevator system suitable for dc microgrid". IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 21(3), pp. 1552-1560.
- [3] Singh, B., Bist, V., 2014. "Power quality improvements in a zeta converter for brushless DC motor drives". IET Science, Measurement & Technology, 9, pp. 351-361.

[۴] تقی زادگان کلانتری، نوید، قابلی، سجاد، ۱۳۹۷. "ارائه ساختار

جدید مبدل AC به DC کاهنده افزایشده بدون پل دیود- برای

تلفات در یک مبدل باک تک فرکانس بصورت (۲۳) تا (۲۶) محاسبه می‌شوند.

$$P_{scon} = D U_{on} I_L \quad (23)$$

$$P_{dcon} = (1-D) U_F I_L \quad (24)$$

$$P_{ss} = \frac{1}{2} f_s U_{in} I_L (t_{on} + t_{off}) \quad (25)$$

$$P_{sd} = \frac{1}{2} f_s U_{in} I_L (t_{on} + t_{off}) \quad (26)$$

P_{scon} ، P_{dcon} و P_{sd} به ترتیب توان تلف شده روی کلید در زمان هدایت، توان تلف شده روی دیود در زمان هدایت، تلفات کلیدزنی روی کلید الکترونیک قدرت و تلفات کلیدزنی روی دیود هستند.

برای مبدل دو فرکانس ارائه شده در این مقاله، تلفات از دو قسمت تلفات سلول فرکانس بالا و تلفات سلول فرکانس پایین مبدل تشکیل شده است. جریانی که توسط سلول فرکانس بالا برش می‌خورد، اختلاف بین جریان I_L و I_{La} می‌باشد که به همین دلیل تلفات دو سلول با یکدیگر فرق می‌کنند. اختلاف بین تلفات مبدل باک مرسوم با تلفات در سلول فرکانس پایین مبدل باک دو فرکانس به علت تفاوت در مقدار جریان متوسط عبوری از سلف است که این میزان اختلاف برابر با $0.5 I_{Lapk}$ می‌باشد. I_{Lapk} ، ریپل جریان پیک تا پیک سلول فرکانس پایین است. ریپل جریان سلف سلول فرکانس بالا در مقایسه با ریپل جریان سلف سلول فرکانس پایین کوچکتر است. مقدار متوسط جریان سلف سلول فرکانس پایین برابر، $I_L - 0.5 I_{Lapk}$ می‌باشد.

تلفات در سلول فرکانس بالا:

$$P_{sconHF} = 0.5 D U_{on} I_{Lapk} \quad (27)$$

$$P_{dconHF} = 0.5 (1-D) U_F I_{Lapk} \quad (28)$$

$$P_{ssHF} = \frac{1}{4} f_{HF} U_{in} I_{Lapk} (t_{on} + t_{off}) \quad (29)$$

$$P_{sdHF} = \frac{1}{4} f_{HF} U_{in} I_{Lapk} (t_{on} + t_{off}) \quad (30)$$

تلفات در سلول فرکانس پایین:

$$P_{sconLF} = D U_{on} (I_L - 0.5 I_{Lapk}) \quad (31)$$

$$P_{dconLF} = (1-D) U_F (I_L - 0.5 I_{Lapk}) \quad (32)$$

$$P_{ssLF} = \frac{1}{2} f_{LF} U_{in} (I_L - 0.5 I_{Lapk}) (t_{on} + t_{off}) \quad (33)$$

$$P_{sdLF} = \frac{1}{2} f_{LF} U_{in} (I_L - 0.5 I_{Lapk}) (t_{on} + t_{off}) \quad (34)$$

جمع تلفات هدایت و کلیدزنی به ترتیب مطابق (۳۵) و (۳۶) بدست آورده می‌شوند.

$$P_{conDF} \approx P_{scon} + P_{dcon} \quad (35)$$

$$P_{sDF} = f L U_{in} I_L (t_{on} + t_{off}) \quad (36)$$

باتوجه به معادلات مشاهده می‌شود که تلفات در یک مبدل باک دو فرکانس تقریباً برابر تلفات در یک مبدل باک تک فرکانس می‌باشد. راندمان بصورت نمودار نشان داده شده در شکل ۱۲ در مبدل‌های مختلف به ازای توان‌های مختلف خروجی تغییر می‌کند.

- of outer-rotor-type BLDC motor and blac motor based on numerical analysis". *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 26(4), pp. 1-6.
- [12] Yang, F., Jiang, C., Taylor, A., Bai, H. K., Kotrba, A., Yetkin, A., Gundogan, A., 2014. "Design of A High-Efficiency Minimum-Torque-Ripple 12V/1kW 3-Phase BLDC Motor Drive System for Diesel Engine Emissions Reductions". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(7), pp. 3107-3115.
- [13] Yao, T., Nan, C., Ayyanar, R., 2018. "A New Soft-Switching Topology for Switched Inductor High Gain Boost". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(3), pp. 2449-2458.
- [14] Xu, S., Cao, W., Liu, K., Wang, S., Zhao, J., 2018. "Analysis and Control of Switching Circulating Currents in Multi-module Parallel SPWM Converters". *IEEE Access*, 6, pp. 32607-32648.
- [15] Zumel, P., Ortega, L., Lázaro, A., Fernández, C., Barrado, A., Rodríguez, A., Hernando, M. M., 2016. "Modular dual-active bridge converter architecture". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52(3), pp. 2444-2455.
- [16] Tsai, M. J., Cheng, P. T., 2015. "Evaluation of PWM methods for suppressing circulating current among parallel connected four-pole inverters". In *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1255-1262.
- [17] Golkhandan, R. K., Bina, M. T., Golkar, M., Jokar, M., 2011. "Suggesting a DC-DC Buck converter for compensating shaft induced voltage and bearing current". In *IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA)*, pp. 19-23.
- درايو موتورهای DC بدون جاروبک". سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق، ۵ (۱)، صفحه ۳۹-۶۱.
- [۵] علی کرمی ملاتی، علی، ۱۳۹۳. "طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی برای تخمین گشتاور بار در موتورهای القایی". سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق، ۲ (۲)، صفحه ۸۸-۹۹.
- [6] Sheng, Y., Wang, X., Wang, L., Hou, P., 2017. "Fuzzy-PID control system design of brushless DC motor based on vector control," In *Chinese Automation Congress (CAC)*, pp. 5583-5587.
- [7] Jang, S. M., Lee, U. H., You, D. J., Lee, J. P., Choi, S. H., 2009. "Operating torque estimation of high-speed slotless brushless DC machine considering power loss". *IEEE transactions on magnetics*, 45(10), pp. 4539-4542.
- [8] Xiang, X., Chai, J., Sun, X., 2018. "A Novel DC Motor Based on Mechanical-Electrical Hybrid Commutation". *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(3), pp. 1605-1615.
- [9] Pavlovic, F., Nastran, J., 2006. "Avoiding drawn arcs between sliding contacts of commutators". In *12th International Power Electronics and Motion Control Conferenc, EPE-PEMC*, pp. 1808-1813.
- [10] Darba, A., De Belie, F., D'haese, P., Melkebeek, J. A., 2016. "Improved dynamic behavior in BLDC drives using model predictive speed and current control". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(2), pp. 728-740.
- [11] Lee, T. Y., Seo, M. K., Kim, Y. J., Jung, S. Y., 2016. "Motor design and characteristics comparison