

## درایو موتور رلوکتانس سوئیچی به روش مدولاسیون پهنای پالس تاخیر فازی در مبدل NPC سه سطحی نامتقارن و مقایسه با مدولاسیون تغییر سطح

امیررضا ملک پور شهرکی<sup>۱</sup>، حسین ترکمن<sup>۲</sup>

<sup>۱</sup>دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی

<sup>۲</sup>دانشیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی، H\_torkaman@sbu.ac.ir

### چکیده

در این مقاله روش مدولاسیون پهنای پالس تاخیر فازی (Phase-Shifted PWM) برای مبدل NPC سه سطحی نامتقارن به منظور درایو موتور رلوکتانس سوئیچی معرفی شده است. برای کنترل این مبدل بطور معمول از روش مدولاسیون پهنای پالس با تغییر سطح (Level-Shifted PWM) استفاده می‌شود. بعد از ارائه تئوری روش پیشنهادی و شبیه‌سازی آن، روش پیشنهادی با روش مدولاسیون پهنای پالس با تغییر سطح از لحاظ فرکانس سوئیچ زنی کلیدها و ریبیل جریان مقایسه شده است. ریبیل جریان در دو حالت تقریباً یکسان است. در مقایسه با روش مدولاسیون معمول، در روش پیشنهاد شده فرکانس کلید زنی کلیدها مستقل از مقدار بار موتور بوده و در بارهای مختلف ثابت است. در حالی که در مدولاسیون پهنای پالس با تغییر سطح فرکانس کلیدزنی کلیدها با تغییر بار به صورت غیر خطی دچار تغییر می‌شود، بنابراین استرس روی کلیدها متاثر از میزان بار موتور خواهد بود. موثر بودن روش پیشنهاد شده با ارائه تئوری روش، تحلیل نتایج حاصل از پیاده‌سازی و همچنین مقایسه پارامترها بررسی شده است.

### کلیدواژه

درایو موتور رلوکتانس سوئیچی، مبدل سه سطحی نامتقارن، مدولاسیون پهنای پالس تاخیر فازی.

### مجموعه اصطلاحات

$D_{13}$ و $D_{14}$	دیودهای کلمپ فاز A مبدل سه سطحی		
$E$	ولتاژ لینک DC	$U$	ولتاژ دو سر سیم‌پیچ فاز A موتور
$k_g$	بهره کنترل کننده	$U_{ref}$	ولتاژ مرجع دو سر سیم‌پیچ فاز A موتور
$\theta$	موقعیت روتور بر حسب درجه	$I$	جریان عبوری از سیم‌پیچ فاز A موتور
		$I_{ref}$	جریان مرجع عبوری از سیم‌پیچ فاز A موتور
		$R$	مقاومت سیم‌پیچ فاز A موتور
		$T_s$	دوره زمانی کلیدزنی مبدل سه سطحی
		$\psi$	شار پیوندی فاز A موتور
		$\psi_{ref}$	شار پیوندی مرجع فاز A موتور
		$T_{11}$ ، $T_{12}$ ، $T_{13}$ و $T_{14}$	کلیدهای فاز A مبدل سه سطحی
		$D_{11}$ و $D_{12}$	دیودهای بازگشت جریان فاز A مبدل سه سطحی

### مقدمه

موتورهای رلوکتانس سوئیچی (SRM)<sup>۱</sup> بدلیل هزینه کم و ساختار محکم، جایگزین جذابی برای موتورهای القایی و موتورهای مغناطیس دائم محسوب می‌شوند. بدلیل این که تنها استاتور دارای سیم‌پیچ می‌باشد، خنک‌کاری این موتورها نیز راحت‌تر می‌باشد. اما در مقابل مزایای ذکر شده، این موتورها دارای معایبی نیز هستند. از جمله این معایب می‌توان ریبیل بالای گشتاور در این موتورها را نام برد که این موضوع باعث ایجاد ریبیل در جریان فازهای موتور می‌شود [۱-۴]. عموماً یک

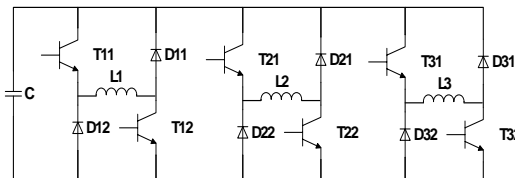
<sup>۱</sup> Switched Reluctance Motor

در [۱۰] یک مبدل NPC سه سطحی با کلیدهای IGBT، از لحاظ تلفات توان، ولتاژ مشترک و هزینه با مبدل مرسوم مقایسه شده است. در [۱۲] امکان استفاده از کلیدهای MOSFET در مبدل NPC سه سطحی مورد بررسی قرار گرفته است و یک مدار درایور گیت برای کاهش هزینه پیشنهاد شده است. در [۱۳] یک مبدل شبه سه سطحی برای درایو SRM پیشنهاد شده است که زمان صعود و فرود جریان فاز را کاهش می‌دهد. در [۱۴] یک مبدل چند سطحی مخصوص برای درایو SRM چهار فازه پیشنهاد شده است. به منظور افزایش و کاهش جریان فاز از یک مبدل افزایش یافته استفاده شده است. اما ولتاژ افزایش پیدا کرده به صورت مستقیم قابل کنترل نیست و وابسته به جریان فاز، سرعت روتور، اندوکتانس سیم‌پیچ و پارامترهای الکتریکی ادوات قدرت می‌باشد. در [۱۵] یک خانواده از مبدل‌های چند سطحی نامتقارن برای SRM ارائه شده است که شامل مبدل پل H کسود شده نامتقارن، مبدل NPC نامتقارن و مبدل FC نامتقارن می‌باشد. در [۱۶] یک مبدل NPC نامتقارن پنج سطحی برای درایو SRM پیشنهاد شده است. اما چون کنترل کننده جریان هیستریزس مورد استفاده قرار گرفته است، فقط یک سطح ولتاژ می‌تواند بر روی سیم‌پیچ موتور قرار بگیرد. بنابراین این مبدل از مزایای مبدل‌های چند سطحی برخوردار نمی‌باشد. در [۱۷] مبدل NPC سه سطحی با استفاده از کنترل پیش‌بین برای درایو موتور رلوکتانس سوئیچی پیشنهاد شده است. برای کنترل کننده PWM از مدولاسیون تغییر سطح استفاده شده است. در این مقاله ابتدا درباره اصول عملکرد مبدل نامتقارن سه سطحی بحث شده است. روش مدولاسیون پهنای پالس با تغییر سطح (LPWM) پیشنهاد شده در [۱۷] برای این مبدل بیان شده است. در ادامه اصول و مفاهیم روش پیشنهادی تاخیر فازی (PPWM) آورده شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی در نرم افزار MATLAB برای هر دو روش آورده و مقایسه شده است. در نهایت جمع بندی از دو روش و مزایا و معایب هر کدام ذکر شده است.

### اصول عملکرد مبدل NPC سه سطحی نامتقارن

مبدل NPC سه سطحی نامتقارن برای درایو موتورهای SRM در شکل ۲ نشان داده شده است. ولتاژی که باید توسط کلیدها و دیودها در این مبدل تحمل شود، نسبت به مبدل دو سطحی مرسوم نصف است. در این مبدل ۹ حالت عملکرد وجود دارد که در جدول ۱ نشان داده شده است. حالت روشن و خاموش کلیدها به ترتیب با ۱ و ۰ نشان داده شده است. همچنین تاثیر افزایشی، کاهش و عدم تاثیر کلیدزنی بر روی ولتاژ نقطه نول نشان داده شده است. برای هر فاز ۵ سطح ولتاژ قابل دستیابی

SRM با مبدل نیم پل نامتقارن با کنترل کننده جریان هیستریزس نشان داده شده در شکل ۱ راه اندازی می‌شود. استفاده از این نوع مبدل باعث می‌شود تا موتورهای رلوکتانس سوئیچی نسبت به رخ دادن خطا در یک فاز مقاوم باشند و به عملکرد خود در توان پایین‌تر ادامه دهند. تحت ولتاژ نامی یکسان، اندوکتانس سیم‌پیچ کاهش داده می‌شود تا بتوان به جریان فاز بالاتر و به دنبال آن توان نامی بالاتر دست پیدا کرد. با کاهش اندوکتانس، ریپل جریان افزایش پیدا می‌کند. برای کاهش ریپل جریان می‌توان فرکانس کلیدزنی را افزایش داد. افزایش ریپل جریان و یا فرکانس کلیدزنی باعث افزایش تلفات سیم‌پیچ‌ها و تلفات کلیدزنی خواهد شد. همچنین این موضوع باعث ایجاد مسائل مختلفی مانند طراحی عایق سیم‌پیچ و افزایش تداخل الکترومغناطیسی (EMI) خواهد شد [۵-۸]. بنابراین مبدل نیم پل نامتقارن نمی‌تواند گزینه مناسبی برای استفاده در SRM‌های توان بالا با اندوکتانس کم باشد.



شکل ۱. مبدل دو سطحی مرسوم در درایو SRM

در مقایسه با مبدل دو سطحی مرسوم، مبدل‌های چند سطحی مزایای متعددی دارند، از جمله ریپل جریان با دامنه کمتر، تلفات توان کمتر در فرکانس‌های کلیدزنی بالا، ولتاژ ناحیه مشترک کمتر و EMI پایین‌تر [۹]. به خاطر این مزایا، مبدل‌های چند سطحی در کاربردهای ولتاژ متوسط بیشتر مورد استفاده قرار می‌گیرند. انواع مختلفی از مبدل‌های چند سطحی ارائه شده است، از جمله مبدل پل H کسکود شده<sup>۳</sup>، مبدل NPC<sup>۴</sup>، مبدل FC<sup>۵</sup> و مبدل چند سطحی هیبریدی. اصول عملکرد، روش مدولاسیون و زمینه‌های کاربرد این مبدل‌ها در [۹] مورد بررسی قرار گرفته است. با اینکه مبدل‌های چند سطحی بیشتر در کاربردهای توان بالا و ولتاژ متوسط استفاده می‌شوند، اما این مبدل‌ها در کاربردهای ولتاژ پایین نیز دارای مزایایی می‌باشند [۱۰]. مبدل پل H کسکود شده نیاز به منبع DC مستقل بیشتر دارد و مبدل FC نیاز به تعداد قابل توجهی سنسور ولتاژ دارد. بنابراین با در نظر گرفتن فاکتور هزینه در کاربردهای ولتاژ پایین، مبدل NPC جذاب‌ترین گزینه برای مبدل سه سطحی خواهد بود [۱۱].

<sup>۲</sup> Electromagnetic Interference

<sup>۳</sup> Cascaded H-Bridge

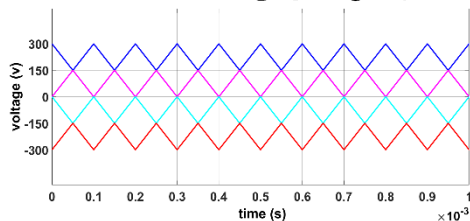
<sup>۴</sup> Neutral Point Diode Clamped

<sup>۵</sup> Flying Capacitor

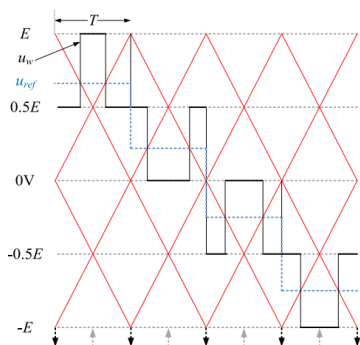
مقاله از موج‌های حامل تغییر فازی (phase-shifted) استفاده شده و نتایج با مرجع [۱۷] مقایسه شده است. در انتها اثبات شده که استفاده از مدولاسیون تاخیر فازی مزایایی را نسبت به مدولاسیون تغییر سطح بدست می‌دهد.

### روش مدولاسیون پهنای پالس با تغییر سطح

در این روش ۴ محدوده بوسیله ۴ موج حامل ایجاد شده است. شکل موج‌های حامل استفاده شده در روش مدولاسیون پهنای پالس با تغییر سطح برای مبدل NPC سه سطحی نامتقارن در شکل ۳ نشان داده شده است. این موج‌ها به اندازه  $T/2$  با یکدیگر اختلاف زمانی دارند که  $T$  دوره کلیدزنی مبدل می‌باشد. ولتاژ مرجع بوسیله کنترل‌کننده جریان ساخته می‌شود. ولتاژ مرجع در هر لحظه در یکی از ناحیه‌ها قرار دارد. زمانی که مرجع بیشتر از موج حامل باشد، سطح ولتاژ بالای آن ناحیه و زمانی که مرجع کمتر از موج حامل باشد سطح ولتاژ پایین آن ناحیه بکار گرفته می‌شود. این موضوع در شکل ۴ نشان داده شده است. در شکل ۳ خط چین آبی رنگ ولتاژ مرجع تولید شده در کنترل‌کننده است و شکل موج با رنگ مشکی ولتاژ تولید شده توسط مبدل را پس از استفاده از مدولاسیون پهنای پالس با تغییر سطح نشان می‌دهد.



شکل ۳. موج های حامل در روش مدولاسیون پهنای پالس با تغییر سطح

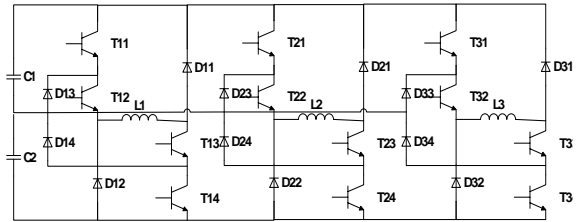


شکل ۴. ولتاژ تولید شده از روش مدولاسیون پهنای پالس با تغییر سطح

### روش مدولاسیون پهنای پالس تغییر فازی

در این روش، مطابق شکل ۵، ۴ موج حامل استفاده می‌شود که با یکدیگر ۹۰ درجه اختلاف فاز دارند. موج حامل A با زاویه صفر، موج حامل B با زاویه ۹۰، موج حامل C با زاویه ۱۸۰ و موج حامل D با زاویه ۲۷۰ در نظر گرفته می‌شوند. از موج‌های

است. برخی از حالت های کلیدزنی ولتاژ یکسانی را در خروجی تولید می‌کنند ولی تاثیر متفاوتی بر روی ولتاژ نقطه نول می‌گذارند. از این حالت ها برای کنترل ولتاژ نقطه نول استفاده شده است.



شکل ۲. مبدل NPC سه سطحی در درایو SRM

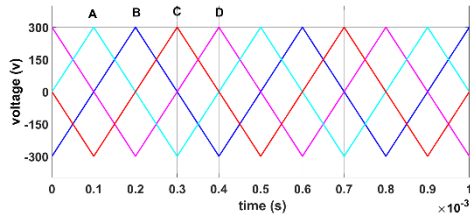
جدول ۱. مدهای امکان پذیر برای ۴ کلید یک فاز

مود	T11	T12	T13	T14	$V_{ph}$	$V_n$
۱	۱	۱	۱	۱	$E$	×
۲	۱	۱	۱	۰	$0.5E$	↑
۳	۱	۱	۰	۰	$0$	×
۴	۰	۱	۱	۱	$0.5E$	↓
۵	۰	۱	۱	۰	$0$	×
۶	۰	۱	۰	۰	$-0.5E$	↓
۷	۰	۰	۱	۱	$0$	×
۸	۰	۰	۱	۰	$-0.5E$	↑
۹	۰	۰	۰	۰	$-E$	×

### روش های مدولاسیون برای مبدل

در مبدل دو سطحی مرسوم در درایو SRM از کنترل جریان هیستریزس استفاده می‌شود. اما چون در مبدل NPC سه سطحی، پنج سطح ولتاژ وجود دارد، لذا نمی‌توان از کنترل کننده جریان هیستریزس مرسوم استفاده کرد. یکی از روش های کنترل مبدل سه سطحی نامتقارن، استفاده از روش کنترل PWM است. در این روش، ابتدا ولتاژ مرجعی متناسب با سرعت و یا گشتاور مطلوب در خروجی بدست می‌آید. سپس ولتاژ مرجع با تعدادی موج حامل قطع داده می‌شود تا نحوه کلیدزنی سوئیچ‌ها بدست آید. در [۱۷] موج‌های حامل استفاده شده به صورت تغییر سطح (level-shifted) هستند. در این

<sup>۶</sup> Carrier



شکل ۵. موج های حامل در روش مدولاسیون PPWM

جدول ۳. انتخاب مدهای کلیدزنی در روش مدولاسیون پیشنهادی

مدهای کلیدزنی	مجموع	ولتاژ ۲	ولتاژ ۱
۱	$E$	$E/2$	$E/2$
۲	$E/2$	0	$E/2$
۵	0	$-E/2$	$E/2$
۴	$E/2$	$E/2$	0
۵	0	0	0
۶	$-E/2$	$-E/2$	0
۵	0	$E/2$	$-E/2$
۸	$-E/2$	0	$-E/2$
۹	$-E$	$-E/2$	$-E/2$

اگر همانند شکل ۳ ناحیه ولتاژ را به ۴ قسمت تقسیم کنیم، در روش PPWM موج مرجع در هر کدام از ۴ ناحیه قرار داشته باشد هر ۴ موج حامل را قطع می‌کند و این باعث می‌شود تعداد کلیدزنی برای هر ۴ کلید تفاوت چندانی نداشته باشد. این در حالی است که در حالت کلیدزنی به روش LPWM که در مرجع [۱۷] مورد استفاده قرار گرفته است، موج مرجع در هر کدام از نواحی قرار داشته باشد، فقط یکی از موج‌های حامل را می‌تواند قطع کند. این موضوع باعث می‌شود فرکانس کلیدزنی برای هر کلید با کلیدهای دیگر متفاوت بوده و به دامنه موج مرجع وابسته باشد. این بدان معناست که با تغییر سرعت و یا بار موتور، موج مرجع تغییر کرده و با تغییر مرجع، فرکانس کلیدزنی کلیدها نیز تغییر کند. اما در روش PPWM پیشنهاد شده، فرکانس کلیدزنی کلیدها مستقل از شرایط بار است و این فرکانس برای ۴ کلید هر فاز نزدیک به هم است. در ادامه از طریق شبیه‌سازی درایو SRM با استفاده از دو روش مدولاسیون بیان شده، موثر بودن روش پیشنهاد شده نسبت به روش استفاده شده در [۱۷] مورد بررسی قرار گرفته است.

A و C برای ساختن یک ولتاژ سه سطحی با سطوح  $E/2$ ، 0 و  $-E/2$  استفاده شده و از موج‌های حامل B و D برای ساختن یک ولتاژ سه سطحی با سطوح  $E/2$ ، 0 و  $-E/2$  با اختلاف فاز  $90^\circ$  نسبت به ولتاژ اول استفاده شده است. در نهایت دو ولتاژ سه سطحی حاصله با یکدیگر جمع شده و یک ولتاژ پنج سطحی در هر فاز شکل می‌گیرد. در این روش مدولاسیون، برای ساختن هر کدام از دو ولتاژ سه سطحی، ۴ حالت بوجود می‌آید.

۱- موج مرجع  $\leq$  موج A و موج مرجع  $\leq$  موج C

$$V_o = E/2 \text{ آنگاه}$$

۲- موج مرجع  $\geq$  موج A و موج مرجع  $\leq$  موج C

$$V_o = 0 \text{ آنگاه}$$

۳- موج مرجع  $\leq$  موج A و موج مرجع  $\geq$  موج C

$$V_o = 0 \text{ آنگاه}$$

۴- موج مرجع  $\geq$  موج A و موج مرجع  $\geq$  موج C

$$V_o = -E/2 \text{ آنگاه}$$

همین حالات را می‌توان برای موج‌های حامل B و D نیز در نظر گرفت. ولتاژ سه سطحی دیگری نیز در این حالت حاصل می‌شود. در نهایت با جمع کردن دو ولتاژ سه سطحی ساخته شده، می‌توان ولتاژ پنج سطحی مناسب را در خروجی بدست آورد. جدول ۲ نحوه انتخاب مدهای کلیدزنی برای کنترل ولتاژ نقطه نول را نشان داده است. پس از جمع کردن دو ولتاژ ۹ حالت بوجود خواهد آمد که در جدول ۳ نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، در دو حالت ولتاژ فاز برابر  $E/2$  می‌شود که برای کنترل ولتاژ نقطه نول یک بار کلیدزنی به صورت مود ۲ و بار دیگر به صورت مود ۴ انجام می‌شود. به صورت مشابه در ولتاژ خروجی  $-E/2$  نیز یک بار کلیدزنی به صورت مود ۶ و بار دیگر به صورت مود ۸ صورت می‌گیرد. همان‌طور که در جدول ۱ قابل مشاهده است، برای تولید ولتاژ صفر، از سه مدهای کلیدزنی ۳، ۵ و ۷ می‌توان استفاده کرد. چون مدهای کلیدزنی ۵ برای تغییر حالت به مدهای دیگر دارای کلیدزنی کمتری است، بنابراین برای تولید ولتاژ صفر فقط از مود ۵ استفاده شده است.

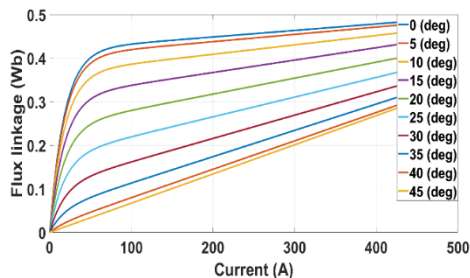
جدول ۲. روش انتخاب مدهای کلیدزنی

مدهای کلیدزنی	ولتاژ					
	$-E$	$-0.5E$	0	$0.5E$	$E$	
$V_n$	$>0.5E$	۹	۶	۵	۴	۱
	$<0.5E$	۹	۸	۵	۲	۱

## طرح کنترل مبدل سه سطحی

جریان با استفاده از مبدل سه سطحی نسبت به دو سطحی کاهش یافته است.

در شکل‌های ۹ تا ۱۲ کلیدزنی در دو مدولاسیون PPWM و LPWM در بارهای نصف نامی و نامی با یکدیگر مقایسه شده است. همان‌طور که قابل مشاهده است در حالت مدولاسیون PPWM تقریباً بازه هدایت کلیدها و فرکانس کلیدزنی آن‌ها یکسان است. این موضوع بیانگر آنست که استهلاک کلیدها یکسان بوده و طول عمرشان متأثر از میزان بار نمی‌باشد. در این حالت از ظرفیت کلیدها بیشترین استفاده شده است. هم‌چنین نیازی به تعویض یک یا تعدادی از کلیدها نمی‌باشد. نکته دیگر مستقل بودن فرکانس کلیدزنی در حالت PPWM از بار است. از مقایسه دو شکل ۱۱ و ۱۲ می‌توان دید که در حالت مدولاسیون PPWM در بارهای متفاوت فرکانس کلیدزنی کلیدها دچار تغییر محسوسی نشده است. در حالی که در حالت مدولاسیون LPWM فرکانس کلیدزنی کلیدها وابسته به شکل موج مرجع است. چون شکل موج مرجع با تغییر بار دچار تغییر می‌شود، بنابراین فرکانس کلیدزنی نیز دچار تغییر خواهد شد. در شکل ۹ در نصف بار نامی، کلیدهای  $T_1$  و  $T_3$  کمتر از مابقی نامی این اتفاق برای کلید  $T_2$  رخ داده است و کمتر از بقیه کلیدها قطع و وصل شده است. این موضوع باعث می‌شود که با تغییر بار و یا سرعت استفاده از موتور SRM فرکانس کلیدزنی کلیدها دچار تغییر بشود.



شکل ۶. منحنی‌های شار جریان هسته موتور

جدول ۴. مشخصات موتور

مشخصه	مقدار (واحد)
نوع موتور	سه فاز ۶ به ۴
توان نامی	۶۰ (kw)
ولتاژ نامی	۳۰۰ (v)
جریان نامی	۱۵۰ (A)
بار نامی	۲۰۰ (N.m)
اینرسی روتور	۰.۰۰۸۲ (kg.m.m)
مقاومت سیم پیچ استاتور	۰.۰۱ (ohm)
اصطکاک	۰.۰۱ (N.m.s)

برای کنترل جریان فاز، از کنترل‌کننده پیش بین جریان برای تولید ولتاژ مرجع مورد نیاز استفاده شده است. با صرف نظر از اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچ فازها، رابطه ولتاژ فاز SRM به صورت زیر خواهد بود.

$$u = Ri + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \quad (1)$$

که در آن  $u$  ولتاژ فاز،  $R$  مقاومت سیم پیچ و  $i$  جریان فاز می‌باشد. با گسسته‌سازی رابطه (۲) خواهیم داشت:

$$u(k) = R.i(k) + \frac{\psi(k+1) - \psi(k)}{T_s} \quad (2)$$

به دلیل وجود تاخیر زمانی در سیستم کنترل،  $\psi(k+2)$  به جای  $\psi(k+1)$  توسط  $u(k)$  کنترل خواهد شد. بنابراین می‌توان رابطه زیر را بدست آورد:

$$u_{ref}(k) = R.i_{ref}(k) + \frac{\psi_{ref}(k+1) - \psi_{ref}(k)}{T_s} + k_g \frac{\psi_{ref}(k+1) - \psi_{ref}(k)}{T_s} \quad (3)$$

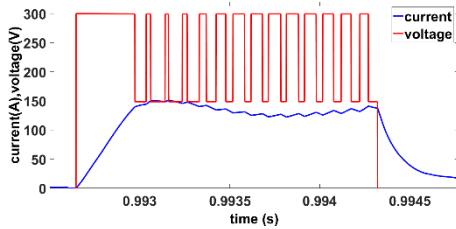
هم‌چنین برای این که ولتاژ از مقدار منبع تجاوز نکند نیاز به یک محدودکننده جریان احساس می‌شود که در زیر روابط آن آورده شده است:

$$\begin{aligned} \psi_{ref,max}(k+2) &= \psi_{ref}(k+1) \\ &+ \left[ E - k_g \frac{\psi_{ref}(k+1) - \psi(k+1)}{T_s} - R.i(k) \right] T_s \\ \psi_{ref,min}(k+2) &= \psi_{ref}(k+1) \\ &+ \left[ -E - k_g \frac{\psi_{ref}(k+1) - \psi(k+1)}{T_s} - R.i(k) \right] T_s \end{aligned} \quad (4)$$

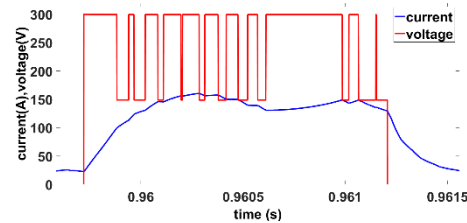
## نتایج شبیه‌سازی و مقایسه

درایو پیشنهاد شده در نرم افزار Matlab/Simulink شبیه‌سازی شده است. در این شبیه‌سازی از دو روش مدولاسیون استفاده شده و نتایج با یکدیگر مقایسه شده‌اند. مشخصات موتور استفاده شده در شبیه‌سازی در جدول ۴ آورده شده است. هم‌چنین منحنی‌های شار-جریان در زاویه‌های مختلف برای هسته موتور در شکل ۶ نشان داده شده است. فرکانس کلیدزنی ۱۰ کیلوهرتز می‌باشد.

در شکل ۷ جریان فاز A در سرعت‌های مختلف و با استفاده مبدل دو سطحی مرسوم آورده شده است. در شکل ۸ رپیل جریان یک فاز موتور در دو حالت استفاده از مدولاسیون PPWM و LPWM با یکدیگر مقایسه شده است. همان‌طور که در شکل مشخص است رپیل جریان در دو مدولاسیون PPWM و LPWM تفاوت چندانی با یکدیگر ندارد. در حالی که رپیل

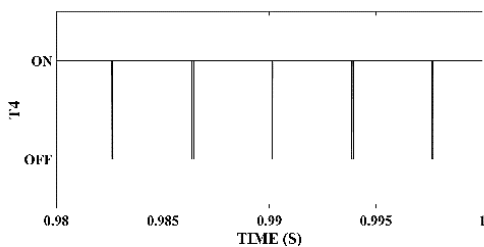
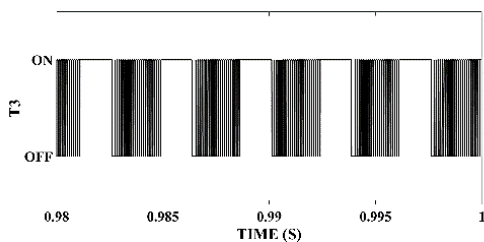
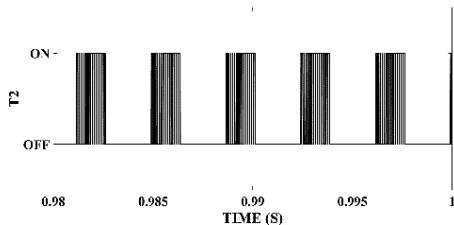
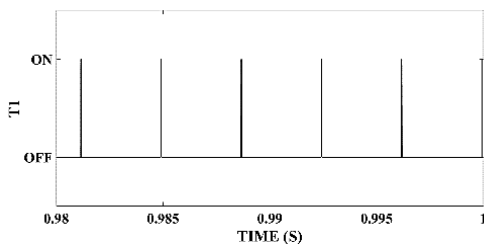


ج) روش LPWM سرعت ۴۰۰۰ RPM - ریپل پیک تا پیک ۹.۳ آمپر

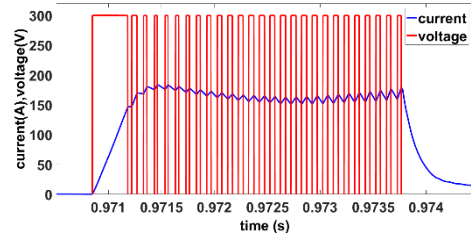


د) روش PPWM سرعت ۴۰۰۰ RPM - ریپل پیک تا پیک ۹.۳۴ آمپر

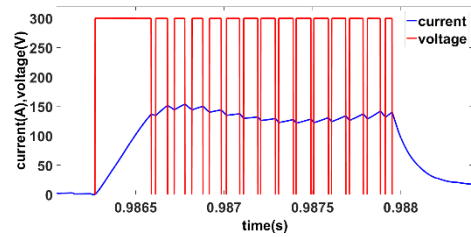
شکل ۸ شکل موج های جریان و ولتاژ یک فاز موتور با استفاده از مبدل سه سطحی نامتقارن



شکل ۹. کلیدزنی در فاز A تحت بار نصف نامی در سرعت ۴۰۰۰ RPM با استفاده از مدولاسیون LPWM استفاده شده در مرجع [۱۷]



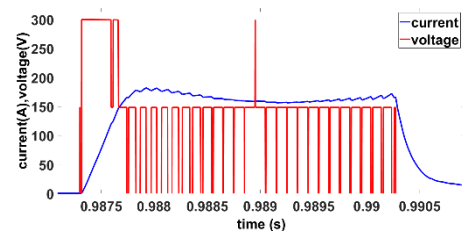
الف) روش LPWM سرعت ۲۰۰۰ RPM و ریپل پیک تا پیک ۱۶.۳ آمپر



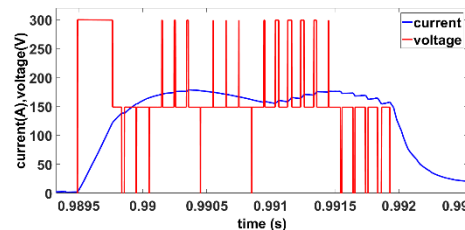
ب) روش LPWM سرعت ۴۰۰۰ RPM و ریپل پیک تا پیک ۱۱.۲ آمپر

شکل ۷. شکل موج جریان فاز موتور با استفاده از مبدل دو سطحی مرسوم

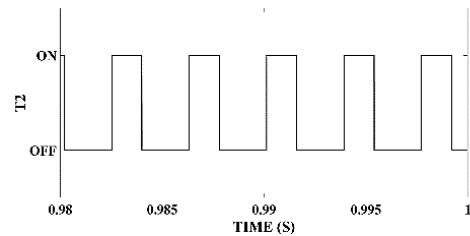
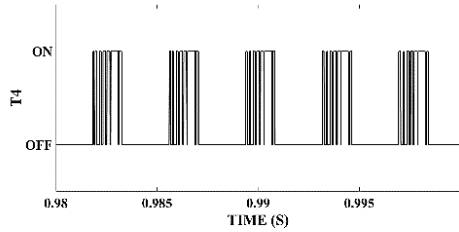
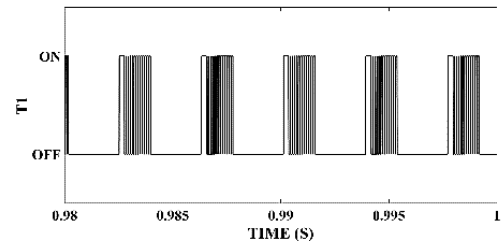
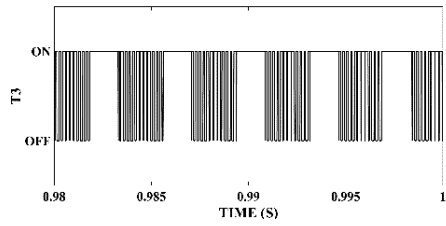
در شکل ۱۳ بلوک دیاگرام کنترل پیش‌بین درایو موتور SRM با استفاده از مبدل NPC سه‌سطحی نامتقارن نشان داده شده است. موقعیت روتور توسط سنسور موقعیت اندازه‌گیری شده و سرعت موتور تخمین زده می‌شود. در بلوک Reference با توجه به سرعت مرجع مورد نیاز و سرعت تخمین زده شده، جریان مرجع برای هر فاز به صورت جداگانه تولید می‌شود. در بلوک Current Controller با توجه به جریان مرجع و با استفاده از روابط ۱ تا ۴ ولتاژ مرجع بدست می‌آید. نهایتاً در بلوک Modulator پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز برای تولید ولتاژ مرجع ساخته می‌شود.



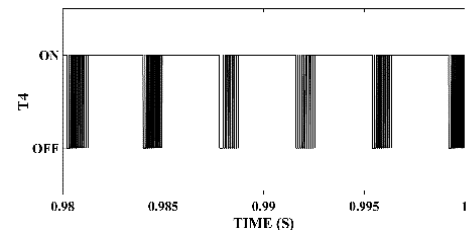
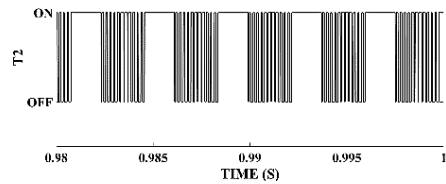
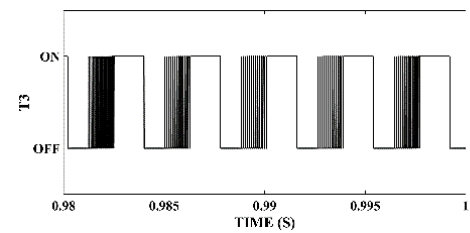
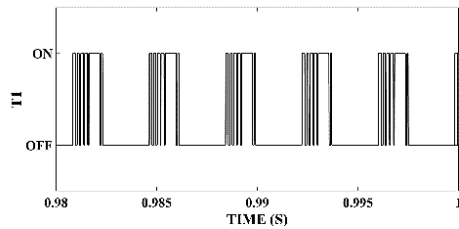
الف) روش LPWM سرعت ۲۰۰۰ RPM - ریپل پیک تا پیک ۵.۱ آمپر



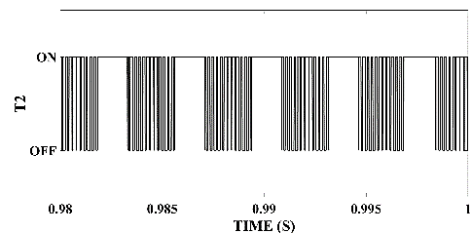
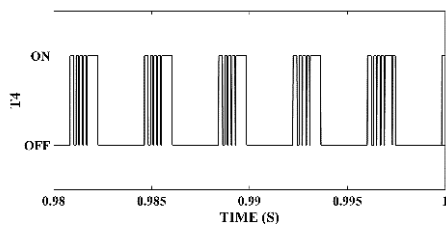
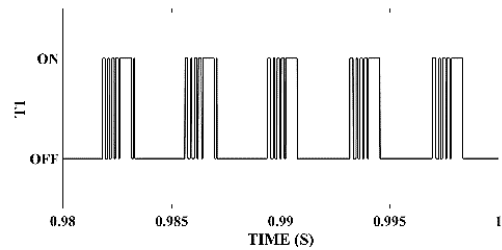
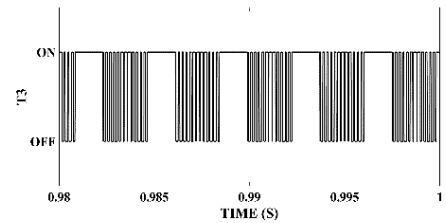
ب) روش PPWM سرعت ۲۰۰۰ RPM - ریپل پیک تا پیک ۵.۲ آمپر



شکل ۱۱. کلیدزنی در فاز A تحت بار نصف بار نامی در سرعت ۴۰۰۰ RPM با استفاده از مدولاسیون PPWM پیشنهاد شده

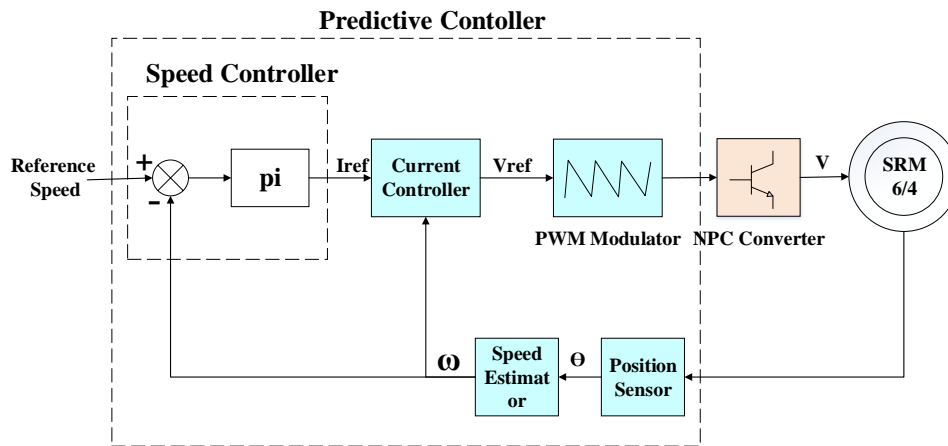


شکل ۱۰. کلیدزنی در فاز A تحت بار نامی در سرعت ۴۰۰۰ RPM با استفاده از مدولاسیون LPWM استفاده شده در مرجع [۱۷]



شکل ۱۲. کلیدزنی در فاز A تحت بار نامی در سرعت ۴۰۰۰ RPM با استفاده از مدولاسیون PPWM پیشنهاد شده





شکل ۱۳. دیاگرام کنترلر مبدل NPC سه سطحی نامتقارن در درایو SRM

شکل موج‌های جریان یک فاز ناشی از استفاده از مبدل دو سطحی و سه سطحی نشان داد که استفاده از مبدل سه سطحی می‌تواند تا حد قابل قبولی ریبیل جریان فاز را کاهش دهد. همچنین مقایسه دو روش مدولاسیون نشان داد که با استفاده از PPWM بدون تغییر چندان در ریبیل جریان فاز موتور، فرکانس کلیدزنی مستقل را از شرایط بار و سرعت موتور مستقل خواهد نمود.

## نتیجه گیری

در این مقاله مبدل NPC سه سطحی نامتقارن برای درایو موتور رلوکتانس سوئیچی با روش کلید زنی تاخیر فازی آورده شد. در این راستا اصول عملکرد مبدل و حالات کلیدزنی آن بیان گردیده است. ابتدا تئوری روش بیان گردید و سپس نتایج شبیه‌سازی برای روش مدولاسیون PPWM با روش معمول مدولاسیون LPWM مبدل دو سطحی مقایسه شدند. مقایسه

## مراجع

- [9] J. Rodriguez, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, pp. 724–738, 2002.
- [10] R. Teichmann and S. Bernet, "A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 3, pp. 855–865, 2005.
- [11] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, Bin Wu, J. Rodriguez, M. A. Prez, and J. I. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 8, pp. 2553–2580, 2010.
- [12] B. Welchko, M. Beltrao de Rossiter Correa, and T. Lipo, "A three-level MOSFET inverter for low-power drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 3, pp. 669–674, 2004.
- [13] K. Tomczewski and K. Wrobel, "Quasi-three-level converter for switched reluctance motor drives reducing current rising and falling times," *IET Power Electronics*, Vol. 5, No. 7, pp. 1049–1057, 2012.
- [14] D.-H. Lee, H. Wang, and J.-W. Ahn, "An advanced multi-level converter for four-phase SRM drive," in *IEEE Power Electron. Spec. Conference*. Rhodes, Greece: IEEE, Jun. 2008, pp. 2050–2056.
- [15] S. Watkins, "Multilevel asymmetric power converters for switched reluctance machines," in *Int. Conference. Power Electron. Mach. Drives*, IEE, Jun. 2002, pp. 195–200.
- [16] D. Patil, S. Wang, and L. Gu, "Multilevel converter topologies for high-power high-speed switched reluctance motor: Performance comparison," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, Mar. 2016, pp. 2889–2896.
- [17] Fei Peng, Jin Ye, and Ali Emadi, "An Asymmetric Three-Level Neutral Point Diode Clamped Converter for Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 11, pp. 8618–8631, 2017.
- [1] Zhu Yueying, Yang Chuantian, Yue Yuan, Wei Weiyan, Zhao Chengwen. "Design and optimisation of an In-wheel switched reluctance motor for electric vehicles". *IET Intelligent Transport Systems*, Vol. 13, Issue. 1, PP. 175-182, 2019.
- [2] Jin-Woo Ahn, Grace Firsta Lukman, "Switched reluctance motor: Research trends and overview", *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, Vol. 2, Issue. 4, PP. 339-347, 2018.
- [3] Chaoqiang Jiang, K. T. Chau, Chunhua Liu, Wei Han, "Design and Analysis of Wireless Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66, Issue. 1, PP. 245-254, 2019.
- [4] X. Deng, B. Mecrow, H. Wu and R. Martin, "Design and Development of Low Torque Ripple Variable-Speed Drive System With Six-Phase Switched Reluctance Motors," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 33, No. 1, pp. 420-429, March 2018.
- [5] C. Li, G. Wang, Y. Li and A. Xu, "An improved finite-state predictive torque control for switched reluctance motor drive," *IET Electric Power Applications*, Vol. 12, No. 1, pp. 144-151, 2018.
- [6] Aniket Anand, Bhim Singh, "PFC-based half-bridge dual-output converter-fed four-phase SRM drive", *IET Electric Power Applications*, Vo. 12, No. 2, pp: 281-291, 2018.
- [7] Haoding Li, Berker Bilgin, Ali Emadi, "An Improved Torque Sharing Function for Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Machines", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, Issue. 2, PP. 1635-1644, 2019.
- [8] Vijaytarang Narayana; Anjaneer Kumar Mishra; Bhim Singh, "Development of low-cost array-fed SRM-drive-based water pumping system utilizing CSC converter", *IET IET Electric Power Applications*, Vol. 10, No. 2, pp: 156-168, 2017.