

## کنترل برداری غیرمستقیم سرعت ماشین القایی مبتنی بر اینورتر دوسه سطحی

محمدجواد غازی اردکانی<sup>۱</sup>، مجید حسین پور<sup>۲\*</sup>، مهدی شاه پرستی<sup>۳</sup>، مهدی سیاهی<sup>۴</sup>

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ۱۳۹۷/۱۲/۰۵	با توجه به کاهش هزینه ادوات کلیدزنی قدرت، اخیراً اینورترهای هیبرید سه سطحی با قابلیت تولید ولتاژ نزدیک تر به ولتاژ سینوسی ارائه شده اند. اینورتر هیبرید در عین داشتن مزایای اینورترهای سه سطحی رایج، در مقایسه با آنها دارای تعداد ادوات کلیدزنی کمتری است که منجر به کاهش هزینه، حجم و وزن کل مبدل شد. در این مقاله از یک اینورتر هیبرید سه سطحی دارای هشت کلید و دو دیود برای کنترل سرعت موتور آسنکرون سه فاز استفاده خواهد شد که در مقایسه با اینورتر سه سطحی رایج دارای چهار کلید و دو دیود کمتر است. روش کنترل برداری غیرمستقیم جهت دهی شار روتور برای کنترل سرعت پیشنهاد شده است، حلقه های کنترلی سیستم طراحی شده و یک روش کلیدزنی مبتنی بر موج حامل مناسب و کارا برای اینورتر هیبرید پیشنهاد شده است. برای تأیید صحت کارایی مبدل پیشنهادی و کنترل آن، شبیه سازی های متنوعی در محیط نرم افزار MATLAB/Simulink انجام شده است و نتایج کنترل سرعت در حالت موتوری و تغییرات پلهای گشتاور بار ارائه شده است.
پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۷/۱۰	
<b>واژگان کلیدی:</b> اینورتر هیبرید، اینورتر دو-سه سطحی، کنترل سرعت موتور آسنکرون، کنترل برداری غیرمستقیم.	

### ۱- مقدمه

اینورترهای چندسطحی با استفاده از کلیدهای نیمه هادی قدرت و منابع خازنی، ولتاژ خروجی را به شکل پلکانی و نزدیک به سینوسی ایجاد می کنند. کموتاسیون کلیدها باعث می شود که ولتاژ منابع خازنی با هم جمع شوند به نحوی که در خروجی اینورتر مقادیر ولتاژ بالایی حاصل شود و عین حال ولتاژ نامی کلیدها به مراتب کمتر از مجموع ولتاژ خازن ها باشد. ایده اولیه اینورترهای چندسطحی در سال ۱۹۷۵ مطرح شد [۱] و در سال ۱۹۸۱ توپولوژی کلمپ دیودی برای اینورتر سه سطحی توسط Nabae معرفی شد [۲-۳] و پس از آن توپولوژی های مختلفی برای مبدل های چندسطحی ارائه گردید. یک مبدل چندسطحی نسبت به مبدل دوسطحی دارای مزایای بسیاری است که مهمترین

آن ها عبارتند از: (۱) به علت ساختار پلکانی شکل ولتاژ خروجی، استرس ولتاژ (dv/dt) روی کلیدها کاهش یافته [۴] و در نتیجه EMI کاهش می یابد. (۲) با افزایش سطوح ولتاژ، ریپل جریان ورودی کاهش می یابد [۵]. (۳) هارمونیک های جریان و ولتاژ و در نتیجه THD آن ها کاهش می یابد [۶]. (۴) با افزایش تعداد سطوح ولتاژ، تلفات هارمونیکی کاهش می یابد [۷]. (۵) کاهش اندازه فیلتر مورد نیاز خروجی. (۶) کاهش فرکانس کار و سطح ولتاژ سد-کنندگی هر نیمه هادی. در مقابل مزایای ذکر شده برای مبدل های چند سطحی در مقابل مبدل های دوسطحی، این مبدل ها دارای معایبی نیز هستند که مهم ترین آن افزایش تعداد کلیدهای مورد نیاز می باشد که باعث افزایش هزینه، افزایش و پیچیده شدن مدارهای کنترلی و کاهش قابلیت

\* پست الکترونیک نویسنده مسئول: hoseinpour.majid@uma.ac.ir

۱. دانشجوی دکتری، گروه مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد بین الملل کیش، جزیره کیش، ایران

۲. استادیار، مرکز تحقیقات مدیریت انرژی، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران

۳. استادیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد تهران شرق، تهران، ایران

۴. دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد علوم و تحقیقات، تهران، ایران

گزینه مناسبی برای کاربردهای ولتاژ پایین مانند کاربردهای انرژی‌های تجدیدپذیر و نیز کاربردهای کنترل دور موتور-های ولتاژ و توان پایین می‌باشد. در [۱۲-۱۳] از اینورتر هیبرید به عنوان اینورتر واسط آرایه‌های خورشیدی جهت اتصال به شبکه فشارضعیف استفاده شده‌است.

کنترل جهت‌دهی شار (FOC) و کنترل مستقیم گشتاور (DTC) دو روش مناسب کنترلی می‌باشند که کاربرد صنعتی فراوانی در کنترل موتورهای القایی دارند. در کنترل مستقیم گشتاور با انتخاب بردارهای مناسب ولتاژ در هر دوره نمونه‌برداری، مقادیر شار پیوندی و گشتاور الکترو مغناطیسی موتور در حد مقادیر از پیش تعیین شده آن‌ها کنترل می‌شوند. این روش با وجود سادگی، قادر به کنترل بسیار سریع شار پیوندی و گشتاور الکترومغناطیسی می‌باشد. ریپل گشتاور و جریان نسبتاً بالا و تغییرات زیاد فرکانس کلیدزنی از اصلی‌ترین معایب DTC هستند [۱۴-۱۵].

روش کنترل برداری جهت‌دهی شار با جداسازی جریان موتور به دو مؤلفه برای کنترل مجزای شار و گشتاور این امکان را فراهم کرد تا بتوان یک موتور القایی را همانند یک موتور DC تحریک مستقل کنترل نمود. از معایب عمده روش FOC، پیچیدگی و حساسیت آن به پارامترهای ماشین می‌باشد [۱۶-۱۷].

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_s & -\omega_g L_s & sL_m & -\omega_g L_m \\ \omega_g L_s & R_s + sL_s & \omega_g L_m & sL_m \\ sL_m & -(\omega_g - \omega_r)L_m & R'_r + sL_r & -(\omega_g - \omega_r)L_r \\ (\omega_g - \omega_r)L_m & sL_m & (\omega_g - \omega_r)L_r & R'_r + sL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

و نزدیک به سینوسی به موتور باعث بهبود کیفیت جریان عبوری از موتور، ریسک کمتر شکست عایقی، گرمای تولیدی کمتر در موتور القایی و کاهش ولتاژ مد مشترک خواهد شد. این اینورتر با ۸ کلید و ۲ دیود قابلیت ساخت از طریق ترکیب پل اینورتر ۶ سوئیچ و دو کلید و دو دیود را دارد.

در ادامه در بخش ۲ روش جهت‌دهی شار روتور برای اینورتر سه‌سطحی ۸ سوئیچ توسعه داده می‌شود و نیز الگوریتم پیشنهادی جهت کلیدزنی و متعادل کردن ولتاژ خازن‌ها معرفی می‌شود. در بخش ۳ نیز نتایج حاصل از شبیه‌سازی کنترل موتور با استفاده از اینورتر دوسطحی، اینورتر هیبرید

اطمینان سیستم (بر اثر ازدیاد المان‌ها) خواهد شد.

اینورترهای هیبرید ۳/۲ سطحی نسل جدیدی از اینورترها هستند که ولتاژ خروجی آن‌ها می‌تواند دوسطحی یا سه‌سطحی باشد. در مقایسه با اینورترهای سه‌سطحی رایج همچون دیود کلمپ، آبشاری و خازن شناور، اینورترهای هیبرید دارای تعداد کلیدهای قدرت کمتری هستند. اینورتر نوع T یک اینورتر سه‌سطحی سوئیچ کاهش‌یافته جدید با ۱۲ کلید است که در مقالات برای کاربردهایی نظیر کنترل ماشین القایی، ماشین مغناطیس دائم و اتصال منبع تولید پراکنده به شبکه پیشنهاد شده‌است [۹-۸]. ساختار اینورتر نوع T نسبت به ساختارهای قبلی دارای ۶ دیود کمتر است و دارای تمامی بردارهای صفر، کوتاه، متوسط و بلند است. ولی ولتاژ نامی کلیدهای آن مساوی ولتاژ باس DC است. در مجموع ۹۰ مقاله کنفرانس و ۲۸ مقاله ISI راجع به این اینورتر جدید در سه سال اخیر چاپ شده‌است که نشان از قابلیت‌های مطلوب این اینورتر دارد. اینورتر هیبرید دو-سه‌سطحی یک اینورتر سه-سطحی سوئیچ کاهش‌یافته با ۱۰ کلید قدرت است [۱۰]. همچنین بر اساس مرجع [۱۱] تعداد سوئیچ‌های اینورتر هیبرید دو-سه‌سطحی امکان کاهش به هشت سوئیچ را در برخی کاربردهای خاص خواهد داشت [۶]. اینورتر هیبرید تعداد سوئیچ‌های کمتری نسبت به سایر اینورترهای سه‌سطحی دارا بوده و از این رو

در روش کنترل جهت‌یابی شار، جریان استاتور به دو مؤلفه تولیدکننده گشتاور و تولید کننده شار تفکیک می‌گردد که مؤلفه تولید شار، معادل جریان میدان تحریک و مؤلفه تولید گشتاور، معادل جریان آرمیچر در موتور DC است. این روش اولین روش کنترل برداری است و به همین دلیل اغلب به‌جای نام اصلی آن (کنترل جهت‌یابی شار) تحت عنوان کنترل برداری شناخته می‌شود [۱۸-۱۹].

در این مقاله، کنترل سرعت موتور القایی به روش برداری غیرمستقیم با استفاده از اینورتر هیبرید ۸ کلیده پیشنهاد شده‌است که از یک طرف منجر به کاهش هزینه، وزن و حجم می‌شود و از سوی دیگر با اعمال پالسی سه-سطحی

حذف متغیرهای  $i_{rd}$  و  $i_{rq}$  منجر به ساده تر شدن تحلیل سیستم خواهد شد. رابطه شار پیوندی روتور  $\psi$  مطابق (۲) قابل بیان است.

$$\psi_{rdq} = L_m i_{sdq} + L_r' i_{rdq} \quad (2)$$

از رابطه فوق جریان روتور به صورت (۳) استخراج می شود:

$$i_{rdq} = \frac{\psi_{rdq}}{L_r'} - \frac{L_m}{L_r'} i_{sdq} \quad (3)$$

با جای گذاری  $\omega_g = \omega_r$  و رابطه (۳) در رابطه (۱)، رابطه (۴) حاصل می شود.

در مدل فوق جریان روتور حذف شده و موتور بر اساس جریان استاتور و شارهای پیوندی روتور مدل شده است. در کنترل جهت دهی شار در راستای روتور، در نهایت  $\psi_{rq}^{\Psi r} = 0$  خواهد شد و از طرفی ولتاژ اعمالی به روتور در موتور القایی صفر هستند (مدار روتور اتصال کوتاه است)، بنابراین رابطه (۴) به صورت روابط (۵) الی (۸) ساده شد:

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^{\Psi r} \\ v_{sq}^{\Psi r} \\ v_{rd}^{\Psi r} \\ v_{rq}^{\Psi r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + s\sigma L_s & -\omega_s \sigma L_s & sL_m/L_r' & -\omega_s L_m/L_r' \\ \omega_s \sigma L_s & R_s + s\sigma L_s & \omega_s L_m/L_r' & sL_m/L_r' \\ -R_r' L_m/L_r' & 0 & (R_r'/L_r') + s & -\omega_{sl} \\ 0 & -R_r' L_m/L_r' & \omega_{sl} & (R_r'/L_r') + s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^{\Psi r} \\ i_{sq}^{\Psi r} \\ \psi_{rd}^{\Psi r} \\ \psi_{rq}^{\Psi r} \end{bmatrix} \quad (4)$$

جریان مغناطیس کنندگی در محور d و اندوکتانس مغناطیس کنندگی خواهد بود:

$$\psi_{rd}^{\Psi r} = L_m i_{mrd}^{\Psi r} \quad (9)$$

با جای گذاری رابطه **Error! Reference source not found.**

**Error! Reference source not found.** در **found.**

**found.** رابطه (۱۰) حاصل می شود:

$$i_{sd}^{\Psi r} = i_{mrd}^{\Psi r} + \frac{L_r'}{R_r'} \frac{d}{dt} i_{mrd}^{\Psi r} \quad (10)$$

جریان  $i_{mrd}^{\Psi r}$  جریان مغناطیس کنندگی معادل یا جریان

میدان نامیده می شود. با تعریف ثابت زمانی روتور به صورت

$$\tau_r = \frac{L_r'}{R_r'}$$

، رابطه (۱۰) به صورت (۱۱) ساده خواهد شد:

$$i_{sd}^{\Psi r} = (1 + s\tau_r) i_{mrd}^{\Psi r} \quad (11)$$

در حالت ماندگار  $i_{sd}^{\Psi r} = i_{mrd}^{\Psi r}$  است و شار مقداری ثابت خواهد شد.

در این روش کنترل برداری، شار پیوندی روتور و همچنین چارچوب مرجع  $d\Psi r - q\Psi r$  هر دو با سرعت سنکرون در

۸ سوئیچ و اینورتر NPC ارائه شده و با یکدیگر مقایسه خواهند شد و در نهایت در بخش ۴ نتیجه گیری حاصل از این مقاله بیان خواهد شد.

## ۲- کنترل برداری جهت دهی شار روتور غیرمستقیم

### ۲-۱- کنترل جهت دهی شار روتور

با روش کنترل برداری، موتور القایی عملکردی مشابه با موتور DC خواهد داشت و امکان کنترل دقیق سرعت و همچنین کنترل مستقل گشتاور و شار فراهم می شود [۲۰]. کنترل برداری بر پایه مدل دینامیکی ماشین القایی در چارچوب مرجع بنا نهاده شده است. مدل دینامیکی ماشین القایی در چارچوب مرجع  $dq$  با سرعت دلخواه  $\omega_g$  توسط رابطه (۱) قابل بیان است [۲۰].

در این مدل شار پیوندی فاصله هوایی روتور  $\omega_r$  با سرعت سنکرون در حال چرخش است، بنابراین انتخاب سرعت چرخش چارچوب مرجع مساوی با  $\omega_g = \omega_s$  و همچنین

$$v_{sd}^{\Psi r} = R_s i_{sd}^{\Psi r} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd}^{\Psi r} - \omega_s \sigma L_s i_{sq}^{\Psi r} + \omega_s \frac{L_m}{L_r'} \frac{d}{dt} \psi_{rd}^{\Psi r} \quad (5)$$

$$v_{sq}^{\Psi r} = \omega_s \sigma L_s i_{sd}^{\Psi r} + R_s i_{sq}^{\Psi r} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq}^{\Psi r} + \omega_s \frac{L_m}{L_r'} \psi_{rd}^{\Psi r} \quad (6)$$

$$v_{rq}^{\Psi r} = 0 = \frac{R_r'}{L_r'} \psi_{rd}^{\Psi r} + \frac{d}{dt} \psi_{rd}^{\Psi r} - \frac{L_m}{L_r'} R_r' i_{sd}^{\Psi r} \quad (7)$$

$$v_{rq}^{\Psi r} = 0 = \omega_{sl} \psi_{rd}^{\Psi r} - \frac{L_m}{L_r'} R_r' i_{sq}^{\Psi r} \quad (8)$$

در روابط فوق  $\omega_{sl}$  سرعت لغزش و  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r'}$  است.

روابط (۷) و (۸) از اهمیت ویژه ای در کنترل برداری به روش جهت دهی شار روتور برخوردار هستند. طبق هدف نهایی در کنترل جهت دهی شار، شار روتور مقداری ثابت و فقط در راستای محور d مقدار خواهد داشت. بنابراین می توان اظهار داشت که مقدار این شار مطابق (۹) برابر با حاصل ضرب

این پیاده‌سازی، اولین فرض این است که شار ثابت است و در نهایت مساوی شار مرجع خواهد شد. معمولاً شار مرجع عددی بین  $0.7$  تا  $1/2$  در نظر گرفته می‌شود که بر اساس مقادیر نامی موتور قابل محاسبه است. در ادامه، جریان مرجع در راستای محور  $d$  مطابق (۱۵) محاسبه خواهد شد:

$$i_{sd}^{\Psi r*} = i_{mrd}^{\Psi r*} = \frac{\Psi_r^{\Psi r*}}{L_m} \quad (15)$$

جریان مرجع در راستای محور  $q$  از حلقه کنترل سرعت بدست می‌آید. سرعت مرجع با سرعت روتور مقایسه شده و خطای حاصل از یک کنترلر تناسبی-انتگرالی عبور داده می‌شود تا جریان مرجع در راستای محور  $q$  بدست آید. جریان موتور فیدبک گرفته شده و توسط تبدیل پارک از چارچوب طبیعی  $abc$  به چارچوب  $dq$  ارجاع داده می‌شود. ردیابی جریان‌های مرجع توسط دو کنترل کننده  $PI$  در چارچوب سنکرون انجام می‌شود و خروجی حلقه جریان که ولتاژ مرجع مطلوب می‌باشد، توسط تبدیل معکوس پارک به چارچوب طبیعی  $abc$  منتقل می‌شود.

در این مقاله، این ولتاژ توسط اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ ساخته شده و به موتور اعمال می‌شود. زاویه لازم برای تبدیل پارک و معکوس پارک از روش غیرمستقیم و رابطه (۱۶) بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} \theta_{\Psi r} &= \int \omega_s dt = \int (\omega_{sl}^* + \omega_r) dt \\ &= \int \left( \frac{i_{sq}^{\Psi r*}}{\tau_r i_{sd}^{\Psi r*}} + \frac{P}{2} \omega_m \right) dt \end{aligned} \quad (16)$$

## ۲-۲- معرفی اینورتر ۸ سوئیچ سه سطحی

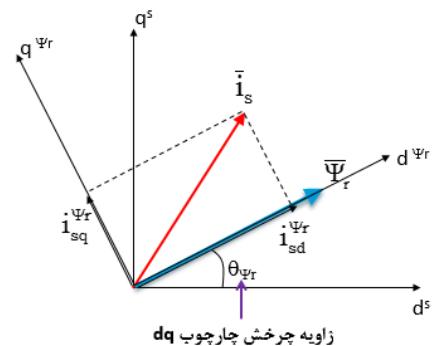
رایج‌ترین اینورتر سه سطحی مورد استفاده در زمینه کنترل موتور القایی، اینورتر NPC است که ساختار مداری آن در شکل (۳) نشان داده شده است. این اینورتر در هر ساق ۴ کلید و ۲ دیود و همچنین ۳ حالت کلیدزنی دارد. با توجه به اینکه هر ساق اینورتر دارای ۳ حالت کلیدزنی می‌باشد، در نتیجه در مجموع ۲۷ حالت کلیدزنی نشان داده شده در شکل (۴) و جدول ۱ به چهار دسته زیر قابل تقسیم‌بندی هستند: (۱) بردار صفر: ( $V_Z$ ) با اندازه صفر. (۲) بردارهای کوتاه: ( $V_{S1}$  تا  $V_{S6}$ ) با اندازه  $V_d/3$  و (۳) حالت کلیدزنی. (۴) بردارهای متوسط: ( $V_{M1}$  تا  $V_{M6}$ ) با اندازه  $\sqrt{3}V_d/3$  (۴) بردارهای بلند: ( $V_{L1}$  تا  $V_{L6}$ ) با اندازه  $2V_d/3$ .

حال چرخش هستند. بنابراین طبق شکل (۱) زاویه شار روتور بایستی به صورت دقیق تخمین زده شود. در واقع روش تعیین زاویه شار روتور منجر به ابداع دو دسته کلی روش کنترل مستقیم و روش کنترل غیرمستقیم برای کنترل جهت‌دهی شار روتور شده است. در روش کنترل مستقیم با نصب سنسورهای شار روی استاتور، زاویه شار تعیین می‌شود که این روش باعث افزایش هزینه و پیچیدگی سیستم می‌شود. روش کنترل غیرمستقیم به دلیل سادگی و عدم نیاز به سنسور شار به صورت گسترده‌ای در صنعت مورد استفاده قرار می‌گیرد [۲۱-۲۲].

در روش کنترل برداری غیرمستقیم، سرعت سنکرون از مجموع سرعت روتور و سرعت لغزش بدست می‌آید. در نهایت زاویه شار از انتگرال‌گیری سرعت سنکرون مطابق (۱۲) تخمین زده خواهد شد:

$$\theta_{\Psi r} = \int \omega_s dt = \int (\omega_{sl} + \omega_r) dt \quad (12)$$

سرعت روتور با نصب یک سنسور سرعت بر روی شفت موتور بدست می‌آید و سرعت لغزش از رابطه (۸) تخمین زده می‌شود:



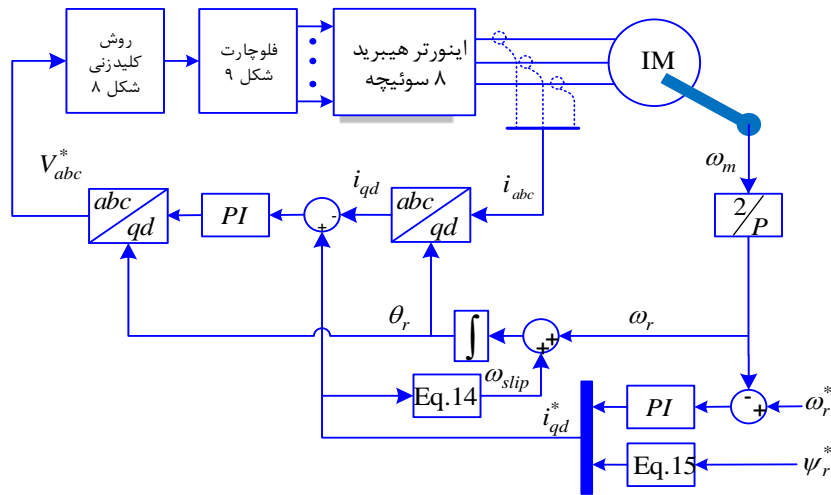
شکل ۱- دیاگرام برداری نمایش بردارهای چارچوب مرجع در کنترل برداری

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r' \Psi_r^{\Psi r}} i_{sq}^{\Psi r} = \frac{L_m i_{sq}^{\Psi r}}{\tau_r \Psi_r^{\Psi r}} = \frac{i_{sq}^{\Psi r}}{\tau_r i_{mrd}^{\Psi r}} \quad (13)$$

در حالت ماندگار و  $i_{mrd}^{\Psi r} = i_{sd}^{\Psi r}$  رابطه (۱۳) به صورت (۱۴) ساده خواهد شد:

$$\omega_{sl} = \frac{i_{sq}^{\Psi r}}{\tau_r i_{sd}^{\Psi r}} \quad (14)$$

پیاده‌سازی حلقه بسته روش کنترل برداری جهت‌دهی شار روتور غیرمستقیم در شکل (۲) نمایش داده شده است. در

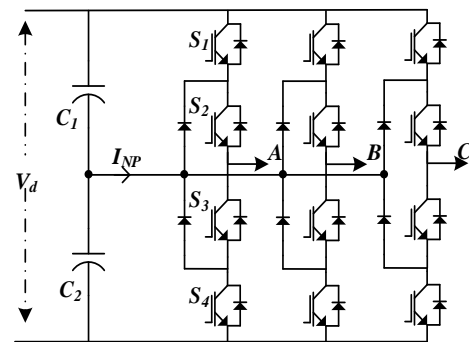


شکل ۲- بلوک دیاگرام روش کنترل برداری پیشنهادی مبتنی بر اینورتر ۸ سوئیچ

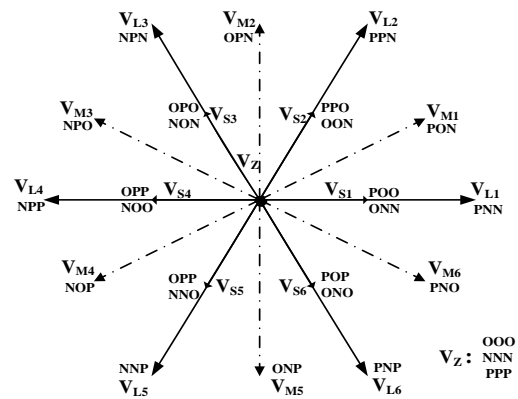
است. در نتیجه از ترکیب کلیدزنی این دو بخش در کل ۱۹ حالت کلیدزنی متشکل از ۶ بردار بلند ( $V_L$ ), ۱۲ بردار کوتاه ( $V_S$ ) و یک بردار صفر ( $V_Z$ ) حاصل می‌شود که بردار صفر به صورت‌های متفاوتی قابل پیاده‌سازی است. شکل (۶) بردارهای ولتاژ اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ را نشان می‌دهد که دارای بردارهای متوسط نیست. در عین حال تعداد سوئیچ‌ها و در نتیجه حجم، وزن و هزینه سیستم کاهش یافته‌است.

جدول ۱- بردارهای ولتاژ اینورتر NPC

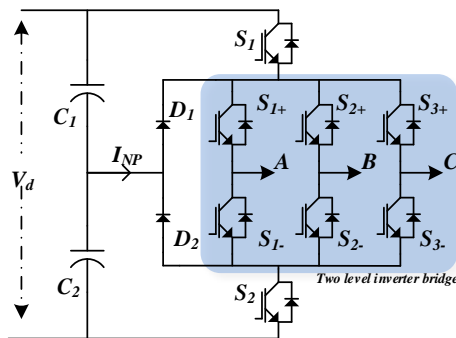
	$V_{L1}$	$V_{L2}$	$V_{L3}$	$V_{L4}$	$V_{L5}$	$V_{L6}$
	PNN	PPN	NPN	NPP	NNP	PNP
	$V_{M1}$	$V_{M2}$	$V_{M3}$	$V_{M4}$	$V_{M5}$	$V_{M6}$
	PON	OPN	NPO	NOP	ONP	PNO
	$V_{S1}$	$V_{S2}$	$V_{S3}$	$V_{S4}$	$V_{S5}$	$V_{S6}$
P-type	POO	PPO	OPO	OPP	OOP	POP
N-type	ONN	OON	NON	NOO	NNO	ONO



شکل ۳- اینورتر سه‌سطحی NPC



شکل ۴- بردارهای ولتاژ اینورتر سه‌سطحی



شکل ۵- اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ

ساختار مداری اینورتر سه‌سطحی ۸ سوئیچ در شکل (۵) نشان داده شده است. این اینورتر با ترکیب یک پل اینورتری ۶ سوئیچ و یک ساق دو سوئیچ ( $S_1, S_2, D_1, D_2$ ) قابل پیاده‌سازی است و ساخت آن در مقایسه با دیگر اینورترهای سه‌سطحی ساده‌تر می‌باشد. ساق دو سوئیچ با چهار حالت کلیدزنی متفاوت باعث اعمال چهار سطح ولتاژ به بخش پل اینورتر می‌گردد و پل اینورتر دارای هشت کلیدزنی متفاوت

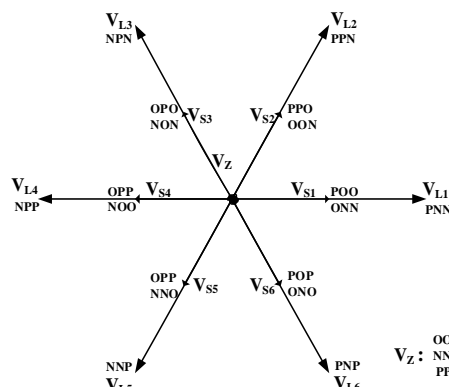
برای کلیدزنی اینورتر مطابق شکل (۷) از سه موج حامل مثلثی استفاده می‌شود و وابسته به وضعیت شکل موج مرجع سینوسی  $V_{abc}^*$ ، باید هر سیگنال با یک موج حامل مقایسه شده و نتیجه مقایسه وضعیت کلیدزنی هر فاز را مشخص می‌کند. برای کلیدزنی دوسطحی، موج مرجع با موج حامل  $C_2$  مقایسه خواهد شد و برای کلیدزنی سه سطحی، در صورتی که مقدار موج مرجع مثبت باشد با  $C_1$  و در غیر اینصورت با  $C_3$  مقایسه خواهد شد. خروجی مقایسه  $P$ ،  $O$  یا  $N$  خواهد بود و ترکیب مقایسه سه شکل موج مرجع با سه موج حامل عددی مانند  $ONN$  است که نشان‌دهنده یک بردار کلیدزنی متناظر با جدول ۲ است.

فلوچارت کلی پیشنهادی برای کلیدزنی اینورتر هیبرید در شکل (۸) نشان داده شده است که در آن بر اساس سیگنال خروجی روش کنترل برداری جهت‌دهی شار روتور  $V_{abc}^*$  (سه شکل موج سینوسی)، سکتور موردنظر (عددی بین ۱ تا ۶) و مقادیر ماکزیمم، مینیمم و متوسط شکل موجها تعیین می‌شود. در ادامه این اطلاعات مطابق فلوچارت شکل (۸) پردازش شده و خروجی فلوچارت مشخص می‌کند که هر فاز باید به چه صورتی کلیدزنی شود و بردار مناسب برای کلیدزنی برای اینورتر تعیین خواهد شد. تنها موردی که قبل از اعمال بردار به اینورتر بایستی مورد نظر قرار گیرد این است که متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها ممکن است توسط اینورتر یا توسط یکسوساز ورودی انجام شود. در برخی از درایوها که از یکسوساز دیودی ۱۲ پالسه استفاده می‌شود وظیفه متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها توسط یکسوساز انجام شده و نیاز به کنترل توسط اینورتر ۸ سوئیچ وجود ندارد. اما در صورت استفاده از یکسوساز دیودی ۶ پالسه، با اعمال بردار کلیدزنی مناسب به اینورتر، ولتاژ خازن‌ها بایستی متعادل شوند.

جدول ۲- بردارهای ولتاژ اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ

	$V_{L1}$	$V_{L2}$	$V_{L3}$	$V_{L4}$	$V_{L5}$	$V_{L6}$
	PNN	PPN	NPN	NPP	NNP	PNP
	$V_{S1}$	$V_{S2}$	$V_{S3}$	$V_{S4}$	$V_{S5}$	$V_{S6}$
P-type	POO	PPO	OPO	OPP	OOP	POP
N-type	ONN	OON	NON	NOO	NNO	ONO

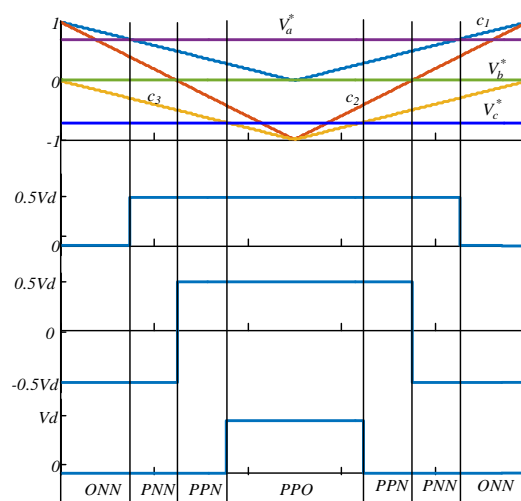
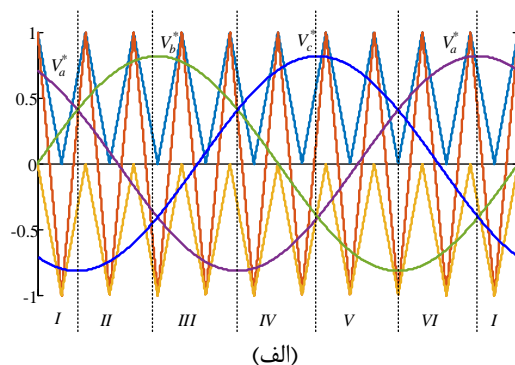
در تغذیه موتور القایی با اینورتر چندسطحی، مشکل نامتعادلی ولتاژ خازن‌های لینک DC برای هر دو اینورترهای NPC و ۸ سوئیچ به وجود می‌آید. عدم تعادل



شکل ۶- بردارهای ولتاژ اینورتر ۸ سوئیچ

### ۳-۲- کلیدزنی اینورتر ۸ سوئیچ سه سطحی

اینورتر ۸ سوئیچ سه سطحی پیشنهادی رفتاری هیبرید دارد به نحوی که در هر لحظه، یک فاز ممکن است به صورت دوسطحی و فاز دیگر به صورت سه سطحی کلیدزنی شود. کلیدزنی به صورت دوسطحی یعنی اینکه ولتاژ فاز بین  $0.5V_d$  و  $-0.5V_d$  تغییر می‌کند و در کلیدزنی سه سطحی، ولتاژ فاز بین صفر و  $V_d$  تغییر خواهد کرد.



(ب)

شکل ۷- چگونگی کلیدزنی اینورتر هشت سوئیچ بر حسب موج‌های حامل مثلثی و سیگنال‌های مرجع کلیدزنی

N-Type هستند. اعمال هر دسته از بردارهای کوتاه بر انحراف ولتاژ نقطه خنثی اثر می‌گذارد، اما جهت تأثیر آن‌ها مخالف یکدیگر است. بنابراین در حالت موتوری تغییرات ولتاژ مطابق (۱۸) خواهد بود.

$$\Rightarrow V_{C2} \uparrow \& \Delta V \downarrow \quad (18)$$

اعمال بردار کوتاه P-type

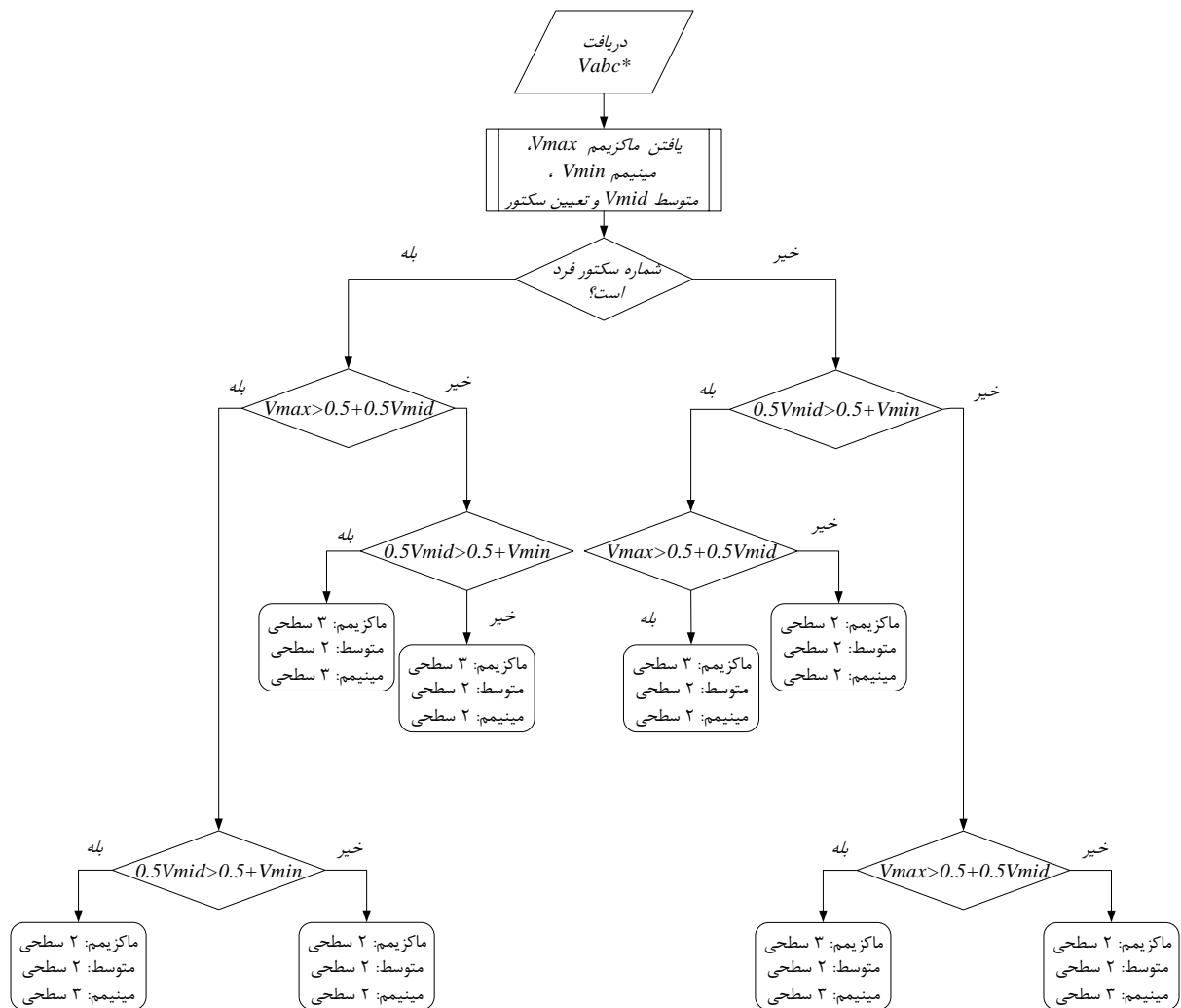
$$\Rightarrow V_{C2} \downarrow \& \Delta V \uparrow$$

چنانچه ماشین در حالت ژنراتوری باشد، جهت جریان در پایانه‌های ماشین خلاف حالت موتوری خواهد بود در نتیجه اثرگذاری بردارهای کوتاه در حالت موتوری و ژنراتوری عکس یکدیگر خواهد بود. بنابراین در حالت ژنراتوری تغییرات ولتاژ به صورت (۱۹) خواهد بود.

ولتاژ خازن‌ها باعث بالارفتن استرس ولتاژ روی کلیدها و افزایش احتمال آسیب دیدن ادوات [۲۳]، ایجاد هارمونیک های مرتبه پایین، نوسانات گشتاور نامطلوب و کاهش راندمان [۲۴] خواهد شد. تاکنون روش‌های گوناگونی برای حل مشکل انحراف ولتاژ نقطه خنثی در اینورتر NPC معرفی شده است [۲۵]. در یک اینورتر سه سطحی انحراف ولتاژ ( $\Delta V$ ) به صورت رابطه (۱۷) تعریف می‌شود.

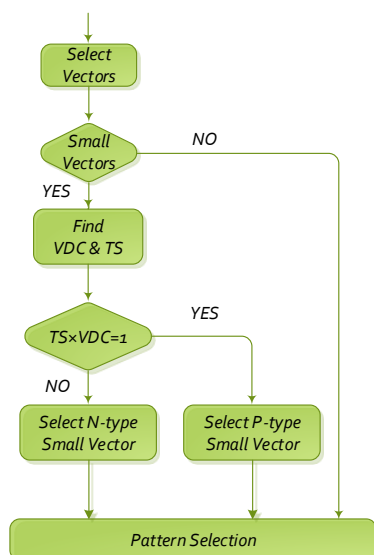
$$\Delta V = V_{C1} - V_{C2} \quad (17)$$

در این رابطه  $V_{C1}$  و  $V_{C2}$  ولتاژ خازن‌های لینک DC هستند. طبق بررسی‌های انجام شده در مرجع [۲۶] بردارهای بلند و صفر بر عدم تعادل ولتاژ خازن‌های لینک DC تأثیر ندارند و اثر بردارهای متوسط با توجه به شرایط کار موتور متفاوت بوده و مشخص نمی‌باشد. بردارهای کوتاه مطابق جدول ۱ و جدول ۲ دارای دو حالت کلیدزنی گروه P-Type و گروه



شکل ۸- فلوچارت پیشنهادی برای کلیدزنی اینورتر هشت سوئیچه

شماتیک کلی سیستم کنترل سرعت موتور القایی را نشان می‌دهد که در آن سرعت موتور و جریان موتور اندازه‌گیری می‌شوند و به بخش کنترل فرستاده می‌شوند. در بخش کنترل، سیگنال‌های فرمان کلیدها بر اساس روش کنترل- برداری تعیین شده و به اینورتر اعمال می‌شود. فرکانس کلیدزنی اینورتر ۱۵ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است.



شکل ۱۰- روند نمای الگوریتم پیشنهادی جهت متعادل کردن ولتاژ خازن‌ها

جدول ۳- پارامترهای موتور القایی شبیه‌سازی

توان نامی موتور	۳/۸ kW
سرعت نامی	۱۷۵۰ rpm
ولتاژ نامی	۴۶۰ V
فرکانس نامی	۶۰ Hz
مقاومت استاتور (Rs)	۱/۱۵ Ω
مقاومت روتور (R'r)	۱/۰۸۳ Ω
اندوکتانس استاتور (Ls)	۰/۲۰۹۶۷ H
اندوکتانس روتور (L'r)	۰/۲۰۹۶۷ H
اندوکتانس متقابل (Lm)	۰/۲۰۳۷ H
تعداد قطب (p)	۲
ممان اینرسی (J)	۰/۰۲ kg.m <sup>2</sup>
ضریب اصطکاک (Kf)	۰/۰۰۵۶ N.m.s/rd

در شبیه‌سازی تا لحظه  $t=0.65s$  موتور بی‌بار است و در این لحظه گشتاور بار به صورت پله‌ای از صفر به مقدار ۱۰ نیوتن‌متر تغییر می‌کند. گشتاور بار در واقع یک اغتشاش است که به سیستم اعمال می‌شود و موتور باید در همه لحظات سرعت مرجع را ردیابی کند. سرعت مرجع و سرعت موتور در شکل (۱۲) نمایش داده شده است،

$$\Rightarrow V_{C2} \downarrow \& \Delta v \uparrow$$

اعمال بردار کوتاه P-type (۱۹)

$$\Rightarrow V_{C2} \downarrow \& \Delta v \uparrow$$

اعمال بردار کوتاه N-type

برای کنترل مقدار انحراف ولتاژ نقطه خنثی ( $\Delta v$ ) ابتدا یک کنترل‌کننده هیستریزیس دوسطحی جهت کنترل انحراف ولتاژ در محدوده معین  $(-v_0, +v_0)$  که در شکل (۹) نشان داده شده است، تعریف می‌شود. در شکل (۹)،  $\Delta v$  انحراف ولتاژ نقطه خنثی تعریف شده در رابطه (۴) و VDC فرمان کنترل‌کننده می‌باشد. هرگاه انحراف ولتاژ از محدوده مثبت خارج شود ( $\Delta v > +v_0$ ) آنگاه خروجی کنترل‌کننده برابر با +۱ خواهد شد ( $VDC=+1$ ) و برعکس.

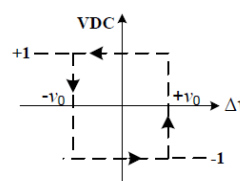
برای تعیین حالت ژنراتوری یا موتوری ماشین، از خروجی کنترل‌کننده استفاده خواهد شد که به نوعی مبین گشتاور موتور  $T_e$  است. بنابراین متغیری به نام علامت گشتاور (TS) مطابق رابطه (۲۰) تعریف می‌کنیم.

$$T_e > 0 \Rightarrow TS = 1$$

$$T_e < 0 \Rightarrow TS = -1$$

(۲۰)

شکل (۱۰) شمای عملیاتی الگوریتم پیشنهادی جهت متعادل کردن ولتاژ خازن‌ها را نشان می‌دهد. مطابق روند نمای اشاره شده در شکل (۱۰)، ابتدا بردارهای کلیدزنی بر اساس روش کلیدزنی موج حامل معین می‌گردد و در صورت انتخاب بردار کوتاه، طبق شکل (۸) بردار کوتاه مناسب با توجه به علامت متغیر  $TS \times VDC$  انتخاب می‌شود.



شکل ۹- کنترل‌کننده هیستریزیس دوسطحی جهت کنترل انحراف ولتاژ

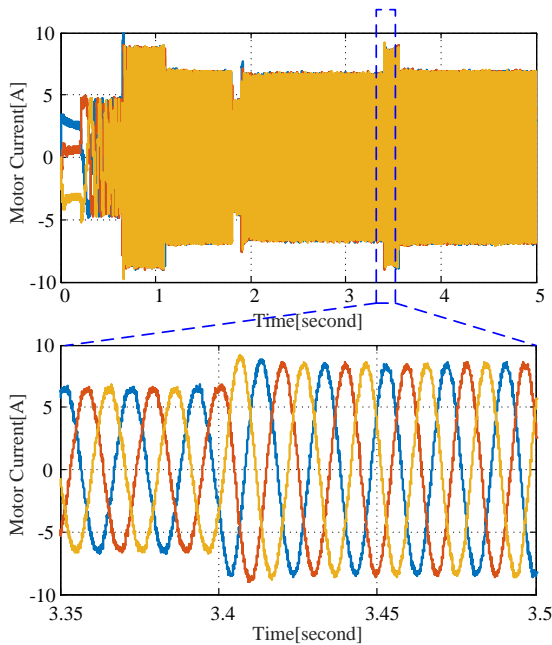
### ۳- نتایج شبیه‌سازی

#### ۳-۱- نتایج شبیه‌سازی ساختار پیشنهادی

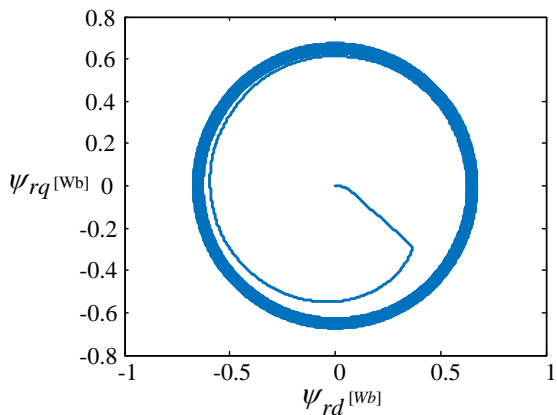
جهت اثبات کارایی اینورتر سه سطحی ۸ سوئیچ برای کنترل برداری غیرمستقیم، یک موتور با مشخصات مندرج در جدول ۳ برای شبیه‌سازی در محیط  $SimPowerSystems^{TM}$  نرم‌افزار متلب انتخاب شده است. اینورتر توسط یک یکسوساز دیودی ۱۲ پالس تغذیه می‌شود و ولتاژ لینک DC برابر ۵۰۰ ولت است. شکل (۱۱)



جریان استاتور موتور در بازه ۵ ثانیه و نیز بخشی از این جریان در بازه زمانی کوتاه در شکل (۱۴) نشان داده شده است. از این شکل مشاهده می‌شود که جریان موتور در ابتدای راه اندازی موتور و برای مغناطیس کردن هسته موتور تقریباً دارای فرکانس صفر است و با افزایش سرعت مرجع موتور، فرکانس جریان نیاز به افزایش می‌یابد. در لحظه تغییر گشتاور بار، دامنه جریان موتور به صورت پله‌ای افزایش یافته و پس از تثبیت سرعت موتور، دامنه جریان موتور نیز تثبیت می‌شود. از شکل زوم شده جریان در بازه زمانی کوتاه می‌توان به وضوح مشاهده نمود که جریان از مقدار ماکزیمم اینورتر یعنی حدود ۱۰ آمپر تخطی نمی‌کند و بدون هیچ فراجهدی تغییر پیدا می‌کند.



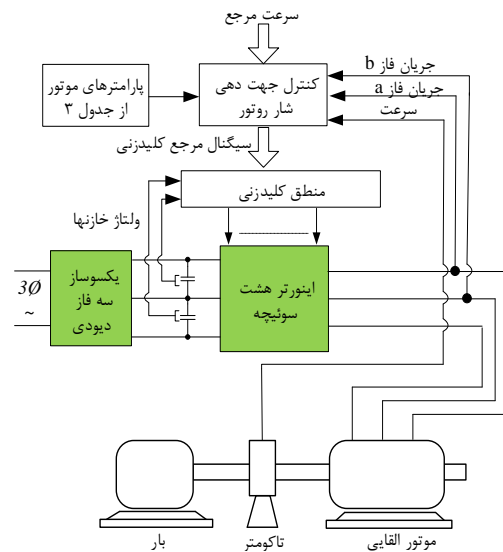
شکل ۱۴- جریان موتور



شکل ۱۵- شار پیوندی روتور

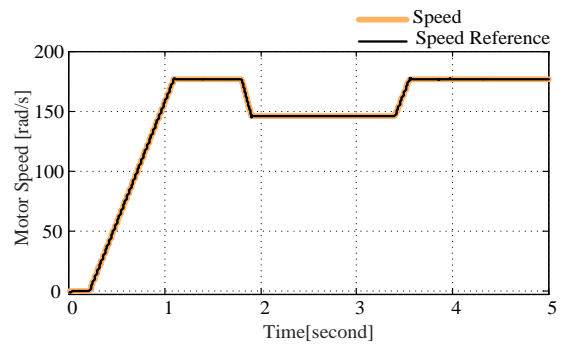
شکل موج شار پیوندی محور  $d$  روتور بر حسب شار پیوندی محور  $q$  آن در شکل (۱۵) نمایش داده شده است. در این

مشاهده می‌شود که سرعت موتور دقیقاً مساوی با سرعت مرجع است و مقدار فراجهدش سرعت را می‌توان تقریباً صفر در نظر گرفت.

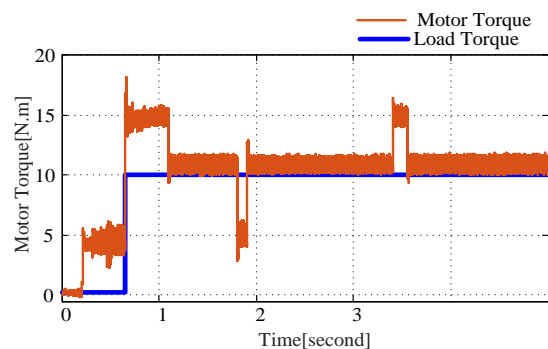


شکل ۱۱- شماتیک کلی سیستم کنترل سرعت

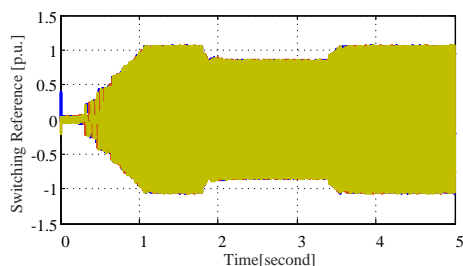
گشتاور الکتریکی تولیدی توسط موتور و گشتاور بار در شکل (۱۳) نشان داده شده است. این نتایج نشان می‌دهد که حداکثر ریپل گشتاور تولیدی موتور حدود ۱ نیوتن متر است که مقداری قابل قبول است. همچنین تفاوت مابین گشتاور موتور و گشتاور بار در حالت ماندگار به دلیل گشتاور مورد نیاز غلبه بر اصطکاک سیستم است.



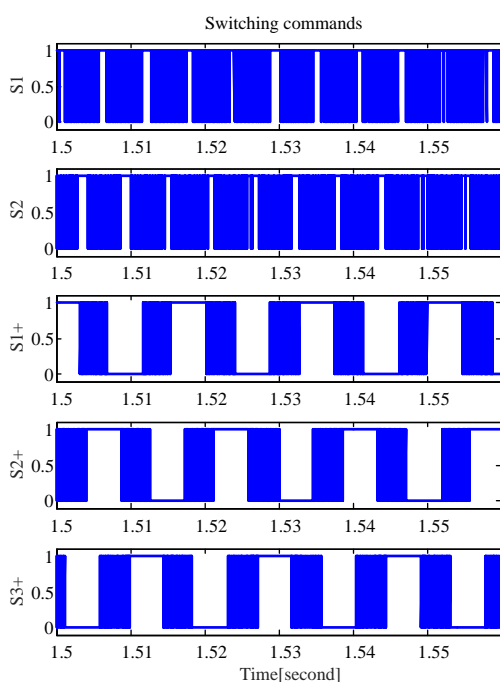
شکل ۱۲- سرعت مرجع و سرعت موتور



شکل ۱۳- گشتاور بار و گشتاور الکتریکی تولیدی موتور



شکل ۱۷- سیگنال مرجع کلیدزنی.

شکل ۱۸- فرمان‌های کلیدزنی سوئیچ‌های  $S_1$ ،  $S_2$ ،  $S_1+$ ،  $S_2+$  و  $S_3+$  اینورتر هشت سوئیچه.

از شکل (۱۷) مشاهده می‌شود که دامنه و همچنین فرکانس سیگنال مرجع کلیدزنی با توجه به تغییرات سرعت مرجع و همچنین گشتاور بار تغییر می‌کند.

شکل (۱۸) نشان می‌دهد که سوئیچ‌های ساق کمکی ( $S_1$  و  $S_2$ ) به نسبت کلیدهای بخش اینورتر دوسطحی با نرخ بالاتری کلیدزنی می‌شوند.

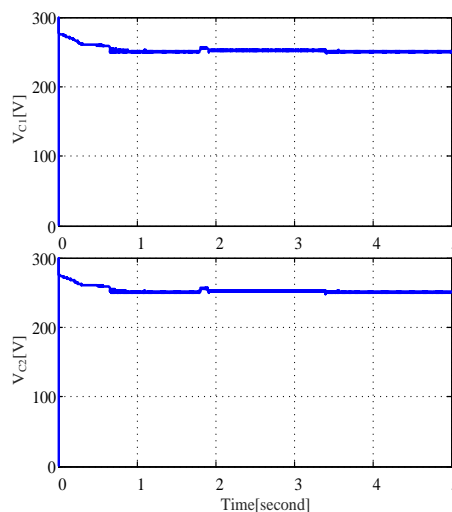
### ۳-۲- مقایسه کارائی نسبت به اینورترهای رایج

از نتایج شبیه‌سازی پیشین مشاهده می‌شود اینورتر ۸ سوئیچه و کنترل برداری جهت‌دهی شار روتور به درستی قادر به ردیابی سرعت مرجع در حالت گذرا و حالت ماندگار هستند و کنترل مستقل گشتاور و شار اجرا شده است. مورد بعدی اثبات برتری اینورتر سه سطحی ۸ سوئیچه در مقایسه با اینورتر دوسطحی و اینورتر NPC است. از دیدگاه فنی، جریان موتور و ولتاژ اعمالی به آن معیار مناسبی برای سنجش عملکرد اینورتر است. در شبیه‌سازی‌های بعدی،

شکل، مقدار شار از مقدار صفر به صورت خطی افزایش می‌یابد و سپس حول مقدار مرجع تثبیت می‌شود. مشاهده می‌شود شار روتور در نهایت مقدار ثابتی دارد و صرفاً فاز شار بین صفر تا  $360^\circ$  درجه تغییر می‌کند که مسیر تغییرات آن معادل یک دایره خواهد بود. در شکل (۱۵) کنترل مقدار شار روتور کاملاً مستقل از گشتاور بار است و تغییرات سرعت مرجع (شکل ۱۲) و گشتاور بار (شکل ۱۳) تأثیری بر آن ندارد.

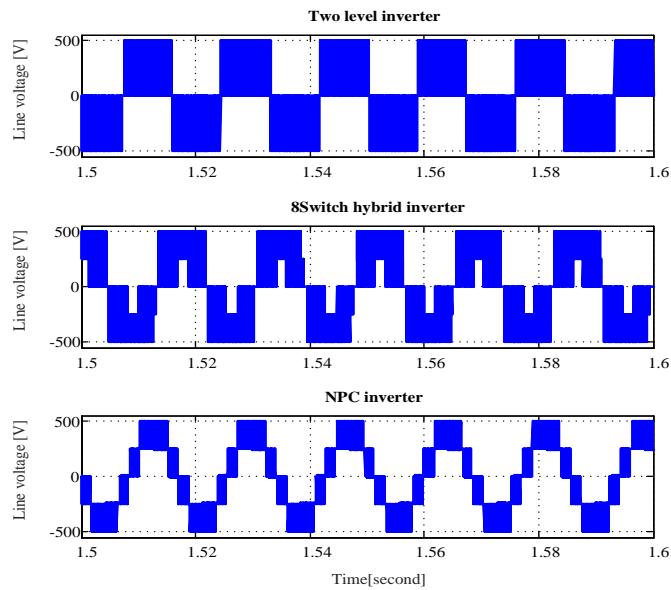
همچنین ولتاژ خازن‌های لینک DC در شکل (۱۶) نشان داده شده است. از نتایج شبیه‌سازی مشاهده می‌شود ولتاژ خازن‌ها همواره با هم یکسان بوده و تحت کنترل می‌باشند. در آغاز شبیه‌سازی، به دلیل اینکه موتور در حالت بی‌باری بوده و ولتاژ خازن‌های لینک DC صفر است، ولتاژ لینک DC با جاری شدن جریان راه‌اندازی اولیه تا حدود  $540$  ولت افزایش می‌یابد و سپس با افزایش توان جذب شده توسط موتور حول  $500$  ولت تثبیت می‌شود. در ادامه شبیه‌سازی تغییرات سرعت مرجع منجر به تغییرات کوچکی در ولتاژ لینک DC می‌شود که به دلیل دیودی بودن یکسوساز کاملاً طبیعی است ولی این ولتاژ به صورت مساوی بین خازن‌های  $C_1$  و  $C_2$  تقسیم می‌شود و عدم تعادل در شبیه‌سازی وجود ندارد.

برای نمایش تغییرات پالس‌های کلیدزنی با تغییر سرعت مرجع، شکل موج سیگنال ورودی (مرجع کلیدزنی) به مدولاتور کلیدزنی در شکل (۱۷) و همچنین فرمان‌های کلیدزنی سوئیچ‌های  $S_1$ ،  $S_2$ ،  $S_1+$ ،  $S_2+$  و  $S_3+$  اینورتر هشت سوئیچه در شکل (۱۸) نمایش داده شده است.

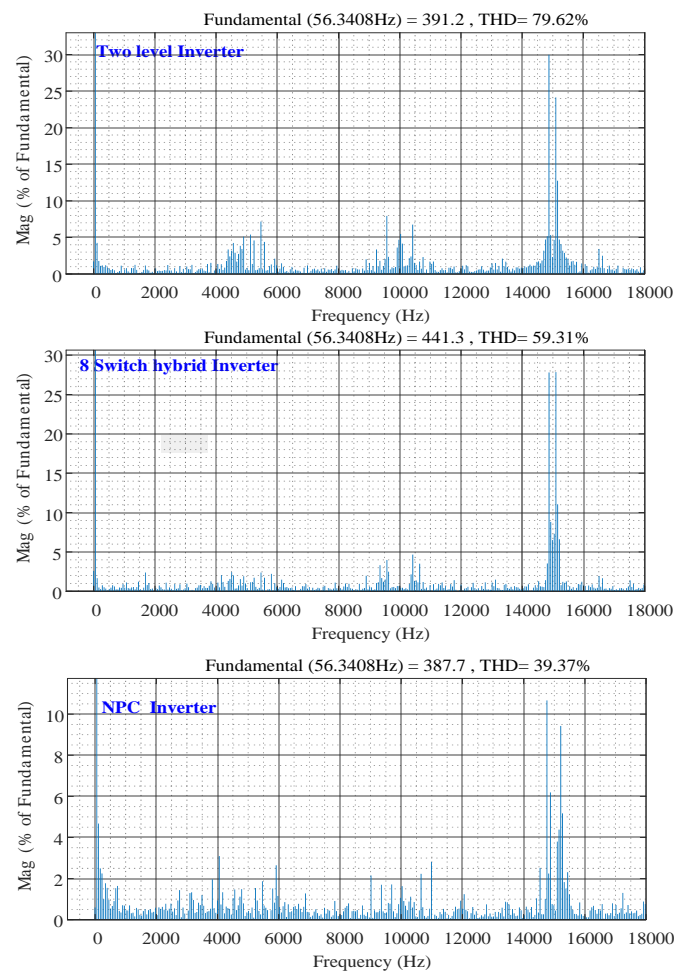
شکل ۱۶- شکل موج ولتاژ خازن‌های لینک DC ( $V_{C1}$  و  $V_{C2}$ )

روش کنترل پیشنهادی با استفاده از اینورتر دوسطحی رایج و اینورتر NPC اجرا گردید و این اینورترها نیز به درستی سرعت مرجع را ردیابی می کردند. شکل موج ولتاژ خط و

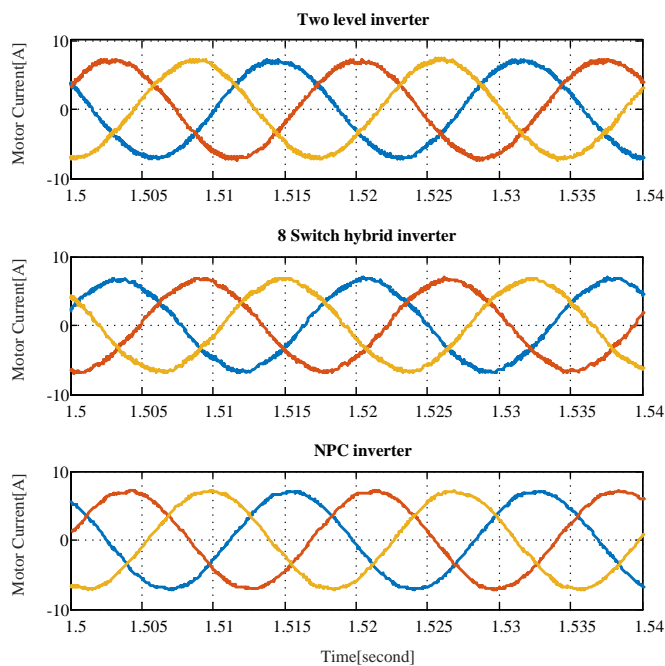
همچنین طیف هارمونیک آن در شکل (۱۹) و شکل (۲۰) نمایش داده شده است.



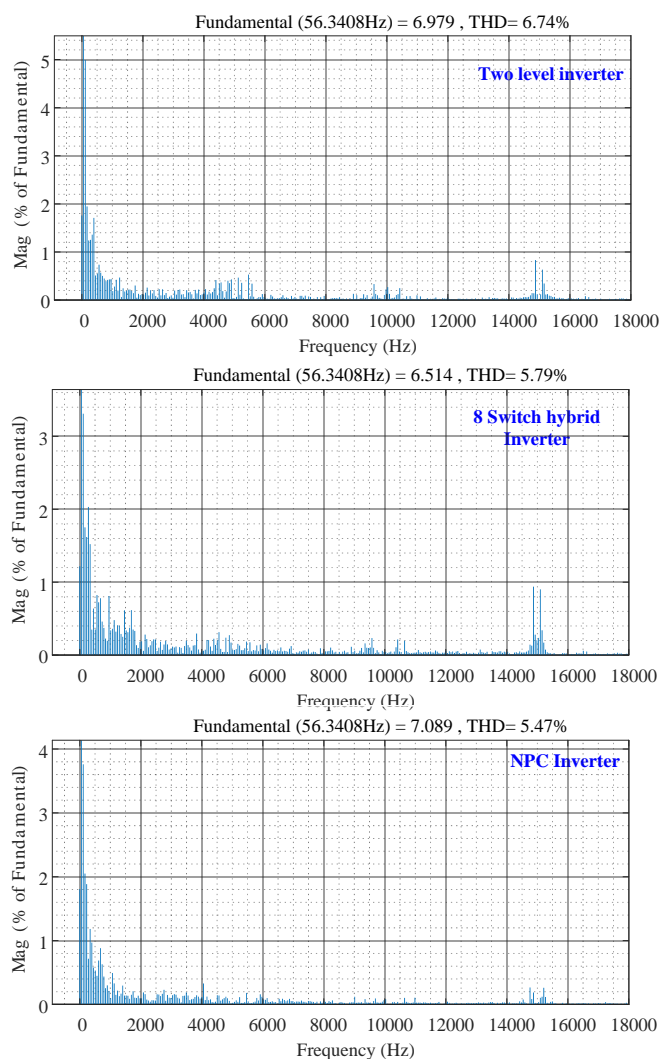
شکل ۱۹- ولتاژ خط موتور برای اینورترهای دوسطحی، اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ پیشنهادی و اینورتر سه سطحی NPC



شکل ۲۰- طیف هارمونیک ولتاژ خط موتور برای اینورترهای دوسطحی، اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ پیشنهادی و اینورتر سه سطحی NPC



شکل ۲۱- جریان موتور برای اینورترهای دوسطحی، اینورتر هیبرید ۸ سوئیچه پیشنهادی و اینورتر سه سطحی NPC



شکل ۲۲- طیف هارمونیکی جریان موتور برای اینورترهای دوسطحی، اینورتر هیبرید ۸ سوئیچه پیشنهادی و اینورتر سه سطحی NPC

جدول ۷: تعداد قطعات و قیمت بخش الکترونیک قدرت بر حسب دلار

اینورتر NPC	اینورتر هیبرید	اینورتر دوسطحی	
۲	۲	۲	تعداد خازن‌های لینک DC
۱۲	۶	-	کلید IGBT سری 600V
-	۶	۶	کلید IGBT سری 1200V
۶	۲	-	دیود (dual) Fast diode modules
۱۲	۸	۶	گیت درایور
۲	۲	۱	سنسورهای ولتاژ لینک DC
دلار ۱۷۴/۱۸	دلار ۹۰/۴۹	دلار ۶۴/۸۹	قیمت بخش الکترونیک قدرت بر حسب دلار [۲۸]

قدرت هر سه مبدل محاسبه شده و بر اساس ریال در جدول ۴ ذکر شده است. از مقادیر جدول ۴ مشاهده می‌شود که نرخ توان ادوات نیمه‌هادی اینورتر ۸ سوئیچ حدود ۲۵ درصد کمتر از اینورتر NPC است.

#### ۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ سه‌سطحی جهت کنترل موتور القایی با استفاده از روش کنترل برداری جهت دهی شار روتور به روش غیرمستقیم ارائه شد. روش کنترل برداری با استفاده از روابط ریاضی بسط داده شد و چگونگی پیاده‌سازی با استفاده از اینورتر پیشنهادی بیان شد. در ادامه روش کلیدزنی مناسب برای اینورتر ارائه گردید که شامل دو بخش تولید ولتاژ خروجی بر سیگنال‌های مرجع ورودی و متعادل‌سازی ولتاژ لینک DC بود. نتایج شبیه‌سازی‌های متعدد در نرم‌افزار در خصوص رفتار گذرا و حالت ماندگار سیستم انجام شد.

نتایج نشان می‌دهند که اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ به خوبی قادر به ردیابی سرعت مرجع می‌باشد و ریبیل گشتاور، طیف هارمونیک در حد قابل قبول بوده و گشتاور و شار مستقل از هم کنترل می‌شوند. کیفیت ولتاژ خط اعمالی به موتور و همچنین جریان برای اینورتر پیشنهادی، اینورتر دوسطحی رایج و اینورتر NPC با هم مقایسه شده‌اند، THD جریان موتور برای اینورتر ۸ سوئیچ کمتر از اینورتر دوسطحی است و مشابه اینورترهای سه‌سطحی معمول است. میزان اعوجاج هارمونیک ولتاژ خروجی اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ دقیقاً مابین اینورتر دوسطحی و اینورتر سه‌سطحی می‌باشد. از لحاظ قیمت، اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ دارای قیمت حدود ۲۵ درصد کمتر از اینورتر سه‌سطحی معمول و حدود ۲۵ درصد بیشتر از اینورتر دوسطحی می‌باشد.

همانطور که مشاهده می‌شود ولتاژ خط اینورتر ۸ سوئیچ و اینورتر NPC سه‌سطحی هستند و در نتیجه استرس ولتاژ اعمالی به سیم پیچ موتور نصف اینورتر دوسطحی خواهد بود. این واقعیت در شکل (۲۱) به صورت دقیق‌تر نمود پیدا می‌کند زیرا THD ولتاژ خط اینورتر دو سطحی حدود ۸۰ درصد است در حالی که THD اینورتر NPC برابر با ۴۰ درصد است. THD ولتاژ خط اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ عددی مابین اینورتر دوسطحی و سه سطحی رایج است و حدود ۶۰ درصد می‌باشد.

شکل (۲۱) و شکل (۲۲) جریان موتور و طیف هارمونیک جریان برای هر سه اینورتر را نشان می‌دهند. با توجه به اینکه سیم‌پیچ موتور رفتار سلفی دارد، همانند یک فیلتر پایین‌گذر جریان آن شباهت زیادی به شکل موج سینوسی دارد و THD جریان موتور برای اینورتر NPC و اینورتر هیبرید ۸ سوئیچ نزدیک به هم بوده و حدود ۵/۵ درصد است. THD جریان موتور برای اینورتر دوسطحی بالاتر بوده و حدود ۶/۵ درصد می‌باشد.

#### ۳-۳- مقایسه قیمت کلی مبدل‌ها

در مبدل‌های مطرح شده در این مقاله از ترکیب IGBT و دیودهای سریع برای واقعی‌سازی کلیدها استفاده شده است. جدول زیر تعداد قطعات مورد نیاز برای هر یک از اینورترهای دوسطحی، هیبرید ۸ سوئیچ و NPC را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که از دیدگاه تعداد المان‌ها، اینورتر هیبرید نسبت به اینورتر NPC تعداد ۴ کلید قدرت، ۴ دیود سریع و ۴ گیت درایور کمتر نیاز دارد. برای مقایسه هزینه این ساختارها، می‌توان قیمت دیود و قیمت گیت درایور را به ترتیب نصف و مساوی قیمت کلید قدرت در نظر گرفت [۲۷]. بر اساس قیمت‌های موجود در بازار، قیمت بخش

فهرست علائم		فهرست زیرنویس ها و بالانویس ها	
$g$	سرعت	$\omega$	دلخواه
$r$	شار پیوندی	$\psi$	روتور
$s$	اندوکتانس	$L$	استاتور
$d$	جریان	$I$	محور $d$
$q$	ولتاژ	$V$	محور $q$
$m$	اپراتور لاپلاس	$S$	مغناطیس کننده
$'$	مقاومت	$R$	ارجاع داده شده به سمت استاتور
$\psi_r$	زاویه	$\theta$	چارچوب مرجع روتور
$*$	گشتاور	$'$	مرجع
$C$	ولتاژ لینک DC	$V_d$	خازن
$e$	تعداد قطب	$P$	الکتریکی
	ممان اینرسی	$J$	
	ضریب اصطکاک	$K_f$	

## مراجع

- [1] L. M. Tolbert and S. Khomfoi, "Multilevel Power Converters-Chapter 31", Power Electronics Handbook, 2<sup>nd</sup> Ed, Elsevier, 2007.
- [2] Z. Lim, "Active Neutral-Point-Clamped Inverter. -Chapter 14", Advanced Multilevel Converters and Applications in Grid Integration, Wiley-Blackwell, 2018.
- [3] A. Choudhury, P. Pillay and S. Williamson, "Performance Comparison Study of Space-Vector and Modified-Carrier-Based PWM Techniques for a Three-Level Neutral-Point-Clamped Traction Inverter Drive", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, No. 3, September 2016, pp. 1064-1076.
- [4] S. S. Lee, M. Sidorov, C. S. Lim, N. R. N. Idris and Y. E. Heng, "Hybrid Cascaded Multilevel Inverter (HCMLI) With Improved Symmetrical 4-Level Submodule", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 2, February 2018, pp. 932-935.
- [5] F. L. Hoadley, R. F. McElveen and T. R. Obermann, "Application Considerations for Operating VSI-FED MV Motors in Hazardous Locations", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 53, No. 2, March-April 2017, pp. 1656-1668.
- [6] A. R. Dash, A. K. Panda, R. Patel and T. Penthia, "Design and implementation of a cascaded transformer coupled multilevel inverter-based shunt active filter under different grid voltage conditions", International Transactions on Electrical Energy Systems, e2728, 2018.
- [7] حسن فشکی فراهانی، "ارائه یک ساختار جدید برای اینورترهای منبع ولتاژ چندسطحی تک فاز بر مبنای کاهش تعداد کلیدهای نیمه هادی"، نشریه مدل سازی در مهندسی، دوره ۱۶، شماره ۵۲، بهار ۱۳۹۷، صفحه ۹۷-۱۰۸.
- [8] V. Ferñao Pires, A. Cordeiro, D. Foito and J. F. Martins, "Quasi-Z-Source Inverter With a T-Type Converter in Normal and Failure Mode", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 11, November 2016, pp.7462-7470.
- [9] J. He, R. Katebi, N. Weise, D. NAO and L. Wei, "A Fault-Tolerant T-Type Multilevel Inverter Topology with Increased Overload Capability and Soft-Switching Characteristics", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 53, No. 3, May-June 2017, pp. 2826-2839.
- [10] L. Mihalache, "A hybrid 2/3 level converter with minimum switch count", IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, Tampa, FL, USA, Vol. 2, October 2006, pp. 611-618.
- [11] J. Muniz, E. Da Silva, R. Da Nobrega and E. Dos Santos, "An improved pulse-width-modulation for the modified hybrid 2/3-level converter", 2013 Brazilian Power Electronics Conference, Gramado, Brazil, October 2013, pp. 248-253.

- [12] A. Narendrababu and P. Agarwal, "Virtual Vector Modulated Hybrid 2 / 3-Level Z-source VSI for PV Applications", 9<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Charlotte, NC, USA, June 2018, pp.1-7.
- [13] R. Rahimi, G. R. Moradi, E. Afshari, B. Farhangi and S. Farhangi, "Study of Leakage Current Phenomena in Hybrid 2/3-Level Three-Phase Transformer less Photovoltaic Grid-Connected Inverters" 1<sup>st</sup> International Conference on New Research Achievements in Electrical and Computer Engineering, 2016.
- [۱۴] سجاد صدر، داود عرب خابوری، مصطفی نمازی، "مدل سازی سیستم کنترل سرعت قطار الکتریکی با لحاظ لغزش چرخ بر روی ریل"، نشریه مدل سازی در مهندسی، دوره ۱۴، شماره ۴۷، زمستان ۱۳۹۵، صفحه ۲۵۵-۲۶۶.
- [15] M. J. Navardi, J. Milimonfared and H. A. Talebi, "Torque and Flux Ripples Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motor by a Predictive-Based Hybrid Direct Torque Control", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 6, No. 4, December 2018, pp. 1662-1670.
- [16] K. Wang, Y. Li, Q. Ge and L. Shi, "An Improved Indirect Field-Oriented Control Scheme for Linear Induction Motor Traction Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 12, December 2018, pp. 9928-9937.
- [۱۷] سعید دارابی و یوسف علی نژادبرمی، "موتور سوئیچ رلوکتانسی خطی شش فاز جهت نیرو محرکه‌ی آسانسور"، نشریه مدل سازی در مهندسی، دوره ۱۲، شماره ۳۶، بهار ۱۳۹۳، صفحه ۵۳-۶۳.
- [18] N. Mohan, Advanced Electric Drives: Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB/Simulink, 1<sup>st</sup> Edition, John Wiley & Sons, 2014.
- [19] S. Kouro, J. Rebolledo, J. Rodríguez, "Reduced switching-frequency-modulation algorithm for high-power multilevel inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 5, October 2007, pp. 2894-2901.
- [20] R. Krishnan, Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control, 1<sup>st</sup> Ed, Prentice Hall, February 2001.
- [21] Boussak M, Azza H Ben, and Gossa M. "Sensorless Indirect Stator Field Orientation Speed Control for Single-Phase Induction Motor Drive" IEEE Trans Power Electron, Vol. 24, No. 6, 2009, pp.1618-1627.
- [22] M. H. N Talib, Z. Ibrahim, N. A. Rahim, A. S. Abu Hasim and H. Zainuddin, "Performance improvement of induction motor drive using simplified FLC method", 16<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, Antalya, 2014, pp. 707-712.
- [23] Z. Mohzani, B. P. McGrath and D.G. Holmes, "A generalized natural balance model and balance booster filter design for three-level neutral-point-clamped converters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 6, November-December 2015, pp. 4605-4613.
- [24] S. Hashir, J. Francis and R. Sreepriya, "A novel hybrid PWM method for DC-link voltage balancing in a three level neutral point clamped inverter", International Conference on Power, Signals, Control and Computation (EPSCICON), January 2018, pp. 1-6.
- [25] A. Choudhury, P. Pillay and S. S. Williamson, "A Hybrid PWM-Based DC-Link Voltage Balancing Algorithm for a Three-Level NPC DC/AC Traction Inverter Drive", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 3, No. 3, September 2015, pp. 805-816.
- [26] A. Sadeghi, M. Mohamadian, M. Shahparasti, and A. Fatemi, "A new switching algorithm for voltage balancing of a three-level NPC in DTC drive of a three-phase IM", Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 2013, pp. 489-495.
- [27] S. M. Dehghan, M. Mohamadian, and A. Yazdian Varjani, "A New Variable-Speed Wind Energy Conversion System Using Permanent-Magnet Synchronous Generator and Z-Source Inverter", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, No. 3, September 2009, pp. 714-724.
- [28] <http://shop.semikron.com/en/Products-and-Shop/Product-Groups/IGBT-MOSFET-Modules>.