

# متعادل کننده ولتاژ خازن برای یکسوکننده سه فاز چهار کلیدی با استفاده از روش مدولاسیون فضای برداری بهبود یافته و طراحی سیگنال کمکی

علی باقری<sup>۱</sup> محسن علیزاده بیدگلی<sup>۲</sup> ناصر خدابخشی جوینانی<sup>۳</sup>

۱- کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی واحد یادگار امام خمینی (ره) شهرری- تهران- ایران

[bagheriali1374@gmail.com](mailto:bagheriali1374@gmail.com)

۲- استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی واحد یادگار امام خمینی (ره) شهرری- تهران- ایران

[m.alizadeh.b@gmail.com](mailto:m.alizadeh.b@gmail.com)

۳- استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی واحد یادگار امام خمینی (ره) شهرری- تهران- ایران

[naser.khodabakhshi@gmail.com](mailto:naser.khodabakhshi@gmail.com)

**چکیده:** در این مقاله طراحی کنترل کننده بهبود یافته برای یکسو کننده سه فاز چهار کلیدی به منظور متعادل سازی ولتاژ DC خازن ها انجام شده است. امروزه یکسوکننده های چهار کلیدی به دلیل کاهش دو کلید نسبت به یکسوکننده های شش کلیدی قدیمی مورد توجه قرار گرفته اند. با این حال تقسیم ولتاژ یکسان روی خازن ها و همچنین تعادل جریان کشیده از ورودی یکسوکننده یکی از چالش های پیش روی این مبدل ها است. از این رو در این مقاله مراحل طراحی کنترل کننده حلقه های داخلی و خارجی به صورت گام به گام بیان می شود. همچنین به منظور متعادل سازی ولتاژ خازن ها یک سیگنال کمکی به حلقه کنترلی داخلی اضافه می شود. علاوه بر این، از آنجائیکه روش مدولاسیون فضای برداری (SVM) قدیمی قادر به کنترل مبدل به منظوره متعادل سازی جریان ورودی نیست، یک روش SVM بهبود یافته جهت متعادل شدن جریان ورودی مبدل پیشنهاد می شود. نتایج شبیه سازی انجام شده در Matlab/Simulink نشان می دهد که استفاده از روش SVM پیشنهادی و سیگنال کمکی اضافه شده در کنترل کننده به طور قابل توجهی ولتاژ خازن و جریان ورودی مبدل را متعادل می سازد. همچنین با آنالیز حساسیت نشان داده می شود که کنترل کننده نسبت به تغییرات بار، ولتاژ خروجی و ورودی مقاوم بوده و می تواند پاسخ مناسبی داشته باشد.

**واژه های کلیدی:** یکسو ساز چهار کلیدی، مدولاسیون فضای برداری، نامتعادلی جریان و ولتاژ

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۶/۲

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۸/۰۷/۲۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۱۰/۱۲

نام نویسنده ی مسئول: دکتر محسن علیزاده بیدگلی

نشانی نویسنده ی مسئول: تهران، کیلومتر ۶ بزرگراه خلیج فارس، دانشگاه آزاد اسلامی واحد یادگار امام (ره) شهرری

فرکانس بالا برای آنالیز ریپل جریان در [۱۹] ارائه شده است. استراتژی PWM ترکیبی مبتنی بر ارزیابی مقدار موثر برای کاهش استرس ولتاژ لینک DC<sup>۲</sup> در مرجع [۱۸] توسعه داده شده است. یکی دیگر از رویکردهای اجرای یکسوکنده‌های سه فاز چهار کلیدی با کارایی بالا، استفاده از کنترل پیش بین مبتنی بر مدل MPPC<sup>۴</sup> است که در آن ماهیت گسسته و محدودیت‌های مبدل قدرت برای پیش بینی رفتارهای آینده در نظر گرفته شده است [۲۵-۲۷]. در مرجع [۲۸-۲۹] یک کنترل پیش بین برای یکسوکنده سه فاز چهار کلیدی برای عملکرد تحت ولتاژ شبکه‌های نامتعادل ارائه شده است [۳۴-۳۵].

از این رو، این مقاله به صورت زیر بخش بندی می‌شود: در بخش دوم مدولاسیون فضای برداری پیشنهادی به منظور متعادل کردن شارژ خازن‌های یکسوساز سه فاز چهار کلیدی ارائه می‌شود. در بخش سوم مدل سیگنال کوچک مبدل و روابط ریاضی حاکم بر آن آورده شده است. طراحی کنترل کننده‌های حلقه ولتاژ و جریان به صورت گام به گام در بخش چهارم بیان می‌شود. در بخش پنجم و ششم به ترتیب نتایج شبیه سازی برای سناریوهای مختلف و نتیجه گیری آورده شده- اند.

## ۲- مدولاسیون فضای برداری بهبود یافته

در یکسوکنده‌های سه فاز چهار کلیدی بردارهای ولتاژ در روش مدولاسیون فضای برداری شامل چهار بردار می‌باشند. در روش SVM قدیمی بدون توجه به این موضوع که ولتاژ خازن با یکدیگر برابر است، زمان و اندازه بردار با توجه به اینکه در کدام قسمت از فضای برداری قرار می‌گیرد انتخاب می‌شود. با این حال، این موضوع سبب می‌شود برای خازن‌های با اندازه معقول، عملکرد مبدل با مشکل مواجه شود. همچنین جریان سه فاز ورودی متعادل نبوده و ضریب توان واحد حاصل نگردد. اگرچه در هر دو این حالات مقادیر DC ولتاژ خازن‌ها یکسان است ولی مقادیر لحظه‌ای آنها تفاوت دارد و این تفاوت با کوچک کردن اندازه خازن‌ها بزرگ می‌شود. همانطور که از شکل (۱) مشخص است یکی از فازهای ورودی به نقطه اتصال دو خازن متصل شده است در این صورت جریان با فرکانس اصلی از خازن‌ها عبور می‌کند و ولتاژ خازن‌ها دارای مولفه فرکانس اصلی می‌باشد، که برای خازن‌های با اندازه بزرگ، این مولفه اعوجاج ولتاژ با دامنه کوچک را ایجاد می‌نماید. ولی برای خازن‌های کوچکتر دامنه اعوجاج ولتاژ قابل ملاحظه بوده و بر عملکرد SVM، در صورت صرف نظر کردن از نامساوی بودن ولتاژ خازن‌ها، تاثیر می‌گذارد. بنابراین بایستی روش SVM بصورتی اصلاح شود که این مشکل برطرف شود. بدین منظور با در نظر گرفتن این مطلب که مقادیر لحظه‌ای ولتاژ خازن‌ها یکسان نمی‌باشد، در هر پرپود کلیدزنی، بردارهای فضایی با توجه به مقادیر این ولتاژها مشخص شده و زمان اعمال هر بردار با توجه به روابط (۱) تا (۶) محاسبه می‌شود. با این روش هم اثر اعوجاج ولتاژ خازن‌ها از بین می‌رود و همچنین در صورت وجود نامتقارنی در مقدار ولتاژ DC خازن ها، مبدل عملکرد مناسب خود را دارا می‌باشد. در ادامه روابط مورد نیاز

طی سال‌های گذشته، تقاضا برای یکسوسازهای مقاوم در برابر خطا<sup>۱</sup> به طور چشمگیری افزایش یافته است، که توسعه روش‌های تشخیص خطا و تویولوژی تحمل خطا را برای خرابی سوئیچ قدرت افزایش داده است. تشخیص خطا، به طور گسترده‌ای برای خطاهای مدار باز مورد بررسی قرار گرفته است، که می‌تواند یک یا چند خطا در نقاط مختلف یکسوکنده ایجاد شود. با شناسایی موقعیت خطا و طرح- های متناظر با تاب‌آوری در برابر خطا می‌توان عملکرد پیوسته سیستم را حفظ نمود [۱-۵]. تاکنون ساختارهای مختلفی برای یکسوساز سه فاز ارائه شده است [۶]. رایج ترین یکسوساز، نوع شش کلیدی می- باشد [۷-۹]. این مبدل دارای ساختار ساده‌ای بوده و قابلیت استفاده بصورت یکسوساز و اینورتر را دارد. برای کنترل این مبدل روش‌های کلیدزنی مختلفی از جمله، PWM، SVM، HB<sup>۲</sup> و ... قابل استفاده می‌باشد [۱۰]. نوع دیگر این مبدل، یکسوساز چهار کلیدی ( ساختار B4<sup>۳</sup>) می‌باشد. این مبدل در مقایسه با یکسوساز شش کلیدی دارای دو کلید کمتر می‌باشد و بعنوان مبدل با تعداد کلیدهای کاهش یافته نیز شناخته می‌شود [۱۱].

کریمی و همکاران [۵] یک پایه موازی اضافی برای عملکرد مقاوم در برابر خطای مدار باز معرفی کرده‌اند. با این حال، این راه حل هزینه سیستم را به دلیل افزایش تعداد سوئیچ افزایش می‌دهد. به اشتراک گذاری یک پایه اینورتر برای عملکرد مقاوم در برابر خطا برای کاربرد در مبدل‌های چند سطحی ارائه شده است [۱۲-۱۴]. طرح مقاوم در برابر خطا مبتنی بر مدولاسیون پهنای پالس در مرجع [۱۵] با استفاده از دیود موازی معکوس برای مدیریت خطای مدار باز ارائه شده است. از طرفی، جریان دچار اعوجاج شده و عملکرد سیستم رضایت بخش نمی‌باشد. همانطور که گفته شد، یکی از بهترین روش‌های پیشنهادی برای تحمل در برابر خطا را می‌توان جایگزینی یکسوکنده‌های چهار کلیدی بجای یکسوکنده‌های شش کلیدی معرفی نمود [۱۶-۲۱]. با این وجود، از آنجا که تنها چهار حالت کلیدزنی موجود در یکسوکنده چهار کلیدی وجود دارد، سیستم یکسوکنده ممکن است دارای نامتعادلی جریان ورودی، اعوجاج کل هارمونیک (THD<sup>۲</sup>) زیاد و ریپل توان بالا باشد. چنین طرحی می‌تواند شاخصهای کیفیت توان سیستم را تضعیف نماید [۲۲]. بنابراین، مدل سازی دقیق و کنترل مناسب برای یکسوساز چهار کلیدی باید به منظور برآورده شدن مشخصات فنی مثل THD پایین و ریپل توان اکتیو و راکتیو پائین طراحی شود.

مقاله‌های زیادی بر روی طراحی جامع و بهبود عملکرد یکسوکنده سه فاز چهار کلیدی نظیر مدل سازی دقیق، مدولاسیون بهینه شده و مقایسه آنها به چاپ رسیده است [۲۳]. یک مدل مبتنی بر آنالیز سری فوریه-انتگرال دوتایی برای مدلسازی یکسوکنده سه فاز چهار کلیدی در مرجع [۲۴] ارائه شده است. با این وجود، این مدل به دلیل پیچیدگی آن در کاربردهای صنعتی قابل استفاده نمی‌باشد. مدل

که  $i_a, i_b, i_c$  جریان‌های سه‌فاز abc،  $u_a, u_b, u_c$  ولتاژهای سه‌فاز abc هستند. با اعمال تبدیل Park برای (۷) رابطه (۸) بدست می‌آید.

$$\begin{cases} u_d = i_d R + L \frac{di_d}{dt} + v_d - \omega L i_q \\ u_q = i_q R + L \frac{di_q}{dt} + v_q + \omega L i_d \end{cases} \quad (8)$$

که  $R, L$  سلف و مقاومت فیلتر ورودی،  $v_d, v_q$  ولتاژهای محور dq و  $i_d, i_q$  جریان‌های محور dq سرعت زاویه ای هستند. بدین ترتیب با در نظر گرفتن نقش عبارت‌های  $\omega L i_q(s)$  و  $\omega L i_d(s)$ ، به عنوان اغتشاش تابع تبدیل ورودی صفر مدار بصورت رابطه (۹) بدست می‌آید. این فرض از آن جهت قابل قبول است که اگر از کنترل کننده PI استفاده شود اثر این اغتشاشات در جریان خروجی حذف می‌شود.

$$\begin{cases} i_d(s) = \frac{-1}{Ls + R} v_d(s) \\ i_q(s) = \frac{-1}{Ls + R} v_q(s) \end{cases} \quad (9)$$

این تابع تبدیل دارای قطب ساده در نقطه  $s = -\frac{R}{L}$  می‌باشد و هر چه مقدار سلف مدار بزرگتر باشد قطب نزدیکتر به مبدا بوده و سرعت پاسخ کندتر می‌شود.

### ۳-۲- مدل سازی قسمت DC

در این قسمت تابع تبدیل ولتاژ خروجی بر حسب جریان ورودی را بدست می‌آوریم. با در نظر گرفتن مدل سیگنال کوچک شکل (۱)، تابع تبدیل ولتاژ خروجی را می‌توان به صورت (۱۰) نوشت [۳۰].

$$e(s) = \frac{\frac{3 R_L U_d}{4 E} i_d(s) + \frac{3 R_L I_d}{4 E} u_d(s)}{\frac{1}{2} C_{eq} R_L s + 1} \quad (10)$$

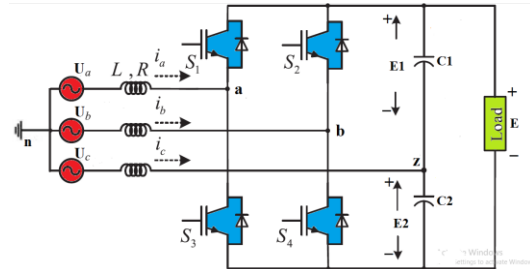
که  $s$  متغیر لاپلاس،  $E$  ولتاژ خروجی و  $C_{eq}$  برابر است با معادل دو خازن  $\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ . همانطور که مشاهده می‌شود رابطه (۱۰) بیان

کننده رابطه ولتاژ خروجی بر حسب جریان ورودی و ولتاژ ورودی می‌باشد و هر دو تابع تبدیل دارای قطب یکسان می‌باشند. در طراحی کنترل کننده حلقه ولتاژ فقط تابع تبدیل ولتاژ خروجی بر حسب جریان ورودی در نظر گرفته می‌شود. اگر کنترل کننده خوب طراحی شده باشد بایستی اثر اغتشاش ولتاژ ورودی که ممکن است در اثر نوسانات ولتاژ شبکه باشد بر ولتاژ خروجی را حذف نماید.

### ۴- طراحی کنترل کننده

هدف این بخش، طراحی کنترل کننده مبدل جهت برآورده شدن اصلاحات مورد نظر می‌باشد. لازم به ذکر است کنترل کننده مبدل

برای استخراج زمان و اندازه بردار کلیدزنی با استفاده از روش SVM برای حالت  $E_2 > E_1$  آورده شده است.



شکل (۱): یکسوساز چهار کلیدی

$$|V| T_s \cos \varphi = |V_1| t_1 - |V_3| t_3 + Re[V_2] t_2 \quad (1)$$

$$|V| T_s \sin \varphi = Im[V_2] t_2 = \frac{\sqrt{3}}{3} (E_2 + E_1) t_2 \quad (2)$$

$$T_s = t_1 + t_2 + t_3 \quad (3)$$

که  $|V|$  ولتاژ مورد نیاز،  $T_s$  دوره تناوب کلید زنی،  $V_1, V_2, V_3, V_4$  بردار ولتاژ اول تا چهارم،  $t_1, t_2, t_3, t_4$  زمان‌های اعمال بردارهای فضایی،  $E_1, E_2$  ولتاژ خازن‌ها می‌باشند.

برای حالتیکه  $E_1 > E_2$  همچنین می‌توان روابط را بصورت زیر بازنویسی کرد.

$$|V| T_s \cos \varphi = |V_1| t_1 - |V_3| t_3 - Re[V_2] t_2 \quad (4)$$

$$V T_s \sin \varphi = Im[V_2] t_2 = \frac{\sqrt{3}}{3} (E_2 + E_1) t_2 \quad (5)$$

$$t_3 = T_s - t_1 - t_2 \quad (6)$$

شایان ذکر است، که در ناحیه‌های مختلف به طور مجزا زمان‌های بردار  $t_1, t_2, t_3, t_4$  قابل محاسبه است.

### ۳- مدل سیگنال کوچک

در این بخش روابط ریاضی جهت مدلسازی سیستم AC و DC ارائه می‌شود.

### ۳-۱- مدل سازی قسمت AC

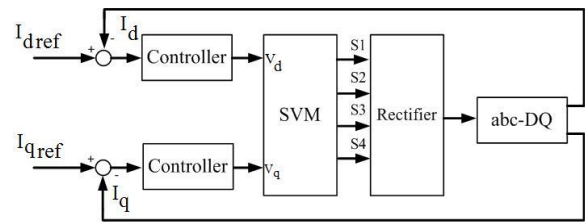
برای بدست آوردن مدل سیگنال کوچک قسمت AC یکسوساز با توجه به شکل (۱) می‌توان رابطه (۷) را نوشت.

$$\begin{cases} u_a = i_a R + L \frac{di_a}{dt} + v_a \\ u_b = i_b R + L \frac{di_b}{dt} + v_b \\ u_c = i_c R + L \frac{di_c}{dt} + v_c \end{cases} \quad (7)$$

شامل کنترل کننده حلقه جریان و حلقه ولتاژ می باشد که در ادامه در مورد آن صحبت می شود.

#### ۴-۱- طراحی کنترل کننده حلقه جریان

همانطور که قبلاً اشاره شد حلقه جریان بایستی طوری عمل کند که مقدار جریان مرجع را بدون خطای حالت ماندگار دنبال کند. شکل (۲) بلوک دیاگرام حلقه جریان را نشان می دهد. مقدار مرجع جریان  $I_d$  توسط حلقه ولتاژ مشخص می شود. ولی از آنجا که برای حالتیکه ضریب توان ورودی واحد است، فقط مولفه  $d$  دارای مقدار می باشد بنابراین مقدار مرجع مولفه  $q$  جریان برابر صفر در نظر گرفته می شود.



شکل (۲): بلوک دیاگرام حلقه داخلی

با توجه به رابطه (۹) می توان برای یکسوساز با پارامترهای داده شده در جدول (۱)، رابطه (۱۱) را نوشت.

$$-\frac{i_d}{v_d} = \frac{1}{0.001s + 0.1} \quad (11)$$

این تابع تبدیل دارای قطب  $s = -100$  می باشد. اگرچه این تابع تبدیل پایدار می باشد ولی همانطور که در بحث های کنترلی مطرح می شود تابع تبدیل حلقه باز بایستی دارای درجه یک باشد تا خطای ماندگار به ازای ورودی پله صفر باشد. می توان گفت که با استفاده از یک کنترل کننده PI که طبق رابطه (۱۲) مشخص شده است می توان حلقه داخلی را کنترل نمود.

$$C_i = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \quad (12)$$

با اعمال این کنترل کننده تابع تبدیل حلقه باز حلقه داخلی بصورت (۱۳) می باشد.

$$G_{ol} = \left( k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \right) \frac{1}{0.001s + 0.1} = \frac{k_{pi}}{s} \left( s + \frac{k_{ii}}{k_{pi}} \right) \frac{1000}{s + 100} \quad (13)$$

با انتخاب  $\frac{k_{ii}}{k_{pi}} = 100$ ، برای طراحی کنترل کننده قطب

سیستم را با صفر کنترل کننده حذف می نمایم در نهایت تابع تبدیل حلقه باز و حلقه بسته از روابط (۱۴) و (۱۵) بدست می آید.

$$G_{ol} = 250 \frac{k_{pi}}{s} \quad (14)$$

$$G_{cl} = \frac{250k_{pi}}{s + 250k_{pi}} \quad (15)$$

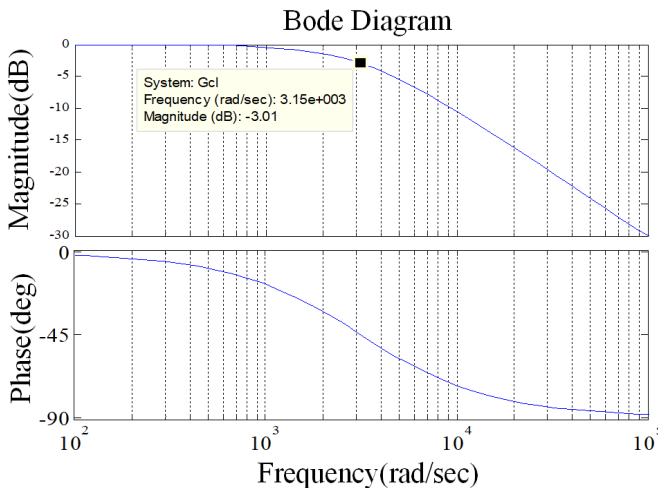
با توجه به رابطه (۱۵)، سیستم درجه اول و با در نظر گرفتن  $\omega_B = 1000\pi$  می توان نوشت.

$$1000k_p = \frac{1}{\tau} = \frac{1000\pi}{0.997} \quad (16)$$

از روابط (۱۳) و (۱۶) می توان نتیجه گرفت.

$$\begin{cases} k_{pi} = 3.2 \\ \frac{k_{ii}}{k_{pi}} = 100 \end{cases} \text{ yields } k_{ii} = 32 \quad (17)$$

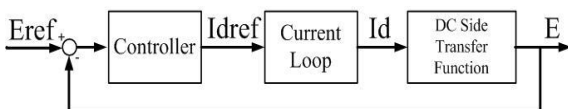
بنابراین توابع تبدیل حلقه باز و حلقه بسته طبق روابط (۱۴) و (۱۵) بدست می آیند. در شکل (۳) دیاگرام بود حلقه باز سیستم کنترل جریان نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می شود پهنای باند که از تقاطع این منحنی با مقدار  $-3\text{db}$  بدست می آید، تقریباً برابر  $3150 \text{ rad/sec}$  می باشد.



شکل (۳): منحنی بود حلقه باز سیستم کنترل جریان

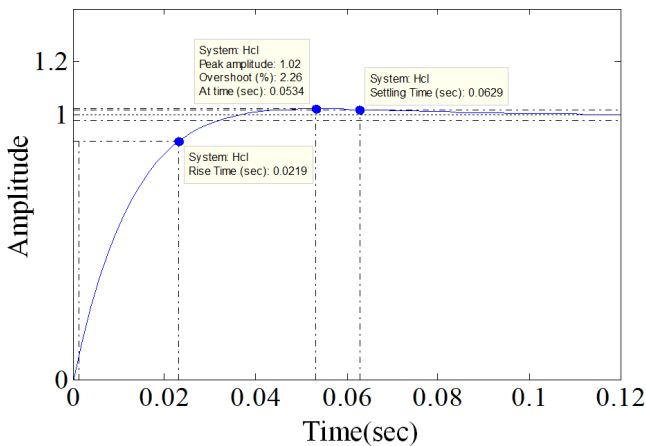
#### ۴-۲- کنترل کننده حلقه ولتاژ

پس از طراحی کنترل کننده حلقه داخلی، بایستی برای حلقه ولتاژ نیز کنترل کننده مناسب طراحی شود تا مقدار مرجع جریان به ازای ولتاژ خروجی مرجع تعیین شود. در طراحی این کنترل کننده فرض می شود به ازای جریان مرجع تعیین شده، سریعاً این جریان در مبدل برقرار باشد. بنابراین حلقه داخلی را به صورت یک تأخیر با تابع مرتبه اول در نظر گرفته می شود. بلوک دیاگرام سیستم کنترلی به همراه حلقه جریان و ولتاژ در شکل (۴) نشان داده شده است.



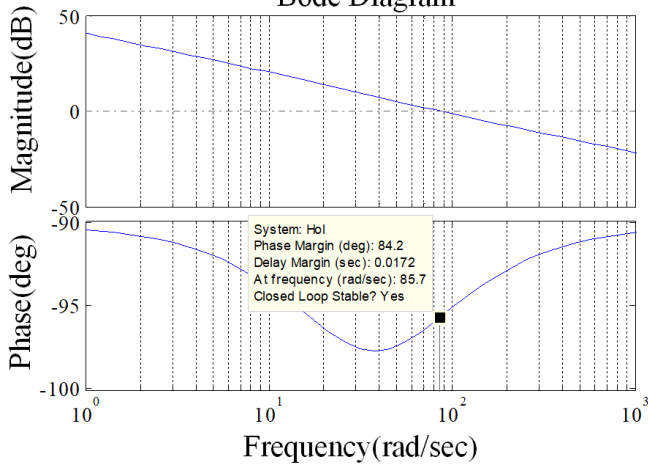
شکل (۴): بلوک دیاگرام سیستم کنترل حلقه جریان و ولتاژ

Step Response



شکل (۵): پاسخ پله حلقه بسته ولتاژ

Bode Diagram



شکل (۶): دیاگرام بود حلقه بسته ولتاژ

#### ۴-۳- روش جبران سازی اکتیو

در این روش اختلاف ولتاژ بین دو خازن به عنوان پارامتر کنترل در نظر گرفته می‌شود و کنترل کننده می‌بایست مقدار این پارامتر را صفر نماید. معمولاً برای مبدل‌هایی که از سر وسط خازن‌ها استفاده می‌شود این مشکل پیش می‌آید و برای جبران سازی کنترل کننده جانبی استفاده می‌شود [۳۲]. در بیشتر این روش‌ها، هدف اضافه کردن مقدار DC روی جریانی که به سر وسط خازن‌ها متصل شده است می‌باشد. بنابراین می‌توان برای یکسو ساز چهار کلیدی نیز روش مشابهی در نظر گرفت. بدین منظور ابتدا بایستی رابطه ای بین اختلاف ولتاژ خازن‌ها و مقدار DC افزوده شده به جریان اشاره شده (که در شکل (۱) همان جریان فاز سوم  $i_c$  می‌باشد) بدست آورد. بدین منظور می‌توان رابطه (۲۵) را نوشت.

$$i_c(t) = c_2 \times de_2(t) / dt - c_1 \times de_1(t) / dt \quad (25)$$

از معادله رابطه (۲۵) و با فرض  $c_1 = c_2 = c$  می‌توان تابع تبدیل اختلاف ولتاژ DC دو خازن بر حسب جریان DC ورودی به نقطه مشترک آن‌ها بدست آورده می‌شود.

مشابه حلقه جریان، در این قسمت نیز از یک کنترل کننده PI استفاده می‌شود. در طراحی کنترل کننده برای حلقه ولتاژ بایستی به این نکته توجه شود که حلقه ولتاژ بایستی به مراتب کندتر از حلقه جریان باشد. به عبارت دیگر پهنای باند حلقه ولتاژ کمتر از پهنای باند حلقه جریان طراحی می‌شود. کنترل کننده PI را به صورت (۱۸) در نظر گرفته می‌شود.

$$C_v = K_{pv} + K_{iv} / s \quad (18)$$

با توجه به رابطه (۱۰) تابع تبدیل ولتاژ خروجی به جریان ورودی برای یکسوساز به صورت (۱۹) بیان می‌شود.

$$\frac{e(s)}{i_d(s)} = \frac{3}{4} U_d / \left( \frac{1}{2} C_{eq} \cdot E \right) \quad (19)$$

که  $U_d$  در این معادله  $20\sqrt{2}$  و بنابراین تابع تبدیل حلقه باز بصورت زیر می‌باشد.

$$H_{ol} = (K_{pv} + K_{iv} / s) [1556.7 / (s + 33.33)] \quad (20)$$

پهنای باند حلقه ولتاژ را برابر  $\omega_B = 30\pi$  و ضریب میرایی  $\xi = 0.85$  در نظر گرفته شده است. با توجه به مشخصات سیستم مرتبه دو استاندارد و  $\xi = 0.85$  پهنای باند حلقه کنترل تقریباً 1.1 برابر فرکانس قطع بهره (فرکانسی که به ازای آن اندازه تابع تبدیل حلقه باز یک می‌شود) خواهد بود [۳۱]. یعنی:

$$\omega_c = \frac{\omega_B}{1.1} = \frac{30\pi}{1.1} = 85.68 \text{ rad/sec} \quad (21)$$

از طرف دیگر به ازای ضریب میرایی مشخص برای سیستم درجه دو، حدفاز برابر است با:

$$\varphi_M \approx 100\xi = 85 \text{ deg} \quad (22)$$

با معلوم بودن حد فاز، فاز تابع تبدیل حلقه باز بایستی در رابطه (۲۳) صدق نماید.

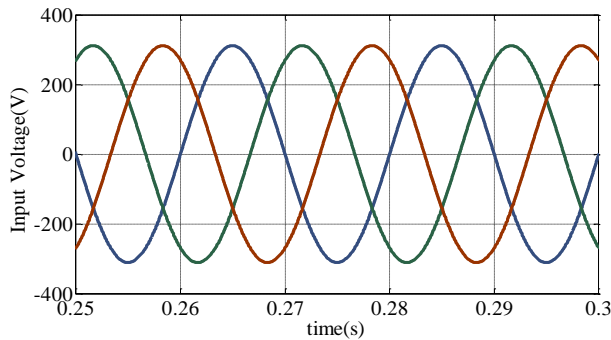
$$\angle H_{ol}(j\omega_c) = -180 + \varphi_M = -95 \text{ deg} \quad (23)$$

بر اساس روابط (۲۱) و (۲۳) ضرایب جبران کننده  $K_{pv} = 0.0526$  و  $K_{iv} = 2.297$  بدست می‌آید. همچنین، با توجه به شکل (۵) که پاسخ پله تابع حلقه بسته ولتاژ را نشان می‌دهد مقادیر ماکزیمم فراجش<sup>۱</sup> (OV)، زمان نشت ( $t_s$ ) و زمان بالا آمدن ( $t_r$ ) قابل انتظار از طراحی به صورت (۲۴) می‌باشند.

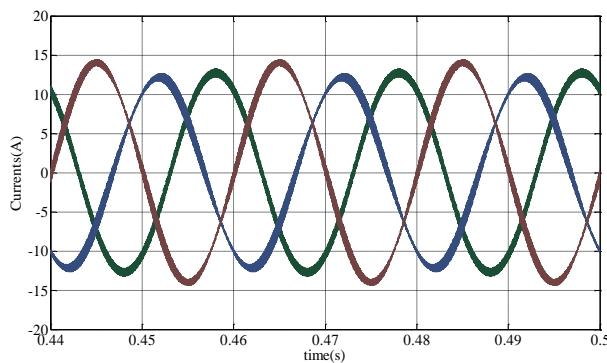
$$\begin{cases} OV = 2.26\% \\ t_s = 0.0629 \text{ sec} \\ t_r = 0.0219 \text{ sec} \end{cases} \quad (24)$$

در شکل (۶) دیاگرام بود حلقه بسته ولتاژ نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که حد فاز برابر 84.2 deg و فرکانس قطع 85.7 rad/sec می‌باشد که نزدیک به مقادیر طراحی شده می‌باشد.

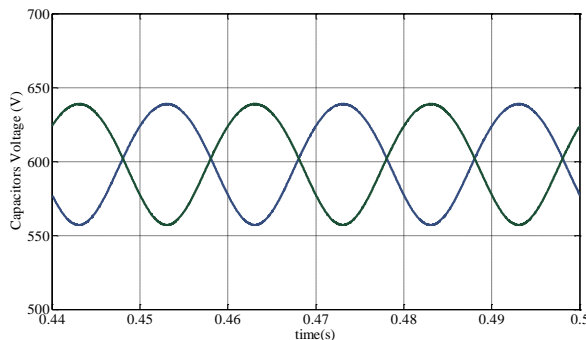
تاثیر آن بر ولتاژ خروجی در شکل بوضوح قابل رویت است و ولتاژ خروجی نیز دارای هارمونیک دوم می‌باشد. همانطور که در شکل (۱۰) مشخص است در این حالت ولتاژ DC خازن‌ها یکسان بوده و برابر نصف مقدار ولتاژ خروجی است. با این وجود بخاطر موجک مولفه اصلی روی ولتاژ خازن‌ها این روش SVM بطور مطلوب قادر به کنترل مبدل نمی‌باشد.



شکل (۸): شکل موج ولتاژ ورودی در روش SVM معمولی



شکل (۹): شکل موج جریان ورودی در روش SVM معمولی



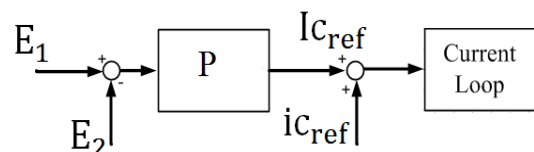
شکل (۱۰): ولتاژ خازن‌ها در روش SVM معمولی

$$\delta_E(s) / I_c(s) = -1 / 2cs = -1000 / s \quad (26)$$

این تابع تبدیل، یک انتگرال گیر است و لذا استفاده از یک کنترل کننده تناسبی می‌تواند عملکرد مناسبی داشته باشد. در شکل (۷) نحوه اعمال این کنترل کننده را به صورت بلوک دیاگرام نشان داده شده است. برای کنترل این تابع تبدیل، کنترل کننده تناسبی  $K_{pc} = 1$  را در نظر گرفته شود. با در نظر گرفتن  $K_{pc} = 1$  و حلقه بسته به صورت (۲۷) تبدیل می‌شود.

$$J_{cl}(s) = 1000 / (s + 1000) \quad (27)$$

برای این سیستم مقدار زمان نشست برابر 4 ms و پهنای باند برابر 997 rad/sec می‌باشد که می‌توان گفت مشخصه کنترلی قابل قبولی دارد.



شکل (۷): بلوک دیاگرام نحوه اعمال جبران ساز اکتیو

## ۵- نتایج شبیه سازی

برای بررسی صحت طراحی‌های انجام شده یکسوساز مورد نظر در محیط Simulink شبیه سازی شده است. بطور کلی اهداف شبیه سازی را می‌توان بصورت زیر بیان کرد.

- سناریو اول: بررسی عملکرد روش SVM پیشنهادی به همراه کنترل کننده‌های طراحی شده و مقایسه آن با روش SVM معمولی
- سناریو دوم: بررسی عملکرد جبران ساز ولتاژ خازن‌ها
- سناریو سوم: نحوه عملکرد کنترل کننده حلقه ولتاژ و جریان و پاسخ مبدل به ازای تغییرات بار و ولتاژ ورودی و ولتاژ خروجی مشخصات مورد نیاز یکسوساز برای طراحی پس از محاسبات مورد نظر در جدول (۱) آورده شده است.

جدول (۱): پارامترهای یکسوساز چهار کلیدی

متغیرها	مقادیر
Pout	6 kW
Vin	380V L-L
f	50 Hz
DC link voltage	1200 V
fs	20 kHz
C <sub>1</sub> =C <sub>2</sub>	600µf
L	1 mH
R	0.1 Ω
R <sub>L</sub>	240 Ω

## ۵-۱- بررسی عملکرد روش SVM پیشنهادی

در شکل (۸) و (۹) به ترتیب ولتاژ و جریان ورودی سه فاز با استفاده از SVM معمولی نشان داده شده است. همانطور که مشخص است جریان‌ها نامتقارن می‌باشند. از آنجا جریان دارای مولفه ترتیب منفی می‌باشد منجر به ایجاد هارمونیک دوم توان در ورودی می‌شود که

جدول (۲): شاخص نامتعادلی و مولفه های متقارن جریان ورودی

	6KW		5KW		4KW		3KW		2KW	
	a	b	a	b	a	b	a	b	a	B
Ip (A peak)	12.9	12.94	10.84	10.85	8.57	8.68	6.45	6.5178	4.36	4.36
In (A peak)	0.009	1.078	0.006	0.9042	0.0025	0.723	0.0019	0.543	0.001	0.363
UI (%)	0.07	8.34	0.055	8.33	0.029	8.33	0.029	8.33	0.029	8.33
Ia (A peak)	12.9	13.93	10.84	11.69	8.57	9.35	6.45	7.02	4.36	4.69
Phase a (deg)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Ib (A peak)	12.9	12.09	10.84	10.14	8.57	8.11	6.45	6.09	4.36	4.07
Phase b (deg)	240	236.9	240	236.9	240	236.9	240	236.9	240	237
Ic (A peak)	12.9	12.85	10.84	10.74	8.57	8.63	6.45	6.48	4.36	4.33
Phase c (deg)	120	124.8	120	124.8	120	124.7	120	124.8	120	124.8
روش SVM اصلاح شده										
روش SVM معمولی										

برای مقایسه بیشتر این دو روش به ازای توان های مختلف با استفاده از دو روش مذکور شبیه سازی انجام شده است و برای هر دو روش اندازه و فاز جریان های ورودی و همچنین مولفه های توالی مثبت و منفی آنها در جدول (۲) آورده شده است. همچنین شاخص نا-متعادلی که با رابطه (۲۸) مشخص می شود [۳۳] و نسبت مولفه منفی جریان به مولفه مثبت آن می باشد در هر حالت محاسبه شده است.

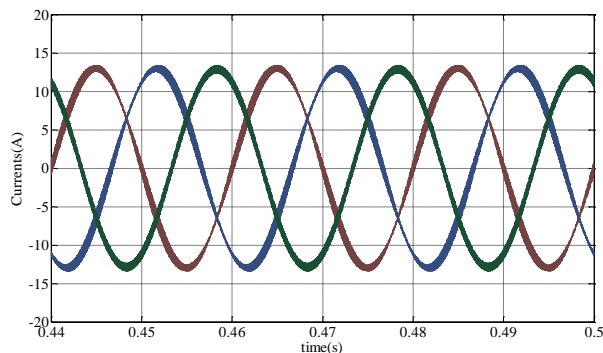
$$UI = I^- / I^+ \quad (28)$$

همانطور که در جدول (۲) مشخص است در توان های پایین با استفاده از روش SVM معمولی نیز مقدار شاخص نامتقارنی قابل توجه بوده ولی برای روش SVM اصلاح شده مقدار ناچیزی می باشد که نشان دهنده مزیت این روش می باشد.

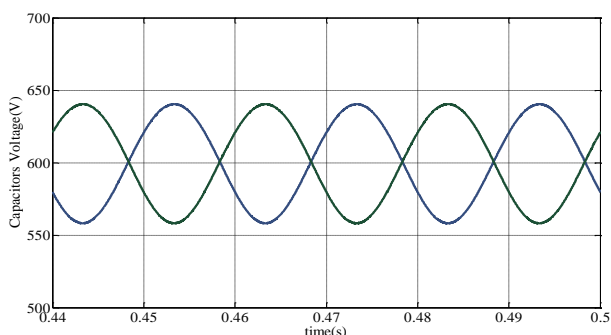
## ۵-۲- بررسی عملکرد جبران ساز ولتاژ خازن ها

در این قسمت ابتدا مدار برای حالتیکه از جبران ساز ولتاژ خازن ها استفاده نمی شود، شبیه سازی شده است. برای این حالت ولتاژ خروجی، ولتاژ خازن ها و جریان ورودی در شکل (۱۳) نشان داده شده است. همانطور که انتظار می رفت، ولتاژ خازن ها قادر به حذف سریع شرایط اولیه نبوده و به مقدار نهایی نرسیده اند. به همین خاطر ولتاژ خروجی دارای موج مولفه اصلی می باشد. از طرف دیگر بخاطر اینکه مقدار مینیمم ولتاژ خازن ها کمتر از مقدار تعریف شده می باشد SVM دچار مشکل شده و جریان ورودی سینوسی نیست و عدم تقارن دیده می شود و باعث می شود که جریان ورودی ولتاژ خروجی نیز دارای مولفه هارمونیک دوم می باشد. با توجه به شکل (۱۴) که زمان اعمال بردارها را نشان می دهد می توان گفت در بعضی از زمان ها روش SVM قادر به ساختن بردار ولتاژ مورد نیاز نبوده و به اصطلاح Over modulation صورت گرفته است.

همانطور که در بخش ۲ بیان شد در روش بردارهای فضایی پیشنهادی، زمان اعمال آنها با توجه به مقادیر لحظه ای خازن ها محاسبه می شوند. لذا انتظار می رود مشکلاتی که در روش SVM معمولی وجود داشت بر طرف شود. یکسوساز چهار کلیدی به همراه کنترل کننده های طراحی شده برای حلقه داخلی و حلقه خارجی و همچنین جبران ساز اکتیو ولتاژ خازن ها با استفاده از روش کلیدزنی SVM اصلاح شده مورد شبیه سازی قرار گرفته شده است. طبق شکل (۱۱) جریان ورودی جبرانی متقارن می باشد. همچنین ولتاژ خازن ها دارای مولفه DC یکسان و نصف ولتاژ خروجی می باشد (شکل (۱۲)).

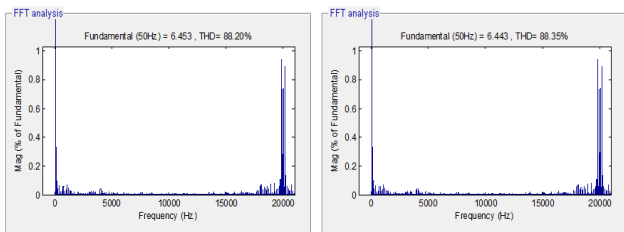


شکل (۱۱): شکل موج جریان ورودی در روش SVM اصلاح شده



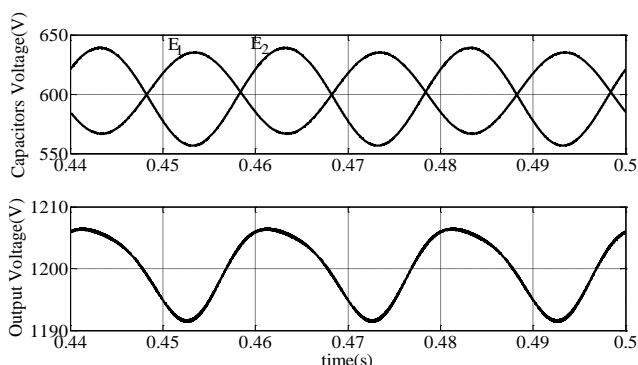
شکل (۱۲): ولتاژ خازن ها در روش SVM اصلاح شده

با توجه به طیف فرکانسی جریان خازن‌ها (شکل ۱۵)) همانطور که انتظار می‌رود جریان ورودی بین خازن‌ها تقسیم شده و خازن‌ها دارای مولفه اصلی جریان می‌باشند.

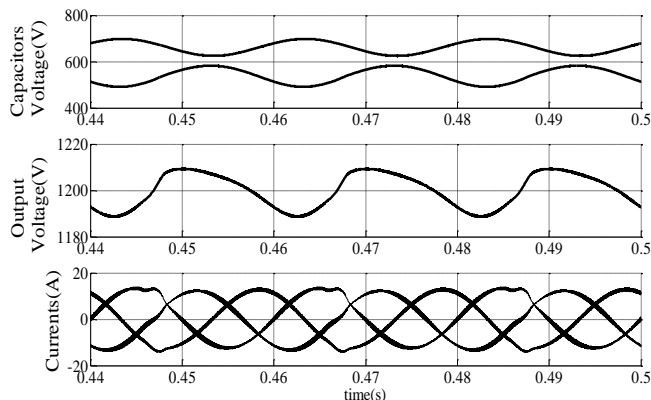


شکل ۱۵): طیف هارمونیک جریان خازن‌ها با استفاده از جبران ساز اکتیو خازن‌ها

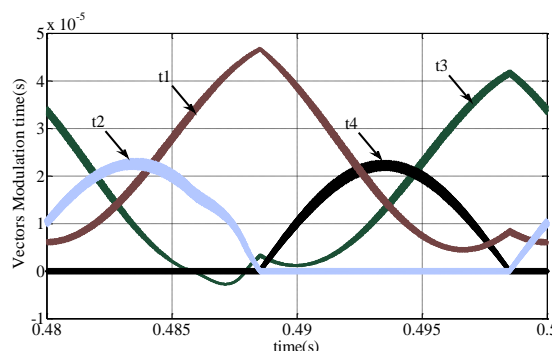
برای نشان دادن مزیت استفاده از جبران ساز اکتیو ولتاژ خازن‌ها با در نظر گرفتن مقادیر متفاوت برای خازن‌ها شبیه سازی صورت گرفته است. بایستی توجه کرد که اندازه خازن‌ها نیایستی بیشتر از حد مجاز کوچک باشند تا عملکرد SVM دچار مشکل شود. بدین منظور، مقادیر خازن‌ها  $c_1 = 600\mu F$ ,  $c_2 = 500\mu F$  در نظر گرفته شده است. شکل موج ولتاژ خازن‌ها و ولتاژ خروجی در این حالت در شکل (۱۶) نشان داده شده است. همانطور که مشخص است مقدار ولتاژ DC خازن‌ها یکسان بوده ولی مقدار مولفه اصلی آن‌ها متفاوت است که علت این اختلاف این است که همانطور که در شکل (۱۷) جریان مولفه اصلی خازن‌ها یکسان می‌باشد لذا خازن با اندازه بزرگتر کوچک مولفه اصلی کمتری دارد و خازن کوچکتر درای موج بیشتری است. همچنین شکل موج جریان ورودی در شکل (۱۸) عملکرد مناسب مبدل تأیید می‌کند. مقادیر مولفه DC و مولفه اصلی جریان ورودی و ولتاژ خازن‌ها و ولتاژ خروجی را که از شبیه سازی حاصل گشته در جدول (۴) آورده شده است.



شکل ۱۶): شکل موج ولتاژ خازن‌ها و ولتاژ خروجی به ازای خازن‌ها نامساوی



شکل ۱۳): ولتاژ خروجی، ولتاژ خازن‌ها و جریان ورودی بدون استفاده از جبران ساز اکتیو



شکل ۱۴): زمان اعمال بردارها برای حالت بدون استفاده از جبران ساز اکتیو

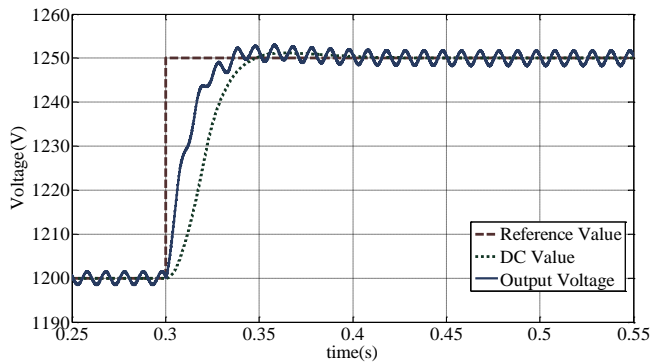
روش دیگر برای کنترل ولتاژ خازن‌ها، استفاده از کنترل کننده تناسبی می‌باشد که تحت عنوان روش جبران سازی اکتیو بیان شد. این روش علاوه بر اینکه سرعت رسیدن ولتاژ خازن‌ها به مقادیر نهایی را افزایش می‌دهد، در شرایطی که مقادیر خازن‌ها متفاوت باشد باعث می‌شود ولتاژ خازن‌ها مقدار DC یکسانی داشته باشند. با استفاده از این روش یکسوساز را در دو حالت خازن‌ها با اندازه یکسان و زمانی که خازن‌ها دارای اندازه متفاوت باشند شبیه سازی می‌شود. برای حالتیکه این کنترل کننده در مدار قرار گرفته شده است و خازن‌ها دارای مقادیر یکسان می‌باشند همچنین اندازه مولفه‌های اصلی و هارمونیک سوم و هارمونیک‌های حول فرکانس کلیدزنی به همراه شاخص هارمونیک THD برای جریان سه فاز در جدول (۳) آورده شده است.

جدول (۳): مولفه‌های هارمونیک جریان‌های ورودی با استفاده از جبران ساز اکتیو

Order	Ia(A)	Ib(A)	Ic(A)
Fundamental(50Hz)	12.95	12.95	12.90
h=3	0.04	0.04	0.04
h=396	0.01	0.01	0
h=398	0.29	0.27	0.11
h=400(fs)	0.24	0.33	0.57
h=402	0.29	0.27	0.11
h=404	0.01	0.01	0
THD	4.03%	4.31%	4.73%



تقریباً برابر 0.1 sec می‌باشد که نزدیک به مقدار محاسبه شده در طراحی یعنی 0.0629 sec می‌باشد).



شکل (۱۹): شکل موج ولتاژ خروجی حاصل از شبیه سازی مبدل به ازای تغییر مقدار مرجع ولتاژ خروجی

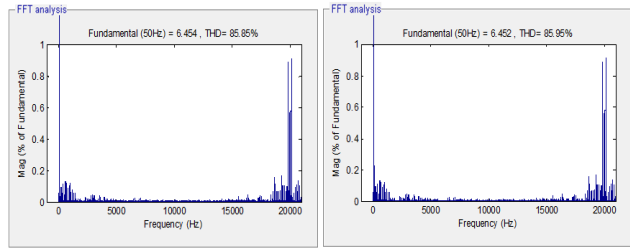
موجک‌های موجود در  $i_q$  ناشی از کلیدزنی بوده و مقدار مولفه اصلی و دوم همانطور که در جدول (۵) آورده شده است تقریباً برابر صفر است. مولفه  $d$  جریان کمی بیشتر از مقدار محاسبه شده می‌باشد که علت این امر تلفات موجود در فیلتر ورودی و کلیدها می‌باشد که در محاسبات لحاظ نگردیده است.

جدول (۵): مولفه‌های هارمونیک مولفه  $dq$  جریان

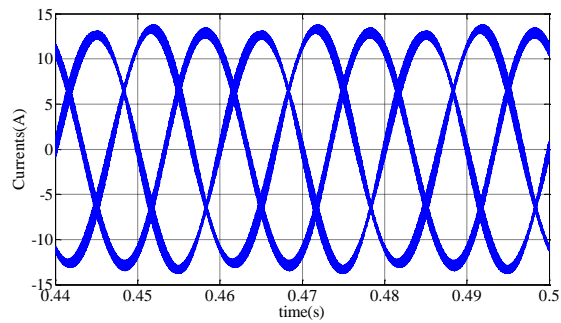
Harmonic Number	$I_d(A)$	$I_q(A)$
dc	14.04	0
h=1	0	0
h=2	0.08	0.01

### ۵-۳-۲- تغییر ولتاژ ورودی

در این قسمت ولتاژ ورودی با اندازه 10% در زمان  $t=0.3s$  افت می‌نماید. با توجه به مفهومی کنترلی، این تغییر به عنوان یک اغتشاش بوده و سیستم کنترلی باید اثر این اغتشاش را حذف نماید. در این حالت برای ثابت ماندن توان خروجی سیستم کنترلی مبدل را مجبور می‌کند جریان ورودی افزایش دهد. در شکل (۲۰) ولتاژ خروجی و در شکل (۲۱) جریان ورودی به ازای شبیه سازی مدل مبدل نشان داده شده است. با کاهش ولتاژ ورودی در  $t=0.3s$  توان ورودی و به دنبال آن توان خروجی کاهش می‌یابد که منجر به کاهش مولفه  $d$  جریان می‌شود. سیستم کنترل متوجه این تغییر شده و با افزایش مقدار مرجع جریان باعث افزایش جریان ورودی شده و ولتاژ خروجی را به مقدار مرجع باز می‌گرداند.



شکل (۱۷): طیف فرکانسی جریان خازن‌ها



شکل (۱۸): شکل موج جریان سه فاز ورودی به ازای خازن‌ها نامساوی

جدول (۴): مولفه dc و مولفه اصلی ولتاژ خازن‌ها و ولتاژ خروجی و جریان ورودی

	E1(V)	E2(V)	E(V)	Ia(A)	Ib(A)	Ic(A)
Dc	601.2	598.80	1200	0	0	0
Fundamental	34.22	41.10	7.28	12.95	12.95	12.9

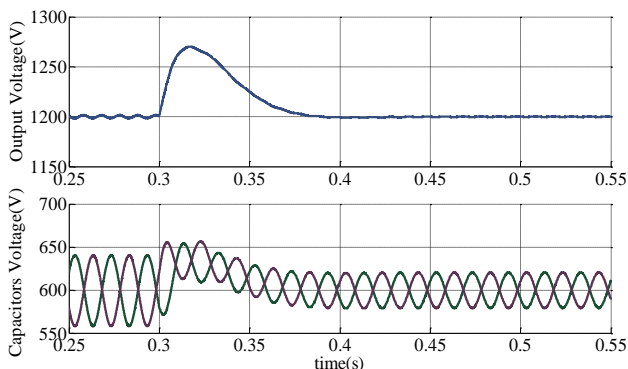
### ۵-۳-۱- عملکرد مبدل به ازای تغییر شرایط نقطه کار

در این قسمت پاسخ یکسوساز به همراه سیستم کنترل را به تغییرات مختلف نظیر تغییر مقدار مرجع ولتاژ خروجی، تغییر در بار و تغییر در ولتاژ ورودی با استفاده از نتایج شبیه سازی بررسی می‌شود. در هر یک از این حالات ابتدا شکل موج‌های ولتاژ خروجی، جریان ورودی و مولفه‌های  $dq$  آن با استفاده از مدل مورد استفاده در طراحی کنترل کننده‌ها (توابع تبدیل) نشان داده می‌شود.

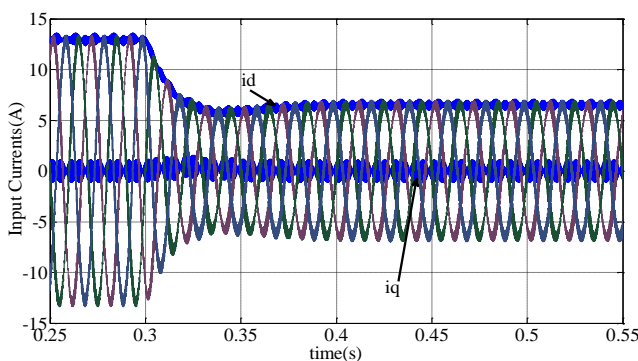
### ۵-۳-۱- تغییر مقدار مرجع ولتاژ خروجی

در این قسمت پاسخ مبدل به تغییر مقدار مرجع ولتاژ خروجی از 1200 V به 1250 V بررسی می‌شود. آنچه از کنترل کننده انتظار می‌رود این است که با افزایش مقدار مرجع ولتاژ خروجی در حلقه ولتاژ این تغییر باعث افزایش مقدار مرجع جریان شود و حلقه جریان سیستم کنترلی مبدل را مجبور به افزایش جریان ورودی نماید. در شکل (۱۹) شکل موج ولتاژ خروجی حاصل از شبیه سازی شبیه سازی مدار بدست آمده است قابل رویت می‌باشد. همانطور که مشاهده می‌شود می‌توان گفت که در صورت تغییر مقدار مرجع خروجی، ولتاژ خروجی با سرعت قابل قبول به مقدار نهایی می‌رسد (زمان نشست

ورودی را کاهش داده تا مقدار ولتاژ خروجی به مقدار اولیه و مرجع خود بازگردد. برای حالتیکه بار یکسوساز در زمان  $t=0.3s$  نصف می-شود شکل موج‌های ولتاژ خروجی و خازن‌ها حاصل از شبیه سازی مدار در شکل (۲۳) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود ولتاژ خروجی طی زمان گذرا همچنان برابر مقدار مرجع تعیین شده (1200V) می‌باشد و خازن‌ها دارای ولتاژ متقارن با مقادیر DC یکسان می‌باشند. همچنین جریان ورودی در شکل (۲۴) نشان داده شده است. همانطور که انتظار داشتیم با کاهش بار ولتاژ خروجی افزایش می‌یابد و باعث می‌شود مقدار مرجع جریان ورودی و نهایتاً خود جریان کاهش یابد و به مقدار نهایی خود برسد.



شکل (۲۳): ولتاژ خروجی و ولتاژ خازن‌ها با شبیه سازی مبدل به ازای تغییرات بار خروجی

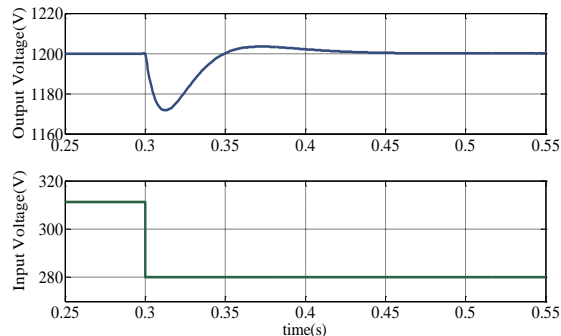


شکل (۲۴): جریان ورودی و مولفه dq آن با شبیه سازی مبدل به ازای تغییرات بار خروجی

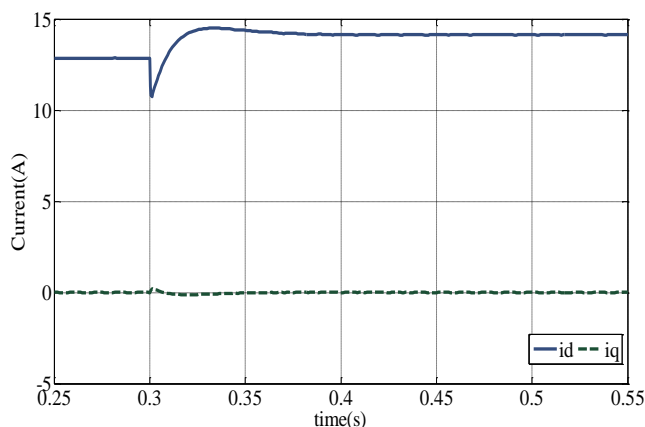
با توجه به اینکه با تغییر بار خروجی، تابع تبدیل در نظر گرفته شده برای حلقه ولتاژ تغییر می‌کند لذا بایستی برای شبیه سازی مدل مبدل تابع تبدیل بصورت رابطه (۱۰) قرار داده شود. در واقع با اینکار عملکرد کنترل کننده طراحی شده برای حالتیکه مقدار پارامترهای مدار تغییر می‌نماید بررسی می‌شود.

## ۶- نتیجه گیری

در این مقاله روش کنترل برداری SVM اصلاح شده به عنوان روشی موثر برای آرایش کلیدزنی این مبدل پیشنهاد و مشاهده شد که با استفاده از این روش اثر مولفه اصلی ولتاژ خازن‌ها بر روی ولتاژ

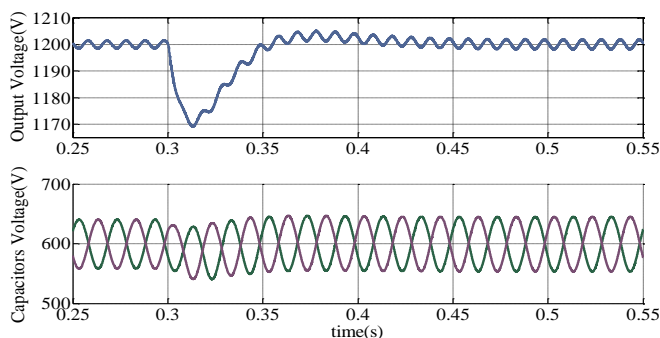


شکل (۲۰): ولتاژ خروجی با شبیه سازی مدل مبدل به ازای تغییر ولتاژ ورودی



شکل (۲۱): مولفه dq جریان ورودی با شبیه سازی مدل مبدل به ازای تغییر ولتاژ ورودی

با مقایسه شکل (۲۲) که از نتایج حاصل از شبیه سازی یکسوساز می‌باشد با شکل (۲۰) و شکل (۲۱) می‌توان گفت کنترل کننده‌های طراحی شده عملکرد مطلوب و قابل انتظار در پاسخ به این تغییر را دارا می‌باشد.



شکل (۲۲): ولتاژ خروجی و ولتاژ خازن‌ها با شبیه سازی مبدل به ازای تغییر ولتاژ ورودی

## ۵-۳- تغییر بار خروجی

اگر بار خروجی مبدل کم شود در این صورت بخاطر انرژی موجود در خازن‌ها ولتاژ خروجی بطور ناگهانی افزایش می‌یابد و در این صورت سیستم کنترل بایستی با کاهش مقدار جریان ورودی توان

Operating over a Wide Range of Power Factor," Transactions on Power Electronics 2018.

- [7] M. Alizadeh Bidgoli, S. M. T. Bathaee, H.A. Mohammadpour "Advanced Vector Control Design for DFIM-based Hydropower Storage for Fault Ride-Through Enhancement" IEEE Transactions Energy Conversion, Vol. 30, No. 4, Jun. 2015.
- [8] A. Golshani, M. Alizadeh Bidgoli, S.M.T. Bathaee " Design of optimized sliding mode control to improve the dynamic behavior of PMSG wind turbine with NPC back to back converter" International Review of Electrical Engineering (IREE) vol. 8. no. 4, pp. 1170-1180, 2013.
- [9] M. Alizadeh Bidgoli, S. M. T. Bathaee, A. Shabani "Design a Nonlinear Auxiliary Input for DFIG Based Application using Lyapunov Theory" The international Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC) 2014.
- [10] M. Alharbi, A. Hussein, "Dual Optimization of an H-Bridge SPWM Microinverter by an Optimal Switching Frequency Tracking Technique," International Conference on Smart Electric Drives and Power System (ICSEDPS) 2018.
- [11] D. Zhou, J. Zhao, and Y. Liu, "Independent control scheme for nonredundant two-leg fault-tolerant back-to-back converter-fed induction motor drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 11, pp. 6790–6800, Nov. 2016.
- [12] M. Shahbazi, P. Poure, S. Saadate, and M. R. Zolghadri, "FPGA-based reconfigurable control for fault-tolerant back-to-back converter without redundancy," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 8, pp. 3360–3371, Aug. 2013.
- [13] A. Bouscayrol, B. Francois, P. Delarue, and J. Niiranen, "Control implementation of a five-leg ac-ac converter to supply a three-phase induction machine," IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 1, pp. 107–115, Jan. 2005.
- [14] D. Zhou, J. Zhao, and Y. Li, "Model-predictive control scheme of fiveleg AC–DC–AC converter-fed induction motor drive," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 7, pp. 4517–4526, Jul. 2016.
- [15] W. S. Im, J. M. Kim, D. C. Lee, and K. B. Lee, "Diagnosis and faulttolerant control of three-phase AC–DC PWM converter systems," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 49, no. 4, pp. 1539–1547, Jul. 2013.
- [16] T. S. Lee and J. H. Liu, "Modeling and control of a three-phase fourswitch PWM voltage-source rectifier in d-q synchronous frame," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 9, pp. 2476–2489, Sep. 2011.
- [17] Z. Zeng, W. Zheng, R. Zhao, C. Zhu, and Q. Yuan, "The comprehensive design and optimization of the post-fault grid-connected three-phase PWM rectifier," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 3, pp. 1629–1642, Mar. 2016.
- [18] Z. Zeng, W. Zheng, and R. Zhao, "Space-vector-based hybrid PWM strategy for reduced DC-link capacitor current stress in the postfault gridconnected three-phase rectifier," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 8, pp. 4989–5000, Aug. 2016.
- [19] Z. Zeng, W. Zheng, R. Zhao, C. Zhu, and Q. Yuan, "Modeling, modulation, and control of the three-phase four-switch PWM rectifier under balanced voltage," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 7, pp. 4892–4905, Jul. 2016.
- [20] J. Zhang, J. Zhao, D. Zhou, and C. Huang, "High-performance fault diagnosis in PWM voltage-source inverters for vector-controlled induction motor drives," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 11, pp. 6087–6099, Nov. 2014.
- [21] C. Cecati, A. O. D. Tommaso, F. Genduso, R. Miceli, and G. R. Galluzzo, "Comprehensive modeling and

SVM خروجی و جریان ورودی حذف می‌شود در حالیکه در روش معمولی اثر آن قابل توجه می‌باشد. همچنین کنترل کننده حلقه جریان و حلقه ولتاژ به صورت گام به گام طراحی گردید. نتایج شبیه سازی نشان داد که با وجود استفاده از این کنترل کننده، یکسوساز به ازای تغییرات در شرایط نقطه کار از جمله تغییر ولتاژ ورودی، تغییر بار خروجی و همچنین افزایش مقدار مرجع ولتاژ خروجی عملکرد قابل قبول نشان می‌دهد. همچنین یک سیگنال اضافی دیگری جهت جبران سازی اختلاف ولتاژ خازن‌ها بکار گرفته شد که تحت عنوان جبران ساز اکتیو بحث گردید. مشاهده شد که عدم استفاده از این جبران کننده باعث می‌شود که ولتاژ خازن‌ها در مدت زمان زیاد طولانی به مقدار نهایی خود برسند و در این زمان ممکن است ولتاژ یکی از خازن‌ها کمتر از مقدار مجاز باشد و روش SVM در ناحیه اشباع قرار گیرد. در ادامه می‌توان گفت پیاده سازی عملی و ساخت نمونه ای از این مبدل می‌تواند به عنوان تکمیل کننده مباحث مطرح شده باشد. اما قبل از آن نیاز است تا بررسی‌های بیشتر در مورد مقادیر ولتاژ و جریان نامی کلیدهای استفاده شده انجام شود تا بتوان مقایسه جامع‌تری بین مبدل چهارکلیدی و شش کلیدی از نظر هزینه کلیدها انجام داد. همچنین از آنجا که جریان یکی از فازهای ورودی بین خازن‌ها تقسیم می‌شود بایستی اثر این جریان بر طول عمر خازن‌ها و همچنین تلفات حرارتی آن بررسی شود تا در نهایت بتوان دلیل کامل تری برای کم هزینه بودن مبدل استفاده شده ارائه نمود. همچنین قابلیت اطمینان بیشتر یکسوساز چهار کلیدی بخاطر استفاده از تعداد کلید کمتر نسبت به مبدل شش کلیدی می‌تواند مزیتی برای مبدل چهارکلیدی در این مقایسه باشد.

## مراجع

- [1] B. Lu and S. K. Sharma, "A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 45, no. 5, pp. 1770–1777, Sep. 2009.
- [2] L. Tian, F. Wu, and J. Zhao, "Current kernel density estimation based transistor open-circuit fault diagnosis in two-level three phase rectifier," Electron. Lett., vol. 52, no. 21, pp. 1795–1797, 2016.
- [3] F. Wu and J. Zhao, "Current similarity analysis-based open-circuit fault diagnosis for two-level three-phase PWM rectifier," IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 5, pp. 3935–3945, May 2017.
- [4] L.M.A. Caseiro and A.M.S. Mendes, "Real-time IGBT open-circuit fault diagnosis in three-level neutral-point-clamped voltage-source rectifiers based on instant voltage error," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 3, pp. 1669–1678, Mar. 2015.
- [5] S. Karimi, A. Gaillard, P. Poure, and S. Saadate, "FPGA-based real-time power converter failure diagnosis for wind energy conversion systems," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 12, pp. 4299–4308, Dec. 2008.
- [6] K. Nishizawa, J. Itoh, A. Odaka, A. Toba, H. Umida, "Current Harmonic Reduction based on Space Vector PWM for DC-link Capacitors in Three-Phase VSIs

- 
- <sup>3</sup>Space vector modulation
  - <sup>4</sup>Hystrisis band
  - <sup>5</sup>Four-switch Bidirectional
  - <sup>6</sup>Total Harmonic Distortion
  - <sup>7</sup>DIRECT current
  - <sup>8</sup>Model predictive power control
  - <sup>9</sup>Overshoot

- experimental testing of fault detection and management of a nonredundant fault-tolerant VSI,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 6, pp. 3945–3954, Jun. 2015.
- [22] A. Bagheri, M. Alizadeh, “Designing a Passive Filter for Reducing Harmonic Distortion in the Hybrid Micro-grid Including Wind Turbine, Solar Cell and Nonlinear Load” *Przegląd Elektrotechniczny*, 95 (12), 2019.
- [23] R. Wang, J. Zhao, and Y. Liu, “A comprehensive investigation of four-switch three-phase voltage source inverter based on double fourier integral analysis,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 10, pp. 2774–2787, Oct. 2011.
- [24] Z. Zeng, W. Zheng, and R. Zhao, “Performance analysis of the zero-voltage vector distribution in three-phase four-switch converter using a space vector approach,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 1, pp. 260–273, Jan. 2017.
- [25] Y.-C. Liu, X. Ge, Q. Tang, Z. Deng, and B. Gou, “Model predictive current control for four-switch three-phase rectifiers in balanced grids,” *Electron. Lett.*, vol. 53, no. 1, pp. 44–46, 2016.
- [26] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, “Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, Feb. 2017.
- [27] J. Rodriguez et al. “State of the art of finite control set model predictive control in power electronics,” *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013.
- [28] N. Jin, S. Hu, C. Gan, and Z. Ling, “Finite states model predictive control for fault tolerant operation of three-phase bidirectional AC/DC converter under unbalanced grid voltages,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2017, to be published.
- [29] D. Zhou, X. Li, Y. Tang, “Multiple-Vector Model-Predictive Power Control of Three-Phase Four-Switch Rectifiers With Capacitor Voltage Balancing,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 33, No. 7, July 2018.
- [30] S. Ouni, V. Javadian, M. Shahbazi, M. Zolghadri, “Control of a Four-Switch Rectifier under Unbalanced Input Voltage” *The 5th Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)*, Feb 5-6, 2014.
- [31] R.C. Dorf, R.H. Bishop, “*Modern Control Systems*,” 9th Edition, Prentice-Hall 2001.
- [32] Hojabri, H. Mokhtari, H. “A New Power Quality Enhancement Method for Two-Phase Loads,” in *Proc. IEEE PEDES*, pp. 1-5, 2006.
- [33] “Testing and measurement techniques - Unbalance, immunity test,” *IEC 61000-4-27 ed 1.02 2008-08*.
- [34] E. Babaei, S. H. Hosseini, G. B. Gharehpetian, “Three-Phase to Single-Phase Matrix Converters: New Topology Based on New Control Method”, *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.10- No.2- Fall & Winter 2013*.
- [35] Shirin Salehahari, Ebrahim Babaei, “New Coupled-Inductor Based Multilevel Inverter with Extension Capability”, *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.15- No.4-Winter 2018*.

## زیر نویس ها

- 
- <sup>1</sup> Fault-tolerant rectifier
  - <sup>2</sup> Pulse width modulation

