

## ادغام مبدل ماتریسی غیرمستقیم با مبدل T-Source

امیر حاکمی، مجید صنعت کار چایجانی، محمد منفرد

دانشکده مهندسی

دانشگاه فردوسی مشهد

مشهد، ایران

[amir.hakemi@gmail.com](mailto:amir.hakemi@gmail.com), [majid.sanatkari@stu.um.ac.ir](mailto:majid.sanatkari@stu.um.ac.ir), [m.monfared@um.ac.ir](mailto:m.monfared@um.ac.ir)

### ۱. مقدمه

مبدل‌های ماتریسی یکی از پرطرفدارترین موضوعات مورد تحقیق در سالیان اخیر بوده است اما متأسفانه برخلاف تصور تا کنون در صنعت به صورت گسترده مورد استفاده قرار نگرفته است. معایب عمده‌ای که بر سر راه استفاده صنعتی این مبدل‌ها وجود دارند عبارت‌اند از حداکثر بهره و لنتاژ محدود شده به ۸۶٫۶٪ و لنتاژ ورودی، تعداد کلیدهای زیاد استفاده شده در ساختار این مبدل و عملیات دشوار کموتاسیون در این مبدل‌ها [۱]، [۲]. به منظور رفع هرکدام از مشکلات ذکر شده ساختاری مشتق شده از مبدل‌های ماتریسی ارائه شده است. در گام اول مبدل ماتریسی غیرمستقیم<sup>۱</sup> (IMC) در [۳] معرفی شد که می‌توانست تا حدود بسیار زیادی مشکلات مربوط به کموتاسیون را با بهره‌گیری از روش کلید زنی در جریان صفر<sup>۲</sup> مرتفع سازد. ولی در این ساختار دو مشکل اساسی دیگر همچنان وجود دارد. ساختارهای ارائه شده در [۴] نیز مبدل‌هایی مشتق شده از IMC بودند که می‌توانستند تعداد کلیدها را تا حد زیادی کاهش دهند. از سویی دیگر مبدل منبع امپدانس<sup>۳</sup> (ZS) که یک شبکه LC می‌باشد برای اولین بار در [۵] به منظور افزایش و لنتاژ لینک DC در اینورترها معرفی شد. ویژگی این شبکه‌ها عدم نیاز به زمان مرده برای کلیدزنی است که کیفیت شکل موج خروجی را تا حد قابل قبولی افزایش می‌دهد [۶]. مبدل‌های منبع امپدانس از زمان ارائه تا کنون یکی از مباحث بسیار پرطرفدار در بین محققین بوده که

چکیده — مبدل‌های ماتریسی و منبع امپدانس دو مبدل نوظهور در الکترونیک قدرت می‌باشند که در سالیان اخیر توجه زیادی را به خود جلب کرده‌اند. ایده اصلی استفاده از شبکه منبع امپدانس، گسترش و افزایش بهره و لنتاژ در اینورترها است. ترکیب شبکه‌های امپدانس با مبدل‌های ماتریسی در سال‌های اخیر باعث به وجود آمدن خانواده جدیدی از مبدل‌ها شده است که از ویژگی‌های هر دو مبدل بهره می‌گیرد. مهم‌ترین ویژگی این مبدل‌های ac/ac، قابلیت تغییر و لنتاژ و فرکانس خروجی در بازه‌ای وسیع می‌باشد که با استفاده از شبکه امپدانس این بازه بهره‌های و لنتاژ بالا را نیز شامل می‌شود. در ساختارهای قدیمی پیشنهاد شده، از شبکه‌های امپدانس با سلف‌های غیر تزویج استفاده شده است که به نوبه خود منجر به محدودیت‌هایی در اعمال اندیس مدولاسیون و افزایش تعداد قطعات به کار گرفته شده در ساختار مبدل می‌شود. در این مقاله، مبدل ماتریسی غیرمستقیم با مبدل T-source که از سلف‌های تزویج بهره می‌گیرد تلفیق می‌شود و می‌تواند و لنتاژ خروجی را تا بهره‌های بسیار بالا بدون اضافه کردن قطعات اضافی افزایش دهد.

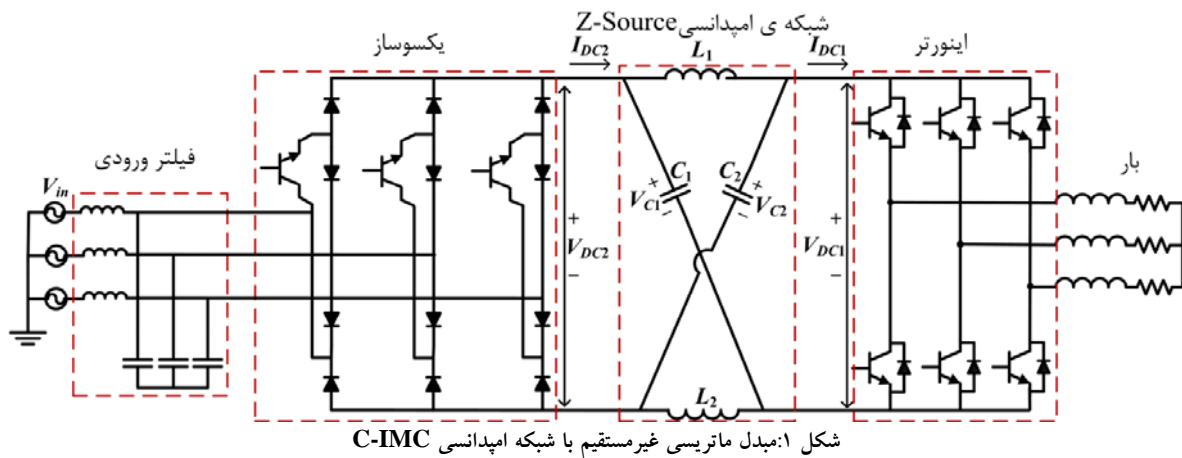
واژه‌های کلیدی — مبدل ماتریسی غیرمستقیم؛ مبدل T-source؛

شبکه امپدانس؛ مدولاسیون SVM

<sup>1</sup> Indirect matrix converter

<sup>2</sup> Zero current switching

<sup>3</sup> Z-source



می‌شود که بزرگ‌ترین مزیت آن را می‌توان توانایی افزایش بسیار زیاد بهره ولتاژ مبدل در اندیس‌های مدولاسیون مشابه نسبت به سایر ساختارها دانست. همچنین به علت توزیع موجود بین سلف‌های این ساختار از تعداد عناصر مبدل و در نتیجه هسته‌های مورد نیاز کاسته می‌شود که منجر به ارزان و کم حجم شدن مبدل می‌شود. به‌منظور تأیید صحت مطالب ارائه شده و محاسبات ریاضی انجام شده، مقایسه‌ای بین ساختار پیشنهادی و ساختار قدیمی با استفاده از شبیه‌سازی انجام شده است. نتایج شبیه‌سازی‌ها به‌خوبی تأیید کننده بهبود عملکرد مبدل می‌باشد.

## ۲. مبدل ماتریسی غیرمستقیم با T-source

مبدل ماتریسی غیرمستقیم ادغام شده با T-source<sup>۳</sup> که در این مقاله پیشنهاد شده بر اساس USIMC بنا شده است. شماتیک مبدل پیشنهادی در شکل ۲ آورده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود این مبدل از سه بخش کلی تشکیل شده است: (۱) یکسوساز منبع جریانی (CSR) (۲) TS (۳) اینورتر منبع ولتاژی (VSI). وظیفه یکسوساز تبدیل ولتاژ AC به DC در ورودی شبکه امپدانس می‌باشد. در قسمت شبکه امپدانس ولتاژ افزایش می‌یابد تا در نهایت توسط اینورتر به ولتاژ AC با دامنه و فرکانس مطلوب تبدیل شود.

یکسوساز و اینورتر استفاده شده همان مبدل IMC کلاسیک است که در لینک DC آن مبدل منبع امپدانس قرار گرفته است. روش مدولاسیون استفاده شده در این مبدل همانند [۱۳] می‌باشد که در بخش ۲،۲ توضیح داده می‌شود اما قبل از آن ساختار شبکه توضیح داده می‌شود. یکی از ویژگی مهم

تحقیقات بسیار گسترده‌ای بر روی روش‌های مدولاسیون و مدل‌سازی، ساختارهای مختلف و ویژگی‌ها و ... در آن‌ها شده است [۷]-[۱۰]. ساختارهای قدیمی‌تر ZS بر اساس ترکیبات مختلف دیودها، سلف‌ها و خازن‌ها می‌باشد در حالی که ساختارهای جدیدتر بر اساس سلف‌های توزیع است. مزیت عمده مبدل‌های ZS با سلف توزیع نسبت به شبکه‌های امپدانس قدیمی‌تر توانایی افزایش ولتاژ بسیار بالای آن‌ها بدون کاهش قابل ملاحظه اندیس مدولاسیون می‌باشد [۱۱].

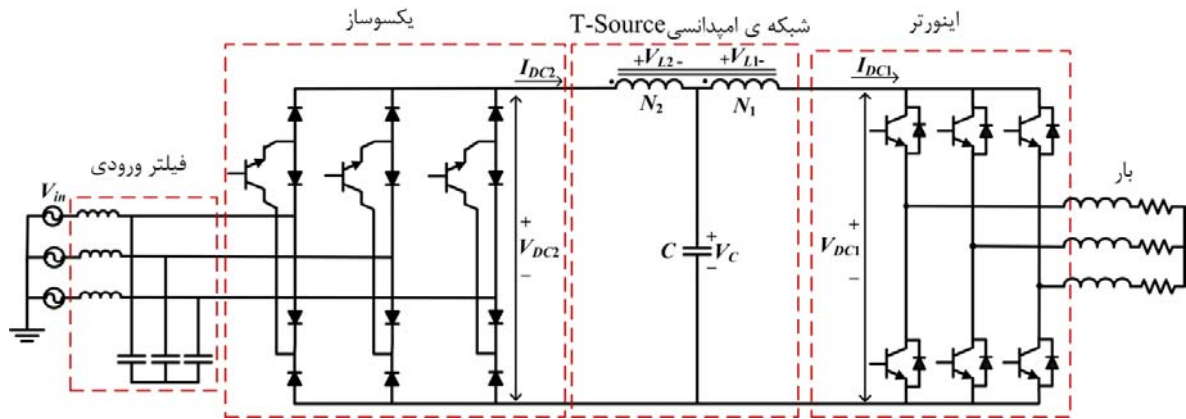
یکی از مباحث جدید در زمینه مبدل‌ها تلفیق دو مبدل ZS با IMC است که تا کنون توجه زیادی را به خود جلب کرده است [۱۲]. مهم‌ترین کاربردی که تا کنون برای این مبدل‌ها ذکر شده است، اتصال توربین‌های بادی به شبکه می‌باشد. اولین ساختار پیشنهادی از قرار دادن یک ZS ساده در لینک DC مبدل IMC حاصل می‌شود که با نام IMC آبخاری<sup>۱</sup> (C-IMC) شناخته می‌شود. ساختار این مبدل در شکل ۱ رسم شده است. این مبدل توانایی افزایش ولتاژ را در حدود دو تا سه برابر ولتاژ ورودی دارد. جریان هجومی راه‌اندازی بزرگ و نیازمندی به اندیس مدولاسیون پایین برای بالا بردن بهره ولتاژ، دو مشکل اساسی برای شبکه‌های ZS اولیه می‌باشند که در این مبدل ترکیبی نیز وجود دارند [۱۳]. برای رفع این مشکلات تا کنون ترکیب‌های گوناگونی از شبکه‌های امپدانس در ساختار IMC به کار رفته است که در بعضی از آن‌ها مشکل جریان هجومی اولیه و در بعضی دیگر مشکل نیاز به کم کردن اندیس مدولاسیون برای رسیدن به بهره بالا برطرف شده است [۶][۱۴][۱۵].

در این مقاله با بهره‌گیری از ترکیب مبدل T-Source که یک شبکه امپدانس با سلف توزیع است با مبدل USIMC<sup>۲</sup>، یک مبدل جدید ارائه

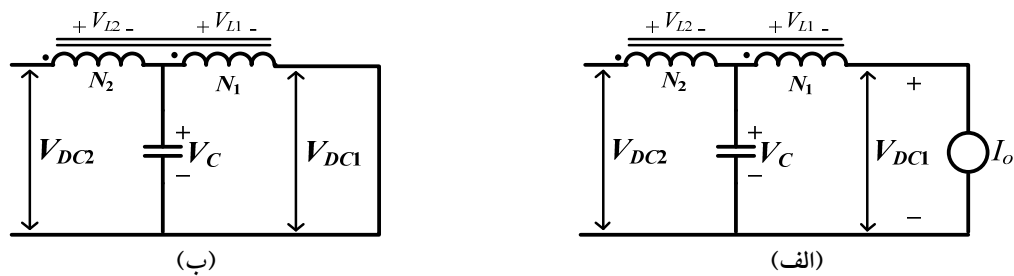
<sup>3</sup> Trans-Indirect matrix converter

<sup>1</sup> Cascade indirect matrix converter

<sup>2</sup> Ultra sparse indirect matrix converter



شکل ۲: مبدل ماتریسی غیرمستقیم با شبکه T-Source



شکل ۳: حالت‌های کاری اینورتر: (الف) حالت کار NST، (ب) حالت کار ST

ورودی و خروجی دست یافت. محاسبات مربوط به این مبدل در [۱۱] به تفصیل آورده شده است و برای اجتناب از تکرار، فقط دو نتیجه مهم از معادلات آورده می‌شود. یکی از مواردی که در ساختار شبکه امپدانسی اهمیت فراوان دارد ولتاژ خازن و میزان توانایی افزایش ولتاژ مبدل می‌باشد که با نام ضریب افزایش<sup>۳</sup> (B) شناخته می‌شود.

$$V_C = \frac{1 - D_{ST}}{1 - D_{ST} \left(1 + \frac{N_2}{N_1}\right)} V_{DC1} \quad (1)$$

$$V_{DC1} = V_{DC2} + V_{L1} + V_{L2} = \frac{1}{1 - D_{ST} \left(1 + \frac{N_2}{N_1}\right)} V_{DC2} = B V_{DC2} \quad (2)$$

در رابطه‌ی (۲)، B نسبت ولتاژ بعد از شبکه به ولتاژ قبل از شبکه تعریف می‌شود. همچنین در روابط (۱) و (۲)  $N_2$  و  $N_1$  نسبت تعداد دورهای اولیه و ثانویه سلف‌های تزویج و  $D_{ST}$  سیکل وظیفه حالت‌های ST

مبدل‌های IMC این است که می‌توان تحلیل قسمت یکسوساز را به صورت مستقل از اینورتر انجام داد.

## ۲.۱. بررسی تئوری عملکرد مبدل پیشنهادی

در حالت عادی، اینورترها باید به نحوی کلیدزنی کنند که هیچ‌گاه دو سویچ از یک بازو همزمان روشن نشود زیرا این امر منجر به اتصال کوتاه شدن لینک DC می‌گردد. اما وجود شبکه امپدانسی قبل از اینورتر اجازه روشن نمودن همزمان سویچ‌های یک بازو از اینورتر را می‌دهد. در واقع همین اتصال کوتاه شدن اینورتر توانایی افزایش ولتاژ را برای مبدل فراهم می‌کند. این حالت اتصال کوتاه  $ST'$  نامیده می‌شود. شکل مبدل در دو حالت ST و حالت‌های کار عادی مدار  $NST'$  در شکل ۳ به تصویر کشیده شده است.

برای محاسبه بهره ولتاژی مبدل، باید معادلات مدار آن در دو حالت ST و NST بررسی شود و در نهایت با استفاده مدل میانگین به ارتباط بین

<sup>3</sup> Boost Factor

<sup>1</sup> Shoot-through

<sup>2</sup> Non shoot-through

پس از یافتن رابطه بین ولتاژ لینک DC قبل از شبکه با ولتاژ خروجی، باید رابطه بین ولتاژ لینک DC با ولتاژ ورودی مشخص شود. وظیفه اصلی ولتاژ یکسوساز تأمین ولتاژ لینک DC است. کلیدزنی یکسوساز باید به نحوی باشد که بتواند بدون اتصال کوتاه کردن منابع با یکدیگر ولتاژ لینک DC1 مورد نظر را تأمین کند. با صرف نظر از تلفات در قسمت یکسوساز می‌توان گفت:

$$P_{DC2} = P_{in} \Rightarrow V_{DC2} I_{DC2} = \frac{3}{2} V_{in} I_{in} \cos \phi_i \quad (5)$$

در (5)  $V_{DC2}$  و  $\cos \phi_i$  به ترتیب ولتاژ در لینک DC قبل از شبکه امپدانس و ضریب قدرت منبع ورودی و  $V_{in}$  و  $I_{in}$  مقادیر ماکزیمم ولتاژ و جریان فاز ورودی هستند. برای قسمت یکسوساز نیز همانند اینورتر اندیس مدولاسیون یکسوساز  $m_c$  به صورت  $I_{in}/I_{DC2}$  تعریف می‌شود.

با استفاده از (5) می‌توان ولتاژ لینک DC قبل از شبکه امپدانس را محاسبه کرد:

$$V_{DC2} = \frac{3}{2} m_c V_{in} \cos \phi_i \quad (6)$$

با استفاده از (4) و (6) داریم:

$$V_{out} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_v m_c B V_{in} \cos \phi_i \quad (7)$$

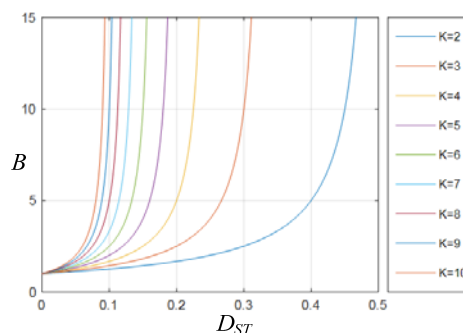
معادله (7) رابطه بین ولتاژ ورودی و خروجی را در مبدل پیشنهادی مشخص می‌کند. در این مبدل اندیس مدولاسیون اینورتر حتماً باید عددی بین صفر و یک و بزرگ‌تر از  $D_{ST}$  باشد. بنابراین برای رسیدن به بیشترین میزان بهره ولتاژ طبق [۱۳] روابط زیر باید برقرار باشد:

$$m_c = 1, D_{ST} = 1 - m_v, \phi_i = 0 \quad (8)$$

رابطه (8) بدین معناست که زاویه بین ولتاژ و جریان ورودی صفر است و سیکل وظیفه‌ی ST در بیشترین حالت ممکنه است و اندیس مدولاسیون یکسوساز مقدار ثابت یک می‌باشد.

## ۲.۲. مدولاسیون بردار فضایی (SVM)

روش معروف SVM به صورت همزمان به قسمت یکسوساز و اینورتر اعمال می‌شود تا بتواند عملکرد صحیحی را برای کلید زنی مبدل به وجود



شکل ۴: رابطه‌ی بین ضریب افزایش (B) با سیکل وظیفه

می‌باشد. با توجه به (۲) می‌توان محدوده مجاز  $D_{ST}$  بر حسب تعداد دورهای سیم‌پیچی را به صورت زیر محاسبه نمود.

$$D_{ST} < \frac{N_1}{N_1 + N_2} \quad (3)$$

رابطه‌ی (۳) نشان می‌دهد که در این مبدل حداکثر میزان سیکل وظیفه با افزایش نسبت دور کاهش می‌یابد. از طرفی در رابطه (۲) برای رسیدن به بهره‌های ولتاژ بالا نسبت  $N_2/N_1$  عددی بزرگ‌تر از یک انتخاب می‌شود.

نسبت دور سیم‌پیچ‌های اول و دوم به صورت  $K = N_2/N_1$  تعریف می‌شود. شکل ۴ تغییرات ضریب افزایش بر حسب سیکل وظیفه را در نسبت دورهای گوناگون نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل مشخص است با بزرگ شدن سیکل وظیفه تغییرات  $B$  شدیدتر می‌شود یعنی با کوچک‌ترین تغییری در سیکل وظیفه تغییرات بزرگی را در خروجی شاهد هستیم. برای همین سعی می‌شود تا حد امکان در ناحیه غیرخطی تغییرات سیکل وظیفه تنظیم نشود.

دامنه اصلی ولتاژ خروجی مبدل IMC با در نظر گرفتن (۲) و همچنین رابطه ولتاژ خروجی بین فاز و ورودی اینورتر به صورت زیر به دست می‌آید:

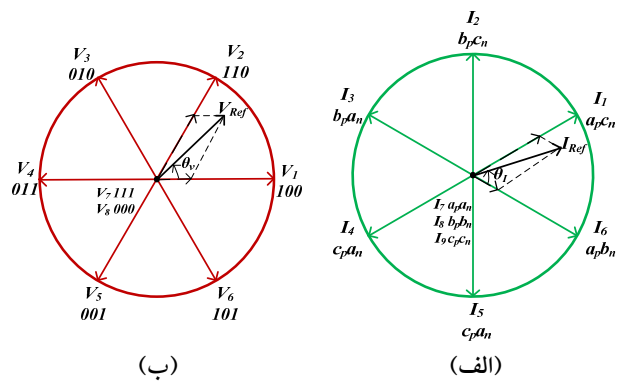
$$V_{out} = \frac{1}{\sqrt{3}} m_v V_{DC1} = \frac{1}{\sqrt{3}} m_v B V_{DC2} \quad (4)$$

در رابطه (۴)  $m_v$  به نام اندیس مدولاسیون به صورت  $V_{out}/V_{DC1}$  تعریف می‌شود.

روش مدولاسیون قسمت اینورتر روش معروف SVM ولتاژی است که در قسمت بعدی توضیح داده می‌شود.

می‌شوند. شکل ۵ (الف) نشان دهنده مدولاسیون بردار فضایی قسمت یکسوساز بر اساس بردارهای جریان می‌باشد. شش بردار جریان و سه بردار صفر بر روی شکل نشان داده شده است. اعداد نشان داده شده مشخص کننده‌های آن هستند که در هر لحظه کدام سوئیچ یکسوساز روشن است و به کدام یک از ریل‌های مثبت یا منفی متصل است.

به‌طور خلاصه برای ساختن بردار فعال در هر سکتور از دو بردار کناری و یک بردار صفر بهره می‌گیریم. زمان استفاده از هر بردار در یک دوره کلیدزنی به‌صورت زیر تعیین می‌شود.



شکل ۵: بردارهای فضایی: (الف) بردارهای فضایی یکسوساز، (ب) بردارهای

فضایی اینورتر

جدول ۱: حالت‌های کلیدزنی یکسوساز

حالت	$S_{ap}$	$S_{an}$	$S_{bp}$	$S_{bn}$	$S_{cp}$	$S_{cn}$	بردار
1	1	0	0	0	0	1	$I_1$
2	0	0	1	0	0	1	$I_2$
3	0	1	1	0	0	0	$I_3$
4	0	1	0	0	1	0	$I_4$
5	0	0	0	1	1	0	$I_5$
6	1	0	0	1	0	0	$I_6$
7	1	1	0	0	0	0	$I_0$
8	0	0	1	1	0	0	$I_0$
9	0	0	0	0	1	1	$I_0$

جدول ۲: حالت‌های کلیدزنی اینورتر

حالت	$S_{Ap}$	$S_{An}$	$S_{Bp}$	$S_{Bn}$	$S_{Cp}$	$S_{Cn}$	بردار
1	1	0	0	1	0	1	$V_1$
2	1	0	1	0	0	1	$V_2$
3	0	1	1	0	0	1	$V_3$
4	0	1	1	0	1	0	$V_4$
5	0	1	0	1	1	0	$V_5$
6	1	0	0	1	1	0	$V_6$
7	1	0	1	0	1	0	$V_0$
8	0	1	0	1	0	1	$V_0$
9	1	1	0	0	0	0	$V_{ST}$
10	0	0	1	1	0	0	$V_{ST}$
11	0	0	0	0	1	1	$V_{ST}$

در رابطه‌ی (۹) زاویه  $\theta_I$  زاویه‌ی بردار مرجع جریان و  $D_\delta$ ،  $D_\lambda$  و  $D_{0-rec}$  سیکل‌های وظیفه بردارهای مجاور و صفر می‌باشند. جدول ۱ حالات کلیدزنی قسمت یکسوساز را نمایش می‌دهد.

۲، ۲، ۲. مدولاسیون / اینورتر

مدولاسیون قسمت اینورتر بر اساس بردار ولتاژ خروجی مرجع می‌باشد. در روش SVM برای اینورتر تعداد حالات مجاز کلیدزنی بدون در نظر گرفتن شبکه‌ی امپدانس ۸ عدد می‌شود که شامل ۶ بردار فعال و ۲ بردار صفر می‌شود. باوجود شبکه‌ی امپدانس، حالت  $ST$  نیز به حالات مجاز اضافه می‌شود. بردارهای فعال و صفر در شکل ۵ (ب) نمایش داده شده است. جدول ۲ نشان‌دهنده حالات کلیدزنی مبدل می‌باشد.

همانند قسمت یکسوساز، برای قسمت اینورتر برای ایجاد ولتاژ مرجع خروجی در هر سکتور از ۲ بردار فعال مجاور، ۱ بردار صفر و ۱ حالت  $ST$  استفاده می‌کنیم. سیکل وظیفه برای هرکدام از این بردارها مطابق زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} D_\alpha &= m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \\ D_\beta &= m_v \sin(\theta_v) \\ D_{ST} &= \text{const}(D_{ST} \leq 1 - D_\alpha - D_\beta) \\ D_{0-inv} &= 1 - D_\alpha - D_\beta - D_{ST} \end{aligned} \quad (10)$$

در رابطه‌ی (۱۰)،  $\theta_v$  زاویه‌ی بردار مرجع ولتاژ در خروجی و  $D_\beta$ ،  $D_\alpha$  و  $D_{0-rec}$ ،  $D_{ST}$  به ترتیب سیکل‌های وظیفه بردارهای مجاور، صفر و  $ST$  می‌باشند.

آورد. در قسمت یکسوساز روش SVM جریانی و برای قسمت اینورتر روش SVM ولتاژی استفاده می‌شود.

۱، ۲، ۲. مدولاسیون یکسوساز

مدولاسیون قسمت یکسوساز بر اساس بردار جریان ورودی مرجع است. مدولاسیون یکسوساز جریانی شامل ۹ بردار می‌باشد که از ۶ بردار فعال و ۳ بردار صفر تشکیل می‌شود. این ۶ بردار فعال فضای مختصات را به ۶ قسمت مساوی به نام سکتور تقسیم می‌کنند به نحوی که اندازه جریان ورودی مرجع در هرکدام از این سکتورها توسط ۲ بردار فعال مجاور و یک بردار صفر و زاویه بردار مرجع صرفاً توسط بردارهای فعال مجاور تشکیل

شبیه سازی دامنه و فرکانس منبع ورودی به ترتیب ۴۰ ولت و ۶۰ هرتز می‌باشد. و هر دو مبدل بر طبق الگوی جدول ۳ کلیدزنی می‌کنند. همان‌طور که قبلاً ذکر شد برای مبدل T-IMC طبق رابطه (۳) اگر نسبت دور ۳ در نظر گرفته شود حداکثر سیکل وظیفه می‌تواند ۰,۲۵ باشد. در این شبیه‌سازی اندیس مدولاسیون را ۰,۱۵ انتخاب کردیم زیرا در این بازه به‌خوبی عملکرد افزایشی مبدل قابل مشاهده بوده و همچنین به ناحیه غیرخطی نیز وارد نمی‌شود. در [۱۳] رابطه‌ی بهره ولتاژ و ولتاژ خازن برای مبدل C-IMC به‌صورت روابط (۱۲) و (۱۳) اثبات شده است:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_v m_c B = \frac{\sqrt{3}}{2} m_v m_c \frac{1}{1-2D_{ST}} \quad (12)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C = \frac{3}{2} \frac{1-D_{ST}}{1-2D_{ST}} V_{in} \quad (13)$$

برای اینکه ولتاژ خروجی در مبدل C-IMC برابر با ولتاژ خروجی در مبدل T-IMC با اندیس مدولاسیون ۰,۸۵ شود، نیاز است تا اندیس مدولاسیون برای مدل C-IMC کوچک شود و در اندازه‌ی ۰,۶۴۵ تنظیم شود که این عامل باعث کاهش کیفیت شکل موج خروجی می‌شود.

نتایج شبیه‌سازی‌ها در شکل‌های ۶-۹ آورده شده است. در شکل‌های ۶ و ۷ به‌خوبی مشاهده می‌شود که زاویه بین جریان و ولتاژ ورودی برای هر دو مبدل صفر است ( $\cos\Phi=1$ ). همان‌طور که مشاهده می‌شود هر دو مبدل توانسته‌اند ولتاژ خروجی را افزایش دهند. در شکل مربوط به ولتاژ فاز خروجی به نظر می‌رسد که افزایش ولتاژ در مبدل C-IMC بیشتر از مبدل T-IMC است و در هر دو حالت ولتاژ خروجی بیشتر از ولتاژ مورد انتظار است در صورتی که باید توجه داشت برای مقایسه‌ی ولتاژ خروجی باید دامنه اصلی ولتاژ خروجی در نظر گرفته شود. تحلیل فوریه نشان می‌دهد دامنه هارمونی اول برای T-IMC ۶۹,۲ و برای C-IMC ۶۷,۱ ولت می‌باشد که بسیار نزدیک به مقدار محاسبه‌شده ۷۳,۶ ولت از (۷) و (۱۲) است. اختلاف جزئی بین این مقادیر نیز ناشی از غیرایده‌آلی‌هایی است که در شبیه‌سازی منظور شده است. برای مقایسه کیفیت شکل موج جریان خروجی می‌توان دید THD برای T-IMC و C-IMC به ترتیب ۵,۳٪ و ۶,۸٪ می‌باشد که این نتیجه کاملاً قابل پیش‌بینی بود زیرا اندیس مدولاسیون T-IMC بیشتر از C-IMC است.

شکل‌های ۸ و ۹ به مقایسه‌ی استرس ولتاژی و جریانی بر روی قسمت‌های مختلف مبدل‌ها از جمله لینک DC و خازن‌ها می‌پردازد.

جدول ۳: توالی کلید زنی مبدل

حالت یکسوساز	$\lambda$	$\lambda$	$\delta$	$\delta$	$\delta$	$\delta$	$\delta$	$\delta$	$\delta$	$\lambda$	$\lambda$
حالت اینورتر	$\alpha$	$\beta$	$\beta$	$\alpha$	0	ST	0	$\alpha$	$\beta$	$\beta$	$\alpha$
ترکیب دو حالت	$\lambda\alpha$	$\lambda\beta$	$\delta\beta$	$\delta\alpha$	$\delta 0$	ST	$\delta 0$	$\delta\alpha$	$\delta\beta$	$\lambda\beta$	$\lambda\alpha$

جدول ۴: مشخصات سیستم شبیه‌سازی شده

پارامتر	مقدار
ولتاژ ورودی	40V/60Hz
فرکانس ولتاژ خروجی	50Hz
$C = C1 = C2$	400 uF
T-IMC در N2/N1	3
C-IMC در L1=L2	1 mH
فرکانس کلیدزنی	10 kHz
فیلتر ورودی خازن/سلف	3 mH/3 uF
اندیس مدولاسیون C-IMC/T-IMC	0.645/0.85
R/L بار	5 mH/20 $\Omega$

۲,۳. ترکیب زمانی قسمت یکسوساز و اینورتر

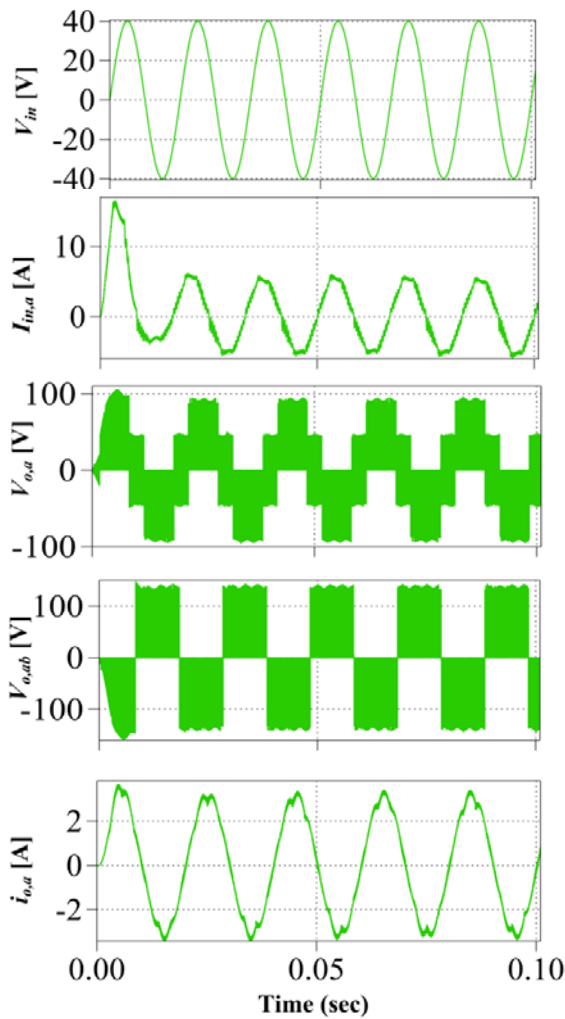
توان متوسط ورودی در یکسوساز با توان متوسط در خروجی برابر است. این برابری اجازه ترکیب دو مدولاسیون ورودی و خروجی را می‌دهد. نحوه مدولاسیون و ایجاد زیر زمان‌ها در [۱۳] آورده شده است و صرفاً در اینجا به روابط نهایی اشاره می‌شود. با فرض اختلاف فاز صفر بین ولتاژ و جریان ورودی ( $\theta_I=0$ ) داریم:

$$\begin{aligned} D_{\lambda\alpha} &= m_c m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_I\right) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_V\right) \\ D_{\lambda\beta} &= m_c m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_I\right) \sin(\theta_V) \\ D_{\delta\alpha} &= m_c m_v \sin(\theta_I) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_V\right) \\ D_{\delta\beta} &= m_c m_v \sin(\theta_I) \sin(\theta_V) \\ D_{ST} &= const \\ D_{0-inv} &= 1 - (D_{\lambda\alpha} + D_{\lambda\beta} + D_{\delta\alpha} + D_{\delta\beta}) \end{aligned} \quad (11)$$

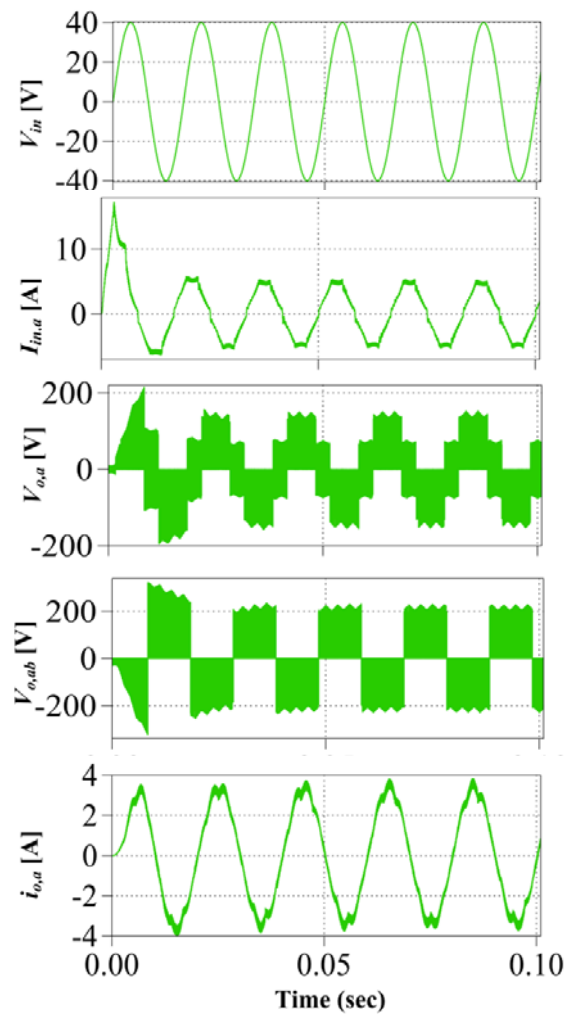
جدول ۳ توالی کلیدزنی مبدل را با زمان‌های محاسبه شده در رابطه (۱۱) نشان می‌دهد.

### ۳. شبیه‌سازی

به‌منظور نشان دادن عملکرد مبدل و مطابقت آن با تئوری، مبدل T-IMC با مبدل C-IMC در نرم‌افزار PLECS شبیه‌سازی شده‌اند که به‌خوبی نمایانگر عملکرد بهتر مبدل T-IMC نسبت به هم‌تای خود می‌باشد. پارامترهای سیستم شبیه‌سازی شده در جدول ۴ آورده شده است. در این



شکل ۷: شکل موج‌های مبدل T-IMC

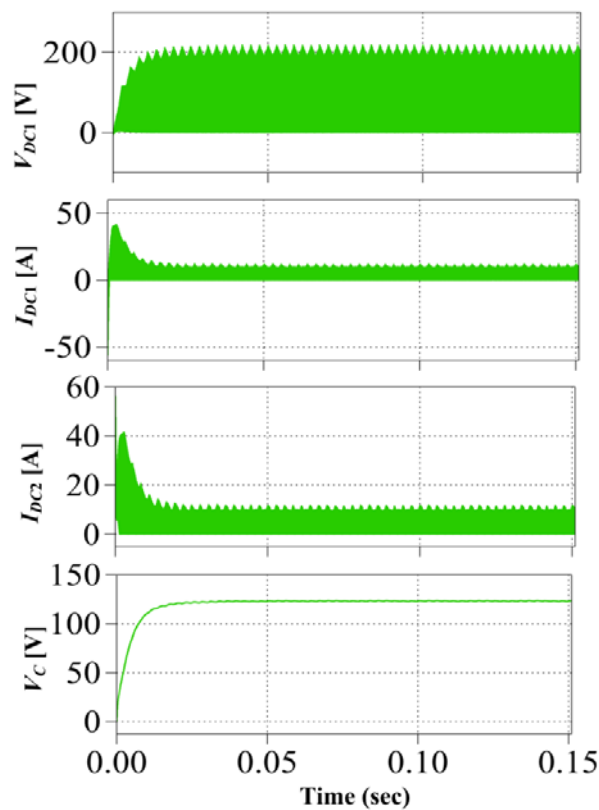


شکل ۶: شکل موج‌های مبدل C-IMC

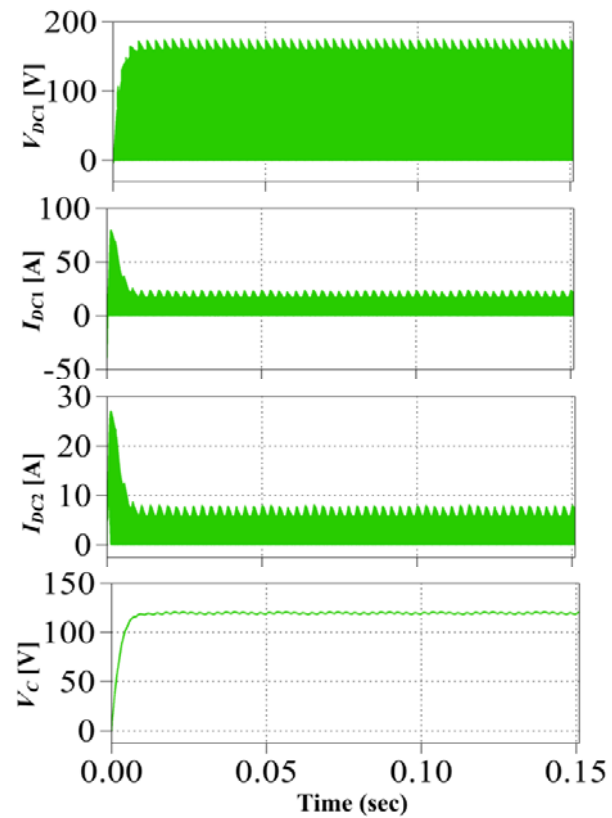
### نتیجه‌گیری

ساختار پیشنهادی جدید راهکاری نو برای مبدل‌هایی با توانایی افزایش ولتاژ زیاد است. این مبدل همان‌طور که نشان داده شد نسبت به ساختارهای قدیمی از توانایی افزایش ولتاژ بیشتری در اندیس مدولاسیون مشابه برخوردار است و از طرفی در تعداد عناصر به کار رفته در آن نیز صرفه جویی شده است. همچنین همان‌طور که نشان داده شد کیفیت شکل موج خروجی آن هم تا حد زیادی بهبود یافته است. به‌طور کلی می‌توان گفت مبدل جدید در کاربردهایی مثل اتصال توربین بادی به شبکه‌ی توزیع که نیاز به مبدل‌هایی با قابلیت افزایش زیاد ولتاژ دارند به‌شدت می‌تواند کاربردی باشد.

همان‌طور که دیده می‌شود استرس بر روی لینک DC مبدل T-IMC کمتر از C-IMC است در حالی که استرس ولتاژی بر روی خازن در دو ساختار تقریباً برابر است ولی باید توجه داشت در ساختار T-IMC از یک خازن استفاده شده است در حالی که دو خازن در ساختار C-IMC به کار رفته است و این یعنی صرفه‌جویی در تعداد عناصر به کار رفته در مدار. همچنین جریان‌های لینک DC در دو مبدل را نشان داده شده‌اند که تقریباً برابر هستند با این تفاوت که جریان هجومی در مبدل T-IMC افزایش یافته است که این جریان در لحظه‌ی اولیه باید کنترل شود. ذکر این نکته حائز اهمیت است که در ساختار T-IMC فقط یک هسته به استفاده شده است که خود می‌تواند نسبت به دو هسته‌ی استفاده شده در C-TIMC باعث کاهش حجم و قیمت مبدل شود.



شکل ۹: شکل موج‌های مبدل T-IMC



شکل ۸: شکل موج‌های مبدل C-IMC

- [8] J. Liu, J. Hu, and L. Xu, "Dynamic Modeling and Analysis of Z Source Converter—Derivation of AC Small Signal Model and Design-Oriented Analysis," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1786–1796, Sep. 2007.
- [9] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 833–838, 2005.
- [10] M.-K. Nguyen, Y.-C. Lim, and G.-B. Cho, "Switched-Inductor Quasi-Z-Source Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3183–3191, Nov. 2011.
- [11] W. Qian, F. Z. Peng, and H. Cha, "Trans-Z-Source Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3453–3463, Dec. 2011.
- [12] Shao Zhang, King Jet Tseng, and Trong Duy Nguyen, "Novel three-phase AC-AC Z-Source converters using matrix converter theory," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 3063–3070.
- [13] E. Karaman, M. Farasat, and A. M. Trzynadlowski, "A Comparative Study of Series and Cascaded Z-Source Matrix Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5164–5173, Oct. 2014.
- [14] E. Karaman, F. Niu, and A. M. Trzynadlowski, "Three-phase switched-inductor Z-source matrix converter," in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 1449–1454.
- [15] E. Karaman, M. Farasat, and A. M. Trzynadlowski, "A 3Φ-3Φ Quasi Z-Source Matrix Converter for Residential Wind Energy Systems," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 240–246.

## منابع

- [1] L. Empringham, J. W. Kolar, J. Rodriguez, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, "Technological Issues and Industrial Application of Matrix Converters: A Review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 10, pp. 4260–4271, Oct. 2013.
- [2] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, "Review of Three-Phase PWM AC-AC Converter Topologies," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 4988–5006, Nov. 2011.
- [3] K. Iimori, K. Shinohara, O. Tarumi, Zixum Fu, and M. Muroya, "New current-controlled PWM rectifier-voltage source inverter without DC link components," in *Proceedings of Power Conversion Conference - PCC '97*, vol. 2, pp. 783–786.
- [4] J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, and H. Ertl, "Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1649–1661, Sep. 2007.
- [5] F. Z. Peng, "Z-source inverter," in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)*, 2003, vol. 2, no. 2, pp. 775–781.
- [6] E. Karaman, M. Farasat, and A. M. Trzynadlowski, "Matrix converter with a series Z-source," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 6093–6098.
- [7] Miaosen Shen, Jin Wang, A. Joseph, Fang Zheng Peng, L. M. Tolbert, and D. J. Adams, "Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 3, pp. 770–778, May 2006.





جمهوری اسلامی ایران  
وزارت نیرو

## کنفرانس بین المللی برق

آبانماه ۱۳۹۵

PSC-2016

جناب آقای امیرحاجی برابادی

مقاله ارزشمند شما، با عنوان:

ادغام مبدل ماتریسی غیر مستقیم با مبدل امدانسی ترانس

به وسیله هیات داوران و کمیته علمی درسی و یکمین کنفرانس بین المللی برق مورد پذیرش قرار گرفت و در مستندات کنفرانس به ثبت رسید.

با ابراز خرسندی و تبریک به این مناسبت، از خداوند متعال سلامت و توفیق روز افزون شما را مسکت می نمایم. اطمینان دارد با استمرار این کوشش ها در جهت افزایش توانمندی های علمی و پژوهشی کشور گام های مؤثری برداشته خواهد

شد.

آرش کردی  
مدیر عامل شرکت توانیر  
(رئیس کنفرانس)