



# تحلیل و شبیه‌سازی یک مبدل DC/DC تشدیدی جدید برای کاربرد در انرژی‌های تجدیدپذیر

محمد امین اعلمی<sup>۱</sup> m.a.aalami95@ms.tabrizu.ac.ir

سید حسین حسینی<sup>۲</sup> hosseini@tabrizu.ac.ir

<sup>۱</sup> دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر / دانشگاه تبریز

<sup>۲</sup> دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر / دانشگاه تبریز

**چکیده:** در این مقاله، یک مبدل dc/dc غیرایزوله تشدیدی با بهره ولتاژ پیشنهاد شده است. این مبدل شامل مدار پل کامل، مدار LC موازی و مدار چند برابر کننده ولتاژ در سمت خروجی هست. روشن شدن و خاموش شدن کلیدهای مورد استفاده تحت ولتاژ صفر صورت می‌گیرد هم‌چنین، استرس ولتاژ روی کلیدها در مقایسه با مبدل‌های تشدیدی دیگر کم‌تر است. مدهای کاری این مبدل بررسی شده‌اند سپس صحت عمل کرد این مبدل توسط شبیه‌سازی مورد بررسی قرار گرفته است. کلیدزنی نرم در این مبدل موجب افزایش بازده آن می‌شود و کاربرد آن را در استحصال انرژی از منابع انرژی تجدیدپذیر فراهم می‌سازد.

**کلید واژه‌ها:** مبدل تشدیدی؛ افزایش ولتاژ؛ کلیدزنی نرم؛ مدار چند برابر کننده؛ استرس ولتاژ؛ انرژی تجدیدپذیر.

## ۱. مقدمه

چند مبدل ایزوله با ظرفیت پایین به صورت موازی یا سری برای تشکیل یک مبدل با ولتاژ بالا و توان بالا، در [۶-۸] مطالعه شده که مزیت آن عدم استفاده از ترانس با ظرفیت بالاست. برای کاربردهایی که ایزوله‌سازی گالوانیکی ضروری نیست، استفاده از ترانسفورماتور تنها قیمت، اندازه و تلفات مدار را افزایش می‌دهد [۹]. ساختارهای غیرایزوله متعددی با توان بالا و ولتاژ بالا در [۹-۱۸] معرفی شده‌اند. برای دست‌یابی به بهره ولتاژ بالاتر در [۱۰] ساختاری ارائه شده که از مبدل Boost و مبدل Buck/Boost که به صورت موازی در ورودی و سری در خروجی به هم وصل شده‌اند، تشکیل شده است. در این مبدل توان خروجی و ولتاژ خروجی به طور مشترک توسط دو مبدل تأمین می‌شود که استرس ولتاژ و جریان کلیدهای مورد استفاده در هر مبدل را به طور متقابل کم‌تر می‌کند. با این حال بازده مبدل Boost و همین‌طور مبدل Buck/Boost به دلیل کلیدزنی سخت کلیدها و بزرگ بودن تلفات بازیابی معکوس دیود، کم

آلودگی هوا، افزایش دما و محدود بودن منابع انرژی فسیلی از دلایل اصلی گسترش استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر در سال‌های اخیر می‌باشد [۱-۲]. دامنه ولتاژ تولیدی توسط این منابع عموماً مقدار کمی دارد، برای نمونه در پانل‌های خورشیدی دامنه ولتاژ تولیدی در حد ۱۲ تا ۵۰ ولت هست در صورتی که ولتاژ لینک dc قبل از اینورتر و متصل کردن آن به شبکه، در حد ۳۸۰ تا ۴۰۰ ولت می‌باشد لذا باید دامنه ولتاژ تولیدی توسط منابع انرژی تجدیدپذیر را توسط مبدل‌های افزایش‌دهنده بیش‌تر کرد [۳].

در مقالات مبدل‌های افزایش‌دهنده ولتاژ بالا و توان بالا به‌طور گسترده مطالعه شده‌اند [۴-۱۵]. در [۴، ۵] ساختارهایی مناسب برای شبکه‌های dc معرفی شده است. در این ساختارها دو مبدل چند سطحی توسط یک ترانسفورماتور فرکانس متوسط به هم وصل شده‌اند. استفاده از



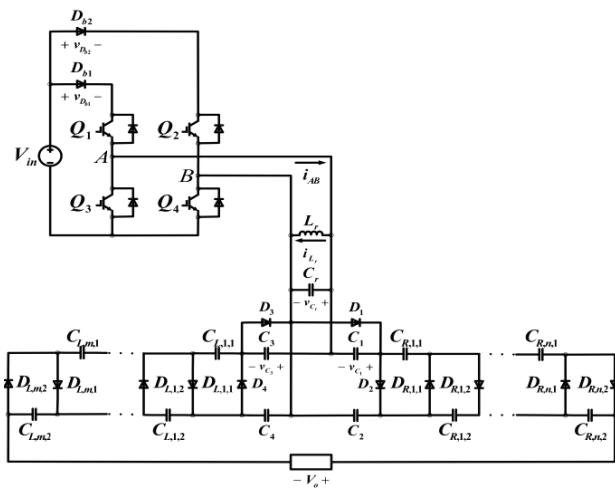
است.

۳ نشان داده شده است. برای مبدل پیشنهادی کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_4$  با هم و همچنین کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_3$  با هم روشن می‌شوند. برای سادگی تحلیل فرض‌های زیر در نظر گرفته می‌شوند:

(۱) همه کلیدها، دیودها، سلف و خازن‌ها اجزایی ایده‌آل هستند؛

(۲) خازن‌های موجود در مدار چند برابر کننده ولتاژ برابر و به قدر کافی بزرگ فرض می‌شوند، به همین دلیل ولتاژ خروجی  $V_o$  در طول دوره تناوب کلیدزنی  $T_s$  ثابت در نظر گرفته می‌شود؛

(۳) تعداد سلول‌ها در ۲ طرف سمت راست و سمت چپ برابر و مساوی  $N$  فرض می‌شود. با اعمال این فرض مدار چند برابر کننده ولتاژ یک مدار  $4+4N$  برابر کننده خواهد بود.



شکل ۱: ساختار مبدل افزایشنده پیشنهادی.

استفاده از کلیدزنی نرم برای کاهش تلفات کلیدزنی به ویژه در کاربردهای ولتاژ بالا ضروری و لازم است [۱۹-۲۱]. در مقالات ساختارهای بسیاری با توان بالا و ولتاژ بالا که از کلیدزنی نرم استفاده کرده‌اند ارائه شده است. Jovic و هم‌کاران در [۱۲-۱۴] ساختار جدید مبدل تشدید یافته با داشتن کلیدزنی نرم را معرفی کرده‌اند. این ساختار از ترستور به عنوان کلید استفاده می‌کند و تنش ولتاژ زیادی روی کلیدها وجود ندارد. همچنین به سادگی می‌توان بهره ولتاژ بالایی را از این مبدل به دست آورد. در [۱۵] نیز ساختاری مشابه معرفی شده است. ویژگی اصلی این مبدل‌ها، عدم وجود تنش ولتاژ نامساوی روی کلیدها هست.

در این مقاله، ساختار جدیدی برای مبدل dc به dc معرفی شده که علاوه بر بهره ولتاژ بالا و کلیدزنی نرم کلیدها، استرس ولتاژ روی اجزای نیمه‌هادی به طور نسبی کاهش یافته است. در ادامه مدهای کاری این مبدل بررسی شده و سپس تحلیلی بر چگونگی تحقق کلیدزنی نرم و مقدار استرس ولتاژ روی اجزای نیمه‌هادی صورت گرفته است، سپس جهت اطمینان از کارکرد صحیح مبدل پیشنهادی یک نمونه از آن با نرم افزار PSCAD شبیه‌سازی شده و مورد مطالعه قرار گرفته است.

## ۲. ساختار مبدل و مدهای کاری

ساختار مبدل افزایشنده در «شکل ۱» نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود این مبدل از مدار پل کامل که کلید  $Q_1$  تا  $Q_4$  آن را تشکیل می‌دهند، تانک تشدید LC موازی، مدار چند برابر کننده ولتاژ و ۲ دیود بلوکه کننده  $D_{b1}$  و  $D_{b2}$  تشکیل شده است. مدار چند برابر کننده ولتاژ از ترکیب مدار موسوم به Greinacher [۲۲] و ۲ مدار cockroft-walton [۲۳] در سمت راست و سمت چپ تشکیل شده است.  $m$  و  $n$  به ترتیب تعداد سلول‌های مدار چند برابر در سمت چپ و سمت راست را نشان می‌دهد. این مدار چند برابر کننده ولتاژ با داشتن  $m$  سلول در سمت چپ و همچنین  $n$  سلول در سمت راست می‌تواند ولتاژ را  $4+2m+2n$  برابر کند. شکل موج‌های حالت ماندگار در «شکل ۲» آمده است و همین‌طور مدهای کاری این مبدل با جزئیات در «شکل



دیودهای بلوکه‌کننده دیودهای موازی با کلیدها توانایی هدایت جریان را ندارند. پس سلف و خازن موجود در مدار تشدید موازی با هم نوسان می‌کنند. با شروع نوسان  $L_r$  و  $C_r$  با یکدیگر جریان سلف  $L_r$  از مقدار  $I_1$  شروع به افزایش و ولتاژ خازن  $C_r$  از مقدار  $V_{in}$  شروع به کاهش می‌کند. در لحظه  $t_2$  با رسیدن ولتاژ خازن  $C_r$  به صفر، جریان سلف  $L_r$  به مقدار بیشینه خود می‌رسد. پس از لحظه  $t_2$  جریان سلف از مقدار بیشینه اش شروع به کاهش کرده و ولتاژ خازن  $C_r$  در جهت منفی شروع به زیاد شدن می‌کند. این مد تا رسیدن ولتاژ خازن به مقدار  $-V_o/(4+4N)$  و کاهش جریان سلف  $L_r$  به مقدار  $I_2$  ادامه پیدا می‌کند، در لحظه  $t_3$  ولتاژ دو سر کلید  $Q_4$  به مقدار  $V_o/(4+4N) - V_{in}$  و ولتاژ دو سر دیود  $D_{b2}$  به مقدار  $V_o/(4+4N) - V_{in}$  می‌رسد. در طول این مد معادلات زیر حاکم است:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{in}}{Z_r} \sin[\omega_r(t-t_1)] + I_1 \cos[\omega_r(t-t_1)] \quad (3)$$

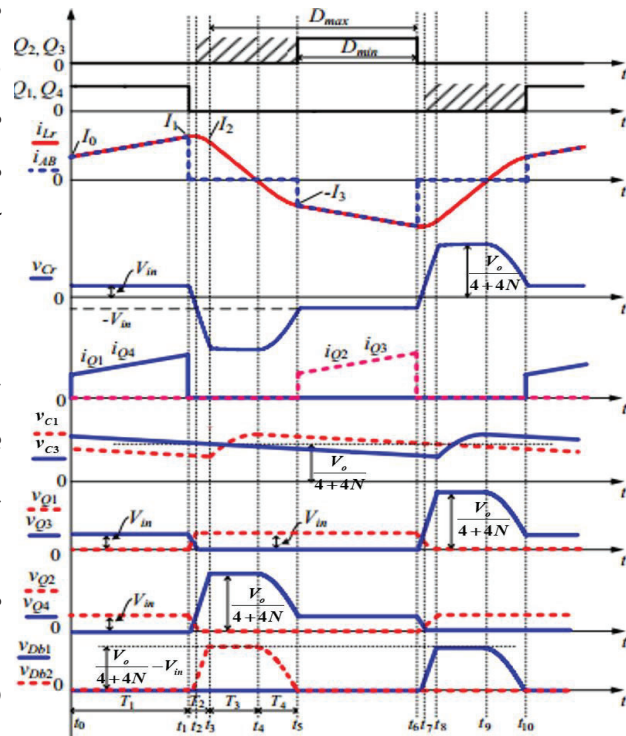
$$v_{Cr}(t) = V_{in} \cos[\omega_r(t-t_1)] - I_1 Z_r \sin[\omega_r(t-t_1)] \quad (4)$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_r} \left[ \arcsin \left( \frac{V_{in}}{\sqrt{V_{in}^2 + \frac{L_r I_1^2}{C_r}}} \right) + \arcsin \left( \frac{V_o}{(4+4N) \sqrt{V_{in}^2 + \frac{L_r I_1^2}{C_r}}} \right) \right] \quad (5)$$

که  $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ ،  $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$  و  $T_2$  طول بازه زمانی از  $t_1$  تا  $t_3$  می‌باشد.

### ۲.۲.۳ مد کاری سوم، $[t_3, t_4]$ ، «شکل ۳-ج»

در لحظه  $t_3$  با رسیدن ولتاژ خازن  $C_r$  به مقدار  $-V_o/(4+4N)$  دیود  $D_1$  بایاس مستقیم شده و هدایت می‌کند. با روشن شدن دیود  $D_1$ ، دیودهای  $D_{R,1,1}$ ،  $D_{R,2,1}$ ،  $D_{R,1,2}$ ،  $D_{R,2,2}$ ،  $D_{R,1,3}$ ،  $D_{R,2,3}$ ،  $D_{R,1,4}$ ،  $D_{R,2,4}$  از بخش سمت چپ بایاس مستقیم شده و روشن می‌شوند. روشن شدن این دیودها باعث خواهد شد که خازن‌های  $C_{R,1,1}$ ،  $C_{R,2,1}$ ،  $C_{R,1,2}$ ،  $C_{R,2,2}$ ،  $C_{R,1,3}$ ،  $C_{R,2,3}$ ،  $C_{R,1,4}$ ،  $C_{R,2,4}$  توسط خازن‌های  $C_{R,N,1}$  و  $C_{R,N,2}$  هم‌چنین خازن‌های  $C_{L,1,2}$ ،  $C_{L,2,2}$ ،  $C_{L,1,3}$ ،  $C_{L,2,3}$ ،  $C_{L,1,4}$ ،  $C_{L,2,4}$  توسط خازن‌های  $C_{L,N,1}$  و  $C_{L,N,2}$  شارژ می‌شوند، چون



شکل ۲: شکل موج‌های مبدل پیشنهادی.

### ۲.۲.۱ مد کاری اول، $[t_0, t_1]$ ، «شکل ۳-الف»

این مد با روشن شدن کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_4$  شروع می‌شود. با روشن شدن این کلیدها ولتاژ  $V_{in}$  به دو سر مدار LC موازی اعمال می‌شود. در نتیجه:

$$v_{Lr} = v_{Cr} = V_{in} \quad (1)$$

پس جریان سلف  $L_r$  از مقدار اولیه  $I_0$  به صورت خطی افزایش خواهد یافت و ولتاژ خازن  $C_r$  در مقدار  $V_{in}$  ثابت خواهد ماند. این مد در لحظه  $t_1$  با قطع شدن پالس گیت کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_4$  به پایان خواهد رسید. در پایان این مد جریان سلف  $L_r$  به مقدار  $I_1$  می‌رسد.

$$I_1 = I_0 + \frac{V_{in} T_1}{L_r} \quad (2)$$

که  $T_1$  طول بازه زمانی از  $t_0$  تا  $t_1$  می‌باشد.

### ۲.۲.۲ مد کاری دوم، $[t_1, t_3]$ ، «شکل ۳-ب»

در لحظه  $t_1$  کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_4$  خاموش می‌شوند. به دلیل وجود

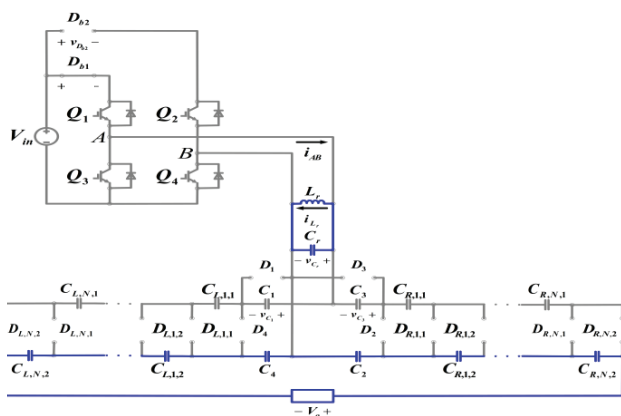


۲,۴. مد کاری چهارم،  $[t_4, t_5]$ ، «شکل ۳-۵»

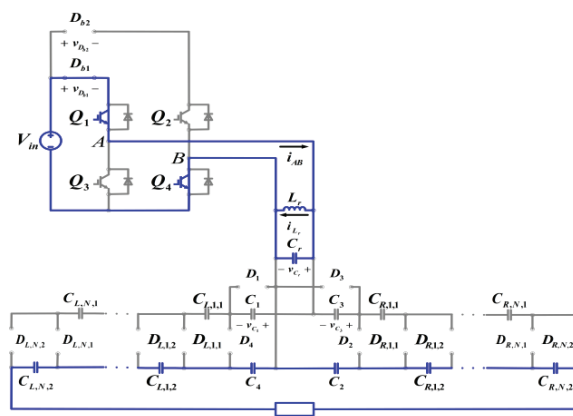
در لحظه  $t_4$  با صفر شدن جریان سلف  $L_r$  دیود  $D_1$  به صورت طبیعی خاموش می‌شود. چون هیچ‌یک از کلیدها پالس گیت دریافت نکرده‌اند خاموش باقی می‌مانند. پس سلف  $L_r$  و خازن  $C_r$  موجود در مدار LC موازی با هم شروع به نوسان خواهند کرد و  $C_r$  روی  $L_r$  تخلیه خواهد شد. ولتاژ خازن  $C_r$  از مقدار  $-V_o/(4+4N)$  شروع به افزایش و جریان سلف  $L_r$  در جهت منفی شروع به افزایش می‌کند. در لحظه  $t_5$  ولتاژ دو سر خازن  $C_r$  به مقدار  $-V_{in}$  و جریان سلف  $L_r$  به مقدار  $-I_3$  می‌رسد. هم‌چنین ولتاژ دو سر کلید  $Q_4$  از مقدار  $V_o/(4+4N)$  کاهش پیدا کرده و به مقدار  $V_{in}$  خواهد رسید. در طول این مد معادلات زیر برقرار است:

$$T_3 = \frac{(4+4N)I_2L_r}{V_o} \quad (۶)$$

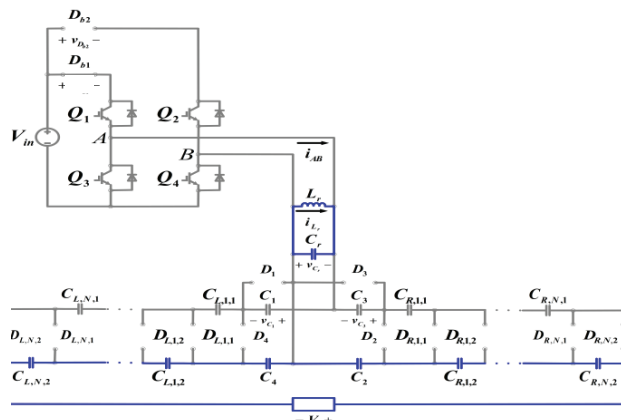
خازن‌های موجود در بخش  $4+4N$  برابر کننده بزرگ و یک‌سان در نظر گرفته شده‌اند ولتاژ خروجی ثابت خواهد ماند. به همین علت ولتاژ دو سر خازن  $C_r$  در مقدار  $-V_o/(4+4N)$  ثابت خواهد ماند. جریان سلف  $L_r$  نیز به صورت خطی کاهش خواهد یافت و در لحظه  $t_4$  به صفر خواهد رسید. با صفر شدن جریان سلف  $L_r$  دیود  $D_1$  خاموش شده و این مد به پایان می‌رسد. بازه زمانی از لحظه  $t_3$  تا  $t_4$  از رابطه زیر محاسبه می‌شود:



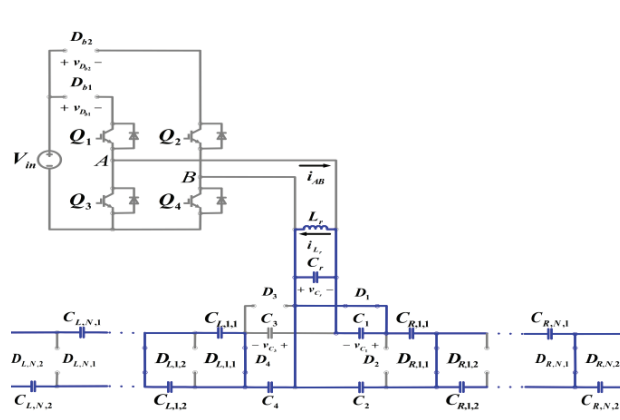
(ج)



(الف)



(د)



(ب)

شکل ۳: مدار معادل مبدل پیشنهادی در طول مدهای کاری مختلف؛ (الف)  $t_0 < t < t_1$ ؛ (ب)  $t_1 < t < t_2$ ؛ (ج)  $t_2 < t < t_3$ ؛ (د)  $t_3 < t < t_4$ ؛ (ه)  $t_4 < t < t_5$



هم‌چنین ولتاژ دو سر کلید  $Q_1$  نیز در این لحظه  $V_{in}$  هست. پس در این لحظه ولتاژ دو سر کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_3$  صفر هست. اگر در لحظه  $t_5$  پالس گیت به کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_3$  اعمال شود این کلیدها تحت ولتاژ صفر روشن خواهند شد و در نتیجه ولتاژ دو سر مدار تشدید موازی برابر  $-V_{in}$  خواهد شد، پس جریان سلف  $L_r$  در جهت منفی به صورت خطی شروع به افزایش می‌کند و ولتاژ خازن  $C_r$  در مقدار  $-V_{in}$  ثابت خواهد ماند. این مد شبیه مد اول هست.

$$i_{L_r}(t) = -\frac{V_o}{(4+4N)\omega_r L_r} \sin[\omega_r(t-t_4)] \quad (7)$$

$$v_{C_r}(t) = \frac{-V_o \cos[\omega_r(t-t_4)]}{4+4N} \quad (8)$$

$$T_4 = \frac{1}{\omega_r} \arccos\left(\frac{(4+4N)V_{in}}{V_o}\right) \quad (9)$$

که  $T_4$  طول بازه زمانی از  $t_4$  تا  $t_5$  می‌باشد.

## ۲.۵. مد کاری پنجم، $[t_5, t_6]$

در لحظه  $t_5$  مقدار ولتاژ دو سر کلید  $Q_4$  به مقدار  $V_{in}$  می‌رسد

جدول ۱: مقایسه بین ساختار مبدل‌های غیرایزوله مختلف

ساختارها	استرس ولتاژ	کلیدزنی نرم	تنظیم ولتاژ	فرکانس کلیدزنی
مراجع [۱۱،۱۰]	کم	خیر	خوب	ثابت
مراجع [۱۳،۱۲]	کم	بله	بد	ثابت
مراجع [۱۴-۱۶]	زیاد	بله	خوب	متغیر
مرجع [۱۷]	زیاد	بله	خوب	متغیر
مرجع [۱۸]	متوسط	بله	خوب	متغیر
ارائه شده	متوسط: برای Nهای کوچک کم: برای Nهای بزرگ	بله	خوب	متغیر

خواهند بود.

## ۲.۶. تحلیل مبدل پیشنهادی

### الف. کلیدزنی نرم

در شروع مد اول، با روشن شدن کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_4$ ، ولتاژ  $V_{in}$  به دو سر مدار LC موازی اعمال می‌شود، پس ولتاژ خازن  $C_r$  برابر  $V_{in}$  می‌شود. چون ولتاژ خازن تغییرات لحظه‌ای ندارد پس در پایان مد هشتم نیز ولتاژ خازن  $C_r$  برابر  $V_{in}$  بوده است. پس می‌توان نتیجه گرفت که در لحظه‌ای که کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_4$  روشن می‌شوند ولتاژ دو سر آنها برابر صفر هست به عبارتی روشن شدن این کلیدها تحت ولتاژ صفر (ZVS) خواهد بود. هم‌چنین در مد پنجم ذکر شد که برای کاهش تلفات کلیدزنی پالس گیت در زمانی که ولتاژ دو سر کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_3$  صفر است به این کلیدها اعمال می‌شود. پس روشن شدن تمام کلیدها تحت ولتاژ صفر (ZVS) هست.

اگر در لحظه  $t_5$  پالس گیت به کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_3$  اعمال نشود، مد چهارم ادامه خواهد یافت و جریان سلف  $L_r$  از مقدار صفر شروع به کاهش کرده و ولتاژ خازن  $C_r$  از مقدار  $-V_{in}$  بیشتر خواهد شد. در نتیجه با اعمال پالس گیت به کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_3$  بعد از لحظه  $t_5$  روشن شدن این کلیدها تحت ولتاژ صفر نخواهد بود و موجب افزایش تلفات کلیدزنی خواهد شد. پس برای این که تلفات کلیدزنی کاهش یابد بهتر است که در لحظه  $t_5$  پالس گیت به این کلیدها اعمال شود. در لحظه  $t_6$  جریان سلف به مقدار  $-I_1$  می‌رسد و این مد به پایان می‌رسد.

مدهای کاری در بازه زمانی  $[t_6, t_{10}]$  مشابه مدهای دوم، سوم و چهارم هستند در سیکل منفی هستند. به عبارت دیگر، مدار معادل‌هایی که در این بازه زمانی وجود دارند مشابه شکل‌های نشان داده شده «شکل ۳-الف»، «شکل ۳-ب»، «شکل ۳-ج» و «شکل ۳-د» در سیکل منفی



انتخاب N دلخواه توسط نرم افزار PSCAD شبیه سازی می شود. متغیر N که نشان دهنده تعداد سلول های چند برابر کننده در ۲ سمت راست و چپ هست می تواند از صفر تا هر مقدار دلخواهی انتخاب شود، در این بخش این پارامتر صفر انتخاب شده که موجب می شود  $4+4N$  برابر کننده ولتاژ به یک ۴ برابر کننده تبدیل شود. پارامترهایی که در شبیه سازی استفاده شده اند در «جدول ۲» شرح داده شده است.

شکل موج های پالس گیت کلیدها، جریان سلف  $L_r$ ، ولتاژ خازن  $C_r$ ، تنش ولتاژ روی کلیدها و دیودهای بلوکه کننده  $D_{b1}$  و  $D_{b2}$  در «شکل ۴» مشاهده می شود. همان طور که در «شکل ۴-الف» مشاهده می شود، پالس گیت های کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_4$  با هم و همچنین پالس گیت کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_3$  با هم اعمال می شوند، پس کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_4$  با هم و همچنین کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_3$  با هم روشن می شوند. در «شکل ۴-ب» جریان سلف  $L_r$  نشان داده شده است، همان گونه که مشاهده می گردد جریان این سلف نسبت به محور زمان متقارن است و علت آن یکسان فرض نمودن خازن های مدار چند برابر کننده ولتاژ هست. در «شکل ۴-ج» شکل موج دو سر خازن  $C_r$  نشان داده شده است. مشاهده می شود که ولتاژ این خازن در مقدار  $20kV$  کلمپ شده که علت آن استفاده از مدار ۴ برابر کننده ولتاژ در طرف خروجی هست، این مدار ولتاژ خازن  $C_r$  را ۴ برابر و یک سو می کند و به خروجی منتقل می کند. در «شکل ۴-د» و «شکل ۴-ه» به ترتیب ولتاژ دو سر کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_3$  و ولتاژ دو سر کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_4$  نشان داده شده است. با مشاهده این شکل ها می توان نتیجه گرفت که استرس ولتاژ روی کلیدهای  $Q_1$ ،  $Q_2$ ،  $Q_3$  و  $Q_4$  به ترتیب برابر  $4kV$ ،  $4kV$ ،  $20kV$  و  $20kV$  هست.

در لحظه  $t_2$  ولتاژ خازن  $C_r$  برابر  $V_{in}$  هست پس ولتاژ دو سر کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_4$  برابر صفر است. در همین لحظه این کلیدها با برداشته شدن پالس گیت از روی آن ها خاموش می شوند. پس خاموش شدن کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_4$  تحت ولتاژ صفر (ZVS) صورت می گیرد. به طور مشابه برای کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_3$  می توان نتیجه گرفت که خاموش شدن این کلیدها نیز تحت ولتاژ صفر صورت می گیرد. پس روشن و خاموش شدن کلیه کلیدها تحت ولتاژ صفر (ZVS) صورت می گیرد.

### ب. استرس ولتاژ

در «شکل ۲» شکل موج های ولتاژ دو سر کلیدهای نیمه هادی و همچنین دیودهای بلوکه کننده نشان داده شده است. استرس ولتاژ روی یک کلید نیمه هادی با بیشینه دامنه ولتاژ در ۲ سر آن برابر است. بر طبق این تعریف، استرس ولتاژ روی کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_2$  برابر  $V_{in}$  و استرس ولتاژ روی کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_3$  برابر  $V_o/(4+4N)$  هست. هم چنین استرس ولتاژ روی دیودهای  $D_{b1}$  و  $D_{b2}$  برابر  $V_o/(4+4N) - V_{in}$  می باشد. پس استرس ولتاژ روی نیمه هادی های قسمت اولیه مدار پیشنهادی برابر  $V_o/(1+N)$  هست که این مقدار  $1/(2+2N)$  برابر مقدار مشابه در [۱۵] و  $1/(4+4N)$  برابر مقدار مشابه در [۱۶-۱۹] می باشد. از این مقایسه می توان نتیجه گرفت که تلفات هدایت مدار پیشنهادی نسبت به [۱] کم تر است همچنین بیشینه دامنه ولتاژ روی مدار تشدید موازی برابر  $V_o/(4+4N)$  هست در نتیجه اندازه مدار تشدید موازی کم هست و سایز مدار پیشنهادی کم تر و بازده آن بیش تر هست.

در «جدول ۱»، مقایسه بین ساختارهای مبدل های غیر ایزوله مختلف نشان داده شده است. همان گونه که در «جدول ۱»، مشاهده می شود مبدل پیشنهادی دارای عمل کرد بهتری در مقایسه با مراجع ذکر شده در جدول بوده و کاربرد مدل پیشنهادی در انرژی های تجدید پذیر فراهم می گردد.

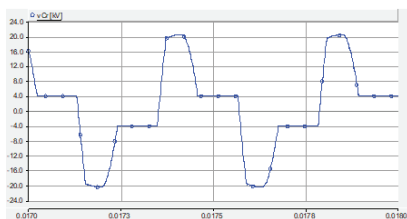
### ۳. نتایج شبیه سازی

در این بخش، برای اطمینان از کارکرد درست ساختار ارائه شده مدار با

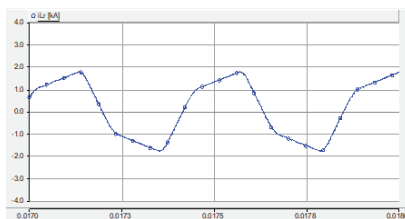


جدول ۲: پارامترهای شبیه‌سازی

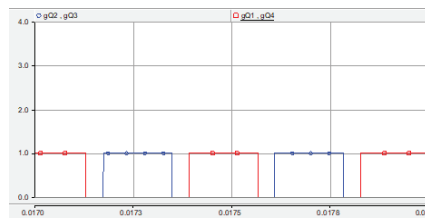
پارامتر	علامت	مقدار
ولتاژ ورودی	$V_{in}$	4 kV
ولتاژ خروجی	$V_o$	80 kV
سلف مدار تشدید	$L_r$	600 $\mu$ H
خازن مدار تشدید	$C_r$	1.68 $\mu$ F
خازن‌های مدار چند برابر کننده	$\begin{cases} C_1, C_2, C_3, C_4 \\ C_{R,i,1}, C_{R,i,2} \\ C_{L,i,1}, C_{L,i,2} \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases}$	22 $\mu$ F
فرکانس کلیدزنی	$f_s$	2.3 kHz
چرخه کاری	$D$	0.4



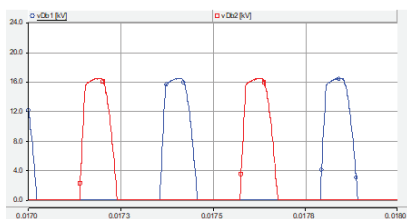
(الف)



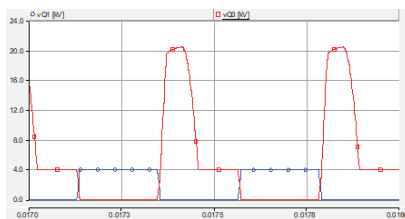
(ب)



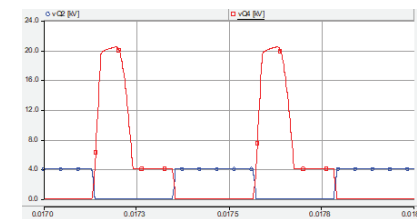
(ج)



(د)



(ه)



(و)

شکل ۴: نتایج شبیه‌سازی؛ (الف) پالس گیت کلیدها؛ (ب) جریان سلف  $L_r$ ؛ (ج) ولتاژ خازن  $C_r$ ؛ (د) ولتاژ کلیدهای  $Q_1$  و  $Q_3$ ؛ (ه) ولتاژ کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_4$ ؛ (و) ولتاژ دیودهای  $D_{b1}$  و  $D_{b2}$

- [3] A. Farooq, C. He, H. Chen, and G. Chen, "A high step-up DC-DC converter with intermediate capacitor and coupled inductors," in *Proc. ICIEA*, 2014, pp. 1791-1797.
- [4] T. Luth, M. Merlin, T. Green, F. Hassan, and C. Barker, "High frequency operation of a DC/AC/DC system for HVDC applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4107-4115, 2014.
- [5] Y. Zhou, D. Jiang, P. Hu, et al "A prototype of modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 7, pp. 3267-3278, 2014.
- [6] W. Chen, X. Ruan, H. Yan, and C. K. Tse, "DC/DC conversion systems consisting of multiple converter modules: stability, control and experimental verifications," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1463- 1474, 2009.
- [7] K. Park and Z. Chen, "Analysis and design of a parallelconnected single active bridge DC-DC converter for highpower wind farm applications," *IEEE Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, pp.1-10.
- [8] P. Monjean, J. Delanoe, J. Auguste, C. Saudemont, J. Sprooten , A. Mirzaian, and B. Robyns, "Topologies comparison of multi-cell medium frequency transformer for offshore farms," in *Proc. IET AC and DC Power Transmission*, 2010, pp. 1-5.
- [9] A. A. Hagar, "A new family of transformerless modular DC-DC converters for high power applications," Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Univ. of Toronto, Toronto, ON, Canada, 2011.
- [10] N. Denniston, A. Massoud, S. Ahmed, et al, "Multiple module high gain high voltage DC-DC transformers for offshore wind energy systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1877- 1886, 2011.
- [11] C. Zhan, C. Smith, A. Crane, et al, "DC transmission and distribution system for a large offshore wind farm," in *Proc. IET AC and DC Power Transmission*, 2010, pp. 1-5.
- [12] W. Chen, A. Huang, C. Li, et al, "Analysis and comparison of medium voltage high power DC/DC converters for offshore wind energy systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 2014-2023, 2013.
- [13] A. Parastar, A. Gandomkar, M. Jin, and J. Seok, "High power solid-state step-up resonant Marx modulator with continuous output current for offshore wind energy systems," in *Proc. IEEE ECCE*, 2013, pp. 1709-1716.
- [14] D. Jovcic, "Step-up dc-dc converter for megawatt size applications," *IET Power Electron.*, vol.2, no. 6, pp. 675-685, 2009.
- [15] D. Jovcic, "Bidirectional, high-power DC transformer," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 24, no. 4, pp. 2276-2283, 2009.
- [16] J. Robinson, D. Jovcic, and G. Joós, "Analysis and design of an offshore wind farm using a MV DC grid," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 4, pp. 2164-2173, 2010.
- [17] A. A. Hagar and P. W. Lehn, "Comparative evaluation of a new family of transformerless modular DC-DC converters for high-power applications," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 29, no. 1, pp. 444-452, 2014.
- [18] W. Chen, X. Wu, L. Yao, W. Jiang, and R. Hu, "A Step-up Resonant Converter for Grid-Connected Renewable Energy Sources," *IEEE Trans Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3017-3029, 2015.
- [19] F. Liu, G. Hu, and X. Ruan, "Three-phase three-level DC/DC converter for high input voltage and high-power applications adopting symmetrical duty cycle control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 56-65, 2014.
- [20] Z. Zhang, F. Li, and Y.-F. Liu, "A high-frequency dualchannel isolated resonant gate driver with low gate drive loss for ZVS full-bridge converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 3077-3090, 2014.
- [21] X. Ruan, L. Zhou, and Y. Yan, "Soft-switching PWM three-level converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 612-622, 2001.

در «شکل ۴-و» نیز ولتاژ دو سر دیودهای بلوکه‌کننده نمایش داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود استرس ولتاژ روی دیودهای  $D_{b1}$  و  $D_{b2}$  برابر  $16kV$  هست. مقادیر استرس ولتاژ اجزای نیمه‌هادی، درستی روابط پیشین را نشان می‌دهد.

بدیهی است که با انتخاب  $N$  بالاتر از صفر، استرس ولتاژ روی عناصر نیمه‌هادی کم‌تر خواهد بود. برای نمونه با انتخاب  $N=1$  استرس ولتاژ روی کلیدهای  $Q_2$  و  $Q_4$  برابر  $10kV$  خواهد بود.

#### ۴. نتیجه‌گیری

در این مقاله، ساختار جدیدی برای مبدل DC به DC با بهره‌ی ولتاژ بالا ارائه شد که برای کاربردهای ولتاژ بالا و توان بالا مناسب است، یکی از کاربردهای مهم که نیاز به ولتاژ و توان بالا در آن احساس می‌شود، کاربرد انرژی‌های تجدیدپذیر هست از این رو، این مبدل برای کاربرد در انرژی‌های تجدیدپذیر گزینه‌ی مناسبی هست. در این مبدل کلیدزنی نرم توسط مدار LC موازی محقق شده است و کلیدهای نیمه‌هادی تحت ولتاژ صفر خاموش و تحت ولتاژ صفر روشن می‌شوند. مدهای کاری مبدل پیشنهادی تحلیل شد و معادلات در ۸ مد کاری به دست آمد و مشاهده شد که استرس ولتاژ روی کلیدها با استفاده از مدار چند برابر کننده ولتاژ کاهش می‌یابد. در نهایت مبدل پیشنهادی با انتخاب  $N$  برابر صفر که مدار ۴ برابر کننده را نتیجه داد، شبیه‌سازی شد و درستی کارکرد مبدل پیشنهادی مورد تأیید قرار گرفت.

#### منابع

- [1] M. McDonough, "Integration of Inductively Coupled Power Transfer and Hybrid Energy Storage System: A Multiport Power Electronics Interface for Battery-Powered Electric Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 11, pp. 6423-6433, 2015.
- [2] Brando, G., Di Noia, L. P., Del Pizzo, A., Dannier, A., and Pisani, C.: "Grid connection of wave energy converter in heaving mode operation by supercapacitor storage technology," *IET Renew. Power Generation*, vol. 10, no. 1, pp. 88-97, 2016.





- [22] H. Greinacher, Das Ionometer und seine Anwendung zur Messung von Radium und Röntgenstrahlung, Physikalische Zeitschrift 15 (1924) 410-415.
- [23] J. Cockcroft and E. Walton, "Experiments with high velocity positive ions," Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character, pp. 477-489, 1930.