# تحلیل، طراحی و شبیه‌سازی یک مبدل dc/dc کاهنده با کلیدزنی تحت ولتاژ و جریان صفر

ابراهیم بابائی[1]، استاد، امین عباس‌نژاد[1]، دانشجوی دکتری، سمیه علیلو[2]، کارشناس ارشد، مهران صباحی[1]، دانشیار،

1- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه تبریز- تبریز- ایران
2- شرکت توزیع نیروی برق تهران بزرگ
e-babaei@tabrizu.ac.ir; aminabbasnezhad@tabrizu.ac.ir; somaieh_alilu_s@yahoo.com; sabahi@tabrizu.ac.ir

## چکیده

**این مقاله به تحلیل و طراحی یک ساختار از مبدل‌های dc/dc کاهنده با کلیدزنی نرم می‌پردازد. یکی از مزیت‌های ساختار پیشنهادی کاهش تلفات کلیدزنی و نیز کاهش تنش ولتاژ و جریان روی المان‌های مدار به دلیل کلیدزنی نرم است. در این ساختار روشن شدن کلیدها تحت ولتاژ صفر و جریان صفر بوده و خاموش شدن آن‌ها تحت ولتاژ صفر است. مزیت دیگر ساختار ارائه شده امکان کلیدزنی در فرکانس‌های بالا است. در این مقاله اصول عمل‌کرد مبدل به طور کامل تشریح و تجزیه و تحلیل دقیق مدهای کاری مبدل و نیز جزئیات طراحی و نحوه انتخاب المان‌ها ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی حاصل از نرم‌افزار PSCAD/EMTDC و نیز نتایج آزمایشگاهی موید صحت تحلیل‌های انجام گرفته است.**

**کلمات کلیدی- مبدل dc/dc کاهنده، کلیدزنی نرم، کلیدزنی تحت ولتاژ صفر (ZVS)[1]، کلیدزنی تحت جریان صفر (ZCS)[2]**

تاریخ ارسال مقاله : **1394/01/31**

تاریخ پذیرش مقاله : **1394/09/25**

نام نویسنده‌ی مسئول : ابراهیم بابائی

نشانی نویسنده‌ی مسئول : دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه تبریز

[1] Zero-Voltage Switching (ZVS)
[2] Zero-Current Switching (ZCS)

[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]

## 1 مقدمه

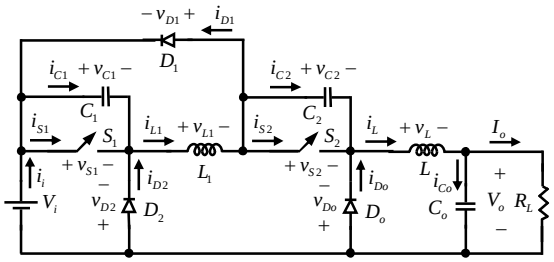
مبدل‌های dc/dc به عنوان اولین انتخاب برای واسط بین منبع ولتاژ dc و بار دینامیکی هستند. این مبدل‌ها می‌توانند با وجود تغییرات در ورودی و خروجی، بار مورد نظر را تامین نمایند [1-3] و در نتیجه علاقه به استفاده از آن‌ها به عنوان واسط افزایش یافته است.

هدف اصلی در این جا طراحی یک مبدل dc/dc با کلیدزنی نرم است. تنش‌های ولتاژ یا جریان کلیدها به هنگام روشن و خاموش شدن آن‌ها موجب افزایش تلفات کلیدزنی می‌شود که یکی از چالش‌های مهم پیش روی طراحان مبدل‌های الکترونیک قدرت است. از آن جایی که ورودی این مبدل‌ها dc است در نتیجه یافتن راه حلی برای ایجاد کلیدزنی نرم دشوار می‌شود. برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم تغییر وضعیت کلیدها باید همراه با حاصل‌ضرب صفر ولتاژ دو سر و جریان عبوری از کلیدها باشد [4]. اگر چه مدار تشدید امکان صفر شدن ولتاژ دو سر یا جریان عبوری از کلید را پیش از کلیدزنی فراهم می‌کند، اما تنش بسیار بالای ولتاژ یا جریان را به کلید اعمال می‌کند. ولتاژ خروجی با تغییر مدت زمان باپیس شدن خازن تشدید توسط یک کلید کنترل می‌شود [5]. دوره تناوب تشدید با ایجاد دوره تناوب طولانی‌تری کنترل می‌شود تا خروجی تنظیم گردد [6]. تلفات کلیدزنی در مبدل‌های ارائه شده در مراجع [5-6] با تکنیک PWM تقریبا صفر شده است. اما کلید اصلی در هر دو مرجع دارای تلفات خازنی حالت روشن شدن است. علاوه بر این، کلید موجود در مدار مبدل مرجع [5] تنش ولتاژی به اندازه دو برابر ولتاژ ورودی را تحمل می‌کند و کلید موجود در مدار مبدل مرجع [6] با تنش جریان تشدیدی مواجه است که حداکثر مقدار آن تابع جریان بار می‌باشد. در مرجع [7] مشکل تنش ولتاژ کلید اصلی با تکنیک ZVS حل شده است ولی کلید کمکی همچنان با تلفات خازنی حالت روشن شدن و نیز تلفات هدایتی بالا به دلیل زیاد بودن جریان عبوری از کلید و دیود، مواجه است. در مرجع [8] با معکوس کردن جهت جریان عبوری از سلف تشدید روشن شدن کلیدها تحت ZCS انجام گرفته و موجب از بین رفتن تنش ولتاژ و جریان کلیدها می‌شود.

در این مقاله، کلیدزنی مبدل dc/dc کاهنده با به کارگیری المان‌های کمکی و نیز سلف و خازن تشدید تحت ZVS و ZCS انجام می‌پذیرد. تحلیل ریاضی مدهای کاری مبدل در بازه‌های زمانی مختلف نشان می‌دهد که تغییر وضعیت کلیدها از حالت خاموش به روشن بدون تنش ولتاژ و جریان است. در ادامه با استفاده از روابط به دست آمده، جزئیات نحوه طراحی مبدل ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی حاصل از نرم‌افزار PSCAD/EMTDC و نیز نتایج حاصل از نمونه آزمایشگاهی ارائه شده موید صحت روابط حاصل از تحلیل مبدل در مدهای کاری مختلف است.

## 2 مبدل dc/dc کاهنده پیشنهادی با کلیدزنی نرم

مدار مبدل کاهنده با کلیدزنی نرم در شکل 1 ارائه شده است. در شکل 1، $V_i$ منبع ولتاژ dc ورودی، $S_1$ کلید کمکی، $C_1$ خازن موازی کلید کمکی جهت فراهم نمودن ZVS برای کلید $S_1$، دیودهای $D_1$ و $D_2$ المان‌های کمکی جهت فراهم کردن شرایط کلیدزنی نرم از طریق ایجاد مسیر کمکی برای مدار تشدید در مدهای کاری مختلف، $L_1$ سلف تشدید، $S_2$ کلید اصلی، $C_2$ خازن موازی کلید اصلی جهت فراهم نمودن ZVS برای کلید $S_2$، $D_o$ دیود خروجی، $L$ سلف فیلتر، $C_o$ خازن فیلتر و $R_L$ مقاومت بار خروجی است [9].




**شکل 1: مبدل dc/dc کاهنده با کلیدزنی نرم**

### 1-2 تحلیل مبدل

برای تحلیل آسان‌تر مبدل ارائه شده در شکل 1 در مدهای کاری مختلف، به دلیل بزرگ بودن مقدار سلف $L$، می‌توان مجموعه سلف $L$ سری با مجموعه خازن $C_o$ موازی با مقاومت $R_L$ را با یک منبع جریان با مقدار ثابت $I_o$ مدل کرد. مقدار خازن‌های $C_1$ و $C_2$ در شکل 1 با هم برابر هستند. مبدل کاهنده پیشنهادی دارای هفت مد کاری بوده که مدار معادل این مدهای کاری به ازای بازه‌های زمانی مختلف در شکل 2 نشان داده شده است.

#### مد کاری اول (بازه زمانی $0 \le t < t_1$)

در این مد کاری کلیدهای $S_1$ و $S_2$ و دیود $D_o$ روشن و دیودهای $D_1$ و $D_2$ خاموش هستند. شکل 2-الف مدار معادل مبدل را در این مد کاری نشان می‌دهد. با توجه به شکل 2-الف می‌توان رابطه زیر را برای ولتاژ دو سر و جریان عبوری از المان‌های مدار نوشت:

$$v_{L1} = -v_{D1} = -v_{D2} = V_i \tag{1}$$

در رابطه فوق، $v_{L1}$، $v_{D1}$ و $v_{D2}$ به ترتیب ولتاژهای دو سر سلف $L_1$، دیودهای $D_1$ و $D_2$ هستند.

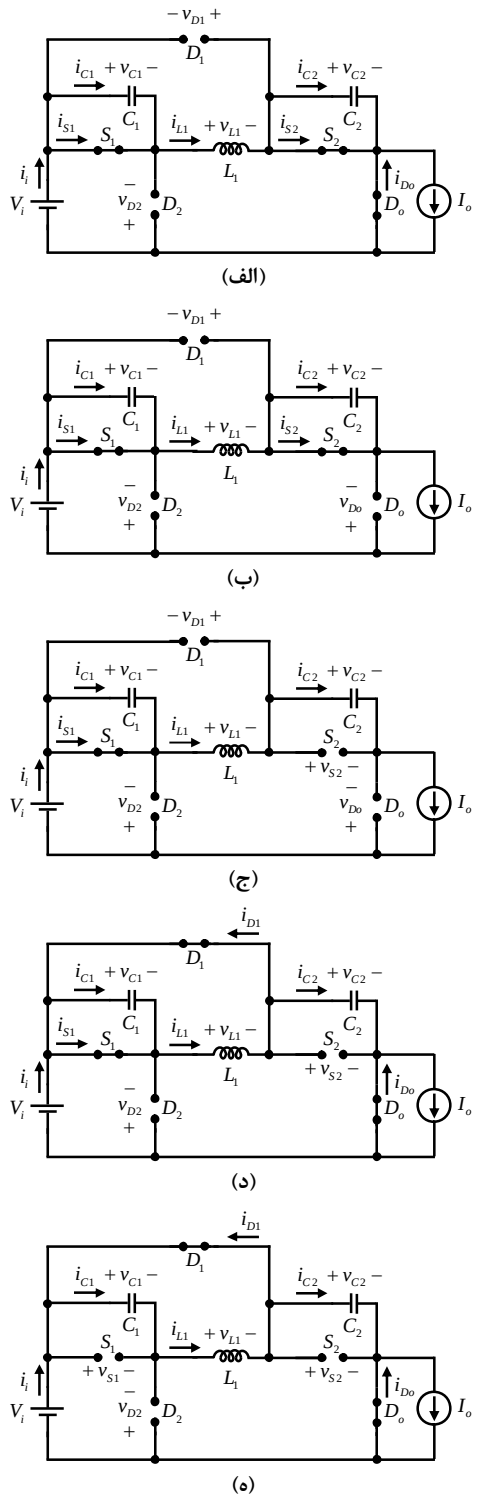
$$i_i = i_{S1} = i_{S2} = i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} t \tag{2}$$

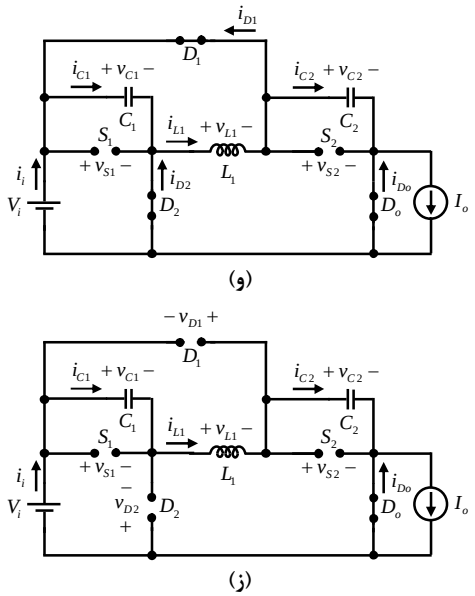
در رابطه فوق، $i_i$، $i_{S1}$، $i_{S2}$ و $i_{L1}$ به ترتیب جریان‌های عبوری از منبع ولتاژ dc ورودی، کلیدهای $S_1$ و $S_2$ و سلف $L_1$ هستند.



[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]




**شکل 2: مدار معادل مبدل در مدهای کاری مختلف؛ (الف) مد کاری اول $0 \le t < t_1$؛ (ب) مد کاری دوم $t_1 \le t < t_2$؛ (ج) مد کاری سوم $t_2 \le t < t_3$؛ (د) مد کاری چهارم $t_3 \le t < t_4$؛ (ه) مد کاری پنجم $t_4 \le t < t_5$؛ (و) مد کاری ششم $t_5 \le t < t_6$؛ (ز) مد کاری هفتم $t_6 \le t \le t_7$**

$$i_{Do} = I_o - i_{L1} = I_o - \frac{V_i}{L_1} t \qquad (3)$$

در رابطه فوق، $i_{Do}$ جریان عبوری از دیود $D_o$ است.

در لحظه $t = t_1$ جریان عبوری از سلف $L_1$ به مقدار $I_o$ رسیده و در نتیجه دیود $D_o$ خاموش می‌شود. بنابراین با توجه به رابطه (3) لحظه $t_1$ به صورت زیر قابل محاسبه خواهد بود:

$$t_1 = \frac{L_1 I_o}{V_i} \qquad (4)$$

## مد کاری دوم (بازه زمانی $t_1 \le t < t_2$)

در این مد کاری کلیدهای $S_1$ و $S_2$ روشن و دیودهای $D_1$، $D_2$ و $D_o$ خاموش هستند. شکل 2-ب مدار معادل مبدل را در این مد کاری نشان می‌دهد. با توجه به شکل 2-ب می‌توان رابطه زیر را نوشت:

$$i_i = i_{S1} = i_{S2} = i_{L1} = I_o \qquad (5)$$

با توجه به شکل 2-ب و رابطه (5) می‌توان نوشت:

$$v_{L1} = -v_{D1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \qquad (6)$$

با اعمال KVL در مدار شکل 2-ب و نیز با توجه به صفر بودن ولتاژ $v_{L1}$، می‌توان برای ولتاژ دو سر دیودهای $D_2$ و $D_o$ نوشت:

$$v_{D2} = v_{Do} = -V_i \qquad (7)$$



[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]

در لحظه $t=t_2$ کلید $S_2$ تحت ولتاژ صفر خاموش می‌شود بنابراین می‌توان برای طول بازه زمانی مد کاری دوم ($T_2$) تعریف زیر را انجام داد:

$$T_2 \triangleq t_2 - t_1 = D_2 T_s - \frac{L_1 I_o}{V_i} \quad (8)$$

در رابطه فوق، $D_2$ چرخه کاری کلید $S_2$ و $T_s$ دوره تناوب کلیدزنی مدار است.

### مد کاری سوم (بازه زمانی $t_2 \le t < t_3$)

در این مد کاری کلید $S_1$ روشن و کلید $S_2$ و دیودهای $D_1$، $D_2$ و $D_o$ خاموش هستند. شکل 2-ج مدار معادل مبدل را در این مد کاری نشان می‌دهد. با توجه به شکل 2-ج می‌توان رابطه زیر را نوشت:

$$i_i = i_{S1} = i_{L1} = i_{C2} = I_o \quad (9)$$

در رابطه فوق، $i_{C2}$ جریان عبوری از خازن $C_2$ است.

در این مد کاری، به دلیل عبور جریان ثابت از سلف $L_1$ ولتاژ دو سر آن برابر صفر است.

با توجه به شکل 2-ج برای ولتاژهای دو سر دیودهای $D_1$ و $D_2$ می‌توان نوشت:

$$v_{D1} = -v_{L1} = 0 \quad (10)$$

$$v_{D2} = -V_i \quad (11)$$

با توجه به شکل 2-ج و رابطه (9) می‌توان نوشت:

$$v_{S2} = v_{C2} = \frac{I_o}{C_2} t \quad (12)$$

در رابطه فوق، $v_{C2}$ و $v_{S2}$ به ترتیب ولتاژهای دو سر خازن $C_2$ و کلید $S_2$ است.

با اعمال KVL در مدار شکل 2-ج ولتاژ دو سر دیود $D_o$ ($v_{Do}$) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$v_{Do} = -V_i + \frac{I_o}{C_2} t \quad (13)$$

ولتاژ دو سر دیود $D_1$ صفر است ولی چون جهت جریان $I_o$ خلاف جهت جریان آند-کاتد دیود مذکور است، در نتیجه این دیود نمی‌تواند روشن شود.

در لحظه $t_3$ ولتاژ دو سر خازن $C_2$ به مقدار $V_i$ رسیده و در نتیجه ولتاژ دو سر دیود $D_o$ برابر صفر شده و روشن می‌شود. در نتیجه جریان $I_o$ از دیود $D_o$ عبور می‌کند بنابراین با توجه به رابطه (13) می‌توان تعریف زیر را برای طول بازه زمانی مد کاری سوم ($T_3$) انجام داد:

$$T_3 \triangleq t_3 - t_2 = \frac{C_2 V_i}{I_o} \quad (14)$$

روشن شدن دیود $D_o$ موجب روشن شدن دیود $D_1$ در لحظه $t_3$ نیز می‌شود.

### مد کاری چهارم (بازه زمانی $t_3 \le t < t_4$)

در این مد کاری کلید $S_1$ و دیودهای $D_1$ و $D_o$ روشن و کلید $S_2$ و دیود $D_2$ خاموش هستند. شکل 2-د مدار معادل مبدل را در این مد کاری نشان می‌دهد. با توجه به شکل 2-د روابط زیر را می‌توان برای ولتاژ دو سر و جریان عبوری از المان‌های مدار نوشت:

$$v_{C2} = -v_{D2} = V_i \quad (15)$$

$$i_{Do} = I_o \quad (16)$$

به دلیل ثابت بودن ولتاژ دو سر خازن $C_2$ جریان عبوری از آن برابر صفر است.

با توجه به این که در ابتدای این مد کاری با روشن شدن دیود $D_1$ ولتاژ دو سر سلف $L_1$ برابر صفر می‌شود، بنابراین جریان عبوری از سلف $L_1$ در مقدار $I_o$ تثبیت می‌گردد.

در لحظه $t=t_4$ کلید $S_1$ تحت ولتاژ صفر خاموش می‌شود بنابراین با توجه به روابط (8) و (14) می‌توان تعریف زیر را برای طول بازه زمانی مد کاری چهارم ($T_4$) انجام داد:

$$T_4 \triangleq t_4 - t_3 = (D_1 - D_2) T_s - \frac{C_2 V_i}{I_o} \quad (17)$$

در رابطه فوق، $D_1$ چرخه کاری کلید $S_1$ است.

### مد کاری پنجم (بازه زمانی $t_4 \le t < t_5$)

در این مد کاری کلیدهای $S_1$ و $S_2$ و دیود $D_2$ خاموش و دیودهای $D_1$ و $D_o$ روشن هستند. شکل 2-ه مدار معادل مبدل را در این مد کاری نشان می‌دهد. با توجه به شکل 2-ه می‌توان رابطه زیر را نوشت:

$$v_{S2} = v_{C2} = V_i \quad (18)$$

با توجه به ثابت بودن ولتاژ دو سر خازن $C_2$ در نتیجه جریان عبوری از آن برابر صفر خواهد بود بنابراین با اعمال KCL در مدار شکل 2-ه نتیجه می‌شود:

$$i_{Do} = I_o - i_{C2} = I_o \quad (19)$$

با توجه به شکل 2-ه و اعمال KVL در حلقه شامل خازن $C_1$، سلف $L_1$ و دیود $D_1$ نتیجه می‌شود:

$$v_{C1} + v_{L1} = 0 \quad (20)$$

$$i_{C1} = i_{L1} \quad (21)$$

در روابط فوق، $v_{C1}$ و $i_{C1}$ به ترتیب ولتاژ دو سر و جریان عبوری از خازن $C_1$ هستند.

در مدار تشدید شکل 2-ه شرایط اولیه به صورت زیر است:

$$v_{C1}\big|_{t=t_4} = 0 \quad (22)$$

$$i_{L1}\big|_{t=t_4} = I_o \quad (23)$$

با توجه به روابط (21) و (23) نتیجه می‌شود:

$$\left.\frac{dv_{C1}}{dt}\right|_{t=t_4} = \frac{I_o}{C_1} \quad (24)$$



[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]

با اعمال شرایط اولیه ارائه شده در روابط (22) و (24) و با فرض مبدا زمانی جدید ($t_4 = 0$)، رابطه ولتاژ دو سر خازن $C_1$ که برابر ولتاژ دو سر کلید $S_1$ ($v_{S1}$) است به صورت زیر به دست می‌آید:

$$v_{S1} = v_{C1} = I_o\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\sin\omega_{r1}t \tag{25}$$

در رابطه فوق، $\omega_{r1}$ فرکانس زاویه‌ای تشدید در مد کاری پنجم است که به صورت رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$\omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} \tag{26}$$

با توجه به روابط (21) و (25) و هم چنین با اعمال KCL و نیز با توجه به برابر صفر بودن $i_{C2}$ نتیجه می‌شود:

$$i_{L1} = i_{C1} = i_{D1} = I_o\cos\omega_{r1}t \tag{27}$$

در رابطه فوق، $i_{D1}$ جریان عبوری از دیود $D_1$ است.

با توجه به رابطه (27) نتیجه می‌شود:

$$v_{L1} = -I_o\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\sin\omega_{r1}t \tag{28}$$

با اعمال KVL در مدار شکل 2-ه ولتاژ دو سر دیود $D_2$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$v_{D2} = I_o\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\sin\omega_{r1}t - V_i \tag{29}$$

در لحظه $t = t_5$ ولتاژ دو سر دیود $D_2$ برابر صفر شده و روشن می‌شود. در نتیجه می‌توان برای طول بازه زمانی مد کاری پنجم ($T_5$) تعریف زیر را انجام داد:

$$T_5 \triangleq t_5 - t_4 = \frac{1}{\omega_{r1}}\sin^{-1}\frac{V_i}{I_o}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \tag{30}$$

در لحظه $t = t_5$ جریان عبوری از سلف $L_1$ به مقدار زیر می‌رسد:

$$i_{L1}\Big|_{t=t_5} = I_o\sqrt{1-\frac{C_1V_i^2}{L_1I_o^2}} \tag{31}$$

## مد کاری ششم (بازه زمانی $t_5 \le t < t_6$)

در این مد کاری دیودهای $D_1$، $D_2$ و $D_o$ روشن و کلیدهای $S_1$ و $S_2$ خاموش هستند. شکل 2-و مدار معادل مبدل را در این مد کاری نشان می‌دهد. با توجه به شکل 2-و می‌توان روابط زیر را برای ولتاژ دو سر و جریان عبوری از المان‌های مدار نوشت:

$$v_{S1} = v_{S2} = v_{C1} = v_{C2} = V_i \tag{32}$$

$$i_{Do} = I_o \tag{33}$$

با توجه به رابطه (32) به دلیل ثابت بودن ولتاژ دو سر خازن‌های $C_1$ و $C_2$ جریان عبوری از آن‌ها برابر صفر خواهد بود.

با اعمال KVL برای ولتاژ دو سر سلف $L_1$ می‌توان نوشت:

$$v_{L1} = -V_i \tag{34}$$

با توجه به روابط (31) و (34) جریان عبوری از سلف $L_1$ به صورت زیر قابل بیان خواهد بود:

$$i_{D1} = i_{D2} = -i_i = i_{L1} = I_o\sqrt{1-\frac{C_1V_i^2}{L_1I_o^2}} - \frac{V_i}{L_1}t \tag{35}$$

در رابطه فوق، $i_{D2}$ جریان عبوری از دیود $D_2$ است.

در لحظه $t = t_6$ جریان عبوری از سلف $L_1$ برابر صفر شده و به تبع آن با صفر شدن جریان‌های عبوری از دیودهای $D_1$ و $D_2$، این دیودها نیز خاموش می‌شوند بنابراین می‌توان برای طول بازه زمانی مد کاری ششم ($T_6$) تعریف زیر را انجام داد:

$$T_6 \triangleq t_6 - t_5 = \frac{L_1I_o}{V_i}\sqrt{1-\frac{C_1V_i^2}{L_1I_o^2}} \tag{36}$$

## مد کاری هفتم (بازه زمانی $t_6 \le t \le t_7$)

در این مد کاری کلیدهای $S_1$ و $S_2$ و دیودهای $D_1$ و $D_2$ خاموش و دیود $D_o$ روشن هستند. شکل 2-ز مدار معادل مبدل را در این مد کاری نشان می‌دهد. با اعمال KVL در حلقه شامل $V_i$، $C_1$، $L_1$ و $C_2$ می‌توان نوشت:

$$v_{C1} + v_{C2} + v_{L1} = V_i \tag{37}$$

$$i_i = i_{C1} = i_{C2} = i_{L1} \tag{38}$$

در مدار تشدید شکل 2-ز شرایط اولیه به صورت زیر است:

$$v_{C1}\Big|_{t=t_6} = V_i \tag{39}$$

$$v_{C2}\Big|_{t=t_6} = V_i \tag{40}$$

$$i_{L1}\Big|_{t=t_6} = 0 \tag{41}$$

$$\frac{di_{L1}}{dt}\Big|_{t=t_6} = \frac{1}{L_1}v_{L1}\Big|_{t=t_6} = -\frac{V_i}{L_1} \tag{42}$$

با توجه به شرایط اولیه ارائه شده در روابط (41) و (42) و با فرض مبدا زمانی جدید ($t_6 = 0$) جریان $i_{L1}$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$i_i = i_{C1} = i_{C2} = i_{L1} = -V_i\sqrt{\frac{C_1}{2L_1}}\sin\omega_{r2}t \tag{43}$$

در رابطه فوق، $\omega_{r2}$ فرکانس زاویه‌ای تشدید در مد کاری هفتم است که به صورت رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$\omega_{r2} = \sqrt{\frac{2}{L_1C_1}} \tag{44}$$

با توجه به رابطه (43) رابطه ولتاژ دو سر سلف $L_1$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$v_{L1} = -V_i\cos\omega_{r2}t \tag{45}$$

با توجه به رابطه (43) روابط مربوط به ولتاژهای دو سر خازن‌های $C_1$ و $C_2$ به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$v_{S1} = v_{C1} = v_{S2} = v_{C2} = \frac{V_i}{2}(1+\cos\omega_{r2}t) \tag{46}$$

[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]

با اعمال KVL در مدار شکل 2-ز، ولتاژ دو سر دیود $D_1$ به صورت زیر نتیجه می‌شود:

$$v_{D1} = v_{C2} - V_i = -\frac{V_i}{2}(1-\cos\omega_{r2}t) \quad (47)$$

با اعمال KCL در مدار شکل 2-ز جریان عبوری از دیود $D_o$ به صورت زیر نتیجه می‌شود:

$$i_{Do} = I_o - i_{C2} = I_o + V_i\sqrt{\frac{C_1}{2L_1}}\sin\omega_{r2}t \quad (48)$$

با توجه به رابطه (47) و با اعمال KVL در مدار شکل 2-ز ولتاژ دو سر دیود $D_2$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$v_{D2} = v_{C2} - V_i = -\frac{V_i}{2}(1-\cos\omega_{r2}t) \quad (49)$$

در لحظه $t=t_7$ ولتاژهای دو سر خازن‌های $C_1$ و $C_2$ برابر صفر می‌شود و در نتیجه می‌توان کلیدهای $S_1$ و $S_2$ را تحت ولتاژ و جریان صفر روشن کرد بنابراین می‌توان برای طول بازه زمانی مد کاری هفتم ($T_7$) تعریف زیر را انجام داد:

$$T_7 \triangleq t_7 - t_6 = \pi\sqrt{\frac{L_1C_1}{2}} \quad (50)$$

در لحظه $t=t_7$ جریان عبوری از سلف $L_1$ طبق رابطه (35) برابر صفر می‌شود. لحظه $t=t_7$ همان انتهای دوره تناوب کلیدزنی ($T_s$) است.

در شکل 3 شکل‌موج‌های ولتاژ دو سر و جریان عبوری از المان‌های مبدل با توجه روابط به دست آمده از تحلیل‌های فوق نشان داده شده است.

### 2-2 رابطه چرخه‌های کاری کلیدهای $S_1$ و $S_2$

با توجه به شکل 1 از روی قانون اهم جریان عبوری از بار $R_L$ را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} \quad (51)$$

با توجه به شکل 1 و اعمال KVL در حلقه خروجی شامل $D_o$، $L$ و $R_L$ می‌توان نوشت:

$$v_{Do} + v_L + V_o = 0 \quad (52)$$

با متوسط‌گیری از رابطه (52) و نیز با توجه به صفر بودن متوسط ولتاژ دو سر یک سلف نتیجه می‌شود:

$$V_o = -\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} v_{Do}dt \quad (53)$$

با توجه به شکل‌موج $v_{Do}$ در شکل 3 و نیز با توجه به رابطه (53)، (7) و (13) متوسط ولتاژ $v_{Do}$ به صورت زیر نتیجه می‌شود:

$$V_o = -\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} v_{Do}dt = \frac{V_i}{T_s}\left(D_2T_s - t_1 + \frac{T_3}{2}\right) \quad (54)$$

با جایگذاری مقادیر $t_1$ و $T_3$ به ترتیب از روابط (4) و (14) و سپس ساده‌سازی آن، رابطه چرخه کاری کلید $S_2$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$D_2 = \frac{V_o}{V_i} - \frac{1}{T_s}\left(\frac{V_iC_1R_L}{2V_o} - \frac{V_oL_1}{V_iR_L}\right) \quad (55)$$

با توجه به شکل 1 و با اعمال KCL در گره شامل $C_2$، $S_2$، $D_o$ و $L$ می‌توان نوشت:

$$i_{C2} + i_{S2} + i_{Do} = i_L \quad (56)$$

با توجه به شکل 1 و با اعمال KCL در گره شامل $L$، $C_o$ و $R_L$ می‌توان نوشت:

$$i_L = i_{Co} + I_o \quad (57)$$

با جایگذاری مقدار $i_L$ از رابطه (57) در رابطه (56) نتیجه می‌شود:

$$i_{C2} + i_{S2} + i_{Do} = i_{Co} + I_o \quad (58)$$

با جایگذاری مقدار $I_o$ از رابطه (51) در رابطه (58) و سپس با متوسط‌گیری از رابطه (58) و با توجه به برابر صفر بودن مقدار جریان متوسط عبوری از یک خازن نتیجه می‌شود:

$$\frac{V_o}{R_L} = \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} i_{S2}dt + \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} i_{Do}dt \quad (59)$$

با توجه به شکل‌موج‌های جریان‌های $i_{S2}$ و $i_{Do}$ در شکل 3 و نیز با توجه به روابط (2)، (3)، (5)، (16)، (19)، (33) و (48) و سپس ساده‌سازی آن، رابطه چرخه کاری کلید $S_1$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$D_1 = 1 - \frac{1}{T_s}\left[\sqrt{L_1C_1}\sin^{-1}\left(\frac{V_iR_L}{V_o}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}\right) + \frac{V_oL_1}{V_iR_L}\sqrt{1-\frac{C_1R_L^2V_i^2}{L_1V_o^2}} + \pi\sqrt{\frac{L_1C_1}{2}}\right] \quad (60)$$

## 3 طراحی

### محاسبه حداکثر مقدار جریان عبوری از دیودها و کلیدها

با توجه به شکل 3 حداکثر مقدار جریان عبوری از دیودهای $D_1$، $D_2$ و $D_o$ و کلیدهای $S_1$ و $S_2$ به ترتیب از روابط زیر به دست می‌آیند:

$$i_{D1,\max} = i_{S1,\max} = i_{S2,\max} = I_o \quad (61)$$

$$i_{D2,\max} = I_o\sqrt{1-\frac{C_1V_i^2}{L_1I_o^2}} \quad (62)$$

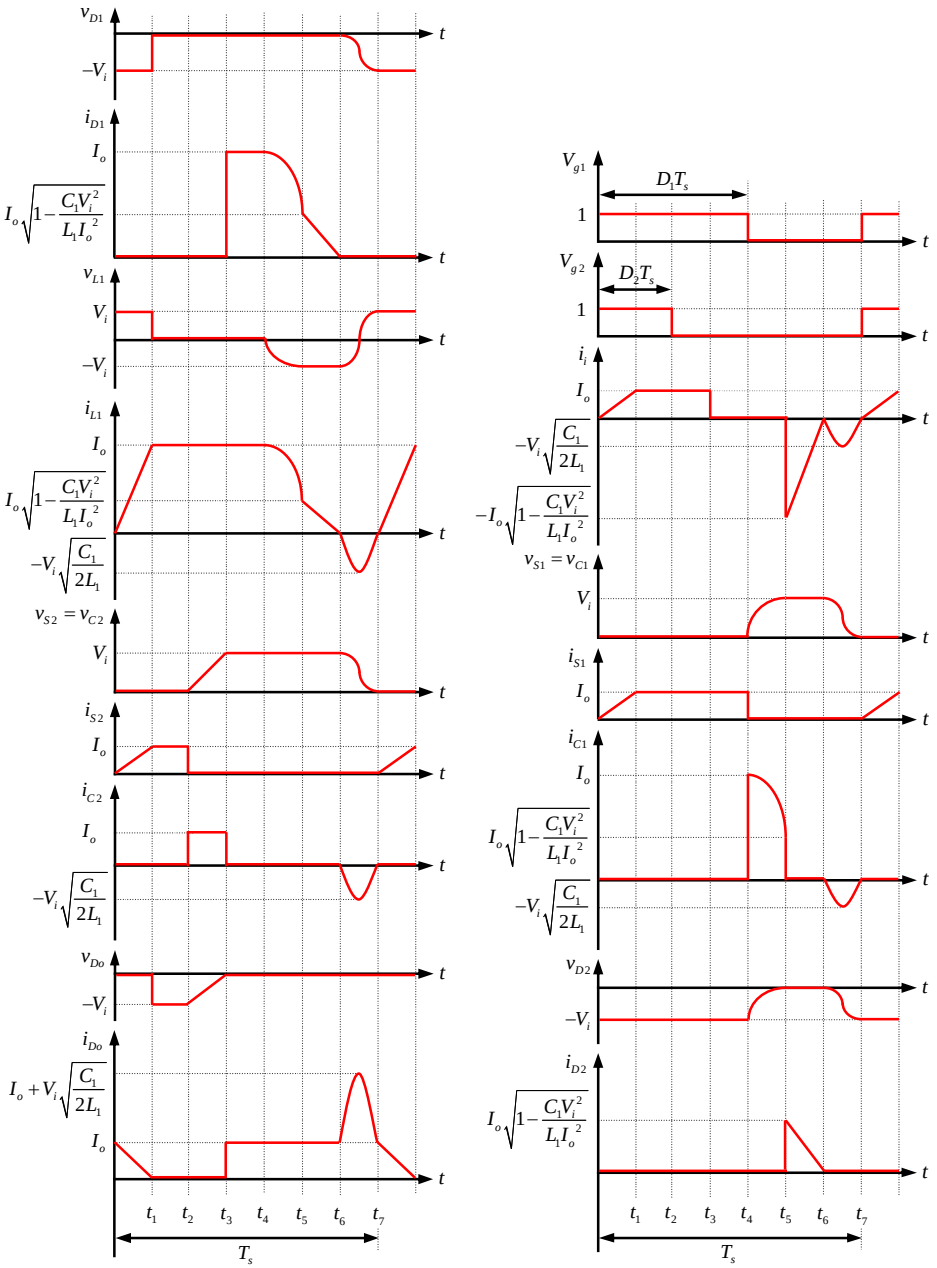
$$i_{Do,\max} = I_o + V_i\sqrt{\frac{C_1}{2L_1}} \quad (63)$$

### محاسبه حداکثر مقدار ولتاژ معکوس دو سر دیودها و کلیدها



[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]




**شکل 3: شکل‌موج‌های ولتاژ دو سر و جریان عبوری از المان‌های مبدل**

با توجه به شکل 3 قدر مطلق حداکثر مقدار ولتاژ دو سر دیودهای $D_1$، $D_2$ و $D_o$ و کلیدهای $S_1$ و $S_2$ مطابق رابطه زیر است:

$$v_{D1,\max}=v_{D2,\max}=v_{Do,\max}=v_{S1,\max}=v_{S2,\max}=V_i \qquad (64)$$

## محاسبه مقدار متوسط جریان عبوری از دیودها و کلیدها

با توجه به شکل 3 مقدار متوسط جریان عبوری از دیود $D_1$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{aligned} I_{D1} &= \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} i_{D1}dt \\ &= \frac{1}{T_s}\Big[I_o(D_1T_s-D_2T_s-T_3) \\ &\quad +\int_0^{\frac{1}{\omega_{r1}}\sin^{-1}\left(\frac{R_LV_i}{V_o}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}\right)} I_o\cos\omega_{r1}t\,dt \\ &\quad +\frac{T_6}{2}I_o\sqrt{1-\frac{C_1R_LV_i^2}{L_1V_o^2}}\Big] \end{aligned} \qquad (65)$$



[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]

با جایگذاری مقادیر $\omega_{r1}$، $I_o$، $T_3$ و $T_6$ به ترتیب از روابط (26)، (51)، (14) و (36) در رابطه (65) و ساده‌سازی آن، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$I_{D1}=\frac{1}{T_s}\left[\frac{(D_1-D_2)V_oT_s}{R_L}-\frac{(3\sqrt{2}-2)V_iC_1}{2\sqrt{2}}+\frac{L_1V_o^2}{2R_L^2V_i}\right] \quad (66)$$

با توجه به شکل 3 مقدار متوسط جریان عبوری از دیود $D_2$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$I_{D2}=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} i_{D2}dt=\frac{1}{T_s}\left(\frac{T_6}{2}I_o\sqrt{1-\frac{C_1R_LV_i^2}{L_1V_o^2}}\right) \quad (67)$$

در رابطه فوق، $I_{D2}$ مقدار متوسط جریان عبوری از دیود $D_2$ است.
با جایگذاری مقادیر $I_o$ و $T_6$ به ترتیب از روابط (51) و (36) در رابطه (67) و ساده‌سازی آن، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$I_{D2}=\frac{1}{T_s}\left(\frac{L_1V_o^2}{2R_L^2V_i}-\frac{C_1V_i}{2}\right) \quad (68)$$

با توجه به شکل 3 مقدار متوسط جریان عبوری از دیود $D_o$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{aligned}I_{Do}&=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} i_{Do}dt\\&=\frac{1}{T_s}\left[I_o\left(\frac{t_1}{2}+D_1T_s-D_2T_s-T_3+T_5+T_6\right.\right.\\&\left.\left.+\frac{\pi}{\omega_{r2}}\right)+\int_0^{\frac{\pi}{\omega_{r2}}}V_i\sqrt{\frac{C_1}{2L_1}}\sin\omega_{r2}tdt\right]\end{aligned} \quad (69)$$

با جایگذاری مقادیر $\omega_{r2}$، $I_o$، $t_1$، $T_3$، $T_5$ و $T_6$ به ترتیب از روابط (44)، (51)، (4)، (14)، (30) و (36) در رابطه (69) و ساده‌سازی آن، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$\begin{aligned}I_{Do}=\frac{1}{T_s}\Bigg[&\frac{L_1V_o^2}{2R_L^2V_i}+\frac{(D_1-D_2)V_oT_s}{R_L}\\&+\frac{V_o}{R_L}\sqrt{\frac{L_1C_1}{2}}\sin^{-1}\left(\frac{R_LV_i}{V_o}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}\right)\\&+\frac{L_1V_o^2}{R_L^2V_i}\sqrt{1-\frac{C_1R_LV_i^2}{L_1V_o^2}}+\frac{\pi V_o\sqrt{L_1C_1}}{R_L}\Bigg]\end{aligned} \quad (70)$$

با توجه به شکل 3 مقدار متوسط جریان عبوری از کلید $S_1$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$I_{S1}=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} i_{S1}dt=\frac{1}{T_s}\left[I_o\left(D_1T_s-\frac{t_1}{2}\right)\right] \quad (71)$$

با جایگذاری مقادیر $I_o$ و $t_1$ به ترتیب از روابط (51) و (4) در رابطه (71) و ساده‌سازی آن، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$I_{S1}=\frac{1}{T_s}\left(\frac{V_oD_1T_s}{R_L}-\frac{L_1V_o^2}{2R_L^2V_i}\right) \quad (72)$$

با توجه به شکل 3 مقدار متوسط جریان عبوری از کلید $S_2$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$I_{S2}=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} i_{S2}dt=\frac{1}{T_s}\left[I_o\left(D_2T_s-\frac{t_1}{2}\right)\right] \quad (73)$$

در رابطه فوق، $I_{S2}$ مقدار متوسط جریان عبوری از کلید $S_2$ است.
با جایگذاری مقادیر $I_o$ و $t_1$ به ترتیب از روابط (51) و (4) در رابطه (73) و ساده‌سازی آن، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$I_{S2}=\frac{1}{T_s}\left(\frac{V_oD_2T_s}{R_L}-\frac{L_1V_o^2}{2R_L^2V_i}\right) \quad (74)$$

## محاسبه مقدار متوسط ولتاژ دو سر دیودها و کلیدها

با توجه به شکل 3 مقدار متوسط ولتاژ دو سر دیود $D_1$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{aligned}V_{D1}&=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} v_{D1}dt\\&=\frac{-1}{T_s}\left[t_1V_i+\int_0^{\frac{\pi}{\omega_{r2}}}\frac{V_i(1-\cos\omega_{r2}t)}{2}dt\right]\end{aligned} \quad (75)$$

با جایگذاری مقادیر $\omega_{r2}$ و $t_1$ به ترتیب از روابط (44) و (4) در رابطه (75) و ساده‌سازی آن، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$V_{D1}=\frac{1}{T_s}\left(\frac{V_oL_1}{R_L}-\frac{\pi V_i}{2}\sqrt{\frac{L_1C_1}{2}}\right) \quad (76)$$

با توجه به شکل 3 مقدار متوسط ولتاژ دو سر دیود $D_2$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{aligned}V_{D2}&=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} v_{D2}dt\\&=\frac{-1}{T_s}\left[\int_0^{\frac{1}{\omega_{r1}}\sin^{-1}\left(\frac{V_iR_L}{V_o}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}\right)}\left(V_i-\frac{V_o}{R_L}\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\sin\omega_{r1}t\right)dt\right.\\&\left.+V_iD_1T_s+\int_0^{\frac{\pi}{\omega_{r2}}}\frac{V_i(1-\cos\omega_{r2}t)}{2}dt\right]\end{aligned} \quad (77)$$

با جایگذاری مقادیر $\omega_{r1}$ و $\omega_{r2}$ به ترتیب از روابط (26) و (44) در رابطه (77) و ساده‌سازی آن، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$\begin{aligned}V_{D2}=\frac{-1}{T_s}\Bigg[&V_iD_1T_s+V_i\sqrt{L_1C_1}\sin^{-1}\left(\frac{V_iR_L}{V_o}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}\right)\\&-\frac{V_oL_1}{R_L}\left(1-\sqrt{1-\frac{C_1R_L^2V_i^2}{L_1V_o^2}}\right)+\frac{\pi V_i}{2}\sqrt{\frac{L_1C_1}{2}}\Bigg]\end{aligned} \quad (78)$$

با توجه به شکل 3 مقدار متوسط ولتاژ دو سر دیود $D_o$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$V_{Do}=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} v_{Do}dt=\frac{-1}{T_s}\left[(D_2T_s-t_1)V_i+\frac{T_3V_i}{2}\right] \quad (79)$$

با جایگذاری مقادیر $t_1$ و $T_3$ به ترتیب از روابط (4) و (14) در رابطه (79) و ساده‌سازی آن، رابطه زیر نتیجه می‌شود:



[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]

$$V_{Do}=\frac{-1}{T_s}\left[\left(D_2T_s-\frac{V_oL_1}{V_iR_L}\right)V_i+\frac{C_1R_LV_i^2}{2V_o}\right] \quad (80)$$

با توجه به شکل 3 مقدار متوسط ولتاژ دو سر کلید $S_1$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{aligned}V_{S1}&=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}v_{S1}dt\\&=\frac{1}{T_s}\left(\int_0^{\frac{1}{\omega_{r1}}\sin^{-1}\left(\frac{V_iR_L}{V_o}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}\right)}\frac{V_o}{R_L}\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\sin\omega_{r1}tdt\right.\\&\left.+T_6V_i+\int_0^{\frac{\pi}{\omega_{r2}}}\frac{V_i(1+\cos\omega_{r2}t)}{2}dt\right)\end{aligned} \quad (81)$$

با جایگذاری مقادیر $\omega_{r1}$، $\omega_{r2}$ و $T_6$ به ترتیب از روابط (26)، (44) و (36) در رابطه (81) و ساده‌سازی آن، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$V_{S1}=\frac{1}{T_s}\left(\frac{V_oL_1}{R_L}+\frac{\pi V_i}{2}\sqrt{\frac{L_1C_1}{2}}\right) \quad (82)$$

با توجه به شکل 3 مقدار متوسط ولتاژ دو سر کلید $S_2$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{aligned}V_{S2}&=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}v_{S2}dt\\&=\frac{1}{T_s}\left[\frac{T_3V_i}{2}+(D_1T_s-D_2T_s-T_3+T_5+T_6)V_i\right.\\&\left.+\int_0^{\frac{\pi}{\omega_{r2}}}\frac{V_i(1+\cos\omega_{r2}t)}{2}dt\right]\end{aligned} \quad (83)$$

با جایگذاری مقادیر $\omega_{r2}$، $T_3$، $T_5$ و $T_6$ به ترتیب از روابط (44)، (14) و (30) و (36) در رابطه (83) و ساده‌سازی آن، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$\begin{aligned}V_{S2}=\frac{1}{T_s}\Bigg[&(D_1-D_2)V_iT_s+V_i\sqrt{L_1C_1}\sin^{-1}\left(\frac{V_iR_L}{V_o}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}\right)\\&-\frac{C_1R_LV_i^2}{2V_o}+\frac{L_1V_o}{R_L}\sqrt{1-\frac{C_1R_L^2V_i^2}{L_1V_o^2}}+\frac{\pi V_i}{2}\sqrt{\frac{L_1C_1}{2}}\Bigg]\end{aligned} \quad (84)$$

## محاسبه حداکثر مقدار جریان عبوری از سلف $L_1$

با توجه به شکل 3 حداکثر مقدار جریان عبوری از سلف $L_1$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$i_{L1,\max}=I_o \quad (85)$$

## محاسبه حداکثر مقدار ولتاژ دو سر خازن‌ها

با توجه به شکل 3 حداکثر مقدار ولتاژ دو سر خازن‌های $C_1$ و $C_2$ به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$v_{C1,\max}=v_{C2,\max}=V_i \quad (86)$$

## محاسبه مقادیر $L_1$ و $C_1$

با توجه به روابط (26) و (44) در مدهای کاری مبدل دو بازه زمانی تشدید وجود دارد. رابطه فرکانس زاویه‌ای و دوره تناوب برای این دو بازه زمانی تشدید را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\omega_{r1}=2\pi f_{r1}=\frac{2\pi}{T_{r1}} \quad (87)$$

$$\omega_{r2}=2\pi f_{r2}=\frac{2\pi}{T_{r2}} \quad (88)$$

با توجه به روابط (26) و (44) می‌توان نوشت:

$$\omega_{r2}=\sqrt{2}\omega_{r1} \quad (89)$$

با توجه به روابط (87)، (88) و (89) می‌توان نتیجه گرفت:

$$T_{r1}=\sqrt{2}T_{r2} \quad (90)$$

این بازه‌های زمانی باید نسبت به دوره تناوب کلیدزنی بسیار کوچک باشند. از طرفی با توجه به بزرگ بودن دوره تناوب $T_{r1}$ نسبت به $T_{r2}$، می‌توان شرط کوچک بودن دوره تناوب تشدید نسبت به دوره تناوب کلیدزنی را به صورت زیر نوشت:

$$T_s\geq kT_{r1} \quad (91)$$

در رابطه فوق، $k$ مقدار ثابتی بزرگ‌تر از یک بوده و نشان دهنده نسبت حداقلی دوره تناوب کلیدزنی به دوره تناوب تشدید است.

رابطه فوق به صورت زیر قابل بازنویسی است:

$$f_s\leq\frac{1}{k}f_{r1} \quad (92)$$

با جایگذاری مقدار $f_{r1}$ از رابطه (87) در رابطه (92) می‌توان نوشت:

$$f_s\leq\frac{\omega_{r1}}{2\pi k} \quad (93)$$

با جایگذاری مقدار $\omega_{r1}$ از رابطه (26) در رابطه (93) و نوشتن آن بر حسب $\sqrt{L_1C_1}$ می‌توان نتیجه گرفت:

$$\sqrt{L_1C_1}\leq\frac{1}{2\pi f_sk} \quad (94)$$

در رابطه فوق، برای مبدل مورد نظر $f_s$ در حد چند کیلو هرتز، $C_1$ در حد چند دهم میکرو فاراد و $L_1$ در حد چند دهم میلی هانری است.

## 4 مقایسه با سایر مبدل‌ها

جدول 1 مقایسه‌ای بین ساختارهای مراجع [10]، [11]، [12] و [13] و این مقاله ارائه می‌دهد. در این مقایسه ملاک‌های مورد نظر تعداد کلیدها، تعداد المان‌های ذخیره کننده انرژی (سلف و خازن)، امکان ZVS به هنگام روشن شدن کلیدهای اصلی و ZCS به هنگام خاموش شدن کلیدهای اصلی می‌باشد.

[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]

**جدول 1: مقایسه ساختار ارائه شده با ساختارهای مراجع**

| | تعداد کلیدها | تعداد سلف و خازن | ZVS | ZCS |
|---|---|---|---|---|
| پیشنهادی | 2 | 5 | ✓ | × |
| مرجع [10] | 2 | 4 | × | ✓ |
| مرجع [11] | 4 | 5 | ✓ | × |
| مرجع [12] | 2 | 6 | ✓ | × |
| مرجع [13] | 2 | 6 | ✓ | × |

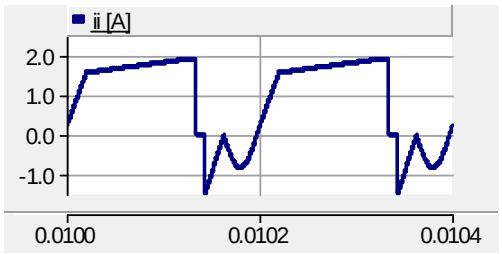
## 5 نتایج شبیه‌سازی

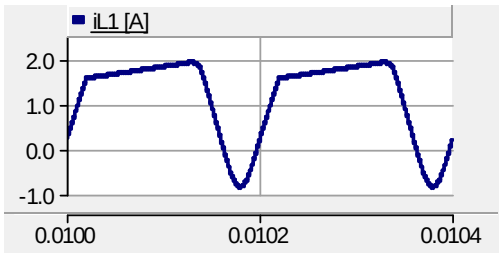
به منظور اثبات تحلیل‌های انجام گرفته در بخش‌های قبلی، مدار مبدل شکل 1 با توجه به مقادیر ارائه شده در جدول 2 در نرم‌افزار PSCAD/EMTDC شبیه‌سازی شده و نتایج حالت ماندگار آن در شکل 4 نشان داده شده است. در انجام شبیه‌سازی المان‌های مدار واقعی در نظر گرفته شده‌اند به طوری که سلف‌ها و خازن‌ها دارای مقاومت سری شده‌ای به مقدار $0.1\Omega$ بوده و دیودها و کلیدها با مقاومت حالت روشن $0.05\Omega$ و افت ولتاژ $1V$ می‌باشند.

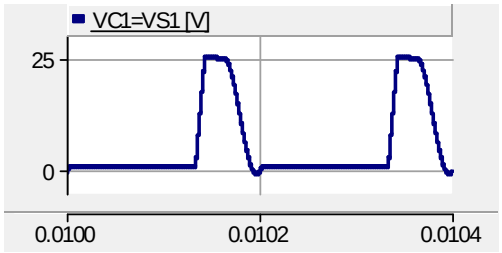
**جدول 2: مقادیر المان‌ها در شبیه‌سازی**

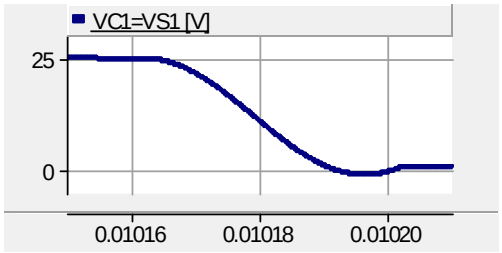
| مقدار | پارامتر | علامت |
|---|---|---|
| $24V$ | ولتاژ ورودی | $V_i$ |
| $12V$ | ولتاژ خروجی | $V_o$ |
| $5kHz$ | فرکانس کلیدزنی | $f_s$ |
| $3mH$ | سلف فیلتر خروجی | $L$ |
| $253\mu F$ | خازن فیلتر خروجی | $C_o$ |
| $0.34mH$ | سلف تشدید | $L_1$ |
| $0.68\mu F$ | خازن کلید $S_1$ | $C_1$ |
| $0.68\mu F$ | خازن کلید $S_2$ | $C_2$ |
| $6\Omega$ | مقاومت بار | $R_L$ |

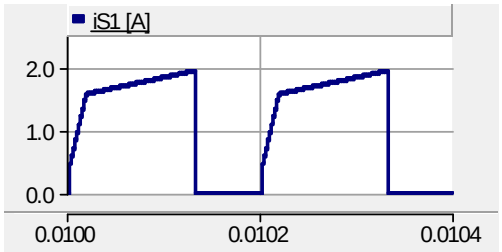
در بخش‌های قبلی روابط مربوط به ولتاژ و جریان المان‌ها از تحلیل ریاضی مدار استخراج و از روی آن‌ها شکل‌موج‌های ارایه شده در شکل 3 رسم گردیده است. شکل 4 نیز صحت این روابط و شکل‌موج‌ها را به صورت تقریبی نشان می‌دهد. با توجه به مقادیر ارایه شده در جدول 2 مقدار ولتاژ خروجی در سیستم کنترلی چرخه کاری به صورت مرجع $12V$ تعریف شده است که بعد از شبیه‌سازی مقدار آن مطابق شکل‌موج $V_o$ در شکل 4 نیز $10.5V$ حاصل می‌شود. این اختلاف بین نتایج شبیه‌سازی و تحلیل ریاضی ناشی از واقعی بودن المان‌ها در انجام شبیه‌سازی است.

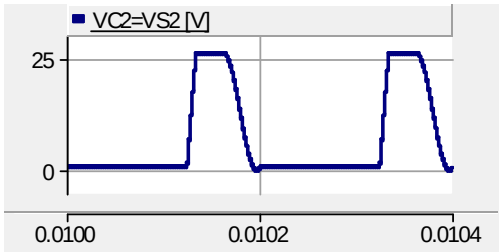


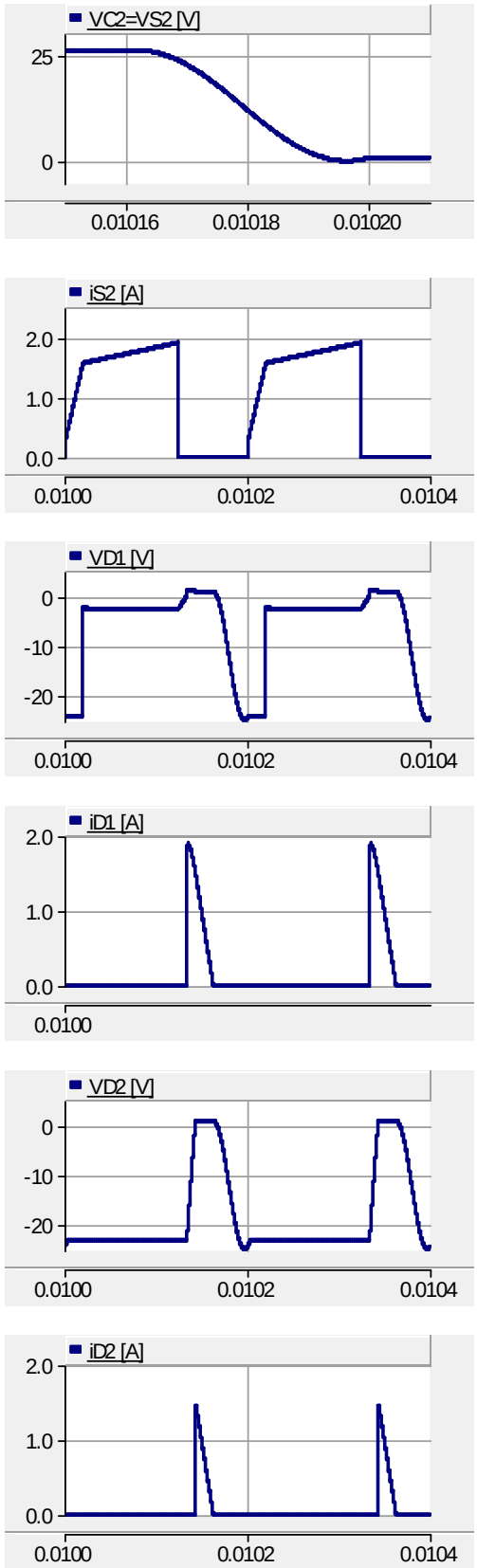



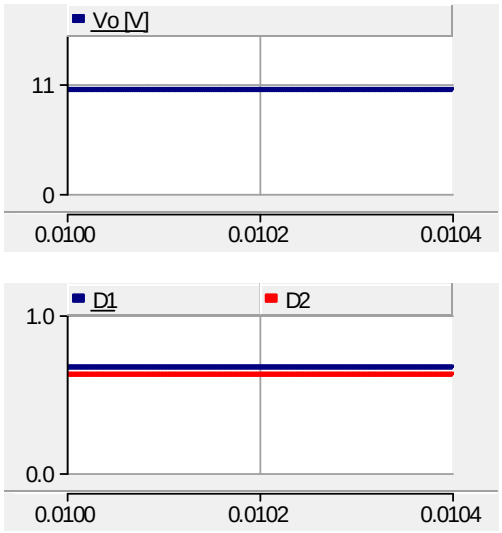






[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]
[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]




**شکل 4: نتایج شبیه‌سازی**

با توجه به شکل‌موج جریان عبوری از منبع ورودی در شکل 3 جریان $i_i$ در بازه زمانی $0 \le t < t_1$ با شیب مثبت از مقدار اولیه صفر شروع شده و تا $I_o$ افزایش می‌یابد. از لحظه $t_1$ تا $t_3$ مقدار این جریان در $I_o$ ثابت باقی می‌ماند. که با توجه به مقادیر ارائه شده در جدول 1 و نیز رابطه (51) مقدار $I_o$ برابر $2A$ است. در لحظه $t_3$ جریان به طور ناگهانی صفر شده و تا لحظه $t_5$ در مقدار صفر باقی می‌ماند. در لحظه $t_5$ جریان $i_i$ از صفر به طور ناگهانی به یک مقدار منفی می‌رسد که این مقدار با توجه به جدول 2 و رابطه (35) برابر $-1.677A$ است. از لحظه $t_5$ تا $t_6$ جریان از مقدار $-1.677A$ با شیب مثبت به صفر می‌رسد. از لحظه $t_6$ تا $t_7$ به صورت نیم دوره تناوب سینوسی منفی باز به مقدار صفر برمی‌گردد که دامنه این سینوسی با توجه به جدول 2 و رابطه (43) برابر $-0.642A$ است. این روند به طور تقریبی در شکل‌موج به دست آمده از شبیه‌سازی در شکل 4 نشان داده شده است.

با توجه به شکل‌موج جریان عبوری از سلف $L_1$ در شکل 3، جریان $i_{L1}$ در بازه زمانی $0 \le t < t_1$ با شیب مثبت از مقدار اولیه صفر شروع شده و تا $I_o$ افزایش می‌یابد. از لحظه $t_1$ تا $t_4$ مقدار این جریان در $I_o$ ثابت باقی می‌ماند. که با توجه به مقادیر ارائه شده در جدول 2 و نیز رابطه (51) مقدار $I_o$ برابر $2A$ است. در لحظه $t_4$ جریان به صورت کسینوسی از مقدار $I_o$ به یک مقدار مثبت دیگر در لحظه $t_5$ می‌رسد که این مقدار مثبت با توجه به جدول 2 و رابطه (27) برابر $1.677A$ است. از لحظه $t_5$ تا $t_6$ جریان $i_{L1}$ از مقدار $1.677A$ با شیب منفی کاهش یافته و به مقدار صفر می‌رسد. از لحظه $t_6$ تا $t_7$ به صورت نیم دوره تناوب سینوسی منفی باز به مقدار صفر برمی‌گردد که دامنه این سینوسی با توجه به جدول 2 و رابطه (43) برابر $-0.0642A$ است.

[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]

این روند به طور تقریبی در شکل‌موج به دست آمده از شبیه‌سازی در شکل 4 نشان داده شده است.

با توجه به شکل‌موج ولتاژ دو سر خازن $C_1$ در شکل 3، ولتاژ $v_{C1}$ در بازه زمانی $0 \le t < t_4$ صفر است. از لحظه $t_4$ تا $t_5$ به صورت سینوسی مثبت افزایش یافته و به مقدار $V_i = 24V$ می‌رسد و تا لحظه $t_6$ در این مقدار ثابت باقی می‌ماند. سپس از لحظه $t_6$ تا $t_7$ به صورت نیم دوره تناوب کسینوسی به صفر می‌رسد. این روند به طور تقریبی در شکل‌موج به دست آمده از شبیه‌سازی در شکل 4 نشان داده شده است. با توجه به شکل‌موج ولتاژ دو سر خازن $C_2$ در شکل 3، ولتاژ $v_{C2}$ در بازه زمانی $0 \le t < t_2$ صفر است. سپس از لحظه $t_2$ تا $t_3$ به صورت خطی و با شیب مثبت تا مقدار $V_i = 24V$ افزایش می‌یابد و تا لحظه $t_6$ در این مقدار ثابت باقی می‌ماند. سپس از لحظه $t_6$ تا $t_7$ به صورت نیم دوره تناوب کسینوسی به صفر می‌رسد. این روند به طور تقریبی در شکل‌موج به دست آمده از شبیه‌سازی در شکل 4 نشان داده شده است.

در این مبدل برای اخذ ولتاژ خروجی به مقدار نصف ولتاژ ورودی، چرخه کاری کلیدهای $S_1$ و $S_2$ باید توسط سیستم کنترلی به ترتیب برابر 0.67 و 0.62 تنظیم گردد. که این مقدار برای مبدل کاهنده معمولی برابر 0.5 است. بنابراین عیب مبدل کاهنده پیشنهادی داشتن چرخه کاری بزرگ‌تر نسبت به ساختار معمولی است.

جدول 3 مقادیر حداکثری پارامترهای بعضی از المان‌های کلیدی مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. مقادیر ارائه شده در سطر دوم جدول 3 مرتبط با تحلیل ریاضی بوده که از روی روابط (5) و (32) محاسبه شده‌اند و مقادیر ارائه شده در سطر سوم از روی نتایج شبیه‌سازی مبدل استخراج شده است. نزدیکی مقادیر ارائه شده در جدول 3 موید صحت روابط حاصل از تحلیل ریاضی مبدل پیشنهادی است.

**جدول 3: مقادیر حداکثری حاصل از تحلیل ریاضی و شبیه‌سازی برای بعضی از المان‌های کلیدی مبدل پیشنهادی**

| | $i_{i,\max}$ | $v_{C1,\max}$ | $i_{L1,\max}$ |
|---|---|---|---|
| مقادیر حاصل از تحلیل ریاضی | $2A$ | $24V$ | $2A$ |
| مقادیر حاصل از شبیه‌سازی | $1.92A$ | $25.05V$ | $1.92A$ |

## 6 نتایج آزمایشگاهی

جهت تایید مجدد نتایج به دست آمده در بخش‌های قبلی، مبدل شکل 1 به صورت یک نمونه آزمایشگاهی ساخته شده و نتایج آن در شکل 5 ارائه شده است.

با توجه به شکل 5-الف و 5-ب، مقدار ولتاژ منبع dc ورودی $V_i = 26V$ و ولتاژ خروجی $V_o = 10V$ است.

با توجه به شکل 5-ج جریان $i_i$ با شیب مثبت از مقدار اولیه صفر شروع شده و تا مقدار $0.2A$ افزایش یافته و ثابت باقی می‌ماند. سپس جریان به طور ناگهانی صفر شده و مدت زمانی در مقدار صفر باقی می‌ماند. در ادامه جریان $i_i$ از صفر به طور ناگهانی به مقدار $-0.16A$ می‌رسد. سپس جریان از مقدار $-0.16A$ با شیب مثبت به صفر می‌رسد. در بازه زمانی تشدید جریان $i_i$ به صورت نیم دوره تناوب سینوسی منفی باز به مقدار صفر برمی‌گردد که دامنه این سینوسی برابر $-0.05A$ است.

با توجه به شکل 5-د جریان $i_{S1}$ با شیب مثبت از مقدار اولیه صفر شروع شده و تا $I_o = 0.2A$ افزایش می‌یابد. با خاموش شدن کلید $S_1$ جریان $i_{S1}$ به صفر رسیده و تا روشن شدن مجدد آن در مقدار صفر ثابت باقی می‌ماند.

با توجه به شکل 5-ه جریان $i_{L1}$ در ابتدا با شیب مثبت از مقدار اولیه صفر شروع شده و تا $0.2A$ افزایش یافته و ثابت باقی می‌ماند. سپس به صورت کسینوسی از مقدار $0.2A$ به مقدار $0.16A$ رسیده و با شیب منفی کاهش یافته و به مقدار صفر می‌رسد. در ادامه جریان $i_{L1}$ به صورت نیم دوره تناوب سینوسی منفی باز به مقدار صفر برمی‌گردد که دامنه این سینوسی برابر $-0.5A$ است.

با توجه به شکل 5-و جریان عبوری از دیود $D_1$ تا لحظه‌ای که دیود $D_1$ خاموش است در مقدار صفر باقی می‌ماند. با روشن شدن دیود $D_1$ جریان $i_{D1}$ به طور ناگهانی به مقدار $0.2A$ افزایش می‌یابد. سپس به صورت کسینوسی از مقدار $0.2A$ به مقدار $0.16A$ رسیده و با شیب منفی کاهش یافته و به مقدار صفر می‌رسد.

با توجه به شکل 5-ز جریان عبوری از دیود $D_2$ تا لحظه‌ای که دیود $D_2$ خاموش است در مقدار صفر باقی می‌ماند. با روشن شدن دیود $D_2$ جریان $i_{D2}$ به طور ناگهانی به مقدار $0.16A$ افزایش می‌یابد. سپس با شیب منفی کاهش یافته و به مقدار صفر می‌رسد.

با توجه به شکل 5-ح ولتاژ دو سر دیود $D_1$ در ابتدا در مقدار $-26V$ قرار دارد. با خاموش شدن دیود $D_1$ ولتاژ $v_{D1}$ به مقدار صفر رسیده و تا لحظه‌ای که مجددا روشن می‌شود در مقدار صفر باقی می‌ماند. با روشن شدن دیود $D_1$ ولتاژ $v_{D1}$ به صورت نیم دوره تناوب کسینوسی منفی باز به مقدار $-26V$ می‌رسد.

با توجه به شکل 5-ی ولتاژ دو سر دیود $D_2$ در ابتدا در مقدار $-26V$ قرار دارد. با خاموش شدن دیود $D_2$ ولتاژ $v_{D2}$ به صورت سینوسی به صفر می‌رسد. با روشن شدن دیود $D_2$ ولتاژ $v_{D2}$ به صورت نیم دوره تناوب کسینوسی منفی باز به مقدار $-26V$ می‌رسد.

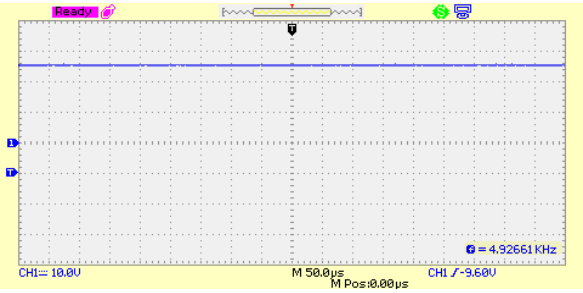
## 7 نتیجه‌گیری

در این مقاله تحلیل، طراحی و شبیه‌سازی ساختار مبدل کاهنده بر اساس تکنیک کلیدزنی نرم ارائه شد. فرکانس کلیدزنی برای ساختار ارائه شده خیلی بالا است. با توجه به استفاده از تکنیک کلیدزنی نرم تنش‌های ولتاژی و جریانی ناشی از کلیدزنی کاهش می‌یابد. هر دو کلید موجود در مدار مبدل تحت ZVS روشن می‌شوند.



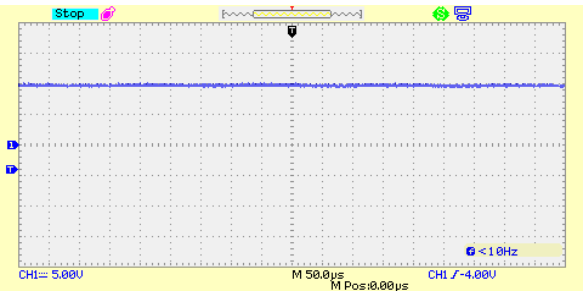
[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]

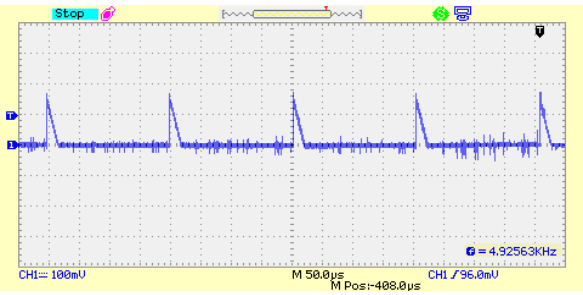



(الف)

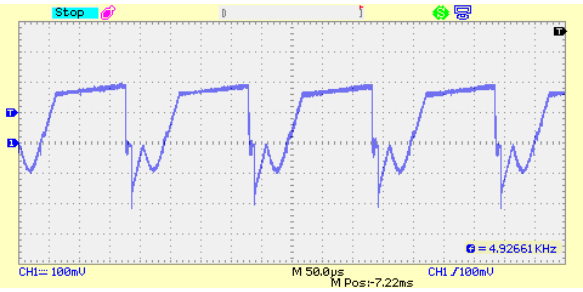
(و)



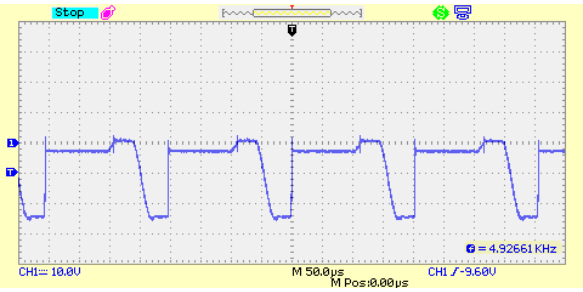

(ب)



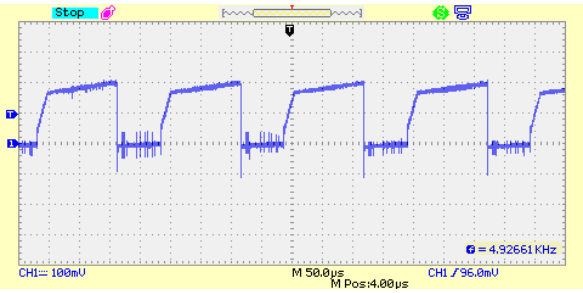

(ز)



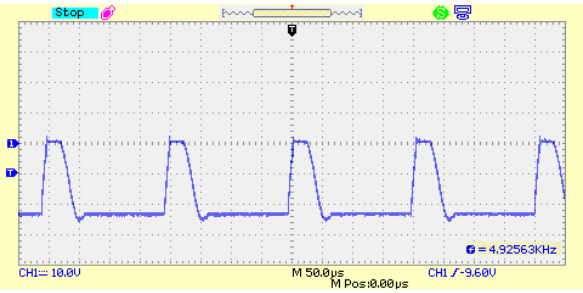

(ج)



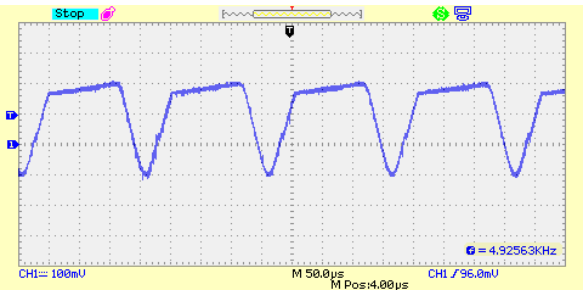

(ح)




(د)




(ی)




(ه)

**شکل 5: نتایج آزمایشگاهی؛ (الف) ولتاژ ورودی $V_i$؛ (ب) ولتاژ خروجی $V_o$؛ (ج) جریان منبع ولتاژ ورودی $i_i$؛ (د) جریان عبوری از کلید $S_1$؛ (ه) جریان عبوری از سلف $L_1$؛ (و) جریان عبوری از دیود $D_1$؛ (ز) جریان عبوری از دیود $D_2$؛ (ح) ولتاژ دو سر دیود $D_1$؛ (ی) ولتاژ دو سر دیود $D_2$**

روشن شدن هر دو کلید مبدل به دلیل وجود مد کاری تشدید و صفر شدن ولتاژ دو سر آن‌ها همراه با کلیدزنی نرم است که در نتیجه آن تنش ولتاژی و جریانی به کلیدها تحمیل نمی‌شود و کلیدزنی از نوع



[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]

ZVS است. اما به هنگام خاموش شدن هر دو کلید به دلیل عدم وجود مد کاری تشدید جریان عبوری از آن‌ها صفر نشده و کلیدزنی نرم حاصل نمی‌گردد. جزئیات طراحی و نحوه انتخاب المان‌های مبدل در بخش ملاحظات طراحی به طور کامل و با استفاده از روابط به دست آمده از تحلیل مدهای کاری ارائه شد. در انتخاب المان‌های تشدید ضریب ثابتی ( $k$ ) تعریف شد که نسبت دوره تناوب کلیدزنی به دوره تناوب تشدید را نشان می‌داد که از روی آن مقادیر سلف تشدید و خازن‌های تشدید محاسبه شد. نتایج شبیه‌سازی مبدل در نرم‌افزار PSCAD/EMTDC و نیز نتایج حاصل از نمونه آزمایشگاهی صحت روابط به دست آمده از تحلیل مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد.

## مراجع


[1] M.A. Laughton, “Fuel cells,” *Power Eng. J.*, vol. 16, no. 1, pp 37-47, Feb. 2002.

[2] A.M. Tuchey and J.N. Krase, “A low cost inverter for domestic fuel cell application,” in *Proc. IEEE Power Electron. Specialist Conf.*, 2002, vol. 1, pp. 339–346.

[3] J. Larmine and A. Dicks, “Fuel cell systems explained,” *J. Wiley & Sons*, Feb. 2003, 2nd ed..

[4] R. Wai, R. Duan, J. Lee, and L. Liu, “High-efficiency fuel-cell power inverter with soft-switching resonant technique,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 2, pp. 485, June 2005.

[5] J. Barbi, C.O. Bolacell, D.C. Martins, and F.B. Libano, “Buck quasi resonant converter operating at constant frequency: Analysis, design and experimentation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 276-238, July 1990.

[6] K.W.E. Cheng and P.D. Evans, “Parallel-mode extended-period quasi resonant converter,” in *Proc. Inst. Elect. Eng.*, 1991, vol. 138, pp. 243–251.

[7] G. Hua, C.S. Leu, Y. Jiang, and F.C.Y. LEE, “Novel zero-voltage transition PWM converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 2, pp. 213–219, March 1994.

[8] H. Wei and A. Ioinovici, “DC–DC zero-voltage-transition converter with PWM control and low stresses on switches,” in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 1995, pp. 523–529.

[9] B. P. Divakar, K. W. E. Cheng, and D. Sutanto, “Zero-voltage and zero-current switching buck-boost converter with low voltage and current stresses,” *IET Power Electron.*, vol. 1, no. 3, pp. 297-304, Sept. 2008.

[10] M. Jabbari and H. Farzanehfard, "New resonant step-down/up converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 1, pp. 249-256, Jan. 2010.

[11] J. W. Yang and H. L. Do, "Soft-switching bidirectional DC-DC converter using a lossless active snubber," *IEEE Trans. Circuits And Syst.*, vol. 61, no. 5, pp. 1588-1896, May 2014.

[12] X. Wu, J. Zhang, X. Ye, and Z. Qian, "Analysis and derivations for a family ZVS converter based on a new active clamp ZVS cell," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 773-781, Feb. 2008.

[13] N. Lakshminarasamma, Md. Masihuzzaman, and V. Ramanarayanan, "Steady-state stability of current-mode active-clamp ZVS DC–DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 5, pp. 1295-1304, May 2011.


[ Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18 ]

[ DOR: 20.1001.1.23222344.1394.4.2.6.1 ]