

معرفی یک مبدل DC-DC غیر ایزوله جدید با بهره ولتاژ بالا

یاسر نباتی^۱، حمیدرضا محمدی^۲، و ابوالفضل حلوایی نیاسر^۳
دانشگاه کاشان و شرکت توزیع نیروی برق استان مرکزی، nabati_yaser@yahoo.com
دانشگاه کاشان، mohammadi@kashanu.ac.ir
دانشگاه کاشان، halvaei@kashanu.ac.ir

چکیده - در این مقاله، یک مبدل dc-dc غیر ایزوله با بهره ولتاژ بالا ارائه شده است. دو تکنیک واحد سلفی-دیودی و چندبرابرکننده ولتاژ خازنی برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا مورد استفاده قرار گرفته و تنش ولتاژ روی نیمه‌هایها کاهش یافته است. ساختار پیشنهادی در مقایسه با ساختارهای مرسوم دارای سیستم کنترلی ساده‌تر، بهره ولتاژ بالاتر و تنش ولتاژ کم‌تر در دو سر کلید الکترونیک قدرت است. در این مقاله، عملکرد مبدل پیشنهادی در مد هدایت پیوسته مورد بررسی قرار گرفته و روش طراحی مقادیر نامی ولتاژ و جریان المان‌های مورد استفاده در مبدل ارائه می‌شود. در پایان، نتایج شبیه‌سازی برای تأیید تحلیل‌های تئوری در محیط نرم افزار PSCAD/EMTDC ارائه شده است. کلید واژه- مبدل dc-dc افزایشنده، مبدل dc-dc غیر ایزوله، واحد سلفی-دیودی

در این مبدل‌ها اندازه تنش ولتاژ در دو سر کلیدهای قدرت برابر با اندازه ولتاژ خروجی است که مقدار بزرگی می‌باشد [۲].

در سال‌های اخیر، محققان برای رفع مشکلات ذکر شده مبدل‌های افزایشنده dc-dc فراوانی پیشنهاد داده‌اند. اساساً در این مبدل‌ها برای بالا بردن بهره ولتاژ از تکنیک‌هایی مثل چندبرابر کننده ولتاژ [۴]، تزویج سلفی [۵]، مبدل آبشاری [۶] و ترکیبی از این روش‌ها [۷] استفاده شده است. از معایب این مبدل‌ها، کلیدزنی سخت می‌باشد که سبب کاهش بهره مبدل می‌شود. در این مقاله ساختار جدیدی از مبدل‌های dc-dc پیشنهاد می‌شود که مشکل بهره ولتاژ بالا را برطرف می‌کند. در ساختار پیشنهادی ضمن چند برابر شدن ولتاژ در خروجی مبدل، ترانسفورماتور نیز حذف شده و تنش ولتاژ روی کلیدها و دیودها کاهش می‌یابد. این ویژگی، امکان استفاده از قطعات با ولتاژ نامی پایین‌تر را برای ساخت یک مبدل ولتاژ بالا فراهم می‌آورد. در ادامه ابتدا ساختار مبدل پیشنهادی معرفی می‌شود و سپس عملکرد مبدل در مد هدایت پیوسته مورد بررسی قرار می‌گیرد و روش طراحی مقادیر نامی ولتاژ و جریان برای تمامی المان‌های مورد استفاده در مبدل ارائه می‌شود. در انتها نتایج حاصل از شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD/EMTDC ارائه می‌شود که نتایج حاصله درستی ادعاهای صورت گرفته در تئوری را نشان می‌دهد.

۱- مقدمه

امروزه تمایل به استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر به خصوص انرژی خورشید و پیل‌های سوختی با توجه به کاهش ذخایر سوخت‌های فسیلی و هم‌چنین افزایش آلودگی زیست محیطی بیش‌تر شده است [۱-۳]. با توجه به پایین بودن سطح ولتاژ تولید شده توسط این منابع، برای اتصال به بار محلی یا شبکه باید سطح ولتاژ آنها را توسط مبدل‌های dc-dc افزایشنده ولتاژ به مقدار مورد نظر افزایش داد. مبدل‌های dc-dc افزایشنده مرسوم نظیر مبدل‌های افزایشنده و کاهنده-افزاینده نمی‌توانند بهره ولتاژ بالایی تولید کنند. لازم به ذکر است علاوه بر منابع انرژی تجدیدپذیر برای بسیاری از کاربردهای مدرن نظیر لامپ‌های با شدت دشارژ بالا در اتومبیل‌ها، شتاب‌دهنده‌ها، مولدهای مخابراتی RF، مدولاتورها، مولدهای اشعه X و غیره نیاز به مبدل‌های dc-dc با بهره ولتاژ بالا است [۱-۳].

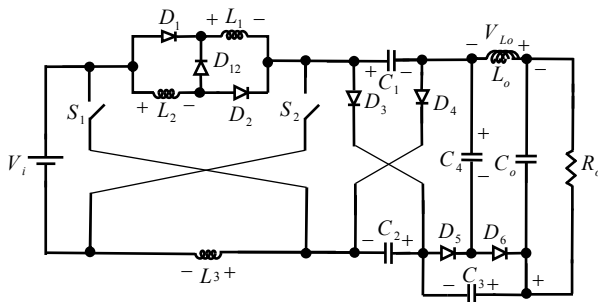
به دلیل وجود محدودیت‌های ناشی از وجود کلید، دیود و مقاومت سری معادل خازن و سلف در مبدل‌های مرسوم، امکان عملکرد مبدل در چرخه کاری بالا برای تولید بهره ولتاژ بالا وجود ندارد. لذا مبدل‌های مرسوم دارای تلفات بالا و بهره پایین می‌باشند. برای رفع این مشکل، به مدار کنترلی بسیار سریع نیاز می‌باشد که یک نتیجه آن افزایش قیمت مبدل است. هم‌چنین

۲- ساختار مبدل پیشنهادی

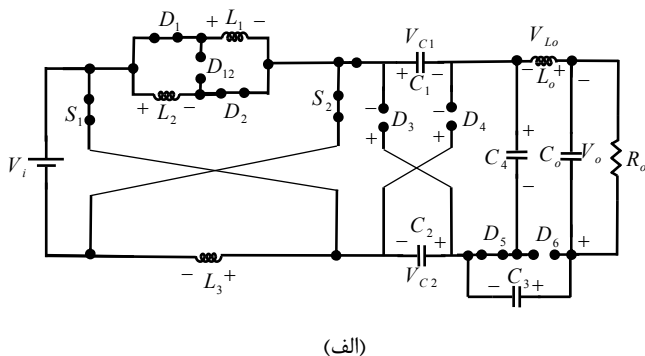
معادل و شکل موج‌های کلیدی مربوط به هر کدام از بازه‌های زمانی به ترتیب در شکل‌های (۲) و (۳) نشان داده شده است.

الف- مد کاری اول (بازه زمانی $t_0 \leq t < t_1$)

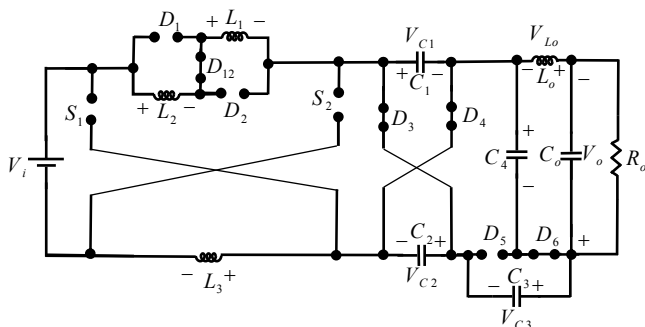
مدار معادل مبدل در مد کاری اول در شکل (۲-الف) نشان داده شده است. در این بازه زمانی کلیدهای S_1 و S_2 و دیودهای $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$ روشن می‌باشند. در این حالت، سلف‌های L_1, L_2, L_3 به طور موازی با هم و منبع تغذیه قرار گرفته و شارژ می‌شوند. هم‌چنین خازن‌های C_1 و C_2 انرژی ذخیره شده در خود را به خازن C_4 داده و آن را شارژ می‌کنند.



شکل ۱: ساختار مبدل افزایشنده پیشنهادی



(الف)



(ب)

شکل ۲: مدهای کاری مبدل پیشنهادی تحت عملکرد CCM: (الف) کلیدهای S_1 و S_2 روشن؛ (ب) کلیدهای S_1 و S_2 خاموش

ساختار مبدل پیشنهادی در شکل (۱) نشان داده شده است. مبدل پیشنهادی از چهار سلف، پنج خازن و هفت دیود تشکیل شده است. در ساختار مبدل پیشنهادی از یک بلوک کلیدزنی سلفی، یک بلوک کلیدزنی خازنی و یک سلول ضرب کننده ولتاژ استفاده شده است. بلوک‌های کلیدزنی سلفی و کلیدزنی خازنی ساختاری ساده داشته و از سه دیود و دو سلف و یا دو خازن و دو دیود تشکیل شده‌اند که در آن‌ها سلف‌های L_1 و L_2 و یا خازن‌های C_1 و C_2 در طی دو مرحله کلیدزنی نسبت به یکدیگر وضعیت سری و موازی پیدا می‌کنند. در این بلوک‌ها سلف‌ها و خازن‌ها در برخی از حالت‌های کاری انرژی را در خود ذخیره ساخته و در مواقع مورد نیاز آن‌ها را به سیستم باز می‌گردانند. سلول ضرب کننده نیز از یک خازن و دو دیود تشکیل شده است که با توجه به حالت‌های کاری انرژی را از خازن به سلف L_o انتقال می‌دهد. عملکرد مبدل به دو بازه زمانی T_{on} که کلیدهای S_1 و S_2 روشن و بازه زمانی T_{off} که کلیدهای S_1 و S_2 خاموش است تقسیم می‌شود. در ادامه به تحلیل عملکرد مبدل در مدهای کاری مختلف پرداخته می‌شود. برای سادگی تحلیل فرض‌های زیر در نظر گرفته می‌شوند:

- ۱- ولتاژ منبع تغذیه صاف و بدون ریبیل است.
- ۲- تمامی خازن‌ها به اندازه کافی بزرگ می‌باشند و ولتاژ آنها را می‌توان ثابت در نظر گرفت.
- ۳- تمامی المان‌ها ایده‌آل در نظر گرفته می‌شوند.
- ۴- اندازه سلف‌ها و خازن‌ها یکسان و به صورت زیر می‌باشد:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L \quad (1)$$

$$C_1 = C_2 = C \quad (2)$$

۱-۲ عملکرد مبدل پیشنهادی در مد هدایت پیوسته

در مد هدایت پیوسته از ریپل جریان سلف‌های L_1, L_2 و L_3 چشم‌پوشی می‌شود. در این حالت در هر دوره‌ی کلیدزنی مبدل دارای دو مد کاری خواهد بود. در مد کاری اول (بازه زمانی $t_0 \leq t < t_1$) کلیدهای S_1 و S_2 روشن و در مد کاری دوم (بازه زمانی $t_1 \leq t < t_2$) کلیدهای S_1 و S_2 خاموش است. با توجه به این که دو کلید الکترونیک قدرت مورد استفاده در ساختار به صورت هم‌زمان قطع و وصل می‌شوند ساختار پیشنهادی دارای سیستم کنترلی ساده‌ای نیز می‌باشد مدارهای

ب- مد کاری دوم (بازه زمانی $t_1 \leq t < t_2$)

مدار معادل مبدل در مد کاری دوم در شکل (۲-ب) نشان داده شده است. در این بازه زمانی کلیدهای S_1 و S_2 خاموش و دیودهای D_2, D_1, D_3, D_4, D_6 و روشن و دیودهای D_5, D_{12} خاموش می‌باشند. سلف‌های L_1, L_2 و L_3 با یک دیگر به صورت سری قرار گرفته و خازن‌های C_1, C_2 و C_5 را شارژ می‌کنند. هم چنین در این بازه زمانی، سلف L_o و خازن C_4 دشارژ می‌شوند.

در مد کاری دوم با هدایت دیودهای D_3, D_4, D_6 و سلف‌های L_1, L_2 و L_3 در حالت سری با یک دیگر قرار می‌گیرند. با اعمال قانون ولتاژ کیرشهف نتیجه می‌شود:

$$-V_i + 3v_L + v_C = 0 \quad (7)$$

$$v_{C1} + v_{C3} + V_o + V_{L_o} = 0 \quad (8)$$

$$-V_o - v_{C4} - v_{L_o} = 0 \quad (9)$$

با توجه به روابط (۶) و (۹) ولتاژ دو سر خازن v_{L_o} به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$v_{L_o} = 2v_C - V_o \quad (10)$$

با جایگذاری v_{L_o} از رابطه فوق در رابطه (۸)، V_{C3} به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$v_{C3} = -V_C \quad (11)$$

۲-۲ نحوه محاسبه بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در CCM

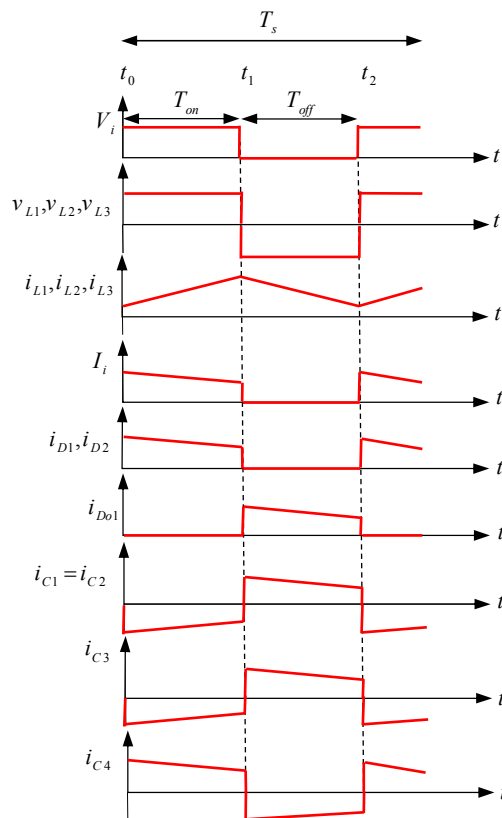
چرخه کاری کلیدهای S_1 و S_2 در ساختار پیشنهادی در بازه زمانی T_{on} با ضریب D و در بازه زمانی T_{off} با ضریب $(1-D)$ تعریف می‌شود. با اعمال قانون بالانس ولتاژ برای سلف L_o و با توجه به روابط (۵) و (۱۰) و در نظر گرفتن مقادیر یکسان برای خازن‌ها رابطه (۱۲) به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$D(-V_o + 3V_C) + (1-D)(-V_o + 2V_C) = 0 \quad (12)$$

از رابطه فوق، رابطه (۱۳) بر حسب ولتاژ دو سر خازن C به صورت زیر حاصل می‌گردد:

$$V_C = \frac{V_o}{D+2} \quad (13)$$

با اعمال قانون بالانس ولتاژ برای سلف L و با توجه به روابط (۳) و (۷) خواهیم داشت:



شکل ۳: شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی

با روشن شدن کلیدهای S_1 و S_2 و هدایت دیودهای D_1, D_2 در شکل (۲-الف) نتیجه می‌شود:

$$v_{L1} = v_{L2} = v_{L3} = v_L = V_i \quad (3)$$

C_5 انرژی ذخیره شده در خود را به سلف L_o و بار داده و دشارژ می‌شود.

در رابطه فوق، v_{L1}, v_{L2}, v_{L3} به ترتیب نشان دهنده ولتاژ دو سر سلف‌های L_1, L_2 و L_3 می‌باشند که از این به بعد با v_L نشان داده خواهند شد.

با توجه به اینکه در این مد کاری خازن‌های C_1 و C_2 به صورت سری قرار می‌گیرند و با در نظر گرفتن رابطه (۲) می‌توان نوشت:

$$v_{C1} = v_{C2} = v_C \quad (4)$$

با اعمال قانون ولتاژ کیرشهف در مدار شکل (۲-الف) روابط زیر حاصل می‌گردند:

$$v_{L_o} = -V_o - v_{C3} + 2v_C \quad (5)$$

$$v_{C4} = 2v_C \quad (6)$$

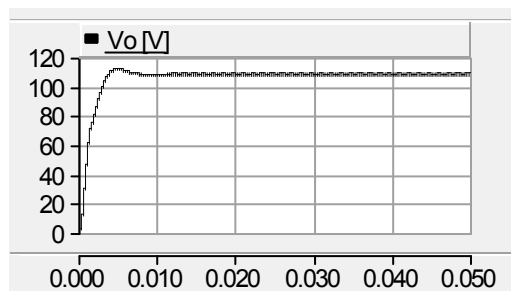
۳- نتایج شبیه‌سازی

جهت بررسی کارایی عملکرد مبدل پیشنهادی با مقادیر پارامتری داده شده در جدول ۲، مبدل در محیط نرم افزار PSCAD/EMTDC شبیه‌سازی شده است. پارامترهای سیستم به صورت زیر می‌باشند:

جدول ۱: مقادیر پارامترهای مبدل پیشنهادی در شبیه‌سازی

| | |
|---|-------------|
| ولتاژ ورودی (V_i) | 12V |
| ولتاژ خروجی (V_o) | 102.14 V |
| مقاومت خروجی (R_o) | 20 Ω |
| فرکانس کلیدزنی (f_s) | 40 KHz |
| سلف‌های $L_1 = L_2 = L_3 = L_o$ | 400 μ H |
| خازن‌های خروجی $C_1 = C_2 = C_3 = C_o$ | 20 μ F |
| چرخه‌کاری مبدل (D) | 0.5 |

طبق رابطه (۱۵) بهره ولتاژ مبدل برابر با ۸٫۸ بوده و در نتیجه $V_o = 105.6V$ می‌باشد. مقدار شبیه‌سازی شده ولتاژ خروجی مطابق با شکل (۴-الف) برابر با $V_o = 102.14V$ می‌باشد که هم‌خوانی خوبی با مقدار تئوری دارد. طبق روابط (۴) تا (۱۱) مقادیر $V_{C1} = 44V$ ، $V_{C2} = 44V$ ، $V_{C3} = -44V$ و $V_{C4} = 88V$ برای ولتاژ خازن‌ها بدست می‌آید. نتایج شبیه‌سازی ولتاژ خازن‌ها از شکل (۴-ب) تا شکل (۴-ج) نشان داده شده‌اند که در آن $V_{C1} = 46.7V$ ، $V_{C2} = 47.1V$ ، $V_{C3} = -41.2V$ و $V_{C4} = 96.3V$ می‌باشند. جریان عبوری از سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 در شکل (۴-ب) نشان داده شده است که منطبق بر شکل موج‌های بدست آمده از تحلیل تئوری است که در شکل (۳) نشان داده شده است. طبق رابطه (۲۴) ولتاژ دو سر کلیدهای S_1 و S_2 مقدار $V_{S1} = V_{S2} = 44V$ بدست می‌آید. مقدار شبیه‌سازی شده ولتاژ دو سر کلیدهای S_1 و S_2 مطابق با شکل (۴-د) برابر با $V_{S1} = V_{S2} = 39V$ می‌باشد.



(الف)

$$\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} v_{L-on} dt + \int_{DT_s}^{T_s} v_{L-off} dt \right) = 0 \quad (14)$$

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{(D+2)(3D+1)}{1-D} \quad (15)$$

۳-۲ طراحی مبدل پیشنهادی

اگر اندازه ریپل ولتاژ در دو سر خازن C_o برابر ΔV_o در نظر گرفته شود خواهیم داشت:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} \quad (16)$$

که در آن ΔQ از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$\Delta Q = \int_0^{T_s} i_C dt = \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \left(\frac{i_{lo \max} - i_{lo \min}}{2} \right) \quad (17)$$

ثابت زمانی اندوکتانس تحت شرایط عملکرد مرزی (τ_{LB})

به صورت زیر در می‌آید:

$$\tau_{LB} = \frac{D}{2} \left(\frac{D+4}{D+2} \right) \quad (18)$$

با توجه به روابط (۵)، (۱۶) و (۱۸) C_o به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$C_o = \frac{V_o}{8Lf_s^2 \Delta V_o} \frac{D(1-D)}{D+2} \quad (19)$$

با اعمال قانون تعادل ولتاژ برای خازن C_{o4} و با توجه به روابط (۶) و (۹) خواهیم داشت:

$$D(-2V_C) + (1-D)(-V_{Lo} - V_o) = 0 \quad (20)$$

با در نظر گرفتن رابطه (۱۳) به صورت زیر حاصل می‌گردد:

$$v_{Lo} = \left(\frac{D^2 - D - 2}{(D+2)(1-D)} \right) V_o \quad (21)$$

با توجه به روابط (۶)، (۷) و (۹) به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$v_L = \frac{V_o + V_i(D+2)}{3(D+2)} \quad (22)$$

با اعمال قانون ولتاژ کیرشهف در مدار شکل (۲-ب) ولتاژ دو

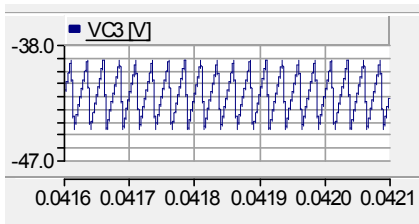
سر کلیدهای S_1 و S_2 به صورت زیر حاصل می‌گردد:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_S = -3v_L + V_i \quad (23)$$

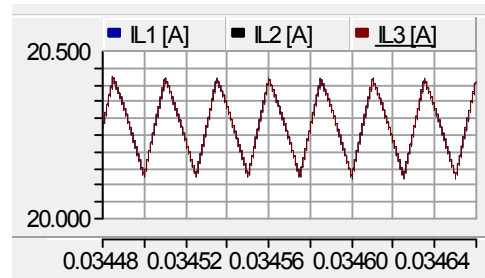
با جایگذاری رابطه (۲۲) در رابطه فوق V_S به صورت زیر

حاصل می‌گردد:

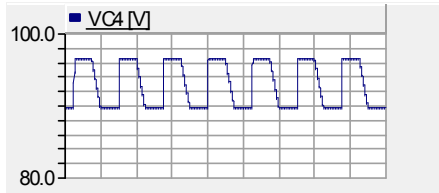
$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{V_o}{D+2} \quad (24)$$



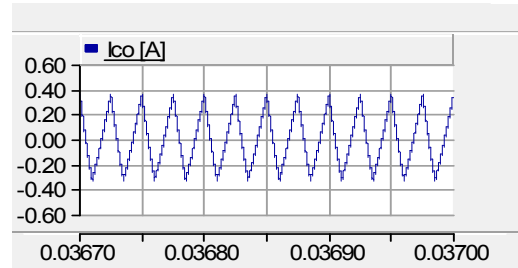
(ا)



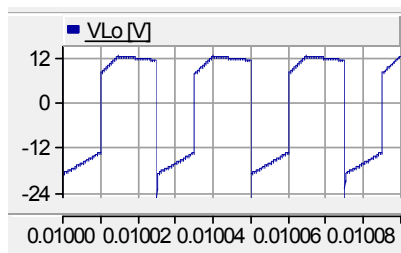
(ب)



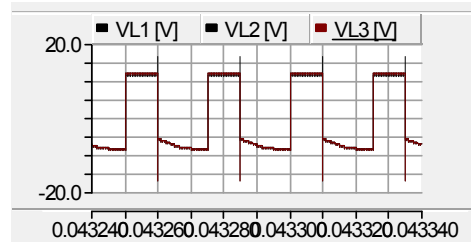
(ج)



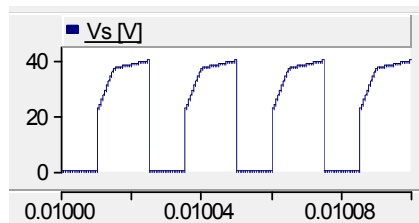
(د)



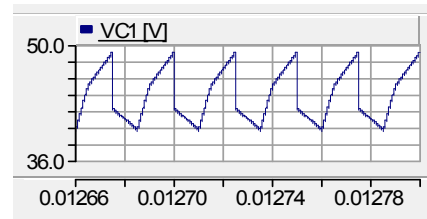
(ه)



(و)



(ز)

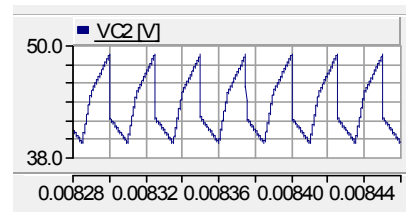


(ح)

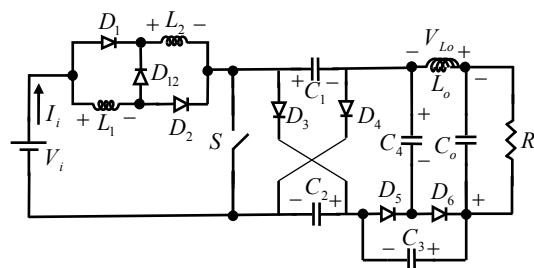
شکل ۴: نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در مد CCM (محورهای افقی [ms] time)

۴- مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدل مشابه

در مقایسه مبدل پیشنهادی با یک نمونه مبدل تک کلیدی ارایه شده در مرجع [۲] که در شکل (۵) نشان داده شده است بهره ولتاژ مبدل در شرایطی که تنش ولتاژ دو سر عناصر کلیدزنی افزایش نداشته است از $\frac{(D+2)}{1-D}$ به $\frac{(D+2)(2D+1)}{1-D}$ بهبود یافته است. اگرچه در مبدل پیشنهادی یک سلف و کلید نسبت به ساختار مبدل مرجع [۲] اضافه شده است.



(ط)



شکل ۵: مبدل ارایه شده در مرجع [۲]

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک ساختار جدید برای مبدل‌های dc-dc افزایش‌دهنده که قابلیت استفاده در سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر را دارد پیشنهاد شد. مبدل پیشنهادی با بکارگیری ضرب‌کننده‌های ولتاژ دیودی-خازنی و دیودی-سلفی قادر است در چرخه‌های کاری کم، به بهره‌های ولتاژ بالا دست یابد. در ساختار پیشنهادی تنش ولتاژ در دو سر کلید قدرت دارای مقدار کمی می‌باشد در نتیجه می‌توان از کلیدهایی با مقاومت حالت روشن کمتر استفاده نمود که باعث کاهش تلفات هدایتی مبدل خواهد شد. با توجه به همزمانی عملکرد کلیدها این مبدل دارای سیستم کنترلی ساده می‌باشد. عملکرد مبدل در ناحیه کاری CCM مورد تحلیل قرار گرفت و مقادیر نامی المان‌های پیشنهادی جهت طراحی مبدل ارائه گردید. جهت بررسی صحت عملکرد مبدل پیشنهادی یک نمونه از آن در نرم افزار PSCAD/EMTDC شبیه‌سازی شده و نتایج آن مورد تحلیل قرار گرفت.

مراجع

- [1] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. fellow, "Switched-capacitor/switched inductor structure for getting transformerless hybrid dc-dc PWM converters," *IEEE Trans. circuits and systems*, vol. 55, no. 2, pp.687 -696, March. 2008.
- [2] Y. Nabati, E. Babaei, "A new non-isolated dc-dc converter with high voltage gain and low voltage stress on switches , 29th International technical conference on circuit/systems computers and communications (ITC-CSCC), PP. 273-276, July. 2014.
- [3] Y. Nabati and E. babaei, "Improved voltage efficiently in dc-dc converter with switched- inductors," in *Proc. 28th International power System Conference, 2013, Tehran*.(in persian)
- [4] M. Prudente, L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli, and R. Gules, "Voltage multiplier cells applied to non-isolated dc-dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 871–887, Mar. 2008.
- [5] S. K. Changchien, T. J. Liang, J. F. Chen, and L. S. Yang, "Novel high step-up DC-DC converter for fuel cell energy conversion system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 2007-2017, Jun. 2010.
- [6] F. L. Luo and H. Ye, "Positive output cascade boost converters," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 151, no. 5, pp. 590–606, Sep. 2004.
- [7] H. Liu, F. Li, and J. Ai, "A novel high step-up dual switches converter with coupled inductor and voltage multiplier cell for a