

ارائه یک مبدل DC-DC تعمیم یافته با بهره ولتاژ زیاد و تنش ولتاژ کم روی کلید قدرت قابل کاربرد در سیستم‌های انرژی تجدید پذیر

توحید نوری، سیدحسین حسینی، ابراهیم بابایی

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

دانشگاه تبریز

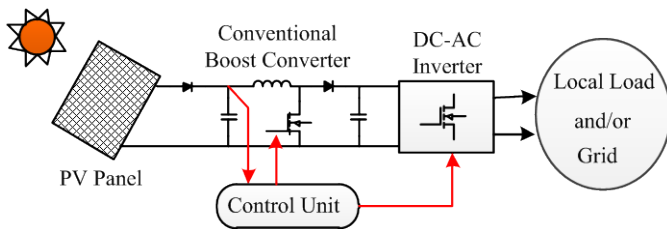
تبریز، ایران

thdnouri@tabrizu.ac.ir, hosseini116j@yahoo.com, babaeibrahim@yahoo.com

واژه‌های کلیدی — انرژی فتوولتائیک، بهره ولتاژ زیاد، تنش ولتاژ کم، سلول‌های ضرب کننده ولتاژ

۱. مقدمه

گسترش روز افزون استفاده از سوخت‌های فسیلی در سال‌های اخیر سبب کاهش ذخایر آنها و همچنین افزایش آلودگی زیست محیطی شده است. در نتیجه استفاده از انرژی پاک و رایگان موجود در طبیعت مانند انرژی فتوولتائیک (PV)^۱ و پیل سوختی (FC)^۲ جهت تولید انرژی برق مورد توجه مهندسیین صنعت برق قرار گرفته است [۱]-[۲]. ولی به علت پایین بودن ولتاژ نقطه حداکثر توان که مقدار نوعی آن بین ۱۵-۴۰ ولت می‌باشد، جهت اتصال به بار محلی یا شبکه باید سطح ولتاژ آن را توسط مبدل‌های DC-DC افزایش داده ولتاژ، به مقدار مورد نظر افزایش داد. نمونه‌ای از سیستم تولید توان PV در شکل ۱ نشان داده شده است.



شکل ۱: نمونه‌ای از سیستم تولید توان PV

چکیده — در سال‌های اخیر انرژی‌های تجدیدپذیر از قبیل فتوولتائیک (PV) و پیل سوختی (FC) به عنوان منبعی از انرژی پاک و رایگان، توجه مهندسیین برق را به خود جلب کرده است. ولی به علت ولتاژ خروجی نسبتاً پایین آنها، جهت اتصال آنها به شبکه و یا بارهای محلی، استفاده از مبدل‌های DC-DC با بهره ولتاژ زیاد ضروری می‌باشد. این مقاله یک مبدل DC-DC ایزوله نشده با بهره ولتاژ زیاد و تنش ولتاژ کم روی کلید قدرت ارائه می‌دهد. n واحد سلفی-خازنی-دیودی (D-C-L) انرژی را در بازه زمانی روشن بودن کلید انرژی را از منبع ورودی دریافت کرده و با تحویل آن به سلول‌های ضرب کننده ولتاژ در بازه خاموش بودن کلید، سبب افزایش بهره ولتاژ خواهند شد. در نتیجه مبدل خواهد توانست در سیکل‌های کاری کم به بهره ولتاژ مورد نظر دست یابد که با افزایش پایداری و ناحیه کاری مبدل همراه می‌باشد. از طرفی به علت قرار گرفتن کلید قدرت بصورت شناور در ساختار مبدل پیشنهادی، در شرایط عدم عملکرد سیستم، با خاموش بودن کلید قدرت یک امنیت ذاتی جهت ایزوله شدن سمت منبع انرژی و سمت بار به وجود می‌آید. عملکرد مبدل پیشنهادی در سه مد هدایت پیوسته (CCM)، ناپیوسته (DCM) و مرزی (BCM) مورد بررسی قرار می‌گیرد و روش طراحی مقادیر نامی ولتاژ و جریان المان‌های مورد استفاده در مبدل ارائه می‌شوند. جهت بررسی صحت تحلیل‌های صورت گرفته و کارایی مبدل پیشنهادی، شبیه سازی در نرم افزار PSCAD-EMTDC صورت گرفته و نتایج ارائه خواهند شد.

¹ Photo Voltaic

² Fuel Cell

همان طوری که شکل ۱ نشان می‌دهد، ولتاژ خروجی PV توسط یک مبدل DC-DC افزایش یافته و توسط یک اینورتر به موج سینوسی مورد نیاز شبکه یا بار محلی تبدیل می‌شود. مبدل DC-DC مورد استفاده باید دارای ویژگی‌هایی از قبیل بهره ولتاژ زیاد در سیکل کاری کم، استرس ولتاژ کم روی نیمه‌هادی‌ها (مخصوصاً کلید قدرت) و راندمان نسبتاً بالا باشد. ساده‌ترین مبدل افزایش ولتاژ، مبدل بوست مرسوم می‌باشند که مدار قدرت آن در شکل ۱ نشان داده شده است. اگرچه این مبدل ساختاری ساده دارد ولی جهت دستیابی به بهره‌های ولتاژ زیاد در آن مقدار سیکل کاری را تا حد ممکن به یک نزدیک نمود که با ناپایداری مبدل و کاهش شدید راندمان همراه خواهد بود. از طرفی دیگر تنش ولتاژ روی کلید قدرت برابر با ولتاژ خروجی می‌باشد که مقدار بزرگی است. در نتیجه باید از کلیدهایی با مقاومت هدایت (R_{DS-ON}) بیشتر استفاده نمود که تلفات مبدل را افزایش می‌دهد. جهت حل مشکلات مبدل بوست مرسوم، مبدل‌های بوست سری، مبدل‌های چهار ربعی و خانواده‌ای از مبدل‌های Luo ارائه شدند که در سیکل‌های کاری کم به بهره ولتاژ بالا می‌رسند [۳]-[۵]. ولی عیب آنها این است که کماکان تنش ولتاژ روی کلید قدرت و سایر نیمه‌هادی‌ها در آنها مقدار زیادی می‌باشد. جهت دستیابی هم‌زمان به بهره ولتاژ زیاد و تنش ولتاژ کم روی کلید قدرت، روش‌هایی مبتنی بر استفاده از عناصر مغناطیسی و ضرب کننده‌های ولتاژ دیودی-خازنی و ترکیبی از آنها ارائه شده‌اند [۶]-[۱۴]. در صورت استفاده از عناصر مغناطیسی از قبیل سلف‌های تزویج شده و ترانسفورماتور می‌توان بهره ولتاژ مبدل را با افزایش نسبت تبدیل تعداد دورهای سیم‌پیچی افزایش داده و همچنین مقدار تنش ولتاژ روی کلید قدرت را کنترل نمود [۶]-[۷]. ولی عیب این مبدل‌ها در این است که با افزایش تعداد دور سیم‌پیچ‌ها اندازه اندوکتانس نشتی افزایش یافته می‌توان مشکلاتی از قبیل ایجاد تشدید با خازن پارازیتی ترانسفورماتور و اضافه ولتاژهای شدید روی کلید قدرت را ایجاد نماید. اگرچه اضافه ولتاژهای روی کلید قدرت را می‌توان توسط مدار کلمپ فعال دیودی-خازنی کاهش داد، ولی ساختار مبدل پیچیده‌تر و گران قیمت‌تر خواهد شد. مبدل‌های افزایش ولتاژ مبتنی بر استفاده از ضرب کننده‌های ولتاژ دیودی-خازنی با ساختاری ساده‌ای در مقایسه با مبدل‌های مبتنی بر المان‌های مغناطیسی دارند و خازن‌های موجود در ضرب کننده‌ها در نقش کلمپ کننده ولتاژ عمل نموده و ولتاژ روی کلیدهای قدرت را کاهش می‌دهد [۸]-[۱۱].

۲. ساختار مبدل پیشنهادی

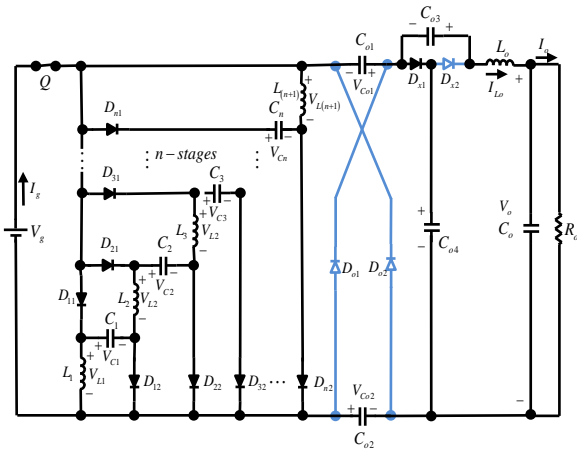
ساختار مبدل پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است. مبدل پیشنهادی از $n+2$ سلف، $n+5$ خازن و $2n+4$ دیود تشکیل شده است. با توجه به شکل، در بازه‌ی زمانی روشن بودن کلید Q ، خازن‌های C_1, C_2, \dots, C_n و سلف‌های L_1, L_2, \dots, L_{n+1} توسط منبع تغذیه شارژ می‌شوند و با خاموش بودن دیودهای D_{o1} و D_{o2} ، خازن‌های C_{o1} و C_{o2} شارژ خود را به سلول‌های ضرب کننده و از آنجا به بار تحویل می‌دهند. خازن‌های C_{o3} و C_{o4} ، به ترتیب شارژ و دشارژ می‌شوند. قطع بودن کلید Q ، با خاموش بودن دیودهای $D_{i1}, D_{i2}, \dots, D_{n1}$ و D_{n2} خازن‌های C_1, C_2, \dots, C_n و سلف‌های L_1, L_2, \dots, L_{n+1} به صورت سری با هم قرار می‌گیرند و خازن‌های C_{o1} و C_{o2} را که در اثر روشن بودن دیودهای D_{o1} و D_{o2} باهم موازی شده‌اند را بصورت برابر شارژ می‌کنند. در این بازه خازن‌های C_{o3} و C_{o4} به ترتیب دشارژ و شارژ می‌شوند. برای سادگی آنالیز فرض‌های زیر در نظر گرفته شده است:

- ۱ - ولتاژ منبع تغذیه صاف و بدون ریپل است.
- ۲ - خازن‌ها به اندازه‌ی کافی بزرگ هستند و ریپل ولتاژ آنها به علت کلید زنی بسیار کم می‌باشد.
- ۳ - تمامی المان‌ها ایده‌آل در نظر گرفته می‌شوند.

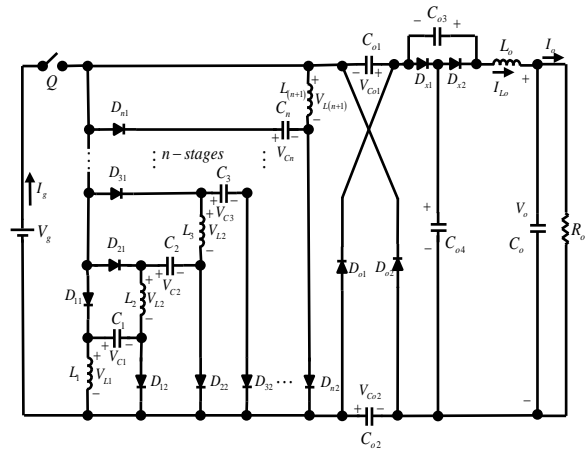
¹ Continuous Conduction Mode

² Discontinuous Conduction Mode

³ Boundary Conduction Mode



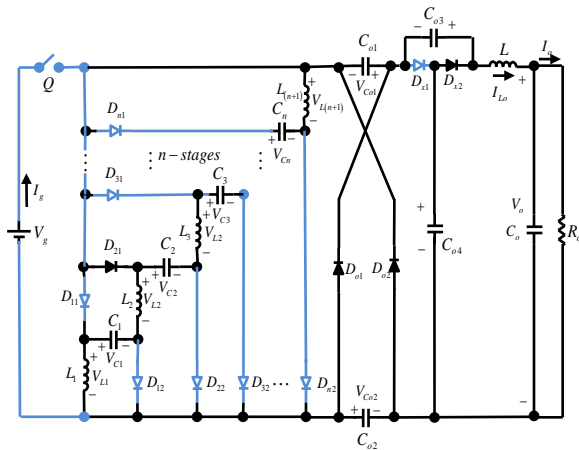
(الف)



شکل ۲: ساختار مبدل DC-DC افزاینده ولتاژ پیشنهادی

۲.۱. عملکرد مبدل پیشنهادی تحت CCM

در این مد ریپل جریان سلف‌های L_1, L_2, \dots, L_{n+1} قابل صرف‌نظر کردن است و عملکرد مبدل در دو بازه زمانی در هر دوری کلیدزنی T_S بررسی می‌شود. بازه‌ی زمانی اول $t_0 < t < t_1$ است که کلید Q روشن است و بازه‌ی دوم $t_1 < t < t_2$ است که کلید Q خاموش است. شکل موج‌های کلیدی و مدارهای معادل مربوط به هر کدام از بازه‌های زمانی به ترتیب در شکل ۳ و شکل ۴ نشان داده شده‌اند.

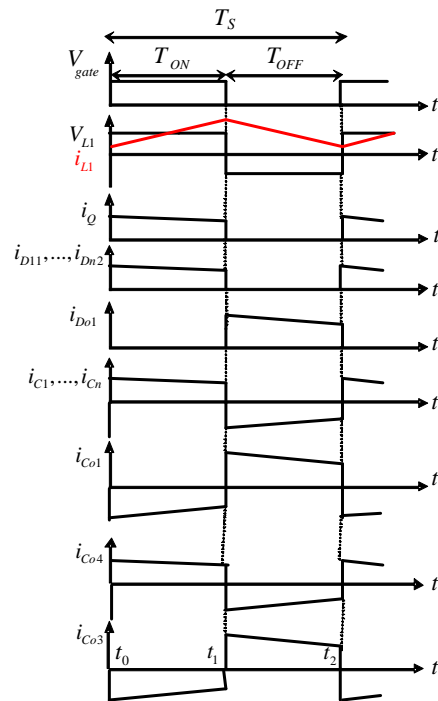


(ب)

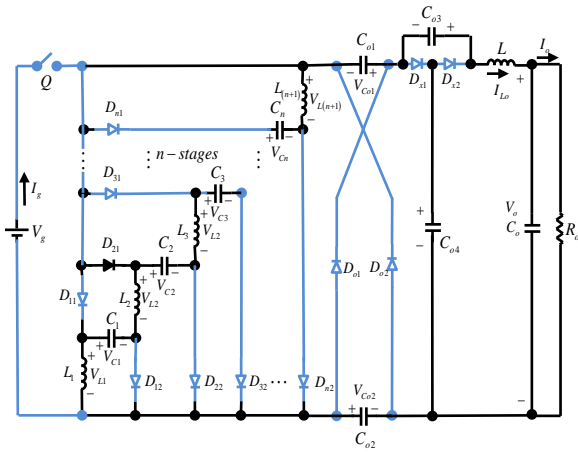
شکل ۴: مدارهای معادل مبدل پیشنهادی تحت عملکرد CCM

بازه زمانی اول $[t_0 < t < t_1]$: مدار معادل مبدل در بازه زمانی اول در شکل ۴-الف نشان داده شده است. در این بازه کلید Q و دیودهای $D_{11}, D_{12}, D_{21}, D_{22}, \dots, D_{n1}, D_{n2}$ روشن قرار دارند. دیودهای D_{o1} و D_{o2} بایاس معکوس بوده و خاموش می‌باشند. خازن‌های C_1, C_2, \dots, C_n و سلف‌های L_1, L_2, \dots, L_{n+1} بطور موازی با هم و منبع تغذیه قرار می‌گیرند و شارژ می‌شوند. خازن‌های C_{o1} و C_{o2} شارژ خود را به خازن C_{o4} داده و آن را شارژ می‌کنند. خازن C_{o3} شارژ خود را به سلف L و بار تحویل می‌دهد و دشارژ می‌شود.

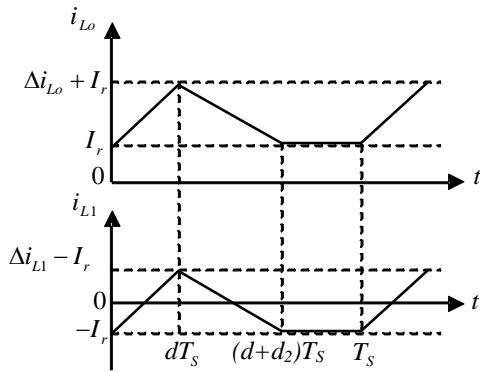
بازه زمانی دوم $[t_1 < t < t_2]$: مدار معادل مبدل در بازه زمانی دوم در شکل ۴-ب نشان داده شده است. در این بازه کلید Q و دیودهای $D_{11}, D_{12}, D_{21}, D_{22}, \dots, D_{n1}, D_{n2}$ خاموش می‌باشند. دیودهای D_{o1} و D_{o2} بایاس مستقیم بوده و روشن می‌شوند. خازن‌های C_1, C_2, \dots, C_n و سلف‌های L_1, L_2, \dots, L_{n+1} با یکدیگر سری شده و



شکل ۳: شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی



شکل ۵: مدار معادل مبدل پیشنهادی تحت عملکرد DCM



شکل ۶: شکل موج‌های جریان سلف‌ها تحت عملکرد DCM

$$\Delta i_{L0} = \frac{(n+1)V_g}{L_0} dT_s \quad (11)$$

بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی تحت عملکرد DCM از معادله زیر حاصل خواهد شد:

$$2M_{DCM}^4 + (a_4 - 4y)M_{DCM}^3 + (2y^2 - 2x - 2ya_4)M_{DCM}^2 + [(2y - a_2)x + 2a_3y + y^2a_4]M_{DCM} + (x^2a_1 + xy a_2 - a_3y^2) = 0 \quad (12)$$

که در آن:

$$\begin{aligned} y &= 2n + 1 \\ a_1 &= \frac{dR_o(n+1)}{f_s L_o} \\ a_2 &= \frac{dR_o}{f_s} \left[\frac{(n+1)(n-d+1.5)}{L_o} + \frac{d(0.5+n)}{L_1} \right] \\ a_3 &= \frac{d^2 R_o(n+1)}{f_s} \left(\frac{n+1}{L_o} + \frac{1}{L_1} \right) \\ a_4 &= 2n + 3 \end{aligned}$$

خازن‌های C_{o1} ، C_{o2} و C_{o3} را شارژ می‌کنند. سلف L و خازن C_{o4} نیز به ترتیب دشارژ می‌شوند.

با توجه به مدارهای معادل شکل ۱-۴ روابط زیر برقرار می‌باشند:

$$V_{Li-on} = V_g, i = \{1, \dots, n+1\} \quad (1)$$

$$V_{Li-off} = \frac{nV_{C1} - V_{Co1}}{n+1}, i = \{1, \dots, n+1\} \quad (2)$$

$$V_{Ci} = V_g, \{i = 1, \dots, n\} \quad (3)$$

$$V_{Co1} = V_{Co2} = \frac{V_o - V_g(d+1)}{d+2} \quad (4)$$

$$V_{Co3} = V_{Co1} + V_g \quad (5)$$

$$V_{Co4} = 2V_{Co1} + V_g \quad (6)$$

قانون تعادل ولت-ثانیه برای سلف‌ها بصورت زیر می‌باشد:

$$\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{dT_s} V_{L1-on} dt + \int_{dT_s}^{T_s} V_{L1-off} dt \right) = 0 \quad (7)$$

با استفاده از (۱)-(۷)، بهره ولتاژ ایده‌آل مبدل پیشنهادی تحت عملکرد CCM بصورت زیر حاصل خواهد شد:

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_g} = \frac{I_g}{I_o} = \frac{(2+n)d + 2n + 1}{1-d} \quad (8)$$

۲.۲. عملکرد مبدل پیشنهادی تحت DCM

شکل ۵ مدار معادل مبدل تحت عملکرد DCM را نشان می‌دهد. وقتی مبدل تحت DCM عمل می‌کند، در بازه خاموش بودن کلید Q عبوری از دیودهای D_{o1} ، D_{o2} و D_{x2} در زمان t_2 به صفر می‌رسد. شکل موج‌های جریان سلف‌ها در شکل ۶ نشان داده شده‌اند. باید دقت نمود که عملکرد DCM در این مبدل به مفهوم صفر شدن جریان سلف‌ها نبوده و در بازه زمانی $t_2 < t < T_s$ باقیمانده جریان (I_r) از آنها عبور خواهد کرد. همچنین لازم به ذکر است که تغییر جهت جریان عبوری از سلف‌ها در این بازه زمانی به پارامترهای مبدل و سیکل کاری بستگی دارد.

با نوشتن قانون ولت-ثانیه برای سلف L_1 و به کارگیری (۱)-(۶) زمان نرمالیزه شده d_2 بصورت زیر حاصل خواهد شد:

$$d_2 = \frac{3(n+1)d}{M_{DCM} - (2n+1)} \quad (9)$$

که در آن M_{DCM} بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی تحت عملکرد DCM می‌باشد. جریان I_r برابر است با:

$$I_r = I_o - \frac{\Delta i_{L0}}{2} (d_2 + d) \quad (10)$$

جدول ۱: مقادیر نامی نرمالیزه شده ولتاژ و جریان المان‌های مبدل پیشنهادی

Peak voltages across Q, D _{o1} , D _{o2} , D _{x1} and D _{x2}	$(1+M)/M(d+2)$
Peak voltages across diodes D _{(1+i)1} and D _{(n-i)2} {i=0,1,...,n-1}	$\frac{n-i}{3(n+1)}\left(\frac{n+2}{M}+1\right)$
Switch Q average current	M
Switch Q RMS current	$\{[n(d+2)+2d+1]/(1-d)\}\sqrt{1/d}$
Diodes D ₁₁ , ..., D _{2n} average currents	$(d+2)/(1-d) = (1+M)/(1+n)$
Diodes D ₁₁ , ..., D _{2n} RMS currents	$\frac{d+2}{1-d}\sqrt{1/d}$
Diodes D _{o1} and D _{o2} average currents	1
Diodes D _{o1} and D _{o2} RMS current	$\sqrt{1/(1-d)}$
Capacitors C ₁ , ..., C _n RMS currents	$(d+2)\sqrt{1/d(1-d)}$
Capacitors C _{o1} and C _{o2} RMS currents	$(d+1)\sqrt{1/d(1-d)}$
Capacitor C _{o4} RMS currents	$\sqrt{1/d(1-d)}$
Capacitor C _{o3} RMS currents	$d\sqrt{1/d(1-d)}$
Diode D _{x1} RMS currents	$\sqrt{1/d}$
Diode D _{x2} RMS currents	$\sqrt{1/(1-d)}$
Diode D _{x1} average currents	1
Diode D ₂₁ average currents	1

۴. نتایج شبیه سازی

جهت بررسی کارایی عملکرد مبدل پیشنهادی، یک نمونه از مبدل با $n=2$ در نرم افزار PSCAD-EMTDC شبیه سازی شده است. پارامترهای سیستم بصورت زیر می باشند:

$$V_g = 25V, f_s = 20KH, d = 50\%, P_o = 177W$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = 1.1mH, r_{L1} = r_{L2} = r_{L3} = 50m\Omega$$

$$L_o = 3mH, r_{L_o} = 100m\Omega;$$

$$C_1 = C_2 = C_{o1} = C_{o2} = 650\mu F, ESR = 20m\Omega$$

$$C_{o3} = 550\mu F, C_{o4} = 350\mu F, ESR = 20m\Omega$$

$$R_{DS-ON} = R_D (\text{diode on-state resistance}) = 0.02\Omega$$

$$V_{FD} (\text{diode forward voltage drop}) = 0.65V$$

شکل ۷ نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی را تحت عملکرد CCM نشان می دهد. طبق (۸) بهره ولتاژ مبدل برابر با ۱۴ بوده و در نتیجه $V_o = 350V$ می باشد. مقدار شبیه سازی شده ولتاژ خروجی مطابق با شکل ۸-الف برابر با $V_o = 326V$ می باشد. اختلاف مقادیر تئوری و شبیه سازی شده به علت وجود المانای پارازیتی مبدل می باشد که در (۸) در نظر گرفته نشده اند. طبق (۴)-(۶)، مقادیر $V_{Co4} = 275V$ و $V_{Co3} = 150V$ ، $V_{Co1} = 125V$ و ولتاژ خازن‌ها بدست می آید. نتایج شبیه سازی ولتاژ خازن‌ها در شکل ۸-ب نشان داده شده اند که در آن $V_{Co1} = 117V$ ، $V_{Co3} = 141V$ و $V_{Co4} = 258V$ می باشند. طبق جدول ۱، $V_{D_{o1}} = V_{D_{x1}} = 150V$ بدست می آید. نتایج شبیه سازی ولتاژ کلید و دیودها در شکل های ۸-الف،

رابطه بدست آمده برای بهره ولتاژ تحت عملکرد DCM یک معادله با ضرایب معلوم می باشد. در بین چهار ریشه بدست آمده فقط یک ریشه قابل قبول است که با توجه به این که بهره ولتاژ مبدل تحت عملکرد DCM از مقدار نظیر خود تحت عملکرد CCM بیشتر می باشد، مورد تشخیص است.

۲.۳. عملکرد مبدل پیشنهادی تحت BCM

در مد عملکرد BCM بهره ولتاژ مدهای CCM و DCM با یکدیگر برابر بوده و همچنین $d_2 = 0$ می باشد. لذا رابطه زیر برقرار خواهد بود:

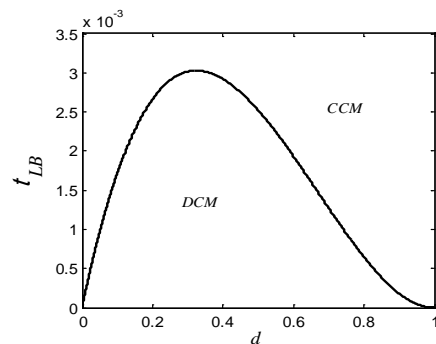
$$\tau_L = \left(\frac{1}{\tau_{L_o}} + \frac{1}{\tau_{L1}} \right)^{-1} \quad (13)$$

$$\tau_{LB} = \frac{d \left(n + \frac{1+d}{2} \right)}{2M_{CCM}^2 + M_{CCM} [1 + 2(n+d)]} \quad (14)$$

که در آن $\tau_{L1} = L_1 f_s / R_o$ و $\tau_{L_o} = L_o f_s / (n+1)R_o$ می باشند. منحنی τ_{LB} در شکل ۷ به ازای $n=2$ نشان داده شده است. اگر τ_L از τ_{LB} بزرگتر باشد، مبدل تحت CCM و در صورت کوچکتر بودن تحت DCM عمل خواهد کرد.

۳. محاسبه مقادیر نامی ولتاژ و جریان المان‌ها

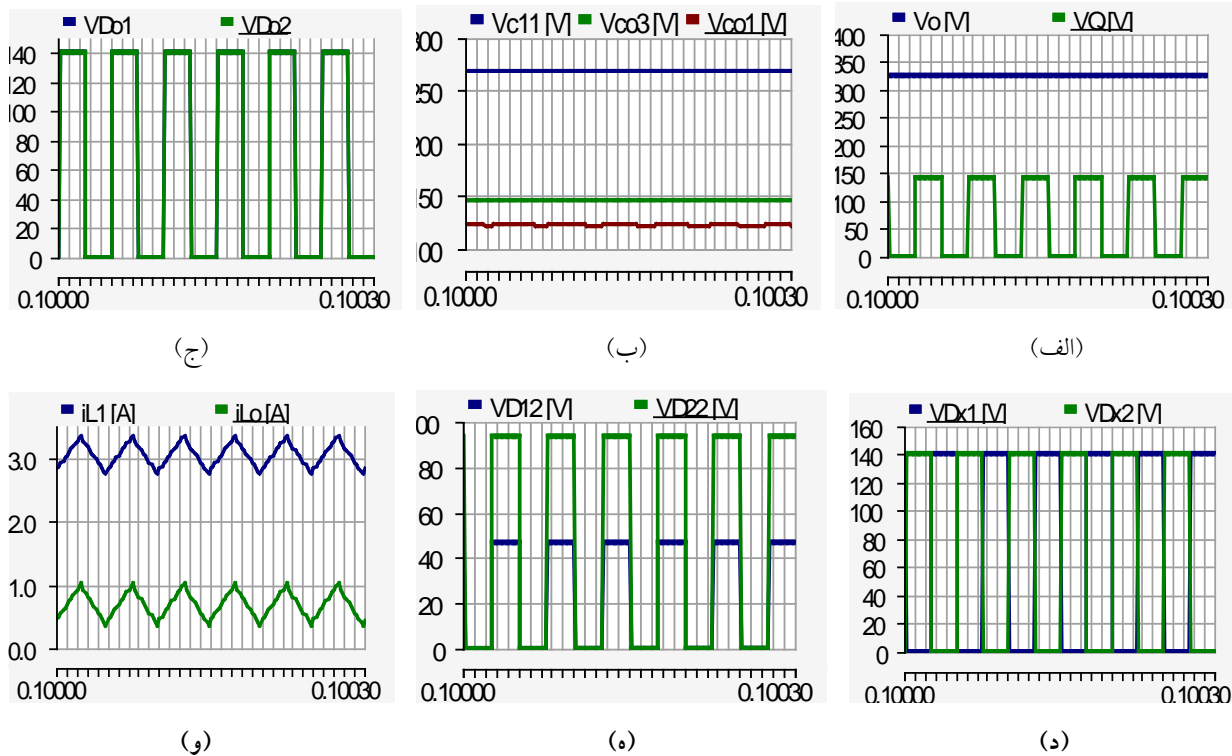
مقادیر نامی نرمالیزه شده ولتاژ و جریان المان‌های مبدل پیشنهادی تحت در جدول ۱ نشان داده شده اند. ولتاژها و جریان‌ها به ترتیب بر حسب ولتاژ و جریان بار (V_o & I_o) نرمالیزه می شوند. تنش ولتاژ روی کلید Q در مبدل ارائه شده در [۱۳] برابر با $(M+1)/2M$ می باشد که از مقدار نظیر خود در مبدل ارائه شده بیشتر می باشد. در نتیجه می توان از کلیدی با R_{DS-ON} کمتر استفاده نمود که سبب کاهش تلفات هدایتی می شود.



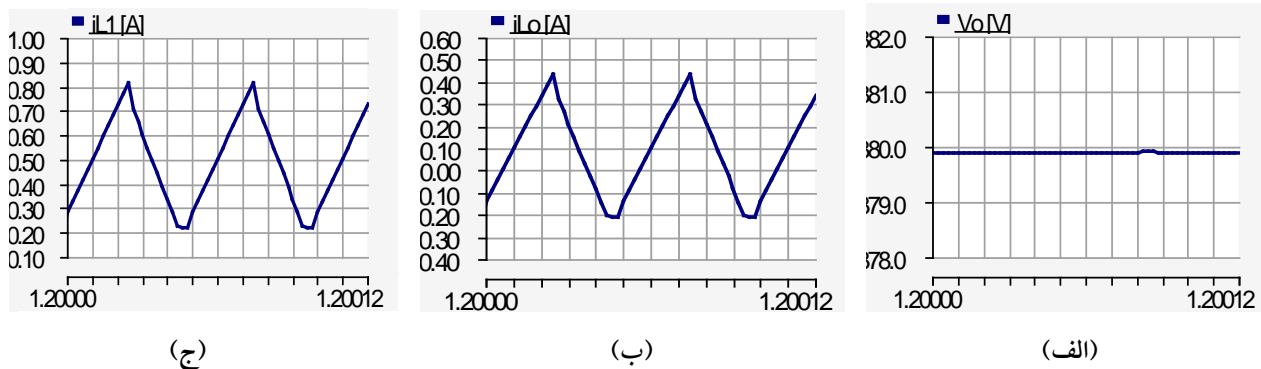
شکل ۷: منحنی τ_{LB} به ازای $n=2$

می‌باشد، در نتیجه بهره ولتاژ ۱۵.۹۵ صحیح بوده و $V_o = 399V$ می‌باشد. مطابق شکل ۹-الف در شبیه سازی $V_o = 380V$ بدست آمده است. شکل موج جریان نیز با تحلیل‌های صورت گرفته مطابقت دارد. راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی در شکل ۱۰ نشان داده شده است. در بار نامی ۱۷۷ وات، راندمان مبدل تقریباً برابر با ۹۴٪ می‌باشد. نکته‌ای که باید در ساختار مبدل پیشنهادی در نظر داشت این است که جریان پالسی از منبع توان کشیده می‌شود و سبب کاهش عمر آن می‌شود. با استفاده از یک فیلتر پایین گذر می‌توان مولفه‌های فرکانس بالا را در آن حذف نمود

۸-ج و ۸-د نشان داده شده‌اند که در آن $V_Q = 142.5V$ ، $V_{D_{o1}} = 141.5V$ و $V_{D_{x1}} = 141V$ می‌باشند. با مراجعه مجدد به جدول ۱، مقادیر $V_{D_{12}} = 50V$ و $V_{D_{22}} = 100V$ حاصل می‌شوند. مقادیر شبیه‌سازی شده ولتاژ این دیودها در شکل ۸-ه نشان داده شده‌اند که در آن $V_{D_{12}} = 46.66V$ و $V_{D_{22}} = 93.3V$ می‌باشند. با افزایش اندازه مقاومت بار از $R_o = 600\Omega$ به $R_o = 5K\Omega$ مبدل وارد ناحیه DCM خواهد شد. نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی تحت عملکرد DCM در شکل ۹ نشان داده شده است. طبق (۱۲) چهار پاسخ ۱۵.۹۵، ۵.۷۹، ۱۱.۵ و ۴۰.۸۲۳- برای بهره ولتاژ بدست می‌آید. با توجه به اینکه M_{DCM} از M_{CCM} بیشتر

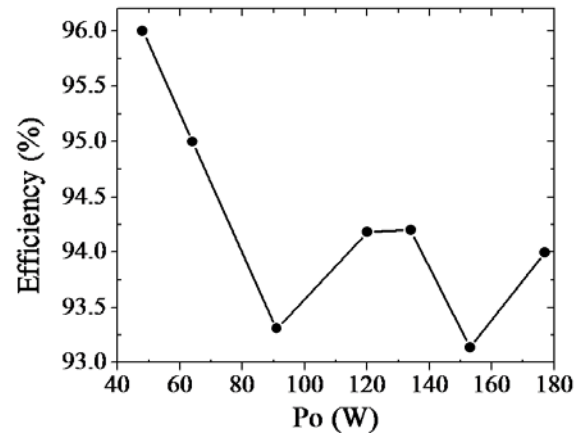


شکل ۸: نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی تحت عملکرد CCM (محورهای افقی: time [s])



شکل ۹: نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی تحت عملکرد DCM (محورهای افقی: time [s])

- [3] F. L. Luo and H. Ye, "Positive output cascade boost converters," Proc. Inst. Elect. Eng.-Elect. Power Appl., vol. 151, no. 5, pp. 590-606, Sep. 2004.
- [4] F. L. Luo and H. Ye, "Positive output super-lift converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 1, pp. 105-113, Jan. 2003
- [5] F. L. Luo and H. Ye, "Positive output multiple-lift push-pull switched capacitor Luo-converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 3, pp. 594-602, Jun. 2004.
- [6] S. G. V. Oliveira and I. Barbi, "A three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high-frequency transformer for DC renewable power source applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 8, pp. 3567-3580, Aug. 2011.
- [7] L. S. Yang, T. J. Liang, H. C. Lee, and J. F. Chen, "Novel high step-up DC-DC converter with coupled inductor and voltage-doubler circuits," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 9, pp. 4196-4206, Sep. 2012.
- [8] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched coupled-inductor cell for dc-dc converters with very large conversion ratio," in Proc. IEEE IECON Conf., 2006, pp. 2366-2371.
- [9] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid dc-dc PWM converters," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, Mar. 2008.
- [10] B. Axelrod, Y. Berkovich, S. Tapuchi, and A. Ioinovici, "Improved circuit of the switched coupled-inductor cell for dc-dc converters with very large conversion ratio," in Proc. IEEE PEA Conf., Sep. 2009, pp. 1-10.
- [11] C. M. Young, M. H. Chen, T. A. Chang, and K. K. Jen, "Cascade Cockcroft-walton voltage multiplier applied to transformerless high step-up DC-DC converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 2, pp. 523-537, Feb. 2013.
- [12] T. Nouri and S. H. Hosseini, "A transformerless step-up dc-dc converter with high voltage gain and reduced voltage stresses on semiconductors," 47th Universities Power Engineering Conference, pp. 1-6, 2012.
- [13] T. Nouri, E. Babaei, and S. H. Hosseini, "A generalized ultra step-up DC-DC converter for high voltage application with design considerations," Elsevier Journal of Electric Power System Research (EPSR), vol. 105, pp. 71-84, Aug. 2013.



شکل ۱۰: راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی

۵. نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل DC-DC افزاینده ولتاژ تعمیم یافته جهت کاربرد در سیستم‌های انرژی تجدید پذیر از قبیل PV ارائه شده است. مبدل پیشنهادی با بکارگیری ضرب کننده‌های ولتاژ دیودی-خازنی قادر خواهد بود در سیکل‌های کاری کم، به بهره‌های ولتاژ بالا دست یابد و تنش ولتاژ روی کلید قدرت در آن نیز مقدار کمی می‌باشد. در نتیجه می‌توان از کلیدهایی با R_{DS-ON} کمتر استفاده نمود که با کاهش تلفات هدایتی مبدل همراه خواهد بود. از دیگر مزایای مبدل پیشنهادی این است که به علت قرار گرفتن کلید قدرت بصورت سری با منبع توان، یک امنیت ذاتی در مواقع عدم کاربرد سیستم تبدیل انرژی نو در مبدل ایجاد خواهد شد. عملکرد مبدل در سه ناحیه کاری CCM، DCM و BCM مورد تحلیل قرار گرفت و مقادیر نامی المان‌های پیشنهادی جهت مقاصد طراحی در توان‌های مورد نظر ارائه گردید. جهت بررسی صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، یک نمونه از آن در نرم افزار PSCAD-EMTDC شبیه سازی شد و نتایج آن مورد تحلیل قرار گرفتند.

مراجع

- [1] M. Sarhangzadeh, S. H. Hosseini, M. B. B. Sharifian, and G. B. Gharehpetian, "Multiinput direct DC-AC converter with high-frequency link for clean power-generation systems," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 6, pp. 1777-1789, Jun. 2011.
- [2] F. Nejabatkhah, S. Danyali, S. H. Hosseini, M. Sabahi, and S. M. Niapour, "Modeling and control of a new three-input DC-DC boost converter for hybrid PV/FC/Battery power system," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 5, pp. 2309-2324, May. 2012.