

تحلیل و اجرای مبدل جدید DC/DC باک-بوست تک سوئیچ

چکیده

در این تحقیق، یک مبدل DC/DC جدید افزایش-تقویت ارائه شده است. ساختار مدار مبدل پیشنهادی شامل تک سوئیچ نیرو، دو دیود و چند مولفه ی ذخیره سازی انرژی است. بکار گرفتن فقط یک تک سوئیچ نیرو، هزینه ی اجرایی و اتلافات نیروی سوئیچینگ را کاهش می دهد. مبدل پیشنهادی در حالت بالاتر جذب ولتاژ بیشتری نسبت به مبدل مرسوم افزایش-تقویت و Cuk دارد. بعلاوه، این مبدل منطقه ی عملکردی حالت رسانش دائم (CCM) را گسترش می دهد. مبدل ارائه شده سه حالت عملیاتی در CCM دارد. حالت دوم فشارهای ولتاژی بر خازن ها را کاهش می دهد. بنابراین فشارهای جریان بر دیودها نیز کم می شوند. برای بررسی عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج آزمایشی با استفاده از نمونه ی اولیه ی سخت افزاری بدست می آیند.

مقدمه

اخیراً، مبدل های DC/DC از سوی محققان بسیار مورد توجه قرار گرفته اند. افزایش/تقویت ولتاژ در کاربردهای زیادی از جمله سیستم های پیل سوختی، دستگاه های قابل حمل مثل نوت بوک ها و موبایل ها، محصولات دیود ساطع کننده ی نور و دستگاه های برقی ماشین لازم و ضروری هستند. باتوجه به نوسانات موجود در ولتاژ خروجی سیستم های باتری، یک مبدل اضافی افزایش/تقویت DC/DC برای تنظیم ولتاژ خروجی مورد نیاز است. چند نوع مبدل قادر به ایجاد تبدیل افزایش و کاهش ولتاژ مثل مبدل تبدیل کننده ی افزایش/تقویت، مبدل برگشت، مبدل Cuk، و مبدل اندوکتانس اولیه ی یکطرفه هستند. اگرچه، این مبدل ها به شدت بر سوئیچ ها فشار وارد می کنند. مبدل برگشت، اندوکتانس با نشت-بالا دارد و کارایی آن پایین می باشد. برخی از مبدل های افزایش/تقویت DC/DC اخیراً با استفاده از مبدل های KY ارائه می شوند. هرچند، چهار سوئیچ نیرو در این مبدل ها استفاده شده اند. در [16]، ترکیب یک مبدل افزایش/تقویت با مبدل KY و مبدل افزایش برای کاهش تعداد سوئیچ های نیرو به دو عدد ارائه شد، اما حداکثر جذب ولتاژ برای تمام این مبدل های افزایش/تقویت دو است. مبدل های KY نیز به منظور ساخت مبدل های بسیار بالا مثل بخش [7] مورد استفاده قرار گرفتند. در [18]، یک مبدل غیر-تبدیلی افزایش/تقویت برای سیستم پیل سوختی با استفاده از سه سوئیچ نیرو با جذب ولتاژی برابر با مبدل پیشنهادی در این مقاله، پیشنهاد شد. عیب اصلی مبدل های KY اینست که

برخی از خازن ها بطور ناگهانی در برخی از حالت های عملکردی شارژ می شوند. در نتیجه، فشارهای جریان بر دیودها، سوئیچ ها و خازن ها تشدید می شوند. این مشکل موجب دشواری هایی در اجرا می شود.

در این مقاله، یک مبدل جدید افزایش/تقویت پیشنهاد شد. جذب ولتاژ مبدل پیشنهادی در حالت بالاتر، بیشتر از مبدل های پایه ی افزایش/تقویت غیر-ایزوله مثل افزایش/تقویت قدیمی Cuk و Zeta و SEPIC است. مبدل پیشنهادی در سه حالت در حالت رسانس دائم (CCM) عمل می کند. حالت سوم مبدل های KY که در آن سوئیچ نیرو خاموش می شود، به دو حالت در مبدل پیشنهادی تقسیم می شود. این دو حالت به خازن ها اجازه نمی دهند برخلاف مبدل های KY، بطور ناگهانی موازی شوند. بنابراین، مبدل پیشنهادی، مشکل فوق الذکر مبدل های KY را حل می کند که باعث کاهش فشار بر مولفه های مدار می شود. در این موقعیت مکانی، فقط یک سوئیچ نیرو استفاده شد که موجب می شود طرح کنترل ساده شود و همچنین اتلافات سوئیچینگ نیرو کاهش یابد. علاوه بر این، منطقه ی عملکرد CCM در مبدل پیشنهادی درمقایسه با مبدل Cuk گسترده تر شد. نتایج آزمایشی برای بررسی امکان پذیری مبدل پیشنهادی بدست آمدند.

2. ساختار مبدل پیشنهادی

ترکیب بندی مدار مربوط به مبدل پیشنهادی در شکل 1 نشان داده شد. طبق شکل 1، مبدل پیشنهادی شامل سه خازن، دو اندوکتور، یک سوئیچ نیرو و دو دیود است. خازن های C_1 و C_2 موازی با دو دیود هستند و ولتاژهای آنها $D/(1-D)$ برابر ولتاژ ورودی است. ولتاژ خازن C_3 نیز بوسیله ی خازن C_1 و ولتاژ ورودی تعیین می شود که نیز $D/(1-D)$ برابر ولتاژ ورودی است. بار نیز بصورت موازی با خازن های C_2 و C_3 متصل می شود. بنابراین ولتاژ خروجی بار $2D/(1-D)$ برابر ولتاژ ورودی خواهد بود.

مبدل پیشنهادی در سه حالت در CCM کار می کند. حالت اول زمانی اتفاق می افتد که سوئیچ نیرو روشن است و حالت های دیگر وقتی روی می دهند که سوئیچ نیرو خاموش می باشد. دو حالت آخر موجب کم شدن فشارهای وارد بر بر دیودها و خازن ها می شود درحالیکه مبدل های KY دو حالت دارند که بر خازن ها، سوئیچ ها و دیودها فشار می آورد. مبدل پیشنهادی در پنج حالت در حالت رسانس ناپیوسته (DCM) کار می کند.

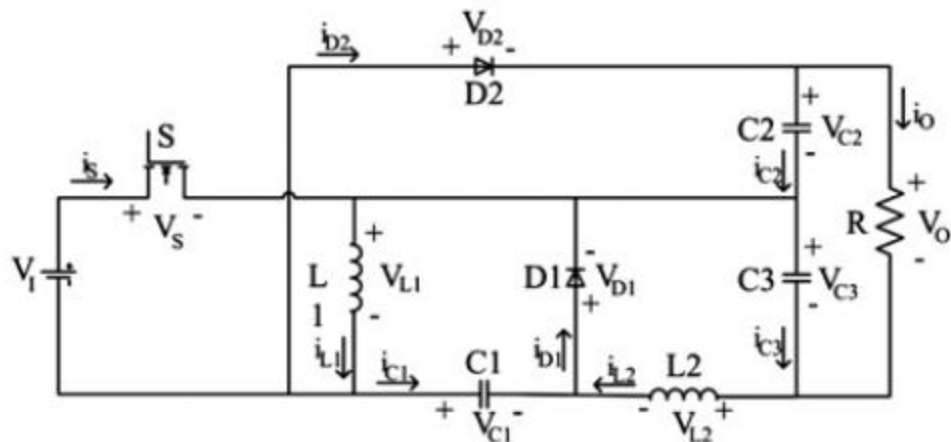


Fig. 1 *Circuit configuration of the proposed converter*

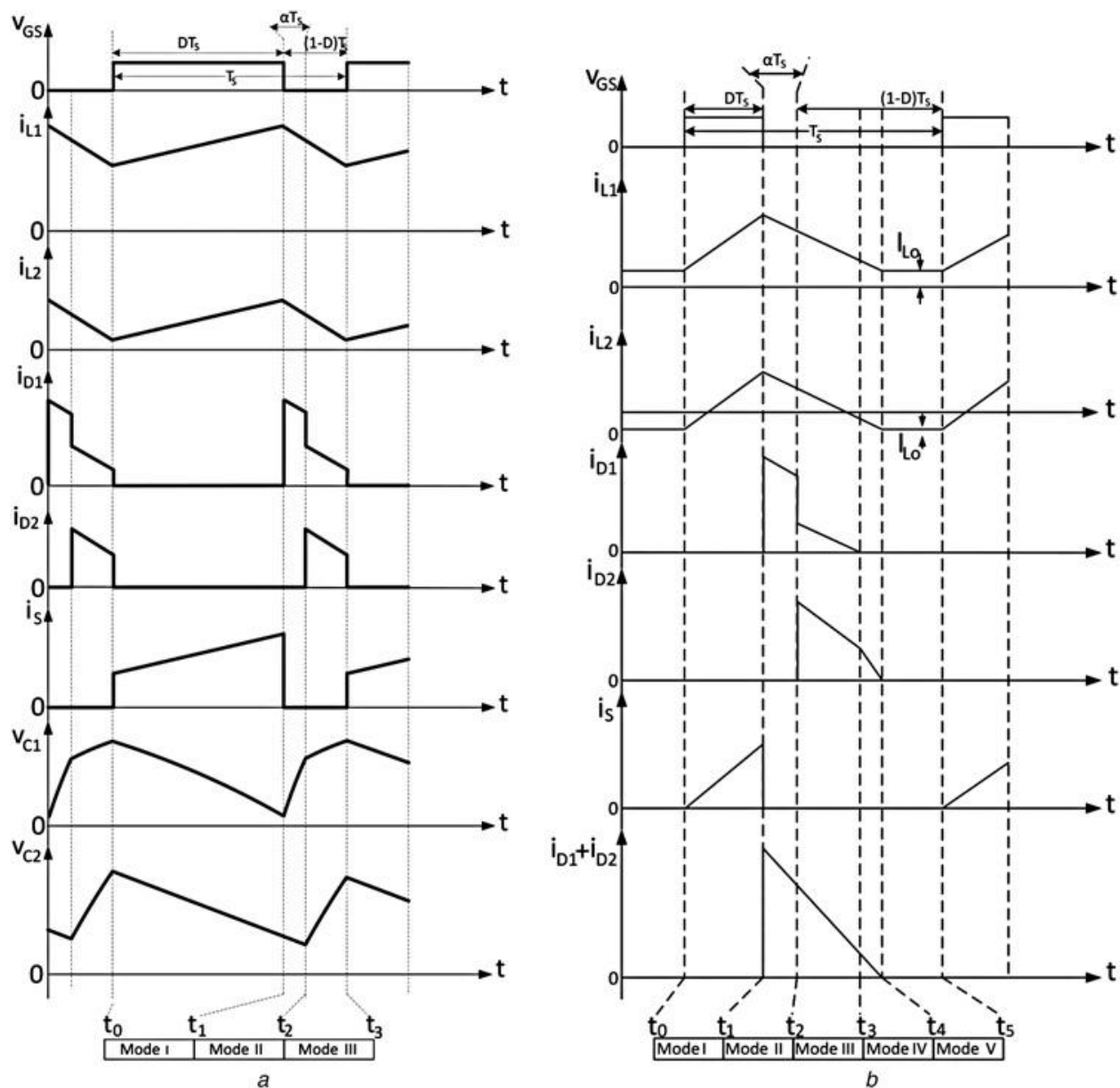
3. اصول عملکردی مبدل پیشنهادی

برای ساده تر کردن این تحلیل ، فرضیات زیر در نظر گرفته شدند.

(1) همه ی خازن ها به اندازه ی کافی بزرگ هستند. بعلاوه،از امواج ولتاژی خازن ها صرف نظر شد تا جذب ولتاژ در عملکرد حالت ثابت بدست آید.

(2) سوئیچ های نیرو ایده آل هستند و خازن پارازیتی سوئیچ نیرو نادیده گرفته شده است.

تحلیل حالت ثابت مبدل پیشنهادی در CCM و DCM در بخش های زیر تشریح شدند.



شکل 2

3.1 عملکرد CCM

شکل موج های نوعی مربوط به مبدل پیشنهادی در CCM در تصویر 2a ترسیم شده اند. مسیرهای جریان حالت های مختلف در عملکرد CCM نیز در شکل 3 نشان داده شده اند.

3.1.1 حالت 1: در طی فاصله ی زمانی $[t_0, t_1]$ ، سوئیچ (S) روشن و دیودها (D_1, D_2) خاموش می شوند. طبق شکل 3a، اندوکتور L_1 با ولتاژ ورودی انرژی دهی می شود. همانطور که در شکل 2a دیده می شود،

اندوکتور L_2 نیز بوسیله ی C_1 و C_3 و ولتاژ ورودی مغناطیسی می شود. علاوه بر این، انرژی ذخیره شده در خازن های C_2 و C_3 تخلیه ی بار می شوند. ازاینرو، معادلات زیر را می توان بدست آورد:

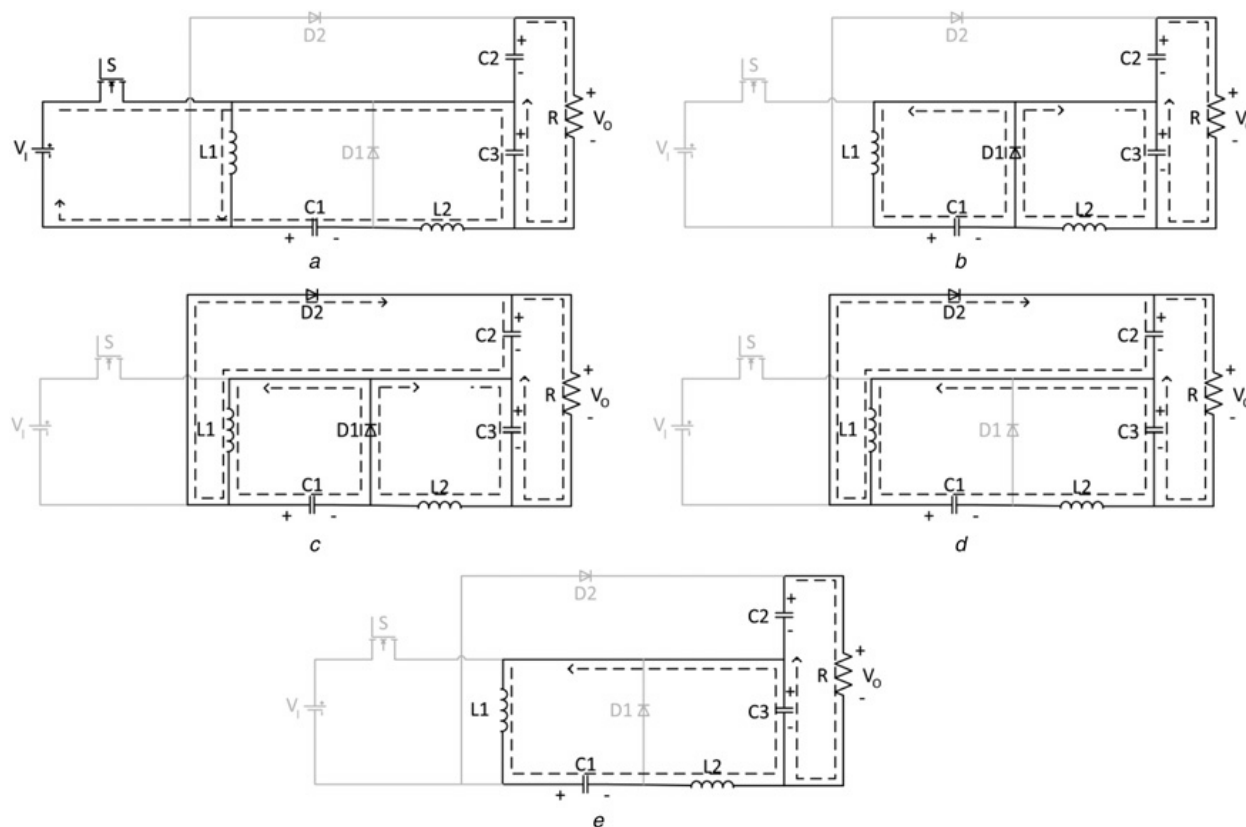
$$V_{L_1} = V_I \quad (1)$$

$$V_{L_2} = V_I + V_{C_1} - V_{C_3} \quad (2)$$

3.1.2 حالت 2: در طی فاصله ی زمانی $[t_1, t_2]$ ، سوئیچ (S) خاموش و دیودها (D_1, D_2) نیز خاموش هستند. طبق شکل 3b خازن های C_1 و C_3 بوسیله ی اندوکتورهای L_1 و L_2 به ترتیب شارژ می شوند. تمام اندوکتورها بصورت خطی مغناطیس زدایی می شوند. همچنین، انرژی ذخیره شده در خازن C_2 تخلیه ی بار می شود. ازاینرو، معادلات زیر بدست می آیند:

$$V_{L_1} = -V_{C_1} \quad (3)$$

$$V_{L_2} = -V_{C_3} \quad (4)$$



شکل 3

خازن های C_1 و C_2 به ترتیب شارژ و تخلیه ی شارژ می شوند تا ولتاژهایشان برابر شود. در این لحظه، حالت دوم تمام می شود. این حالت مانع از آن می شود که خازن های C_1 و C_2 بطور ناگهانی موازی با ولتاژهای متفاوت باشند. بنابراین، از اوج ولتاژی جریان در دیودها و خازن ها اجتناب می شود.

3.1.3 حالت 3 : در طی فاصله ی زمانی $[t_2, t_3]$ ، سوئیچ (S) همچنان خاموش است. ولتاژهای خازن های C_1 و C_2 برابرند، پس D_2 مثل D_1 روشن می باشد. مسیر جریان در شکل 3c نشان داده شده است. زمانی که ولتاژهای خازن های C_1 و C_2 برابرند، ولتاژ در D_2 صفر می شود و بعد از مدتی به مثبت شدن تغییر می یابد. بنابراین، D_2 می تواند روشن باشد. سپس، خازن های C_1 و C_2 موازی هستند. در شکل 2a نشان داده شد که ولتاژهای خازن های C_1 و C_2 یکسانند. خازن های C_1 و C_2 بوسیله ی اندوکتور L_1 شارژ می شوند. همچنین، اندوکتور L_2 خازن C_3 را شارژ می کند. همه ی اندوکتورها بصورت غیرخطی در این حالت مغناطیس زدایی می شوند. بعلاوه، معادلات زیر بدست می آیند:

$$V_{L_1} = -V_{C_1} \quad (5)$$

$$V_{L_2} = -V_{C_3} \quad (6)$$

در طی این حالت، خازن های C_1 و C_2 موازی هستند. همچنین مفروض است که ولتاژهای خازن ها ثابت می باشند. ازاینرو، معادله زیر را در نظر می گیریم:

$$V_{C_1} = V_{C_2} \quad (7)$$

با بکار بردن اصل دوم تعادل-ولت در L_1 بااستفاده از معادلات 1، 3 و 5، معادله ی زیر بدست می آید:

$$\langle V_{L_1} \rangle = DV_I + \alpha(-V_{C_1}) + (1 - D - \alpha)(-V_{C_1}) = 0 \quad (8)$$

که در آن αTs مدت زمان حالت دوم است. با ساده کردن معادله 8 معادله ی زیر را می توان بیان کرد:

$$V_{C_1} = V_{C_2} = \frac{D}{1-D} V_I \quad (9)$$

به ترتیب، بااستفاده از اصل دوم تعادل-ولتاژ در L_2 معادلات زیر مطرح می شوند:

$$\begin{aligned} \langle V_{L_2} \rangle &= D(V_I + V_{C_1} - V_{C_3}) + \alpha(-V_{C_3}) + (1 - D - \alpha) \\ &\times (-V_{C_3}) = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

$$V_{C_3} = \frac{D}{1-D} V_I \quad (11)$$

$$V_O = V_{C_2} + V_{C_3} \quad (12)$$

با جایگزین کردن معادلات 9 و 11 در معادله ی 12، جذب ولتاژ CCM بصورت زیر استنتاج می شود:

$$G_{(V)CCM} = \frac{2D}{1-D} \quad (13)$$

طبق شکل 3، جریان هایی که در خازن های C₁ و C₂ جاری می شوند را می توان اینگونه نوشت:

$$i_{C_1} = \begin{cases} -I_{L_2}, & 0 < t < DT \\ I_{L_1}, & DT < t < (\alpha + D)T \\ \frac{C_1}{C_1 + C_2}(I_{L_1} - I_O), & (\alpha + D)T < t < T \end{cases} \quad (14)$$

$$i_{C_2} = \begin{cases} -I_O, & 0 < t < DT \\ -I_O, & DT < t < (\alpha + D)T \\ \frac{C_2}{C_1 + C_2}(I_{L_1} - I_O), & (\alpha + D)T < t < T \end{cases} \quad (15)$$

با بکارگیری تعادل دوم-آمپر برای خازن های C₁ و C₂ و بااستفاده از معادلات 14 و 15 معادلات زیر را می توان بدست آورد:

$$\langle i_{C_1} \rangle = -DI_{L_2} + \alpha I_{L_1} + (1 - \alpha - D) \frac{C_1}{C_1 + C_2} (I_{L_1} - I_O) = 0 \quad (16)$$

$$\langle i_{C_2} \rangle = -(D + \alpha)I_O + (1 - \alpha - D) \frac{C_2}{C_1 + C_2} (I_{L_1} - I_O) = 0 \quad (17)$$

علاوه بر این موارد، جریان متوسط L₂ بوسیله ی جریان خروجی برآورد می شود.

$$I_{L_2} \cong I_O \quad (18)$$

جذب جریان در CCM را می توان اینگونه بدست آورد:

$$G_{(I)CCM} = \frac{1-D}{2D} \quad (19)$$

با ساده کردن معادلات 16-19 ، α بصورت زیر است:

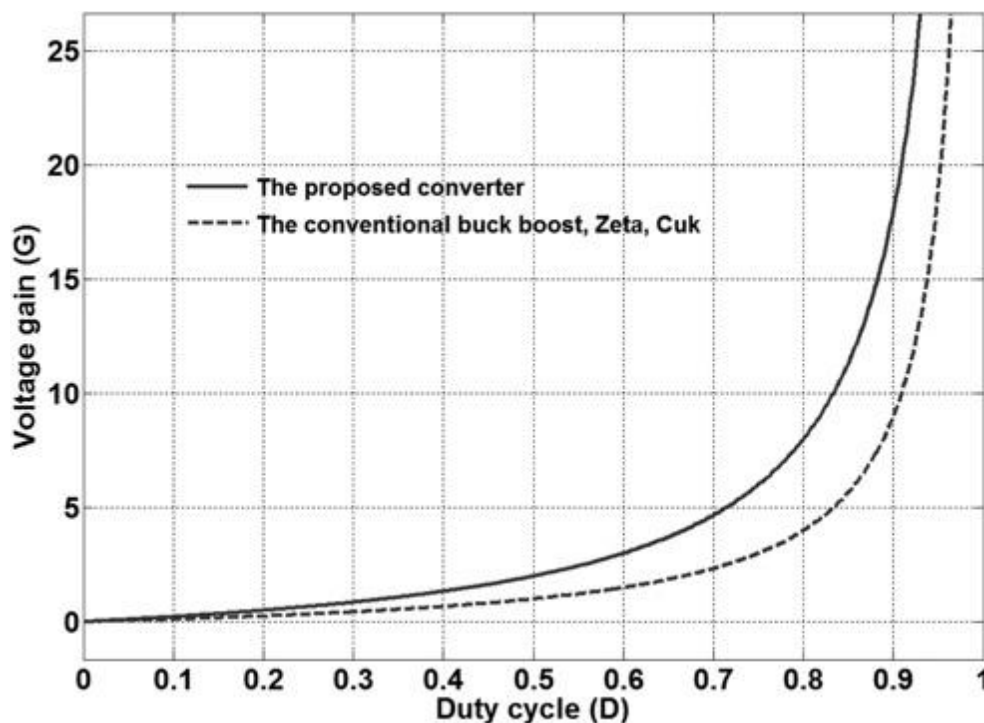
$$\alpha = \frac{(D-D^2)(C_2-C_1)}{(C_1+C_2)+D(C_2-C_1)} \quad (20)$$

نمودارهای جذب ولتاژ مربوط به مبدل پیشنهادی و مبدل Cuk در عملکرد CCM در شکل 4 ترسیم شدند. می توان مشاهده نمود که جذب ولتاژ مبدل پیشنهادی در هر دو حالت افزایش و تقویت بیشتر از مبدل Cuk است.

3.2 عملکرد DCM

عملکرد مبدل پیشنهادی، عملکرد در DCM را می توان به پنج حالت تقسیم نمود. شکل های موج نوعی مربوط به مبدل پیشنهادی در DCM در تصویر 2b نشان داده شدند. مسیرهای جریان حالت های مختلف در عملکرد DCM نیز در شکل 3 ترسیم شدند.

3.2.1 حالت 1: در طی فاصله ی زمانی $[t_0, t_1]$ ، سوئیچ (S) روشن و دیودها (D_1, D_2) خاموش می شوند. همانطور که در شکل 3a می بینید، این حالت از DCM شبیه به حالت اول عملکرد CCM است. بنابراین معادلات 1 و 2 در این حالت نیز معتبر هستند.



شکل 4

3.2.2 حالت 2 : در طی فاصله ی زمانی $[t_1, t_2]$ ، سوئیچ (S) خاموش و دیودها (D_1, D_2) نیز خاموش هستند. طبق شکل 3b این حالت از DCM شبیه به حالت دوم عملکرد CCM می باشد و در نتیجه ، معادلات 3 و 4 در این حالت نیز معتبر هستند.

3.2.3 حالت 3 : در طی فاصله ی زمانی $[t_2, t_3]$ ، سوئیچ (S) همچنان خاموش و D_2 و D_1 روشن می باشند. طبق شکل 3c این حالت از DCM شبیه به حالت سوم عملکرد CCM است. بنابراین، معادلات 5 و 6 در این حالت نیز معتبر هستند.

3.2.4 حالت 4 : در طی فاصله ی زمانی $[t_3, t_4]$ ، سوئیچ (S) همچنان خاموش و D_1 خاموش اما D_2 روشن باقی می ماند. معادلات 5 و 6 همچنان در این حالت نیز معتبر هستند. مسیر جریان در شکل 3d نشان داده شده است.

3.2.5 حالت 5 : در طی فاصله ی زمانی $[t_4, t_5]$ ، سوئیچ و دیودها خاموش می شوند. جریان های اندوکتورها در این حالت ثابت خواهد بود. در نتیجه، ولتاژها در اندوکتورها خنثی می شوند : $V_{L1} = V_{L2} = 0$. این مسیر جریان در شکل 3e نشان داده شده است.

با بکارگیری اصل دوم تعادل-ولت در L_1 با استفاده از معادلات 1، 3 و 5، معادله ی زیر بدست می آید:

$$\langle V_{L_1} \rangle = DV_I - (\alpha + \beta)V_{C_1} = 0 \quad (21)$$

که در آن βT_s فاصله ی زمانی حالت های سوم و چهارم در DCM می باشد. از اینرو، با ساده سازی معادله 21 معادله ی زیر را می توان مطرح نمود:

$$V_{C_1} = \frac{D}{\alpha + \beta} V_I \quad (22)$$

با استفاده از معادلات 22، 7 و 12 جذب ولتاژ در DCM به صورت زیر مشتق می شود:

$$G_{(V)}\text{DCM} = \frac{2D}{\alpha + \beta} \quad (23)$$

شکل انتگرالی معادله ی جریان اندوکتور L_1 به صورت زیر است:

$$i_{L_1}(t) = i_{L_1}(t_0) + \frac{1}{L_1} \int_{t_0}^t v_{L_1} d\tau \quad (24)$$

با جایگزین کردن معادله 1 در معادله 24، بجای $t_0 = 0$ ، $t = DT$ ، این نتیجه حاصل می شود:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{D(V_I)}{fL_1} \quad (25)$$

ریپل جریان اندوکتور L_2 را می توان به روش زیر بدست آورد:

$$\Delta i_{L_2} = \frac{DV_I}{fL_2} \quad (26)$$

طبق شکل موج نشان داده شده در تصویر 2b، مقادیر متوسط جریان را می توان به صورت زیر نوشت:

$$I_{L_1} = \frac{D + \alpha + \beta}{2} \Delta i_{L_1} + I_{Lo} \quad (27)$$

$$I_{L_2} = \frac{D + \alpha + \beta}{2} \Delta i_{L_2} + I_{Lo} \quad (28)$$

$$I_I = \frac{D}{2} (\Delta i_{L_1} + \Delta i_{L_2}) \quad (29)$$

با استفاده از معادلات 18، 27-29 و جذب جریان در DCM به روش زیر I_{Lo} حاصل می شود:

$$I_{Lo} = \frac{V_I D}{f} \left[\left(\left(\frac{D + \alpha + \beta}{2} \right) - \frac{\alpha + \beta}{4} \right) \frac{1}{L_2} - \frac{\alpha + \beta}{4L_1} \right] \quad (30)$$

در حالت عملکرد DCM، جریان جاری شده از اندوکتورها به صفر نمی رند. اگرچه، آنها به مقدار I_{Lo} می رند که در شکل 2b نشان داده شد. با جایگزینی معادلات 28 و 30 در 18 این معادله بدست می آید:

$$I_{L_2} = I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{V_I D}{f L_2} \left(\frac{D + \alpha + \beta}{2} \right) - \frac{V_I D}{f} \left[\left(\left(\frac{D + \alpha + \beta}{2} \right) - \frac{\alpha + \beta}{4} \right) \frac{1}{L_2} - \frac{\alpha + \beta}{4L_1} \right] \quad (31)$$

$$(\alpha + \beta) = \sqrt{\frac{8f(L_1 || L_2)}{R_L}} \quad (32)$$

با استفاده از معادلات 23 و 32، $G_{(V)DCM}$ را می توان با حروف D ، R_L ، f و L_3 به شکل زیر نوشت:

$$G_{(V)DCM} = \frac{2D}{\sqrt{\frac{8f(L_1 || L_2)}{R_L}}} \quad (33)$$

زمانیکه جریان های متوسط دیودها به کمتر از نصف ریپل های جریان دیودها برسد، دیودها خاموش خواهند شد و در نتیجه مبدل پیشنهادی تحت شرایط DCM عمل می کند. جریان متوسط ورودی تحت عملکرد CCM به شکل زیر است:

$$I_I = D(I_{L_1} + I_{L_2}) \quad (34)$$

دیودها باهم خاموش می شوند بطوریکه معیار عملکرد DCM برای جریان هردو دیود در نظر گرفته می شود.

$$I_{L_1} + I_{L_2} < \Delta i_{L_1} + \Delta i_{L_2} \quad (35)$$

با جایگزین کردن ریپل های جریان اندوکتور از معادلات 25 و 26 در معادله 35 و ساده کردن آن، معادله ی زیر حاصل می شود:

$$\frac{4f(L_1||L_2)}{R_L} < (\alpha + \beta)^2 \quad (36)$$

بنابراین، سمت چپ این نامعادله، ثابت زمانی اندوکتور نرمال شده ، می باشد. برای بدست آوردن ساده تر ثابت حد زمانی اندوکتور نرمال شده ، تمام اندوکتورها یکسان در نظر گرفته شدند. بنابراین معادله ی زیر بدست می آید:

$$\tau_L = \frac{4f(L_1||L_2)}{R_L} \quad (37)$$

با جایگزینی معادله 37 در معادله 33 جذب ولتاژ DCM را می توان بدست آورد:

$$G_{(V)DCM} = \frac{2D}{\sqrt{2}\tau_L} \quad (38)$$

3.3 حد شرایط عملکردی مبدل پیشنهادی

در حالت حد، جذب ولتاژ CCM برابر با جذب ولتاژ DCM می باشد. از معادله ی 13 تا 38 ، حد ثابت زمانی اندوکتور نرمال شده ، $T_{L,B}$ را می توان به صورت زیر ارائه کرد:

$$\tau_{L,B} = \left(\frac{1}{2}\right)(1 - D)^2 \quad (39)$$

نمودار $T_{L,B}$ در شکل 5 نشان داده شد. اگر T_L بزرگتر از $T_{L,B}$ باشد، مبدل پیشنهادی در شرایط CCM عمل می کند.

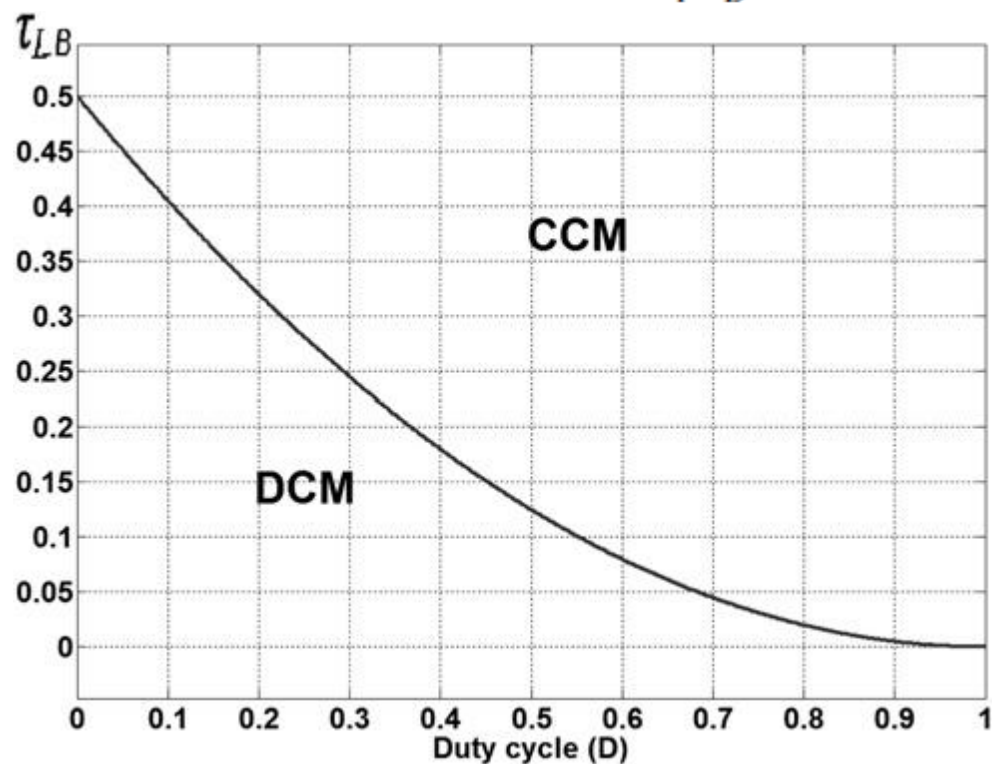
4. فشارهای ولتاژ و تحلیل کارایی

فشارهای ولتاژ بر مولفه های مختلف مدار مهمترین معیار برای انتخاب دستگاه های مناسب است. ریپل ولتاژ در خازن ها نادیده گرفته شدند تا تحلیل فشار ولتاژ بر مولفه های مبدل پیشنهادی ساده شود. حداکثر اوج ولتاژ سوئیچ S_1 و دیودهای D_1 و D_2 در حالت ثابت اینگونه هستند:

$$V_S = V_I + V_{C_1} = \frac{1}{1-D} V_I \quad (40)$$

$$V_{D_1} = V_I + V_{C_1} = \frac{1}{1-D} V_I \quad (41)$$

$$V_{D_2} = V_I + V_{C_2} = \frac{1}{1-D} V_I \quad (42)$$



شکل 5

فشار ولتاژ بر دستگاه سوئیچ با فشار ولتاژ بر سوئیچ بوست-افزایش مرسوم ، مبدل های Zeta و Cuk مورد مقایسه قرار گرفت. این مورد همچنین با بوست-افزایش KY (یعنی مبدل 2-بعدی) مقایسه شد. فشار ولتاژ بر سوئیچ مبدل ارائه شده با توجه به جذب ولتاژ به صورت زیر است:

$$V_S = \frac{G+2}{2} V_I \quad (43)$$

فشار ولتاژ بر سوئیچ بوست-افزایش مرسوم ، مبدل های Zeta و Cuk باتوجه به جذب ولتاژ به صورت زیر است:

$$V_s = (G + 1)V_I \quad (44)$$

فشار ولتاژ بر سوئیچ بوست-افزایش KY (یعنی مبدل 2-بعدی) به صورت زیر است:

$$V_s = V_I \quad (45)$$

دو سوئیچ در ساختار مبدل بوست-افزایش KY وجود دارد. بنابراین فشار کل ولتاژ اینگونه خواهد بود:

$$PIV_{total} = 2V_I \quad (46)$$

مقایسه ی فشارهای ولتاژ مبدل های مختلف در شکل 6 نشان داده شدند. همانطور که می توان دید، فشار ولتاژ سوئیچ در مبدل پیشنهادی کمتر از مبدل های دیگر است. بسیار حائز اهمیت است که حداکثر جذب مبدل KY به میزان 2 می باشد.

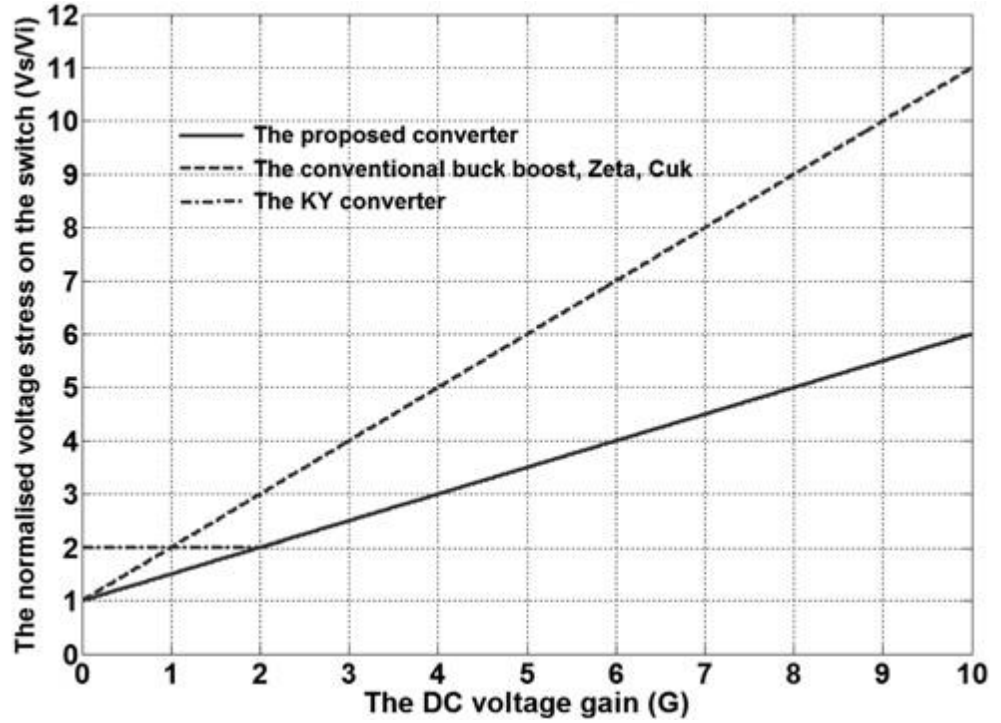
یک مدار مشابه مبدل پیشنهادی با مقاومت های پارازیتی در شکل 7 نشان داده شد. در این تصویر، r_{DSI} ترانزیستور متا-اکسید نیمه-رسانا تحت تاثیر-میدان (MOSFETs) بر مقاومت ها می باشد ، و r_{D1} و r_{D2} مقاومت های مستقیم دیودها، V_{F1} و V_{F2} ولتاژهای آستانه ی دیودها، r_{L1} و r_{L2} مقاومت های معادل سری (ESRs) اندوکتور L_1 و L_2 ، و r_{C1} ، r_{C2} ، r_{C3} به ترتیب ESR خازن های C_1 ، C_2 ، C_3 هستند. برای ساده تر کردن معادله ها، خازن های C_1 و C_2 یکسان در نظر گرفته شدند. بنابراین، مدت زمان حالت دوم در CMM قابل صرف نظر است ($\alpha=0$) . ریپل های جریان و ولتاژ در خازن ها و اندوکتورها به ترتیب نادیده گرفته شدند. توان دوم (rms) مقادیر مربوط به جریان های اندوکتور را می توان به شیوه ی زیر محاسبه نمود:

$$I_{L_1} = \frac{1+D}{1-D} I_o \quad (47)$$

$$I_{L_2} = I_o \quad (48)$$

اتلافات رسانش اندوکتورهای L_1 و L_2 اینگونه هستند:

$$P_{rL_1} = \frac{rL_1(1+D)^2P_o}{(1-D)^2R_L} \quad (49)$$



شکل 6

$$P_{rL_2} = \frac{rL_2P_o}{R_L} \quad (50)$$

جریان روان شده از سوئیچ و مقدار rms مربوط به آن را می توان اینگونه بدست آورد:

$$i_s = \begin{cases} I_{L_1} + I_{L_2}, & 0 < t < DT \\ 0, & DT < t < T \end{cases} \quad (51)$$

$$i_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} (I_{L_1} + I_{L_2})^2 dt} = \frac{2\sqrt{D}I_o}{1-D} \quad (52)$$

اتلاف رسانش سوئیچ نیرو :

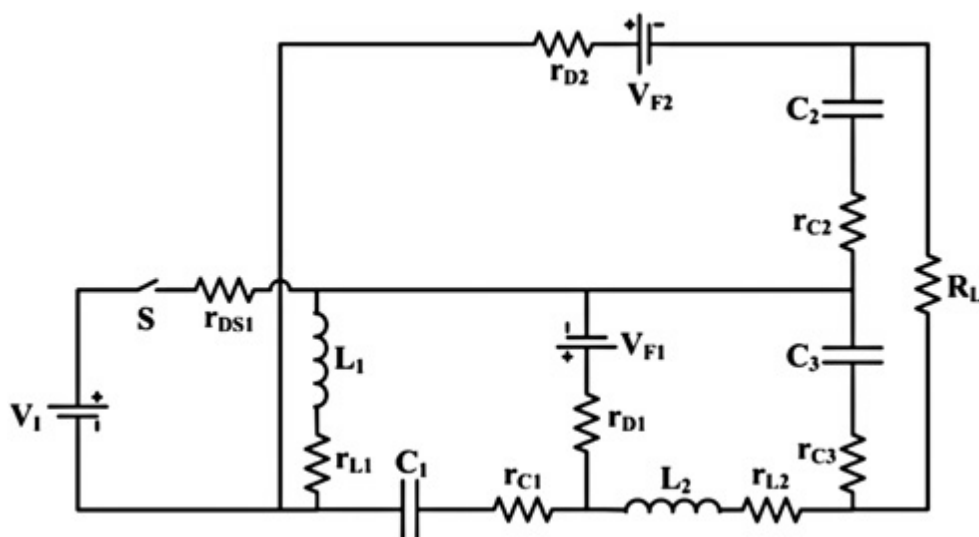
$$P_{rDS} = \frac{4Dr_{DS}P_o}{(1-D)^2R_L} \quad (53)$$

طبق معادلات 14 و 15، مقدار rms جریان های خازن های C_1 و C_2 را می توان اینگونه نوشت:

$$i_{C_1\text{rms}} = i_{C_2\text{rms}} = I_0 \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (54)$$

اتلافات نیرو در خازن های C_1 و C_2 به صورت زیر هستند:

$$P_{rC_1} = P_{rC_2} = \frac{r_C D P_o}{(1-D)R_L} \quad (55)$$



شکل 7

جریان روان شده از خازن C_3 و مقدار rms آن به شکل زیر ارائه می شود:

$$i_{C_3} = \begin{cases} \frac{\Delta i_{L_2} t}{DT} - \frac{\Delta i_{L_2}}{2}, & 0 < t < DT \\ -\frac{\Delta i_{L_2} (t - DT)}{(1-D)T} + \frac{\Delta i_{L_2}}{2}, & DT < t < T \end{cases} \quad (56)$$

$$i_{C_3\text{rms}} = \frac{R_L(1-D)I_0}{\sqrt{12}f_s L_2} \quad (57)$$

اتلافات نیرو در خازن C_3 بدین ترتیب است:

$$P_{rC_3} = \frac{r_{C_3}(1-D)^2 R_L P_o}{12f_s L_2^2} \quad (58)$$

به همین ترتیب، جریان های دیود و مقدار rms مربوط به آنها را می توان اینگونه نوشت:

$$i_{D_1} = \begin{cases} 0, & 0 < t < DT \\ \frac{1}{1-D} I_o, & DT < t < T \end{cases} \quad (59)$$

$$i_{D_2} = \begin{cases} 0, & 0 < t < DT \\ \frac{D}{1-D} I_o, & DT < t < T \end{cases} \quad (60)$$

$$i_{D_1 \text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(\frac{I_o}{1-D} \right)^2 dt} = \frac{I_o}{\sqrt{1-D}} \quad (61)$$

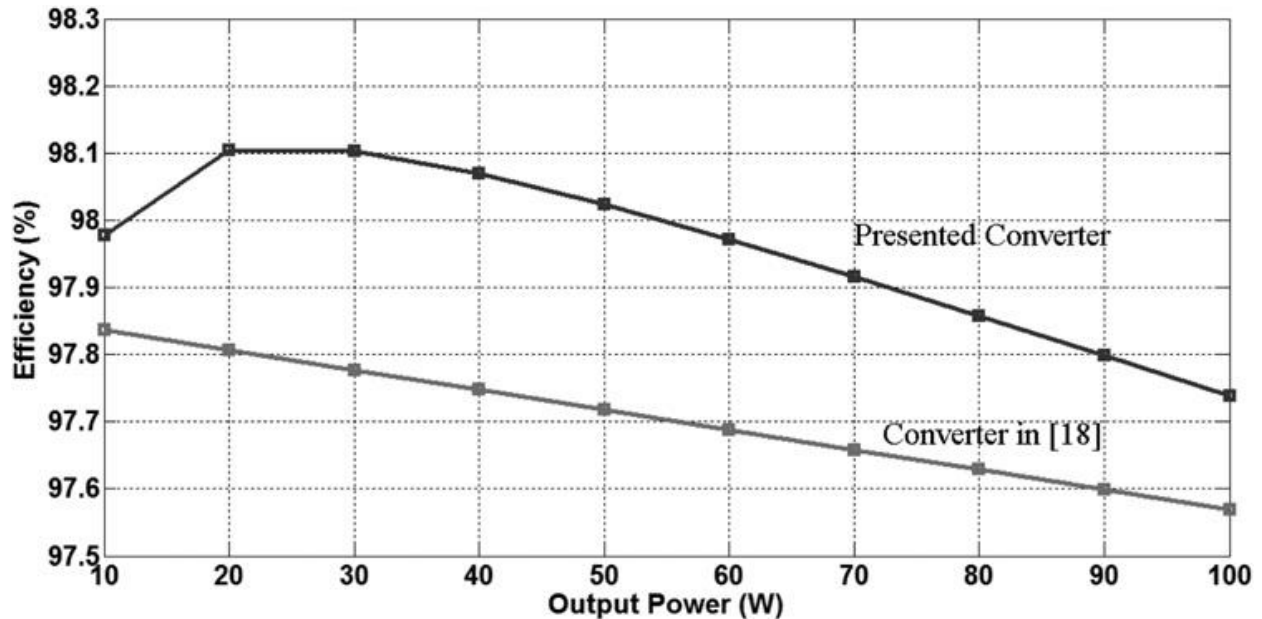
$$i_{D_2 \text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(\frac{I_o}{1-D} \right)^2 D^2 dt} = \frac{\sqrt{D} I_o}{\sqrt{1-D}} \quad (62)$$

اتلافات رسانش دیودها را می توان به این ترتیب محاسبه نمود:

$$P_{rD_1} = \frac{r_{D_1} P_o}{(1-D) R_L} \quad (63)$$

$$P_{rD_2} = \frac{r_{D_2} D P_o}{(1-D) R_L} \quad (64)$$

جریان های متوسط دیود نیز در زیر محاسبه شدند تا اتلافات نیروی مربوط به ولتاژهای مستقیم بدست آید:



شکل 8

$$i_{D1avg} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \frac{I_o}{1-D} dt = I_o \quad (65)$$

$$i_{D2avg} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \frac{D}{1-D} I_o dt = DI_o \quad (66)$$

$$P_{VF1} = \frac{V_{F1} P_o}{V_o} \quad (67)$$

$$P_{VF2} = \frac{V_{F1} D P_o}{V_o} \quad (68)$$

اتلاف کل نیروی مبدل را می توان بدین صورت نوشت:

$$P_{Loss-Total} = P_{rL1} + P_{rL2} + P_{rC1} + P_{rC2} + P_{rC3} + P_{rD1} + P_{rD2} + P_{VF1} + P_{VF2} + P_{rDS} \quad (69)$$

ازاین رو، کارایی بدین صورت ارائه می شود:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{Loss-Total}} \quad (70)$$

شکل 8 نمودار کارایی تحت شرایط بار متفاوت را نشان می دهد. پارامترهای ارائه شده در جدول 1 برای تعیین کارایی مبدل پیشنهادی استفاده می شوند. همچنین اینگونه درنظر گرفته شد که r_{DS1} , r_D , r_{D2} به مقدار 23 mΩ هستند. همچنین r_{L1} , r_{L2} , r_{C1} , r_{C2} , r_{C3} به مقدار 11 mΩ اتخاذ شدند. ولتاژهای آستانه ای دیودها نیز 0.7 V درنظر گرفته شدند. همانطور که در شکل 8 نشان داده شد، مبدل پیشنهادی با ویژگی کارایی قابل قبول، تحت شرایط مختلف بار عمل می کند. کارایی مبدل پیشنهادی که با مبدل ارائه شده در بخش [18] ، در شکل 8 مورد مقایسه قرار گرفت. طبق شک 8، مبدل پیشنهادی کارایی بهتری دارد.

4.1 نتایج طراحی و آزمایشات

جهت بررسی عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج آزمایشات بدست آمدند. خصوصیات مدار اجراشده در جدول 1 ارائه شد. هنگامیکه T_L بزرگتر از $T_{L,B}$ باشد، مبدل پیشنهادی در CCM کار می کند. با جایگزین کردن

پارامترهای موجود در جدول 1 در معادله های 37 و 39 ، حداقل مقادیر اندوکتورها به این شکل حاصل می شود:

$$L_1 || L_2 > 69.5 \mu\text{H} \quad (71)$$

کم کردن ریپل ولتاژ خروجی تا حد قابل تحمل اصلی ترین ملاحظه می باشد. بعلاوه، ظرفیت خازنی محاسبه شده به موارد زیر بستگی دارد:

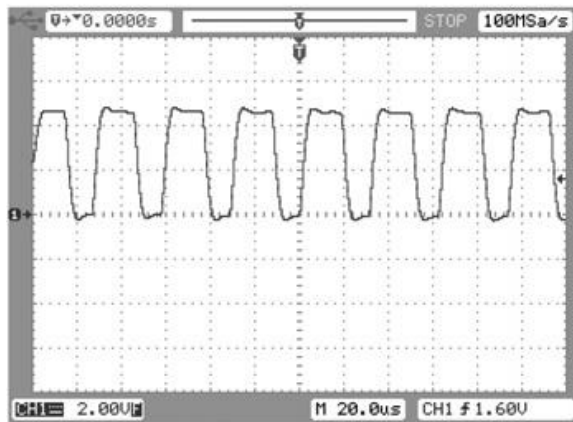
$$C_3 \geq \frac{D^2 V_I}{f^2 L_2 V_{r3}} \quad (72)$$

$$C_2 \geq \frac{2D^2}{(1-D)fR_L L_2 V_{r2}} \quad (73)$$

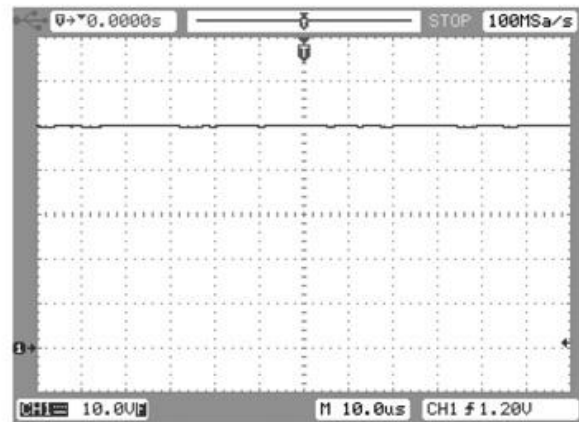
$$C_1 \geq \frac{DV_o}{fR_L V_{r1}} \quad (74)$$

جدول 1

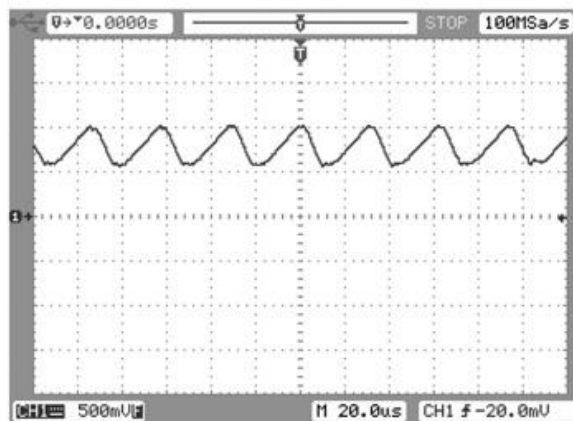
Specifications	Values
input DC voltage	$V_{in} = 15 \text{ V}$
output DC voltage in CCM	$V_{out} = 50 \text{ V}$
switching frequency	$F = 30 \text{ kHz}$, (5 kHz in DCM)
fast diodes D_1, D_2	STTH2002C
inductors L_1/L_2	1.2 mH/970 μH
capacitors C_1, C_2, C_3	100, 630, 100 μF
load	150 Ω
power switch (MOSFET)	IRFP460



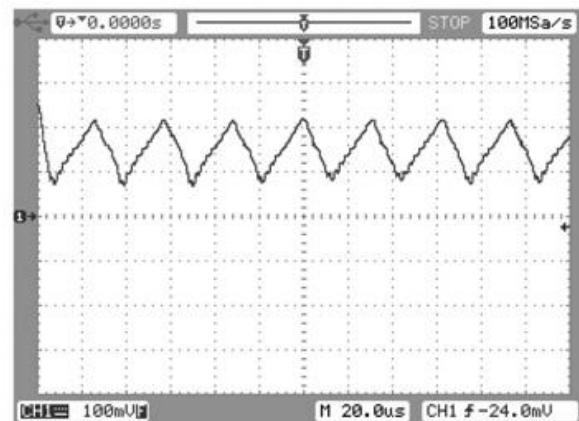
a



b



c



d

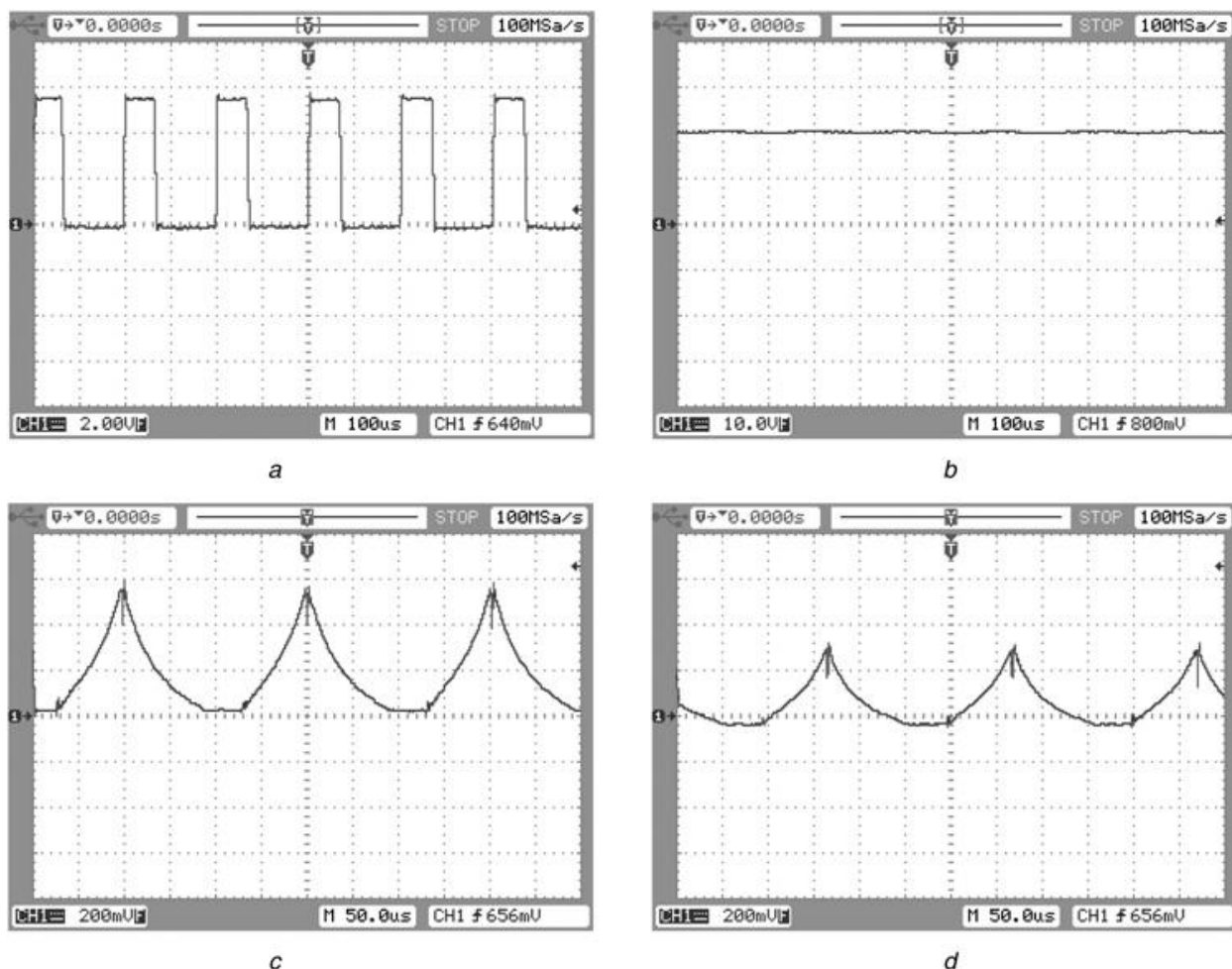
شکل 9

که در آن V_{r1-3} به ترتیب ریپل ولتاژی خازن ها هستند. ریپل ولتاژ خروجی حاصل جمع V_{r2} و V_{r3} است. با جایگزین کردن $V_{r1} = 0.05$ و $V_{r2} = 0.01$ و $V_{r3} = 0.04$ در معادلات 72-74 حداقل مقادیر برای خازن ها به ترتیب زیر هستند:

$$C_1 \geq 89 \mu F; \quad C_2 \geq 60 \mu F; \quad C_3 \geq 94 \mu F \quad (75)$$

شکل 9 نتایج آزمایشات مبدل پیشنهادی را نشان می دهد که در شکل CCM عمل می کند. شکل 9a پالسی را نشان می دهد که برای سوئیچ بکار گرفته شد. ولتاژ خروجی نیز در شکل 9b ترسیم شد. طبق این شکل، ولتاژ خروجی 50V می باشد. به منظور اندازه گیری جریان های ناشی از اندوکتورها، یک مقاومت الکتریکی

0.5Ω به صورت سری با اندوکتورها مورد استفاده قرار گرفت. شکل های موج جریان اندوکتورهای L_1 و L_2 به ترتیب در شکل های 9c و 9d نشان داده شدند. عملکرد مبدل پیشنهادی نیز در حالت DCM تست شد. شکل 10a پالسی را نشان می دهد که برای سوئیچ استفاده شد. ولتاژ خروجی نیز در شکل 10b ترسیم شد. طبق این شکل، ولتاژ خروجی $20 V$ می باشد. شکل های موج جریان اندوکتورهای L_1 و L_2 به ترتیب در شکل های 10c و 10d نشان داده شدند. همانطور که در این شکل ها نشان داده شد، مقادیر جریان صفر نیستند و I_{Lo} که در معادله 30 محاسبه شد، واضح است. نتایج آزمایشات عملکرد و تحلیل های مبدل پیشنهادی را در هر دو حالت CCM و DCM تایید می کنند.



شکل 10

5. نتیجه گیری

یک مبدل بوست-افزایش DC/DC جدید پیشنهاد شد. تحلیل مبدل پیشنهادی در هر دو حالت عملکردی CCM و DCM ارائه شد. این مبدل دارای مزیت های زیادی از جمله جذب بالای ولتاژ در مقایسه بامبدل های Cuk و بوست-افزایش مرسوم و ناحیه ی عملکردی گسترده CCM هستند. حالت دوم فشارهای ولتاژی بر خازن ها را کاهش می دهد. بنابراین، فشارهای جریان بر دیودها نیز کم می شود. در این موقعیت مکانی، فقط یک سوئیچ نیرو استفاده می شود که اتلافات نیروی سوئیچینگ و هزینه ی اجرای مبدل پیشنهادی را کاهش می دهد. نتایج آزمایشات برای بررسی امکان پذیری مبدل پیشنهادی فراهم آمده است.

- 1 Sahu, B., Rincon-Mora, G.A.: 'A low voltage, dynamic, non-inverting, synchronous buck-boost converter for portable applications', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2004, **19**, (2), pp. 443–451
- 2 Ren, X., Tang, Z., Xuan, R., Wei, J., Hua, G.: 'Four switch buck-boost converter for telecom DC-DC power supply applications'. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition, 2008, pp. 1527–1530.
- 3 Boora, A.A., Zare, F., Ghosh, A.: 'Multi-output buck-boost converter with enhanced dynamic response to load and input voltage changes', *IET Power Electron.*, 2009, **4**, (2), pp. 194–208
- 4 Liu, W.S., Chen, J.F., Liang, T.J., Lin, R.L.: 'Analysis, design, and control of bidirectional cascaded configuration for a fuel cell hybrid power system', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2010, **25**, (6), pp. 1565–1575
- 5 Luo, F.L., Ye, H.: 'Positive output multiple-lift push-pull switched capacitor Luo-converters', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2004, **51**, (3), pp. 594–602
- 6 Zhu, M., Luo, F.L.: 'Development of voltage lift technique on double output transformerless DC-DC converter'. Proc. 33rd Annual Conf. Industrial Electronics Society, 2007, pp. 1983–1988
- 7 Zhu, M., Luo, L.: 'Implementing of developed voltage lift technique on SEPIC, Cuk and double-output DC-DC converters'. Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Electronics, 2007, pp. 674–681
- 8 Andersen, G.K., Blaabjerg, F.: 'Current programmed control of a single-phase two-switch buck-boost power factor correction circuit', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2006, **53**, (1), pp. 263–2711
- 9 Lefeuvre, E., Audigier, D., Richard, C., Guyomar, D.: 'Buck-boost converter for sensorless power optimization of piezoelectric energy harvester', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007, **22**, (5), pp. 2018–2025
- 10 Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P.: 'Power electronics: converters, applications, and design' (Wiley Press, Hoboken, NJ, 2003, 3rd edn.)
- 11 Rahnamaee, A., Milimonfared, J., Malekian, K., Abroushan, M.: 'Reliability consideration for a high power zero-voltage-switching flyback power supply'. Power Electronics and Motion Control Conf., September 2008, pp. 365–371
- 12 Hwu, K.I., Yau, Y.T.: 'A novel voltage-bucking/boosting converter: KY buck-boost converter'. IEEE Int. Conf. Industrial Technology, 2008, pp. 1–4
- 13 Hwu, K.I., Yau, Y.T.: 'Two types of KY buck-boost converters', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2009, **56**, (8), pp. 2970–2980
- 14 Hwu, K.I., Chen, Y.H., Lin, Z.-F.: 'Negative-output KY buck-boost converter'. Fourth IEEE Conf. Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2009, pp. 3347–3350
- 15 Hwu, K.I., Lin, Z.F., Chen, Y.H.: 'A novel negative-output KY buck-boost converter'. Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2009, pp. 1158–1162
- 16 Hwu, K.I., Peng, T.J.: 'A novel buck-boost converter combining KY and buck converters', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2012, **27**, (5), pp. 2236–2241
- 17 Hwu, K.I., Jiang, W.Z.: 'Voltage gain enhancement for a step-up converter constructed by KY and buck-boost converters', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2014, **61**, (4), pp. 1758–1768
- 18 Liao, H.K., Liang, T.J., Yang, L.S., Chen, J.F.: 'Non-inverting buck-boost converter with interleaved technique for fuel-cell system', *IET Power Electron.*, 2012, **5**, (8), pp. 1379–1388