

ارائه ی یک مبدل DC/DC غیر ایزوله ی دوطرفه ی باک، بوست با سوئیچینگ نرم و

بدون سوئیچ اضافی

ابوذر محمدی^۱، مجید دلشاد^۲

^۱گروه برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان، m.abuzar74@yahoo.com

^۲استادیار - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان، majid delshad@gmail.com

چکیده - در این مقاله یک چاپر DC/DC دوطرفه با استفاده از تکنیک سوئیچینگ نرم و بدون سوئیچ کمکی ارائه شده است. این سیستم می‌تواند تحت شرایط ZVS، فرکانس سوئیچینگ ثابت و جریان سلف بدون ریپل و بدون توجه به مسیر شار توان، عمل کند. برای فراهم کردن شرایط ZVS، توان سوئیچ ها و جریان سلف بدون ریپل، یک مدار کمکی که ترکیبی از سلف اصلی و سلف کمکی می باشد استفاده شده است. همچنین از یک تانک رزونانس به همراه یک دیود نیز جهت فراهم کردن شرایط هرچه بهتر ZVS استفاده شده است. در عملکرد ZVS مشکل جریان برگشتی معکوس دیود بدنه ی سوئیچ قدرت هرگز ایجاد نمیشود.

کلید واژه- سوئیچینگ نرم، مبدل غیر ایزوله، کلیدزنی در جریان صفر (ZCS)، کلیدزنی در ولتاژ صفر (ZVS)

طول پریود سوئیچینگ عملکردی بصورت ZVS برای سوئیچ های قدرت حاصل کرد از این رو اگر مقدار اندوکتانس بزرگ باشد سبب ایجاد ریپل جریان سلف بزرگ و کاهش عمر منابع ولتاژ با شار پایین مانند باتری ها و سلول های سوختی میشود. و نتایج حاصل از شبیه سازی جهت اثبات درستی عملکرد مدار بیان شده است.

۱-۲- آنالیز و عملکرد مبدل مورد نظر

چاپر دوطرفه ی غیر ایزوله ی مورد نظر در شکل (1) نشان داده شده است. در این مقاله در مد بوست سوئیچ S2 بصورت بوست عمل می کند و دیود بدنه ی سوئیچ S1 بصورت بوست عمل میکند. همچنین برای جلوگیری از جریان برگشتی از یک دیود بصورت سری با المانهای رزونانسی قرار گرفته است. در مد باک سوئیچ S1 بصورت باک و دیود بدنه ی سوئیچ S2 بصورت باک عمل میکند. سوئیچ S3 نیز نقش جلوگیری از جریان معکوس برگشتی را در وضعیت باک ایفا میکند. CF خازن فیلتر در فرکانس های بالا در باس DC می باشد خازن CF انشعاب بین CF3، CF1، CF2 می باشد. مدار کمکی شرایط ZVS را فراهم می کند و ریپل جریان سلف اصلی را با صرف نظر از مسیر توان بی اثر می کند. ضریب کوپلینگ بین سلف های NR، NS، NP ایده آل در نظر گرفته شده است و مقدارش ۱ می باشد. خازن های

۱- مقدمه

مبدل های DC به DC دوطرفه بطور وسیع در کاربردهای صنعتی مختلف مانند انرژی های نو، وسایل نقلیه سوخت سلولی، وسایل نقلیه ی هیبرید الکتریک و منابع تغذیه ی غیر قابل قطع (UPS) بکار می روند. در این کاربردها مبدل DC/DC دوطرفه، کارانتقال توان بین باس DC و منابع ولتاژ پایین مانند باتری های پشتیبان، سوخته های سلولی و ابر خازن ها را برعهده دارد. مبدل های DC/DC دوطرفه می‌توانند در دو گروه ایزوله [۲] - [۱] و غیر ایزوله [۱۰-۳] تقسیم بندی شوند.

۲- هدف مقاله

در این مقاله تمرکز بروی یک چاپر DC/DC دوطرفه ی سوئیچینگ نرم میباشد. این مبدل اساسش بر ساختمان یک مدار نیم پل می باشد که با مبدل باک و بوست ترکیب شده است. هر دو وضعیت باک و بوست معمولی و دو طرفه ی DC/DC می توانند در وضعیت CCM عمل کنند. هر چند عملکرد در وضعیت CCM یک ریپل جریان کم، تلفات سوئیچینگ کلیدهای قدرت را زیاد و مقداری از جریان برگشتی معکوس دیود بدنه را ایجاد میکند. در مبدل های معمولی با اندوکتانس کوچک می توان در

شوند و ولتاژهای VS1 و VS2 بطور خطی تغییر می کنند. زمان گذرا Tt1 می تواند بصورت زیر نوشته شود.

$$Tt1 = \frac{(c1 + c2)vhi}{(1 - n)Ils1 - Im2} \quad (1)$$

وضعیت دوم [t1 t2]: در زمان t1 ولتاژ vs2 به صفر می رسد و دیود بدنه D2، کلید S2 وصل می شود سپس گیت پالس برای سوئیچ S2 اعمال می شود. از این رو ولتاژ VS2 در زمان روشن شدن S2 در مقدار صفر باقی می ماند. زمان روشن شدن S2 ولتاژ صفر بدست می آید. در این وضعیت دیود D نیز روشن می شود. از این رو ولتاژ ثانویه VS سرتاسر سیم پیچی ثانویه NP دارای مقدار nVLO می باشد. ولتاژ VLS از وسط سلف کمکی LS دارای مقدار ilo (1-n) - می باشد. پس جریان سلف ILS بطور خطی کاهش می یابد و ولتاژ سمت اولیه دارای مقدار vlo می باشد و جریان مغناطیسی IM بطور خطی از مقدار IM2 افزایش می یابد.

$$ils(t) = ILS1 - \frac{(1 - n)vlo}{ls} \quad (2)$$

$$im(t) = Im2 + \frac{vlo}{lm} t \quad (3)$$

یعنی جریان سمت اولیه IP معادل nILS می باشد. جریان در سمت ولتاژ فشار ضعیف ilo را می توان از رابطه (۲) و (۳) مشتق گرفت.

(۴)

$$ilo = im(t) + ip(t) = Im2 + nIls + \frac{vlo}{lm} t - \frac{n(1 - n)}{ls} vlot$$

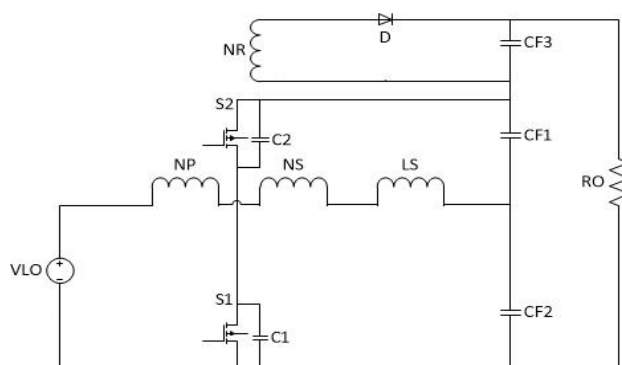
از این رو جریان سوئیچ IS2 بصورت ilo-ils می باشد و میتوان از رابطه (۳) و (۴) آن را بدست آورد. در پایان این وضعیت، جریان ils به مقدار مینیمم خودش -ils2 می رسد و جریان مغناطیسی im به مقدار ماکزیمم خود im1 می رسد.

وضعیت سوم [t2 t3]: این وضعیت، با خاموش شدن سوئیچ S2 آغاز میشود در این لحظه جریان سوئیچ is2 بصورت زیر محاسبه می شود.

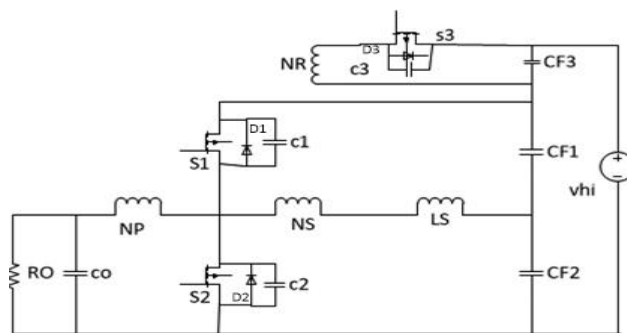
$$Im1 + (1 - n)Ils2$$

این جریان شروع به شارژ C2 و دشارژ C1 می کند. زمان گذرای Tt2 طبق رابطه ی زیر بدست می آید:

CF3، CF2، CF1 به اندازه ی کافی بزرگ هستند و می توانند بعنوان منابع ولتاژ VCF1، VCF2، VCF3 در طول پریود سوئیچینگ در نظر گرفته شوند. شکل وضعیت بوست مبدل در شکل (a) نشان داده شده است. همچنین وضعیت باک نیز در شکل (b) نشان داده شده است. هر دو وضعیت باک و بوست دارای ۴ وضعیت عملکرد در طول پریود کلیدزنی TS=(t4-t0) می باشند.



شکل (a): مدار معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت بوست



شکل (b): مدار معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت باک

عملکرد مبدل در وضعیت بوست :

این وضعیت دارای ۴ وضعیت عملکرد می باشد. مدار معادل وضعیت های عملکرد بوست مبدل در شکل (a) نشان داده شده اند. همچنین نتایج حاصل از شبیه سازی در شکل (a) ۴ نشان داده شده اند. قبل از زمان t0، سوئیچ S1 و دیود D وصل می باشد. و جریان ils بصورت خطی افزایش می یابد.

وضعیت اول: [t0 t1]: این مد با خاموش شدن سوئیچ S1 آغاز می شود. جریان سوئیچ is1 بصورت is (1-n) ILS1-IM می شود. با فرض اینکه خازن های C1، C2، C3 در زمان t0 بدست می آید. با فرض اینکه خازن های C1، C2، C3 خیلی کوچکند و فاصله زمانی در این وضیت بسیار کوتاه می باشد. بنابراین تمام جریانها می توانند بصورت ثابت در نظر گرفته

۲۰۲۱ آبان ماه ۱۳۹۴ - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان)

خطی افزایش می یابد و در زمان t_0 جریان مغناطیس کننده دارای کمترین مقدار خود $-Im_2$ و ils بیشترین مقدار خود ILS_1 را دارا می باشند. مدار معادل های عملکرد در وضعیت باک در شکل (b) ۲ میبینیم.

وضعیت اول $[t_0 \ t_1]$: این وضعیت با خاموش شدن S_1 آغاز میشود. جریان سوئیچ IS_1 در زمان t_0 بصورت زیر می باشد. $Im_2 + (1-n)Ils_1$ با فرض اینکه خازن های C_1, C_2, C_3 بسیار کوچکند و فاصله زمانی در این وضعیت بسیار کوتاه می باشد. بنابراین تمام جریان ها را می توان بصورت ثابت و ولتاژهای VS_1, VS_2 می توانند بصورت خطی در نظر گرفته شوند. زمان حالت گذرا را می توان بصورت زیر خلاصه کرد و نوشت:

$$im(t) = Im_2 + \frac{vlo}{lm} t \quad (10)$$

وضعیت دوم $[t_1 \ t_2]$: در این وضعیت ولتاژ VS_2 در مقدار صفر و دیود بدنه ی D_2 سوئیچ S_2 وصل می شود. پس پالس ورودی برای سوئیچ S_2 اعمال و سوئیچ S_2 روشن می شود. اگر چه ولتاژ VP اندوکتانس مغناطیسی LM مقدار VLO می باشد ولی جریان مغناطیس کننده ی IM بطور خطی از $-IM_2$ بصورت زیر افزایش می یابد:

$$ils(t) = ILS_1 - \frac{(1-n)vlo}{ls} t \quad (11)$$

از این رو ولتاژ ثانویه VS برای سیم پیچی ثانویه زوج سلف LC بصورت $nVlo$ می باشد و ولتاژ VLS در سراسر سلف کمکی LS بصورت $(1-n)vlo$ می باشد. سپس جریان سلف ils بطور خطی کاهش می یابد:

$$ilo(t) = Im_2 + nIls_1 + \frac{vlo}{lm} t - \frac{n(1-n)}{ls} vlot \quad (12)$$

از این رو جریان اولیه ip معادل $nils$ می باشد و ولتاژ سمت فشار ضعیف ilo را می توان با مشتق از روابط (۱۰) و (۱۱) بصورت زیر بدست آورد:

$$Tt_2 = \frac{(c1 + c2)vhi}{(1-n)Ils_2 - Im} \quad (13)$$

اگر چه جریان سوئیچ IS_2 ، $ILO-ILS$ می باشد اما می توان از رابطه ی (۱۱) و (۱۲) آن را بدست آورد. در پایان این وضعیت جریان سلف ILS در کمترین مقدار خود یعنی $-ILS_2$ و جریان

$$Tt_2 = \frac{(c1 + c2)vhi}{(1-n)Ils_2 + Im_1} \quad (5)$$

وضعیت چهارم $[t_3 \ t_4]$: در این وضعیت ولتاژ VS_1 از سوئیچ S_1 در شرایط صفر و دیود بدنه ی D_1 وصل می شود و بعد از آن دروازه ی پالس برای سوئیچ S_1 باز و آن را وصل می کند. که ولتاژ VS_1 در لحظه روشن شدن S_1 در مقدار صفر باقی ماب ماند و روشن شدن S_1 بصورت ZVS می باشد. در این وضعیت البته ولتاژ VP بصورت $(VHI-VLO)$ می باشد اگر چه جریان مغناطیسی IM بطور خطی کاهش می یابد و بصورت زیر می باشد:

$$im(t) = Im_1 - \frac{vhi - vlo}{lm} t \quad (6)$$

که مقدار ولتاژ VLS ، ولتاژ سلف $(1-n)(vhi-vlo)$ می باشد. جریان ils بطور خطی افزایش می یابد.

$$ils(t) = -Ils_2 \frac{(1-n)vhi - vlo}{ls} t \quad (7)$$

از رابطه (۶) و (۷) جریان سمت فشار ضعیف ilo را می توان بصورت زیر مشتق گرفت:

$$ilo(t) = -Im_1 - nIls_2 - \frac{vhi - vlo}{lm} t + \frac{n(1-n)vhi - vlo}{ls} t \quad (8)$$

واز رابطه زمان گذرای سمت فشار ضعیف بصورت زیر بدست می آید.

$$Tt_1 = \frac{(c1 + c2)vhi}{(1-n)Ils_1 + Im_2} \quad (9)$$

که در آن جریان سوئیچ S_1 بصورت $Ils-Ilo$ می باشد. که این رابطه را می توان از رابطه های (۷) و (۸) بدست آورد. در پایان این وضعیت جریان سلف ils به مقدار ماکزیمم خودش یعنی ILS_1 رسیده و جریان IM به مقدار مینیمم خود یعنی IM_2 می رسد. عملکرد مبدل بصورت باک:

عملکرد باک نیز همانند عملکرد بصورت بوست می باشد. بجز اینکه مسیرهای جریان مغناطیسی IM و جریان سمت فشار ضعیف ilo در مد بوست با همدیگر مخالف است. مدار معادل های مبدل پیشنهادی در شکل (b) ۲ نشان داده شده اند. همچنین نتایج حاصل از شبیه سازی در شکل (b) ۴ نشان داده شده اند. در این وضعیت قبل از زمان t_0 ، سوئیچ S_1 وصل بوده و جریان مغناطیسی im بطور خطی کاهش می یابد و جریان ils بطور

راحتی با استفاده از مدارات کمکی بدست آورد. از رابطه (۴) (۸)، (۱۲)، (۱۶) شرایط ریپل صفر را می توان بصورت زیر بدست آورد؛

$$V_{lo}DT_s = (V_{hi} - V_{lo})(1 - D)Ts \quad (18)$$

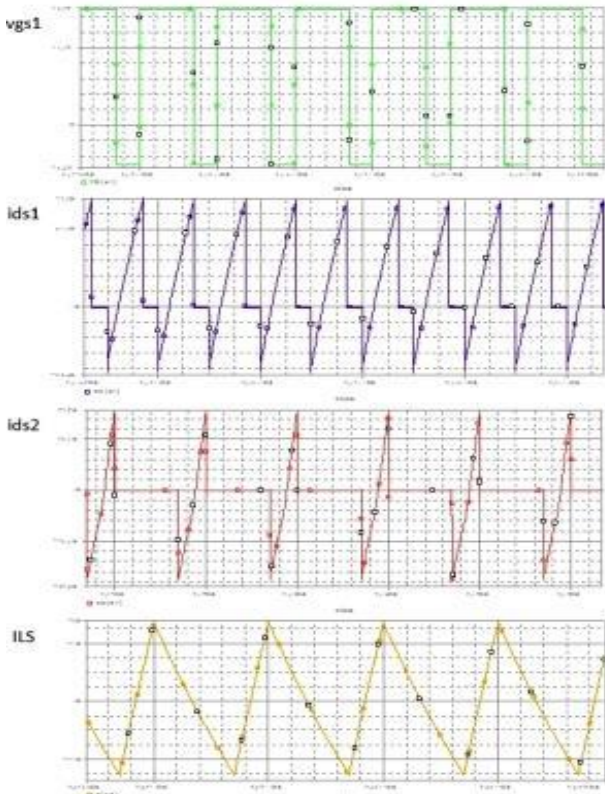
D. رابطه ی بین VHI و VLO : رابطه ی بهره در وضعیت بوست (۱۹) و باک (۲۰) بصورت زیر می باشد؛

$$\frac{V_{hi}}{V_{lo}} = \frac{1 + D}{1 - D} \quad (19)$$

$$\frac{v_{hi}}{v_{lo}} = \frac{nD}{n + 1 - D} \quad (20)$$

در این مبدل با توجه به اینکه $n=1$ در نظر گرفته شده است در نتیجه به ازای n های مختلف میتوان مشاهده کرد که مبدل در وضعیت بوست بصورت افزایشنده تر و در وضعیت باک نیز بصورت کاهشنده تر عمل می کند.

نتایج حاصل از شبیه سازی در وضعیت بوست (a) ۴ و باک (b) ۴ بصورت زیر می باشد.



شکل ۴(a): نتایج شبیه سازی در وضعیت بوست

مغناطیسی IM در بیشترین مقدار خود یعنی IM1. وضعیت سوم $[t_2 \ t_3]$: این وضعیت با خاموش شدن S2 آغاز می شود. در این لحظه جریان سوئیچ IS2 دارای مقدار $-Im1 + (1-n)ILS2$ می باشد. این جریان شروع به شارژ C2 و دشارژ C1 می کند زمان گذاری این وضعیت را همانند وضعیت ۱ می توان بصورت زیر نوشت :

$$i_m(t) = -Im1 - \frac{v_{hi} - v_{lo}}{l_m} t \quad (14)$$

وضعیت چهارم $[t_3 \ t_4]$: در زمان t_3 ولتاژ VS1، صفر و دیود بدنه ی D1 شروع به وصل شدن می کند. بعد از اینکه دیود بدنه وصل شد پالس ورودی برای سوئیچ S1 اعمال می شود و آن را روشن می کند.

ولتاژ VS1 در لحظه روشن شدن S1 صفر می باشد و حالت ZVS را برای روشن شدن S1 بدست می آورد. در این وضعیت ولتاژ VP دارای مقدار $-(V_{hi} - v_{lo})$ می باشد. هرچند جریان مغناطیسی کننده i_m بصورت زیر بطور خطی کاهش می یابد:

$$i_{ls}(t) = -I_{ls2} - \frac{(1-n)(v_{hi} - v_{lo})}{l_s} t \quad (15)$$

از این رو ولتاژ VLS دارای مقدار $(n-1)(v_{hi} - v_{lo})$ می باشد. و جریان i_{ls} بطور خطی افزایش می یابد.

$$i_{lo}(t) = -Im1 - nI_{ls2} - \frac{v_{hi} - v_{lo}}{l_m} t + \frac{n(1-n)(v_{hi} - v_{lo})}{l_s} t \quad (16)$$

از با مشتق از رابطه های (۱۴) و (۱۵) ولتاژ سمت فشار ضعیف بصورت زیر بدست می آید :

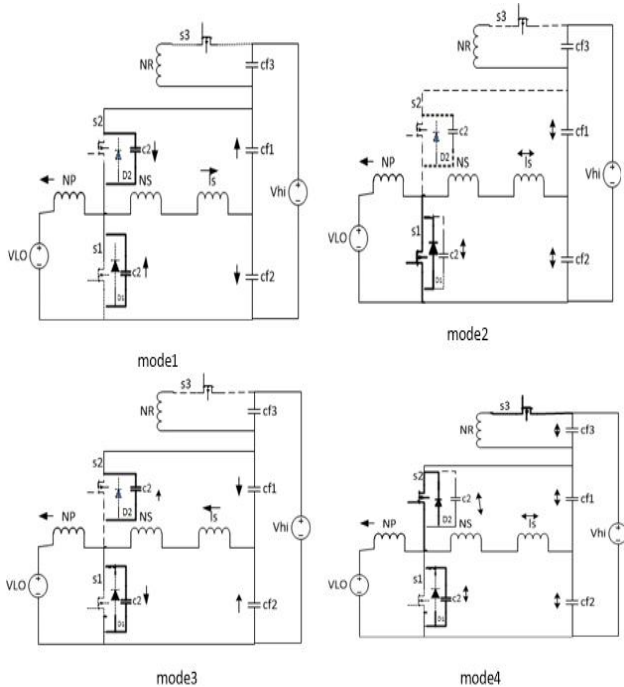
$$l_s = n(1-n)l_m \quad (17)$$

که جریان سوئیچ is1 بصورت $i_{ls} - i_{lo}$ می باشد. و از رابطه ی (۱۵) و (۱۶) می توان آن را بدست آورد. در پایان این وضعیت جریان سلف i_{ls} در مقدار ماکزیمم ILS1 و جریان i_m در مقدار مینیمم خود یعنی $-Im2$ باقی می مانند.

C. حذف ریپل جریان :

جریان سمت فشار ضعیف می تواند ریپل ولتاژ را کاهش و عمر باتری هایی که معمولا در سمت فشار ضعیف قرار دارند را نیز کاهش دهد. در این مبدل مشخصات ریپل جریان را می توان به

۲۰۱۳ و ۲۱ آبان ماه ۱۳۹۴ - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان)



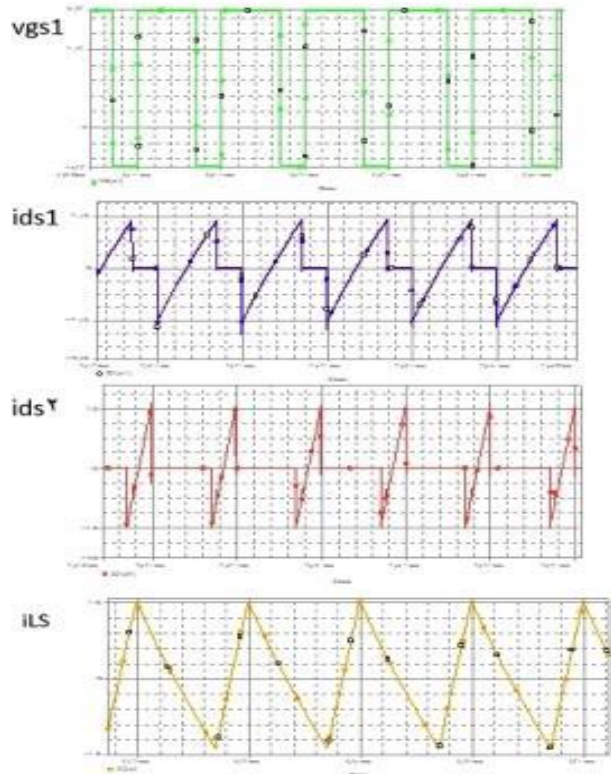
شکل ۲(a): مدار معادل های مبدل در وضعیت باک

جدول (۱): قطعات و المانهای مبدل

مقدار	مدل	اسم قطعه
$200\mu\text{H}$	-	سلف
$47\mu\text{f}$	کربنی	خازن
-	IRF640	سوئیچ
1Ω	کربنی	مقاومت
-	Dbreak	دیود

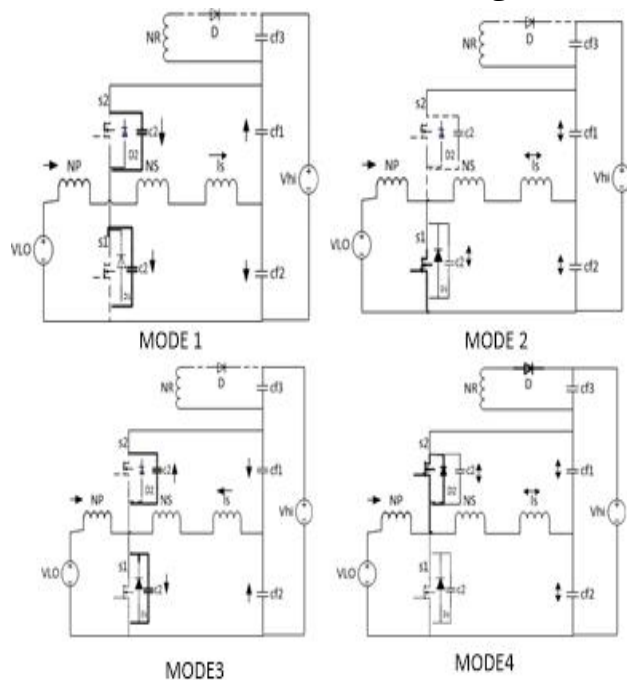
۳- نتیجه گیری

در این مقاله، هدف رسیدن به یک شرایط ZVS برای مبدل بوده و همچنین ایجاد شرایط بهتر مبدل جهت افزایش دقت و کاهش تلفات مبدل می باشد که با اضافه کردن المان های رزونانسی این امر محقق شد. همچنین در این مقاله هدف جلوگیری از جریان برگشتی توسط دیود بدنه ی سوئیچ بوده که حل شده است و باعث کاهش تلفات سوئیچینگ در این مبدل شده است. همچنین استفاده از تکنیک سوئیچینگ نرم برای سوئیچ های قدرت تلفات سوئیچینگ را کاهش داده است. و اثبات درستی آن با شبیه سازی نشان داده شده است.



شکل ۲(b): نتایج شبیه سازی در وضعیت باک

مدار معادل های عملکرد مبدل پیشنهادی بصورت بوست و باک بصورت زیر می باشد.



شکل ۲(a): مدار معادل های مبدل در وضعیت بوست

در پایان از زحمات پدر و مادرم و جناب آقای دکتر مجید دلشادو سرکار خانم فاطمه محمدی دهدزی تشکر میکنم.

- [1] F. Shang and Y. Yan, "Novel forward-flyback hybrid bidirectional DC-DC converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 578–1584, May 2009.
- [2] H. Kim, C. Yoon, and S. Choi, "An improved current-fed ZVS isolated boost converter for fuel cell applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 9, pp. 2357–2364, Sep. 2010.
- [3] P. Das, S. A. Mousavi, and G. Moschopoulos, "Analysis and design of a nonisolated bidirectional ZVS-PWM DC-DC converter with coupled inductor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 10, pp. 2630–2641, Oct. 2010.
- [4] T. Bhattacharya, V. S. Giri, K. Mathew, and L. Umanand, "Multiphase bidirectional flyback converter topology for hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 1, pp. 78–84, Jan. 2009.
- [5] W. Yu, H. Qian, and J.-H. Lai, "Design of high-efficiency bidirectional DC-DC converter and high-precision efficiency measurement," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 3, pp. 650–658, Mar. 2010.
- [6] L. Schuch, C. Rech, H. L. Hey, H. A. Grudling, H. Pinheiro, and J. R. Pinheiro, "Analysis and design of a new high-efficiency bidirectional integrated ZVT PWM converter for DC-bus and battery-bank interface," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1321–1332, Sep. 2006.
- [7] P. Das, B. Laan, S. A. Mousavi, and G. Moschopoulos, "A nonisolated bidirectional ZVS PWM active clamped DC-DC converter," *IEEE Power Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 553–558, Feb. 2009.
- [8] Y. Tsuruta, Y. Ito, and A. Kawamura, "Snubber-assisted zero-voltage and zero-current transition bilateral buck and boost chopper for EV drive application and test evaluation at 25 kW," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 1, pp. 4–11, Jan. 2009.
- [9] S. Dwari and L. Parsa, "An efficient high-step-up interleaved DC-DC converter with a common active clamp," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 66–78, Jan. 2011.
- [10] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Handrix, "Line interactive UPS using a fuel cell as the primary source," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 3012–3021, Aug. 2008.