

ارائه رابطه‌ای جامع برای محاسبه اندوکتانس بحرانی در یک مبدل DC-DC کاهنده با تعداد ورودی‌های دلخواه

کاظم وارثی، سیدحسین حسینی، مهران صباحی و ابراهیم بابایی

غیره)، توانایی ترکیب انرژی چندین منبع با مشخصه‌های ولتاژ/ جریان متفاوت را نیز دارا می‌باشند. طراحی عناصر مبدل (از قبیل اندازه سلف‌ها و خازن‌ها) از عوامل بسیار مؤثر بر نوع عملکرد مبدل (عملکرد در مدهای کاری هدایت پیوسته، هدایت بحرانی یا هدایت ناپیوسته) است [۲]. در سال‌های اخیر، مقالات متعددی در زمینه طراحی مبدل‌های تک‌ورودی یا چندورودی ارائه شده است. در [۳] روشی اصول‌مند برای طراحی عناصر مبدل CUK ارائه شده به نحوی که کمینه مقدار ریبیل ولتاژ خروجی و تنش جریان کلیدها تولید شود. به طور مشابه در [۴] روشی برای طراحی مبدل به منظور کاهش ریبیل ولتاژ خروجی ارائه شده است. مرجع [۵] مدل ریاضی مبدل کاهنده-افزاینده مرسوم را ارائه داده و تأثیر اندازه عناصر روی جواب حالت دائمی و گذرای سیستم را مورد بررسی قرار داده است. در [۶] مدهای مختلف کاری مبدل کاهنده-افزاینده معمول بررسی و ریبیل ولتاژ خروجی آن محاسبه شده است، سپس چگونگی تغییرات ریبیل ولتاژ خروجی با تغییر اندازه عناصر، مورد بحث قرار گرفته است. مرجع [۷] ضمن بررسی مدهای کاری مختلف مبدل SEPIC، چگونگی فرایند انتقال انرژی را با در نظر گرفتن اندازه عناصر بیان کرده است. مرجع [۸] نیز به بررسی مدهای کاری مبدل کاهنده مرسوم پرداخته و رابطه ریبیل ولتاژ خروجی را برای تعیین اندازه فیلتر خروجی ارائه داده است. همان گونه که مشاهده می‌شود تمامی مراجع یادشده، موضوع طراحی عناصر را تنها برای مبدل‌های مرسوم تک‌ورودی مورد بررسی قرار داده‌اند. در [۹] برای اولین بار، موضوع طراحی اندازه سلف مبدل‌های چندورودی مورد بررسی قرار گرفته و رابطه‌ای برای محاسبه اندوکتانس بحرانی مبدل کاهنده چندورودی مورد نظر ارائه شده است. ذکر این مسئله حایز اهمیت است که مبدل مورد نظر [۹] به لحاظ انتقال توان یک‌طرفه (از ورودی‌ها به سمت خروجی) می‌باشد. از طرف دیگر در هر لحظه از زمان، تنها یکی از منابع ورودی امکان انتقال توان را دارا می‌باشد که این مسئله باعث کوتاه‌شدن مدت زمان فرایند انتقال انرژی و کاهش میزان انتقالی هر یک از منابع ورودی می‌گردد. بدین ترتیب، مبدل مورد نظر تنها برای کاربردهای محدودی قابل استفاده می‌باشد.

در این مقاله، طراحی اندازه سلف و تعیین اندازه اندوکتانس بحرانی مبدل dc-dc کاهنده چندورودی بهبودیافته (ارائه‌شده توسط نویسندگان) پیشنهادی، مورد بررسی و مطالعه قرار می‌گیرد [۱۰] و [۱۱]. در مبدل پیشنهادی (شکل ۱)، امکان انتقال توان دوطرفه میسر می‌باشد و همچنین هر یک از منابع ورودی می‌توانند به طور مستقل و یا هم‌زمان به انتقال انرژی بپردازند. باتری موجود در ساختار نیز علاوه بر مهیاکردن امکان جذب انرژی برگشتی (در کاربردهایی نظیر خودروهای برقی یا هیبریدی)، امکان جذب انرژی مازاد تولیدی هر یک از منابع ورودی را به منظور مشارکت در تأمین توان مورد نیاز بار در زمان‌های مقتضی فراهم می‌آورد. فرایند انتقال انرژی برای تعداد ورودی‌های سه و چهار و برای هر دو حالت شارژ و دشارژ باتری ارائه می‌شود. سپس با استفاده از قانون بقای

چکیده: میزان اندوکتانس سلف، یکی از عوامل تعیین‌کننده نوع عملکرد مبدل (مد هدایت پیوسته، بحرانی یا ناپیوسته) می‌باشد. در کاربردهایی نظیر استخراج از معادن، می‌توان با انتخاب مناسب مقدار اندوکتانس، عملکرد مبدل را در مد هدایت پیوسته تثبیت کرده و امنیت کافی برای چنین کاربردهایی را تأمین نمود. بنابراین محاسبه اندوکتانس بحرانی و انتخاب مقدار مناسب سلف از اهمیت به‌سزایی برخوردار است. در این مقاله، یک مبدل dc-dc غیر ایزوله کاهنده چندورودی پرکاربرد معرفی می‌گردد. سپس حالت‌های کاری و همچنین فرایند انتقال انرژی در آن به طور کامل مورد بررسی قرار می‌گیرد. در ادامه، مقدار اندوکتانس بحرانی مبدل برای تعداد ورودی‌های ۳ و ۴ محاسبه می‌شود و در نهایت با استفاده از استدلال استقرایی، رابطه‌ای جامع برای محاسبه اندوکتانس بحرانی مبدل با هر تعداد دلخواهی از ورودی‌ها ارائه می‌گردد. رابطه جامع پیشنهادی، علاوه بر کاهش حجم و زمان محاسبات طراحی مبدل، دید بسیار بهتری نیز از نحوه عملکرد آن در اختیار قرار می‌دهد. مبدل مورد نظر در محیط نرم‌افزار PSCAD/EMTDC مدل‌سازی و شبیه‌سازی شده و نمونه آزمایشگاهی آن نیز ساخته شده است. نتایج شبیه‌سازی‌ها و همچنین نتایج عملی اخذشده، صحت روابط پیشنهادی را تأیید می‌کنند.

کلیدواژه: مبدل کاهنده چندورودی، اندوکتانس بحرانی، مد هدایت بحرانی، شارژ و دشارژ باتری.

۱- مقدمه

کاهش منابع سوخت‌های فسیلی و آثار زیان‌بار این سوخت‌ها بر سلامت انسان‌ها و محیط زیست از یک سو و ویژگی‌های منحصر به فرد انرژی‌های تجدیدپذیر (از قبیل رایگان، وسیع و در دسترس بودن و غیره) از سوی دیگر، از جمله دلایل گرایش انسان‌ها از سمت منابع فسیلی به سمت انرژی‌های تجدیدپذیر می‌باشد. عدم قطعیت، مهم‌ترین عیب ذاتی انرژی‌های تجدیدپذیر می‌باشد [۱] و یکی از راه‌های ارائه‌شده برای حل این مشکل، استفاده از سیستم‌های ترکیبی است که در آن از چندین منبع تجدیدپذیر (برای مثال توربین بادی به همراه سلول خورشیدی) برای تأمین توان مورد نیاز بار استفاده می‌شود. مبدل‌های dc-dc چنددرگاه (چندورودی) از جمله ادواتی هستند که علاوه بر کاهش تعداد عناصر مورد نیاز (از قبیل کلیدها، مدارهای راه‌انداز کلیدها، دیودها، سلف‌ها، خازن‌ها و

این مقاله در تاریخ ۵ دی ماه ۱۳۹۵ دریافت و در تاریخ ۱۳ مرداد ماه ۱۳۹۶ بازنگری شد.

کاظم وارثی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، (email: k.varesi@tabrizu.ac.ir).

سیدحسین حسینی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، (email: hosseini@tabrizu.ac.ir).

مهران صباحی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، (email: sabahi@tabrizu.ac.ir).

ابراهیم بابایی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، (email: e-babaei@tabrizu.ac.ir).

امکان استفاده هم‌زمان یا مستقل از منابع ورودی نیز در این مبدل فراهم می‌باشد. مهم‌ترین عیب این ساختار، تعداد زیاد کلیدها/ دیودهای در مسیر جریان در حالت شارژ توان دوطرفه است که باعث افزایش تلفات هدایتی و در نتیجه کاهش بازده کلی مبدل می‌گردد. یک ساختار جدید مدولار نیز در [۱۶] و [۱۷] ارائه شده که در آن، تنها از یک سلف مشترک برای تمامی منابع ورودی استفاده شده است. در ساختار مذکور، امکان تولید ولتاژ کوچک‌تر از کوچک‌ترین منبع ولتاژ ورودی و یا بزرگ‌تر از بزرگ‌ترین منبع ولتاژ ورودی فراهم می‌باشد. امکان شارژ توان دوطرفه در این ساختار میسر نیست و همچنین به دلیل ذات ناپیوسته جریان‌های ورودی در این مبدل، امکان استفاده از آن در کاربردهایی نظیر سلول‌های خورشیدی که مستلزم داشتن قابلیت ردیابی نقطه بیشینه توان می‌باشد، وجود ندارد.

در [۱۸] ساختار جدیدی برای مبدل‌های dc-dc چندورودی- چندخروجی افزایشدهنده ارائه شده که امکان ترکیب چندین منبع ولتاژ ورودی را به منظور تأمین توان مورد نیاز بارهای خروجی فراهم می‌سازد. ساختار مذکور تنها از یک سلف مشترک برای تمامی منابع ورودی استفاده می‌کند که منجر به کاهش حجم و هزینه مبدل می‌گردد. همچنین برای میسرسازی امکان شارژ عنصر ذخیره‌گر انرژی (باتری) از منابع ورودی، مسیری جداگانه از طرف خروجی سلف برای آن تدارک دیده شده است. چندین درگاه خروجی نیز برای مبدل فراهم آورده شده که امکان تنظیم سطوح ولتاژ متفاوت را دارا می‌باشند. کاربرد در زمینه خودروهای برقی/ هیبریدی در حالی برای این ساختار پیشنهاد شده که امکان شارژ توان دوطرفه در آن میسر نمی‌باشد. عدم امکان استفاده هم‌زمان از بیش از یک منبع ورودی و همچنین جریان‌های ناپیوسته ورودی از دیگر نقیصه‌های مهم ساختار مذکور می‌باشند.

۳- مبدل DC-DC کاهنده چندورودی مورد نظر

در مبدل dc-dc کاهنده بهبودیافته چندورودی، منابع ورودی از طریق کلیدهای T_i و یا دیودهای D_i به مبدل متصل می‌شوند. کلید S_k امکان شارژ شدن باتری به سلف و بار را در زمان‌هایی که انرژی منابع ورودی برای تأمین توان مورد نیاز بار کافی نیست فراهم می‌آورد [۱۰]. در صورتی که انرژی منابع ورودی بیش از انرژی مورد نیاز بار باشد، کلید S_k امکان شارژ شدن باتری از طریق منابع ورودی را مهیا می‌کند. مبدل مورد نظر تنها از یک سلف بهره می‌برد. گونه n -ورودی، ۳-ورودی و ۴-ورودی مبدل dc-dc کاهنده بهبودیافته مورد نظر در شکل ۱ نمایش داده شده‌اند. لازم به ذکر است که باتری نیز به عنوان یکی از ورودی‌های مبدل در نظر گرفته می‌شود.

۴- محاسبه اندوکتانس بحرانی

اندازه سلف یکی از عواملی است که به طور مستقیم روی عملکرد حالت هدایت پیوسته، بحرانی و یا ناپیوسته مبدل‌های dc-dc تأثیر دارد. در حالت هدایت پیوسته، جریان سلف همواره بزرگ‌تر از صفر است اما در حالت هدایت ناپیوسته، جریان سلف برای بازه‌ای از دوره کلیدزنی برابر صفر است. در حالت هدایت بحرانی، جریان سلف همواره بزرگ‌تر از صفر است به جز یک لحظه که مقدار آن برابر صفر می‌شود. هدایت بحرانی، حالت گذر از هدایت پیوسته به ناپیوسته و یا بالعکس می‌باشد. به اندازه سلفی (اندوکتانس) که منجر به هدایت بحرانی گردد، اندوکتانس بحرانی گفته می‌شود [۹]. این موضوع مخصوصاً برای مبدل‌هایی که در کاربردهای معادن و پالایشگاه استفاده می‌شوند از اهمیت ویژه‌تری

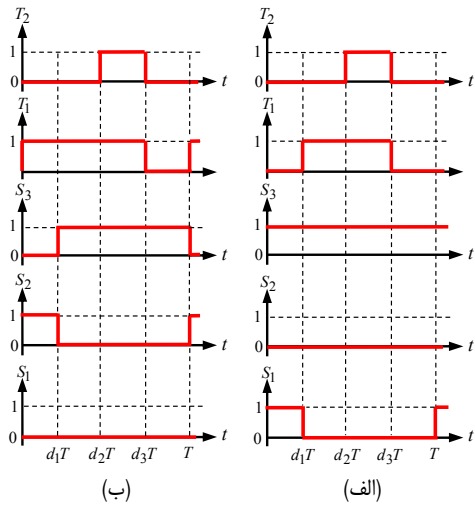
انرژی برای هر حالت به طور مجزا، مقدار اندوکتانس بحرانی محاسبه می‌گردد. در نهایت با استفاده از نتایج به دست آمده، رابطه‌ای جامع به منظور محاسبه اندوکتانس بحرانی برای هر یک از حالات دشارژ یا شارژ باتری و برای هر تعداد دلخواهی از ورودی‌ها ارائه می‌گردد. با توجه به زمان‌بر و پیچیده بودن محاسبه اندوکتانس بحرانی (مخصوصاً برای تعداد ورودی‌های بالا)، رابطه جامع پیشنهادی می‌تواند علاوه بر صرفه‌جویی در زمان و حجم محاسبات، دید بهتری از عملکرد مبدل در مرحله طراحی را فراهم سازد.

در بخش بعدی، تعدادی از ساختارهای مهم و پرکاربرد مبدل‌های dc-dc چندورودی به طور اجمالی مورد بررسی قرار می‌گیرند. سپس در بخش سوم، مبدل dc-dc کاهنده چندورودی بهبودیافته مورد نظر معرفی می‌گردد. در بخش چهارم، فرایند انتقال انرژی برای تعداد ورودی‌های سه و چهار ارائه شده و برای هر حالت، مقدار اندوکتانس بحرانی محاسبه می‌شود. در ادامه همین بخش با استفاده از استدلال استقرایی، رابطه‌ای جامع برای محاسبه اندوکتانس بحرانی مبدل پیشنهادی n -ورودی (برای هر دو حالت شارژ یا دشارژ) پیشنهاد می‌گردد. در بخش پنجم، نتایج شبیه‌سازی‌ها و نتایج عملی اخذ شده ارائه می‌گردد تا بتوان ارزیابی بهتری از صحت روابط پیشنهادی به دست آورد و در بخش ششم نیز نتیجه‌گیری‌های لازم ارائه می‌گردد.

۲- ساختارهای ارائه‌شده پیشین برای مبدل‌های DC-DC چندورودی

در سال‌های اخیر، ساختارهای متعددی برای مبدل‌های dc-dc چندورودی ارائه شده که می‌توان آنها را در قالب دو دسته ایزوله و غیر ایزوله مورد بررسی قرار داد. مبدل‌های ایزوله معمولاً برای تحقق اهدافی از قبیل جداسازی الکتریکی بین طرف‌های ولتاژ dc بالا و پایین به منظور جلوگیری از خطرات ناشی از شوک الکتریکی، دستیابی به نسبت تبدیل ولتاژ بالا، تناسب ولتاژ و عدم نیاز به ادوات نیمه‌هادی با مقادیر نامی ولتاژ/ جریان بالا استفاده می‌شود. جداسازی الکتریکی معمولاً از طریق یک ترانسفورماتور فرکانس بالا محقق می‌شود [۱۲]. عیب عمده این نوع مبدل‌ها، لزوم جادهی به هسته ترانسفورماتور در خود است که باعث افزایش حجم و هزینه مبدل می‌گردد. در طرف مقابل، مبدل‌های غیر ایزوله دارای ساختار بسیار ساده بوده و در کاربردهایی که به جداسازی الکتریکی گالوانیکی بین منبع و بار نیازی نیست به کار می‌روند. مزیت عمده این نوع مبدل‌ها عبارتند از هزینه پایین (به دلیل استفاده از تعداد عناصر کاهش‌یافته) و امکان دستیابی به چگالی توان بالا. این مبدل‌ها همچنین قادرند تا امپدانس ورودی منبع را با امپدانس بار تطبیق دهند ولی دستیابی به نسبت تبدیل ولتاژ بالا در این مبدل‌ها ممکن نیست. در این مقاله، تنها مبدل‌های غیر ایزوله مورد مطالعه قرار گرفته‌اند.

در [۱۳] ساختاری عمومی برای مبدل‌های چندورودی ارائه شده که دارای قابلیت عملکرد به صورت کاهنده، افزایشدهنده و یا کاهنده- افزایشدهنده است و شارژ توان در آن نیز می‌تواند بر اساس نیاز، یک‌طرفه یا دوطرفه باشد. عدم توانایی در انتقال هم‌زمان انرژی منابع ورودی به سمت سلف/ بار خروجی، جریان‌های ورودی ناپیوسته و همچنین ریپل جریان بالای منابع ورودی، از مهم‌ترین معایب این مبدل می‌باشند که در کاربردهایی نظیر سیستم‌های تجدیدپذیر قابل قبول نیستند. در [۱۴] و [۱۵] ساختاری جدید برای مبدل‌های dc-dc چندورودی- تک‌خروجی پیشنهاد شده که قادر است در هر یک از عملکردهای کاهنده، افزایشدهنده و یا کاهنده- افزایشدهنده و با قابلیت شارژ توان یک‌طرفه یا دوطرفه به فعالیت بپردازد.



شکل ۲: الگوی کلیدزنی مبدل ۳ ورودی در حالت (الف) دشارژ باتری و (ب) شارژ باتری.

از طریق خازن تأمین می‌گردد. روابط زیر بر مدار حاکم است

$$\begin{cases} v_{L,mode\downarrow} = V_1 - V_{bat} \\ i_{L,mode\downarrow} = \frac{V_1 - V_{bat}}{L}t + I_{LV} \\ i_{C,mode\downarrow} = -I_o \end{cases} \quad (2)$$

مد کاری دوم $[d_1T - d_2T]$: انرژی منبع ولتاژ اول از طریق T_1 ، D_1 و S_1 به سلف و بار منتقل می‌شود. در این مد نیز جریان سلف به طور خطی از مقدار $I_{LP\downarrow}$ تا $I_{LP\uparrow}$ در $t = d_1T$ افزایش می‌یابد. بنابراین

$$\begin{cases} v_{L,mode\uparrow} = V_1 - V_o \\ i_{L,mode\uparrow} = \frac{V_1 - V_o}{L}t + I_{LP\downarrow} \\ i_{C,mode\uparrow} = i_{L,mode\uparrow} - I_o \end{cases} \quad (3)$$

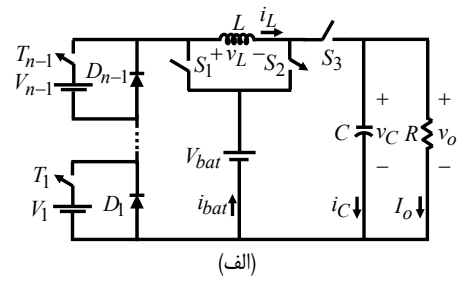
مد کاری سوم $[d_2T - d_3T]$: در این مد کاری، انرژی هر دو منبع اول و دوم به طور هم‌زمان از طریق T_1 ، T_2 و S_1 به سلف و بار منتقل می‌گردد. با توجه به مثبت بودن ولتاژ دو سر سلف، جریان عبوری از آن به طور خطی از $I_{LP\uparrow}$ افزایش می‌یابد تا به مقدار بیشینه خود یعنی $I_{LP\uparrow}$ در $t = d_2T$ برسد. برای این مد کاری داریم

$$\begin{cases} v_{L,mode\uparrow} = V_1 + V_2 - V_o \\ i_{L,mode\uparrow} = \frac{V_1 + V_2 - V_o}{L}t + I_{LP\uparrow} \\ i_{C,mode\uparrow} = i_{L,mode\uparrow} - I_o \end{cases} \quad (4)$$

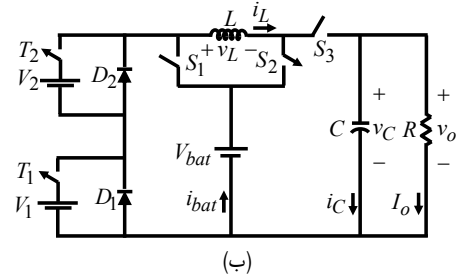
مد کاری چهارم $[d_3T - T]$: در این مد کاری، انرژی ذخیره شده در سلف از طریق D_1 ، D_2 و S_1 به بار خروجی منتقل می‌شود. ولتاژ دو سر سلف منفی است و بنابراین جریان آن به طور خطی از مقدار بیشینه اش ($I_{LP\uparrow}$) کاهش می‌یابد تا به مقدار کمینه اش (I_{LV}) در $t = T$ برسد

$$\begin{cases} v_{L,mode\downarrow} = -V_o \\ i_{L,mode\downarrow} = \frac{-V_o}{L}t + I_{LP\uparrow} \\ i_{C,mode\downarrow} = i_{L,mode\downarrow} - I_o \end{cases} \quad (5)$$

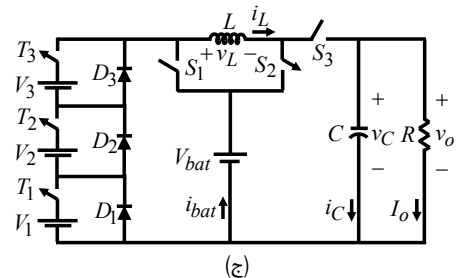
در تمامی روابط ارائه شده I_o مقدار متوسط جریان بار، i_C جریان خازن، i_L جریان سلف، V_o مقدار متوسط ولتاژ بار، L اندوکتانس، C ظرفیت خازن خروجی و R بار اهمی است. همچنین داریم



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱: مبدل dc-dc کاهنده بهبودیافته در حالت (الف) n ورودی، (ب) ۳ ورودی و (ج) ۴ ورودی.

برخوردار است زیرا برای تأمین امنیت، لازم است تا این مبدل‌ها همواره در مد هدایت پیوسته کار کنند. بنابراین محاسبه اندوکتانس بحرانی در چنین مبدل‌هایی بسیار مهم است. با انتخاب اندوکتانسی بزرگ‌تر از اندوکتانس بحرانی، همواره عملکرد حالت هدایت پیوسته مبدل قطعیت می‌یابد. در ادامه به محاسبه اندوکتانس بحرانی برای تعداد ورودی‌های سه و چهار پرداخته می‌شود.

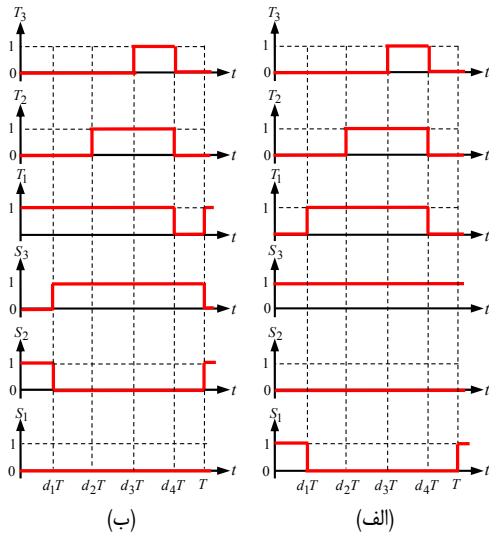
۴-۱ محاسبه اندوکتانس بحرانی برای سه‌ورودی

عملکرد مبدل در دو حالت دشارژ و یا شارژ باتری قابل بررسی است و الگوی کلیدزنی مبدل ۳ ورودی به صورت شکل ۲ در نظر گرفته می‌شود. مطابق الگوی کلیدزنی، عملکرد مبدل ۳ ورودی (شکل ۱-ب) را می‌توان در ۴ مد کاری مورد بررسی قرار داد که به معرفی آنها می‌پردازیم. **مد کاری اول $[0 - d_1T]$:** این مد کاری برای دو حالت دشارژ و شارژ باتری متفاوت است به قرار زیر:

(الف) حالت دشارژ شدن باتری: در این مد کاری، باتری از طریق کلید S_1 دشارژ شده و انرژی آن از طریق کلید S_1 به سلف و بار منتقل می‌شود. روابط حاکم بر مدار در این مد کاری عبارتند از

$$\begin{cases} v_{L,mode\downarrow} = V_{bat} - V_o \\ i_{L,mode\downarrow} = \frac{V_{bat} - V_o}{L}t + I_{LV} \\ i_{C,mode\downarrow} = i_{L,mode\downarrow} - I_o \end{cases} \quad (1)$$

(ب) حالت شارژ شدن باتری: مطابق الگوی کلیدزنی، انرژی منبع ولتاژ اول از طریق T_1 ، D_1 و S_1 در سلف و باتری ذخیره می‌شود. با توجه به مثبت بودن ولتاژ دو سر سلف، جریان آن به طور خطی از مقدار کمینه آن (I_{LV}) افزایش می‌یابد تا به $I_{LP\downarrow}$ در $t = d_1T$ برسد. انرژی مورد نیاز بار



شکل ۴: الگوی کلیدزنی مبدل ۳ ورودی در حالت (الف) دشارژ باتری و (ب) شارژ باتری.

$$\frac{1}{T} \left[\int_0^{d_1 T} i_{C_{mode\tau}} dt + \int_{(d_r-d_1)T}^{(d_r-d_2)T} i_{C_{mode\tau}} dt + \int_{(d_r-d_2)T}^{(d_r-d_3)T} i_{C_{mode\tau}} dt + \int_{(d_r-d_3)T}^{(d_r-d_4)T} i_{C_{mode\tau}} dt \right] = 0 \quad (9)$$

با توجه به متفاوت بودن i_{C_i} برای دو حالت دشارژ و شارژ باتری، (۹) را برای این دو حالت به طور جداگانه مورد بررسی قرار می‌دهیم.

الف) حالت دشارژ شدن باتری: با جاگذاری (۱) و (۳) تا (۵) در (۹) و استفاده از (۶) و با توجه به این که $(f = 1/T)$ ، (۱۰) را داریم. برای محاسبه اندوکتانس بحرانی (عملکرد مبدل در حالت هدایت بحرانی)، کافی است تا $I_{LV} = 0$ در (۱۰) اعمال گردد. بعد از انجام ساده‌سازی‌های لازم و اعمال (۱۱)، $(I_o = V_o/R)$ به عنوان اندوکتانس بحرانی (L_C) مبدل در حالت دشارژ باتری به دست می‌آید.

ب) حالت شارژ شدن باتری: مشابه حالت قبل با جاگذاری (۲) تا (۵) در (۹) و استفاده از (۶) و اعمال $I_{LV} = 0$ ، اندوکتانس بحرانی برای حالت شارژ باتری به صورت (۱۲) حاصل می‌شود.

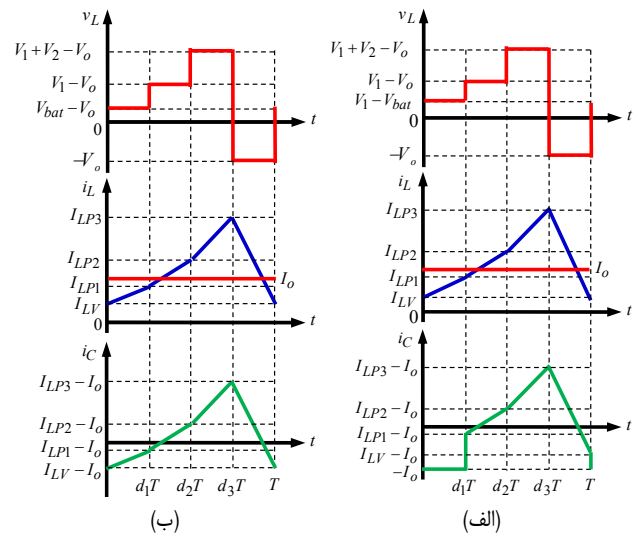
۴-۲ محاسبه اندوکتانس بحرانی برای ۴ ورودی

الگوی کلیدزنی برای مبدل با ۴ ورودی به صورت شکل ۴ است. با توجه به الگوی کلیدزنی، پنج مد کاری را می‌توان برای مبدل متصور شد: $[0-d_1T]$ ، $[d_1T-d_2T]$ ، $[d_2T-d_3T]$ ، $[d_3T-d_4T]$ و $[d_4T-T]$. سه مد کاری اول و روابط حاکم بر مدار در این مدها دقیقاً مشابه مدهای کاری مبدل سه ورودی است که برای اجتناب از تکرار مطالب، آورده نمی‌شوند و تنها مدهای کاری چهارم و پنجم معرفی می‌گردند.

$$\begin{aligned} & \frac{V_{bat}-V_o}{2Lf} (d_1)^2 + \frac{V_1-V_o}{2Lf} (d_r-d_1)^2 + \frac{V_1+V_r-V_o}{2Lf} (d_r-d_2)^2 - \frac{V_o}{2L} (1-d_r)^2 + \frac{V_{bat}-V_o}{Lf} (d_r-d_1)(d_1) + \\ & \frac{V_{bat}-V_o}{Lf} (1-d_r)(d_1) + \frac{V_1-V_o}{Lf} (d_r-d_2)(d_r-d_1) + \frac{V_{bat}-V_o}{Lf} (d_r-d_2)(d_1) + \frac{V_1+V_r-V_o}{Lf} (d_r-d_2)(1-d_r) + \\ & \frac{V_1-V_o}{Lf} (1-d_r)(d_r-d_1) + d_1 I_{LV} + (d_r-d_2) I_{LV} + (1-d_r) I_{LV} + (d_r-d_1) I_{LV} = I_o \end{aligned} \quad (10)$$

$$L_{C_{N=r,dischar}} = \frac{R}{\sqrt{f}} \left([d_1(1-d_1)] \left(\frac{V_{bat}}{V_o} \right) + [d_1(d_1-1) + d_r(1-d_r)] \left(\frac{V_1}{V_o} \right) + [d_r(d_r-1) + d_r(1-d_r)] \left(\frac{V_r}{V_o} \right) \right) \quad (11)$$

$$L_{C_{N=r,char}} = \frac{R}{\sqrt{f}} \left([d_1(d_1-1)] \left(\frac{V_{bat}}{V_o} \right) + [d_1(d_r-d_1) + d_r(1-d_r)] \left(\frac{V_1}{V_o} \right) + [d_r(d_r-1) + d_r(1-d_r) + d_r(d_r-d_1)] \left(\frac{V_r}{V_o} \right) \right) \quad (12)$$



شکل ۵: شکل موج ولتاژ/ جریان سلف و خازن مبدل ۳ ورودی در حالت (الف) دشارژ باتری و (ب) شارژ باتری.

$$\begin{cases} I_{LP1} = \frac{V_{bat}-V_o}{L} d_1 T + I_{LV} & \text{discharging mode} \\ I_{LP1} = \frac{V_1-V_{bat}}{L} d_1 T + I_{LV} & \text{charging mode} \end{cases}$$

$$I_{LP\tau} = \frac{V_1-V_o}{L} (d_r-d_1) T + I_{LP1} \quad (6)$$

$$I_{LP\tau} = \frac{V_1+V_r-V_o}{L} (d_r-d_r) T + I_{LP\tau}$$

شکل موج ولتاژ/ جریان سلف و خازن در دو حالت دشارژ و شارژ مبدل به صورت شکل ۵ می‌باشد.

با توجه به این که مقدار متوسط ولتاژ دو سر سلف در طول هر دوره کلیدزنی برابر صفر است [۱۹] روابط (۷) و (۸) را می‌توان با صفر قرار دادن متوسط ولتاژ سلف (اصل تعادل ولت-ثانیه دو سر سلف) بدست آورد

$$V_o = (d_1)V_{bat} + (d_r-d_1)V_1 + (d_r-d_r)V_r \quad (7)$$

$$V_o = \frac{(-d_1)V_{bat} + (d_r)V_1 + (d_r-d_r)V_r}{(1-d_1)} \quad (8)$$

سیکل کاری کلیدها در حالت دشارژ باتری به صورت $D_{T_1} = (d_r-d_1)$ ، $D_{S_1} = (d_1)$ ، $D_{T_2} = (d_r-d_r)$ ، $D_{S_2} = 1$ و $D_{S_3} = 0$ و در حالت شارژ باتری نیز به صورت $D_{S_1} = 0$ ، $D_{T_1} = (d_r-d_r)$ ، $D_{T_2} = (d_r)$ ، $D_{S_2} = 0$ و $D_{S_3} = (d_1)$ است بطوری که $0 < d_1 < d_r < 1$ برقرار باشد. بر اساس اصل تعادل آمپر-ثانیه، مقدار متوسط جریان خازن در حالت دایمی برابر صفر است [۱۹]. پس

$$\begin{cases} I_{LP\tau} = \frac{V_1 + V_\tau - V_o}{L} (d_\tau - d_\tau)T + I_{LP\tau} \\ I_{LP\tau} = \frac{V_1 + V_\tau + V_\tau - V_o}{L} (d_\tau - d_\tau)T + I_{LP\tau} \end{cases} \quad (15)$$

شکل موج‌های ولتاژ/جریان سلف و جریان خازن و جریان بار در شکل ۵ نشان داده شده است.

با استفاده از قانون تعادل ولتاژ-ثابت برای سلف‌ها، رابطه بین ولتاژ خروجی و ولتاژهای ورودی برای دو حالت دشارژ و شارژ باتری به ترتیب به صورت (۱۶) و (۱۷) به دست می‌آید

$$V_o = (d_1)V_{bat} + (d_\tau - d_1)V_1 + (d_\tau - d_\tau)V_\tau + (d_\tau - d_\tau)V_\tau \quad (16)$$

$$V_o = \frac{(-d_1)V_{bat} + (d_\tau)V_1 + (d_\tau - d_\tau)V_\tau + (d_\tau - d_\tau)V_\tau}{(1 - d_1)} \quad (17)$$

برای این مبدل نیز مانند حالت قبل در دو حالت دشارژ و شارژ باتری، مقدار متوسط جریان خازن در طول یک دوره کلیدزنی را محاسبه و برابر صفر قرار می‌دهیم. سپس با در نظر گرفتن $f = 1/T$ ، $I_o = V_o/R$ و اعمال $I_{LV} = 0$ ، اندوکتانس بحرانی برای مبدل با چهار ورودی برای دو حالت دشارژ و شارژ باتری مطابق (۱۸) و (۱۹) به دست می‌آید.

۳-۴ محاسبه اندوکتانس بحرانی برای n ورودی

در بخش قبل، اندوکتانس بحرانی برای حالات شارژ و دشارژ باتری در مبدل با تعداد ورودی‌های سه و چهار محاسبه گردید. با استفاده از استدلال استقرایی می‌توان رابطه‌ای جامع و کلی برای محاسبه اندوکتانس بحرانی برای هر یک از حالات شارژ یا دشارژ باتری در مبدل با تعداد n ورودی ارائه داد (به ترتیب مطابق (۲۰) و (۲۱)). در این روابط، n بیانگر تعداد ورودی‌های مبدل است.

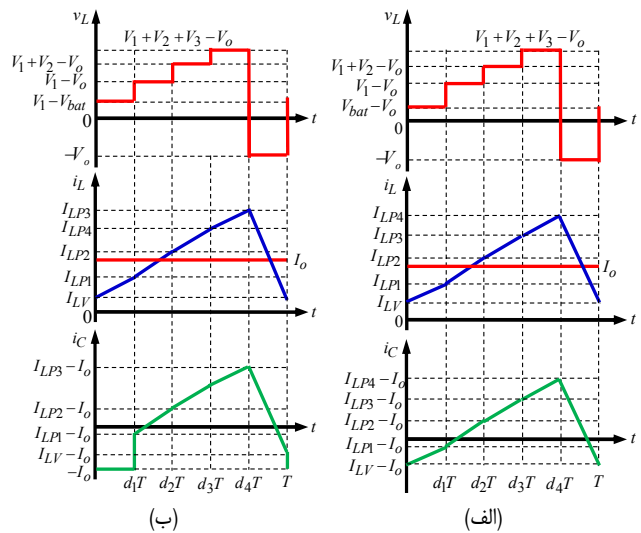
روابط (۱۱) و (۱۲)، (۱۸) و (۱۹) و (۲۰) و (۲۱) نشان می‌دهند که اندوکتانس بحرانی مبدل به طور مستقیم با بار و به طور معکوس با فرکانس کلیدزنی رابطه دارد. از دیگر عوامل مؤثر بر اندوکتانس بحرانی می‌توان به ولتاژ منابع ورودی و سیکل‌های کاری کلیدها اشاره کرد. بر اساس این روابط پیشنهاد شده، انتخاب فرکانس کلیدزنی بالاتر و یا بار اهمی کمتر می‌تواند به گرایش عملکرد مبدل به سمت هدایت پیوسته بینجامد. مثلاً برای مقادیر معین ولتاژهای ورودی، بار و فرکانس خروجی، با استفاده از روابط پیشنهاد شده می‌توان میزان سیکل کاری کلیدها و یا مقدار اندوکتانس را به نحوی انتخاب کرد تا مبدل مورد نظر در مد هدایت مطلوب عمل کند.

$$L_{Cn=\tau,dischar} = \frac{R}{\tau f} ([d_1(1-d_1)](\frac{V_{bat}}{V_o}) + [d_1(d_1-1) + d_\tau(1-d_\tau)](\frac{V_1}{V_o}) + [d_\tau(d_\tau-1) + d_\tau(1-d_\tau)](\frac{V_\tau}{V_o}) + [d_\tau(d_\tau-1) + d_\tau(1-d_\tau)](\frac{V_\tau}{V_o})) \quad (18)$$

$$L_{Cn=\tau,char} = \frac{R}{\tau f} ([d_1(d_1-1)](\frac{V_{bat}}{V_o}) + [d_\tau(1-d_\tau) + d_1(d_\tau-d_1)](\frac{V_1}{V_o}) + [d_\tau(1-d_\tau) + d_\tau(d_\tau-1) + d_1(d_\tau-d_1)](\frac{V_\tau}{V_o}) + [d_\tau(1-d_\tau) + d_\tau(d_\tau-1) + d_1(d_\tau-d_1)](\frac{V_\tau}{V_o})) \quad (19)$$

$$L_{Cn,dischar} = \frac{R}{\tau f} ([d_1(1-d_1)](\frac{V_{bat}}{V_o}) + \sum_{i=1}^{n-1} [d_i(d_i-1) + d_n(1-d_n)](\frac{V_i}{V_o})) \quad (20)$$

$$L_{Cn,char} = \frac{R}{\tau f} ([d_1(d_1-1)](\frac{V_{bat}}{V_o}) + [d_n(1-d_n) + d_1(d_n-d_1)](\frac{V_1}{V_o}) + \sum_{i=2}^{n-1} [d_n(1-d_n) + d_i(d_i-1) + d_i(d_n-d_i)](\frac{V_i}{V_o})) \quad (21)$$



شکل ۵: شکل موج ولتاژ/جریان سلف و خازن مبدل ۴ ورودی در حالت (الف) دشارژ باتری و (ب) شارژ باتری.

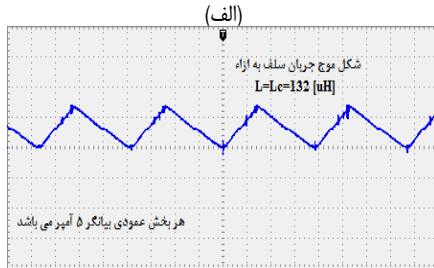
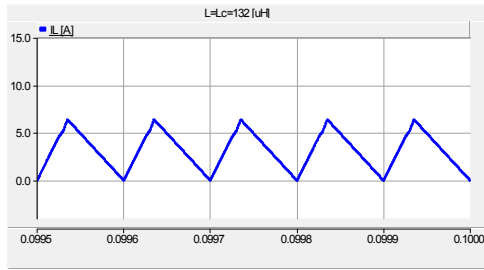
مد کاری چهارم $[d_\tau T - d_\tau T]$: در این مد کاری، انرژی هر سه منبع ولتاژ V_1 ، V_τ و V_τ به طور هم‌زمان و از طریق T_1 ، T_τ ، T_τ و S_τ به سلف و بار خروجی منتقل می‌شود. چون ولتاژ دو سر سلف مقداری ثابت و مثبت است بنابراین جریان آن به طور خطی از مقدار $(I_{LP\tau})$ افزایش می‌یابد تا به مقدار بیشینه‌اش $(I_{LP\tau})$ در $t = d_\tau T$ برسد

$$\begin{cases} v_{L,mode\tau} = V_1 + V_\tau + V_\tau - V_o \\ \dot{i}_{L,mode\tau} = \frac{V_1 + V_\tau + V_\tau - V_o}{L} t + I_{LP\tau} \\ \dot{i}_{C,mode\tau} = i_{L,mode\tau} - I_o \end{cases} \quad (13)$$

مد کاری پنجم $[d_\tau T - T]$: انرژی ذخیره‌شده در سلف از طریق D_1 ، D_τ ، D_τ و S_τ به بار خروجی منتقل می‌شود. با توجه به ولتاژ منفی دو سر سلف، جریان آن به طور خطی از مقدار بیشینه‌اش $(I_{LP\tau})$ کاهش می‌یابد تا به مقدار کمینه‌اش (I_{LV}) در $t = T$ برسد

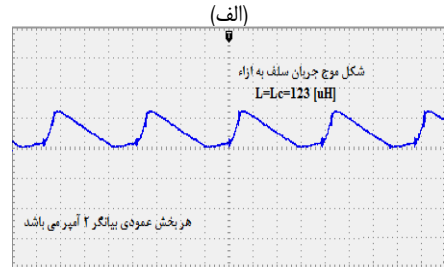
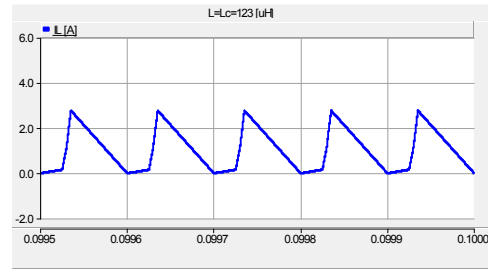
$$\begin{cases} v_{L,mode\delta} = -V_o \\ \dot{i}_{L,mode\delta} = \frac{-V_o}{L} t + I_{LP\tau} \\ \dot{i}_{C,mode\delta} = i_{L,mode\delta} - I_o \end{cases} \quad (14)$$

برای تعداد چهار ورودی، علاوه بر (۱۶)، (۱۷) نیز برقرار خواهد بود



(ب)

شکل ۷: شکل موج جریان سلف (i_L) مبدل ۳ ورودی در حالت شارژ باتری، (الف) نتایج شبیه‌سازی و (ب) نتایج عملی.



(ب)

شکل ۶: شکل موج جریان سلف (i_L) مبدل ۳ ورودی در حالت دشارژ باتری، (الف) نتایج شبیه‌سازی و (ب) نتایج عملی.

جدول ۱: مقادیر مربوط به پارامترهای شبیه‌سازی و نتایج عملی.

مقدار	پارامتر
۳۰ V	ولتاژ منبع اول (V_1)
۱۵ V	ولتاژ منبع دوم (V_2)
۶ V	ولتاژ باتری (V_{bat})
۱۰۰۰۰ Hz	فرکانس کلیدزنی (f)
۶۸۰ μ F	خازن (C)
۵ Ω	بار (R)
٪۲۵	d_1
٪۳۰	d_2
٪۳۵	d_3

مطابق شکل ۶ که نشانگر شکل موج جریان سلف حاصل از نتایج شبیه‌سازی و عملی در حالت دشارژ باتری می‌باشد در کل دوره کلیدزنی، جریان سلف همواره مقداری بزرگ‌تر از صفر است به جز یک لحظه که مقدار آن برابر صفر است. این ویژگی، بیانگر عملکرد مبدل در مد هدایت بحرانی می‌باشد و بنابراین مقداری که (۱۱) به عنوان اندوکتانس بحرانی مبدل در حالت دشارژ باتری ارائه می‌کند، عیناً توسط نتایج عملی و شبیه‌سازی مورد تأیید قرار می‌گیرد.

در حالت شارژ باتری نیز نتایج شبیه‌سازی و عملی کاملاً منطبق بر یکدیگر بوده و هر دو مؤید عملکرد مبدل در مد هدایت بحرانی می‌باشند. در این حالت، جریان سلف تنها در یک لحظه از دوره کلیدزنی برابر صفر است و در بقیه زمان‌ها دارای مقدار مثبت غیر صفر می‌باشد. بنابراین مقدار اندوکتانسی که از (۱۲) حاصل شده، همان اندوکتانس بحرانی مبدل ۳ ورودی در حالت شارژ باتری می‌باشد.

برای اطمینان کامل از صحت روابط پیشنهادی، شبیه‌سازی‌ها برای حالات دشارژ و شارژ باتری در مبدل با ۵ ورودی نیز تکرار شده است. در حالت دشارژ $V_1 = 10[V]$ ، $V_2 = 15[V]$ ، $V_3 = 20[V]$ ، $V_4 = 25[V]$ ، $d_1 = 0.1$ ، $d_2 = 0.15$ ، $d_3 = 0.2$ ، $d_4 = 0.25$ و $d_5 = 0.3$ است. بر اساس مقادیر منابع ولتاژ و ورودی، بار، فرکانس خروجی و مقادیر d_i ها، مطابق (۲۰) مقدار اندوکتانس بحرانی برابر $146 \mu H$ می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی برای این حالت (دشارژ) در شکل ۸- الف نشان داده شده است. در حالت شارژ باتری فرض می‌کنیم $V_1 = 15[V]$ ، $V_2 = 20[V]$ ، $V_3 = 25[V]$ ، $V_4 = 30[V]$ ، $d_1 = 0.1$ ، $d_2 = 0.2$ ، $d_3 = 0.25$ و $d_4 = 0.3$ است. با استفاده از مقادیر مفروض و نیز (۲۱) مقدار اندوکتانس بحرانی برابر $135 \mu H$ می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی به دست آمده برای این حالت نیز در شکل ۸- ب نمایش داده شده است.

از شکل ۸ مشاهده می‌شود که مبدل پنج ورودی برای هر دو حالت دشارژ و شارژ باتری در مد هدایت بحرانی عمل می‌کند، زیرا جریان عبوری از سلف همواره مقداری بزرگ‌تر از صفر است به جز یک لحظه که مقدار آن برابر صفر می‌شود. این نتایج بیانگر آن است که اندوکتانس مبدل در این دو حالت، دقیقاً برابر اندوکتانس بحرانی می‌باشد. بنابراین نتایج به دست آمده، صحت روابط جامع پیشنهادشده در (۲۰) و (۲۱) را تأیید می‌کنند.

۵- نتایج عملی و شبیه‌سازی‌ها

به منظور ارزیابی صحت روابط پیشنهادی، گونه سه‌ورودی مبدل مورد نظر، هم در محیط نرم‌افزار PSCAD/EMTDC مدل‌سازی و شبیه‌سازی شده و هم به صورت عملی پیاده‌سازی گردیده است. فرکانس کلیدزنی کلیدها برابر ۱۰ KHz می‌باشد و از میکروکنترلر AVR ATmega ۳۲ برای تولید سیگنال‌های کلیدزنی استفاده شده است. باتری استفاده‌شده در نمونه عملی از نوع MARSHAL FP6120 (۶V-12Ah) می‌باشد. کلیدها و دیودهای استفاده‌شده در نمونه عملی به ترتیب از نوع MOSFET IRFP4427PbF و IAPU02 ۶۰ می‌باشند و همچنین از لیم‌های LA-55P 715191 برای اندازه‌گیری و مشاهده جریان عبوری از سلف استفاده شده است. برای کاهش ریپل ولتاژ خروجی و دست‌یابی به یک ولتاژ تا حد امکان ثابت در خروجی از یک خازن $680 \mu F$ به عنوان فیلتر در خروجی مبدل استفاده شده است. مقادیر پارامترهای استفاده‌شده در شبیه‌سازی‌ها مطابق جدول ۱ می‌باشند.

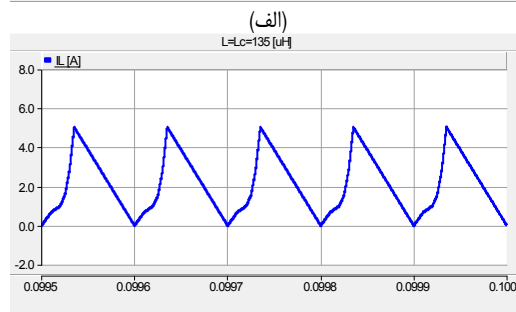
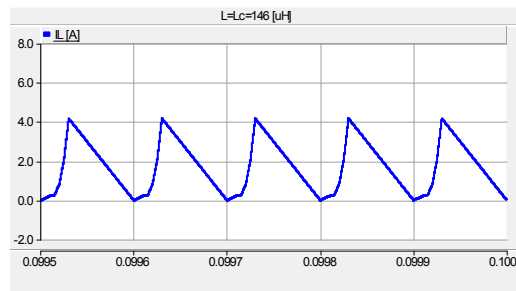
بر اساس پارامترهای جدول ۱، مقادیری که توسط (۱۱) و (۱۲) به عنوان اندوکتانس بحرانی مبدل ۳ ورودی در حالات دشارژ و شارژ باتری معرفی می‌شوند به ترتیب برابر $123 \mu H$ و $132 \mu H$ می‌باشند و شبیه‌سازی‌ها و نتایج عملی برای همین مقادیر سلف‌ها تکرار شده است. نتایج عملی و شبیه‌سازی اخذشده برای دو حالت دشارژ و شارژ باتری به ترتیب در شکل‌های ۶ و ۷ نمایش داده شده‌اند.

- [5] H. M. Mahery and E. Babaei, "Mathematical modeling of buck-boost dc-dc converter and investigation of converter elements on transient and steady state responses," *International J. of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 44, no. 1, pp. 949-963, Jan. 2013.
- [6] E. Babaei, M. E. S. Mahmoodieh, and H. M. Mahery, "Operational modes and output-voltage-ripple analysis and design considerations of buck-boost DC-DC converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 381-391, Jan. 2012.
- [7] E. Babaei and M. E. S. Mahmoodieh, "Analysis and investigation of energy transmission process in different operating modes of sepic converter," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 4, pp. 819-828, Oct. 2014.
- [8] E. Babaei, M. E. Seyed Mahmoodieh, and M. Sabahi, "Investigating buck DC-DC converter operation in different operational modes and obtaining the minimum output voltage ripple considering filter size," *J. of Power Electronics*, vol. 11, no. 6, pp. 793-800, Nov. 2011.
- [9] E. Babaei, K. Varesi, and N. Vosoughi, "Calculation of critical inductance in multi-input buck DC-DC converter," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 12, pp. 1034-1045, Oct. 2016.
- [10] K. Varesi, S. H. Hosseini, M. Sabahi, E. Babaei, and N. Vosoughi, "An improved non-isolated multiple-input buck dc-dc converter," in *Proc. 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conf., PEDSTC'17*, pp. 119-124, 14-16 Feb. 2017.
- [11] K. Varesi, S. H. Hosseini, M. Sabahi, E. Babaei, and N. Vosoughi, "Performance and design analysis of an improved non-isolated multiple input buck DC/DC converter," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 9, pp. 1034-1045, 2017.
- [12] F. Sedaghati, S. H. Hosseini, M. Sabahi, and G. B. Gharehpetian, "Analysis and implementation of a modular isolated zero-voltage switching bidirectional dc-dc converter," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 8, pp. 2035-2049, Jul. 2014.
- [13] A. Khaligh, J. Cao, and L. Young-Joo, "A multiple-input DC-DC converter topology," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 862-868, Mar. 2009.
- [14] L. Kumar and S. Jain, "Multiple-input DC/DC converter topology for hybrid energy system," *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 8, pp. 1483-1501, Sep. 2013.
- [15] L. Kumar and S. Jain, "A multiple source DC/DC converter topology," *International J. of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 51, pp. 278-291, Oct. 2013.
- [16] H. Behjati and A. Davoudi, "Single-stage multi-port DC-DC converter topology," *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 392-403, Feb. 2013.
- [17] H. Behjati and A. Davoudi, "A multiple-input multiple-output DC-DC converter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 49, no. 3, pp. 1464-1479, May 2013.
- [18] A. Nahavandi, M. T. Hagh, M. B. B. Sharifian, and S. Danyali, "A nonisolated multiinput multioutput DC-DC boost converter for electric vehicle applications," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 1818-1835, Apr. 2015.
- [19] M. K. Kazimierzuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*, John Wiley & Sons, 2015.

کاظم وارثی تحصیلات خود در مقاطع کارشناسی، کارشناسی ارشد (رتبه سوم) و دکتری (رتبه اول) را به ترتیب در دانشگاه تبریز، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی و دانشگاه تبریز، در رشته مهندسی برق قدرت و به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۷ و ۱۳۹۰ و ۱۳۹۶ به پایان رسانده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: مبدل‌های dc-dc چنددرگاه، مبدل‌های چندسطحی، خودروهای هیبریدی/برقی و سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر می‌باشد.

سیدحسین حسینی در سال ۱۳۵۵ مدرک کارشناسی خود را از دانشگاه تبریز، در سال ۱۳۵۷ مدرک DEA خود را از INPL فرانسه دریافت کردند و مدرک دکترا مهندسی برق خود را از همان دانشگاه در سال ۱۳۶۰ دریافت نمودند. ایشان از سال ۱۳۶۱ عضو هیأت علمی دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تبریز می‌باشند. ایشان فرصت مطالعاتی خود را در دانشگاه کوئینزلند کشور استرالیا در سال ۱۳۶۹ طی کرده است و از سال ۱۳۷۴ به عنوان استاد تمام دانشگاه تبریز درآمدند. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان الکترونیک قدرت، کاربردهای الکترونیک قدرت در سیستم‌های انرژی نو و ادوات FACTS می‌باشد.

مهران صباحی در سال ۱۳۷۰ مدرک کارشناسی خود را از دانشگاه تبریز، در سال ۱۳۷۳ مدرک کارشناسی ارشد خود را از دانشگاه تهران و مدرک دکترا مهندسی برق خود را از دانشگاه تبریز در سال ۱۳۸۸ دریافت نمودند. ایشان از سال ۱۳۸۸ عضو هیأت علمی



(ب)

شکل ۸: نتایج شبیه‌سازی اخذشده برای شکل موج جریان سلف (i_L) در مبدل هورودی در حالت (الف) دشارژ باتری و (ب) شارژ باتری.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله، ابتدا یک مبدل dc-dc کاهنده n -ورودی تک‌خروجی پرکاربرد معرفی گردید و سپس مدهای کاری و چگونگی فرایند انتقال انرژی در آن مورد بررسی قرار گرفت. اندوکتانس، یکی از عوامل تعیین نوع عملکرد مبدل از قبیل مد هدایت پیوسته، بحرانی و یا ناپیوسته می‌باشد. با انتخاب مقدار مناسب اندوکتانس سلف می‌توان عملکرد مبدل را در مد هدایت پیوسته تثبیت نموده و امنیت لازم برای کاربردهایی نظیر استخراج از معادن و اکتشافات را تضمین نمود. در مقالات پیشین، محاسبات اندوکتانس بحرانی تنها برای مبدل‌های با یک ورودی انجام می‌شد ولی در این مقاله، محاسبات اندوکتانس بحرانی برای گونه‌های ۳ و ۴‌ورودی مبدل پیشنهادی (برای هر دو حالت دشارژ و شارژ باتری) انجام گرفت. سپس با استفاده از استدلال استقرایی، یک رابطه جامع بر حسب تعداد ورودی‌ها برای محاسبه اندوکتانس بحرانی پیشنهاد گردید. روابط پیشنهادی، ضمن کاهش زمان و حجم محاسبات طراحی، دید بهتری از تأثیر اندازه هر یک از عناصر (مانند بار، ظرفیت خازن، فرکانس کلیدزنی، سیکل‌های کلیدها و اندازه ولتاژ منابع ورودی) روی عملکرد مبدل، در اختیار قرار می‌دهد. نتایج عملی و شبیه‌سازی اخذشده، صحت روابط پیشنهادی را تأیید می‌کنند.

مراجع

- [1] N. Zhang, D. Sutanto, and K. M. Muttaqi, "A review of topologies of three-port DC-DC converters for the integration of renewable energy and energy storage system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 56, pp. 388-401, Apr. 2016.
- [2] L. Shulin and M. Yibo, "Optimization design of the inductance of boost converters," in *Proc. Int. Conf. on Electrical and Control Engineering*, pp. 3949-3952, Wuhan, China, 25-27 Jun. 2010.
- [3] E. Babaei and M. E. S. Mahmoodieh, "Systematical method of designing the elements of the Cuk converter," *International J. of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 55, pp. 351-361, Feb. 2014.
- [4] E. Babaei and M. Seyed Mahmoodieh, "Calculation of output voltage ripple and design considerations of SEPIC converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1213-1222, Mar. 2014.

ابراهیم بابایی در سال ۱۳۷۱ مدارک کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکترا مهندسی برق خود را به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۰ و ۱۳۸۶ از دانشگاه تبریز دریافت نموده‌اند. ایشان از سال ۱۳۹۴ به عنوان استاد تمام دانشگاه تبریز درآمدند. ایشان دارای ۱۷ ثبت اختراع در زمینه الکترونیک قدرت می‌باشند. نام‌برده از سال ۱۳۹۲ سردبیر مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز می‌باشند. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان مدل‌سازی، طراحی و کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت، اینورترهای چند سطحی و سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر و ادوات FACT می‌باشد.

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تبریز می‌باشند. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان مبدل‌های الکترونیک قدرت و سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر می‌باشد.