

طراحی و ساخت یک مدار یکسان ساز ولتاژ بدون ترانسفورماتور برای استفاده در مجموعه‌های باتری‌های لیتیوم-یونی سری شده

سعید قاسم‌زاده^۱، رضا بیرانوند^۲، علی یزدیان ورجانی^۳

۱ دانش آموخته‌ی کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران

۲ استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تربیت مدرس - تهران - ایران، beiranvand@modares.ac.ir

۳ دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تربیت مدرس - تهران - ایران

چکیده

به دلیل کوچک بودن ولتاژ سلول‌های ذخیره‌ساز انرژی مانند باتری‌ها و ابرخازن‌ها، اغلب این سلول‌ها باهم سری شده و یک رشته را تشکیل می‌دهند. این قطعات نسبت به اضافه ولتاژ حساس بوده و فرآیند شارژ و دشارژ این ادوات به دلیل تفاوت‌های اجتناب ناپذیر آن‌ها سبب اختلاف ولتاژ آن‌ها، استفاده غیر بهینه از ظرفیت این ذخیره‌سازها، کاهش طول عمر، و حتی انفجار می‌گردد. به منظور رفع این مشکلات و عملکرد ایمن و اقتصادی ذخیره‌سازها، استفاده از مبدل‌های یکسان‌ساز ولتاژ در عمل الزامی است. مدار پیشنهادی در این مقاله ضمن رفع مشکلات فوق دارای عناصر کمتری نسبت به ساختارهای مرسوم بوده، ابعاد، هزینه، و پیچیدگی کمتری دارد و در یک فرکانس ثابت با کلیدزنی نرم و بدون نیاز به مدار فیدبک کار می‌کند و نسبت به مبدل‌های مرسوم اقتصادی‌تر است. در اینجا شبیه‌سازی‌ها و تحلیل حالت‌های کاری مبدل به همراه شکل موج‌های مدار برای چهار باتری لیتیوم-یونی سری شده ارائه شده است. جهت بررسی صحت عملکرد مدار پیشنهادی یک نمونه‌ی آزمایشگاهی طراحی و ساخته شده است. نتایج آزمایشگاهی حاصل، با تحلیل‌ها و نتایج شبیه‌سازی به خوبی مطابقت دارد و اختلاف ولتاژ باتری‌ها در شبیه‌سازی‌ها و در عمل به ترتیب کمتر از ۵ و ۱۰ میلی‌ولت است که نشانگر عملکرد صحیح مدار می‌باشد.

کلیدواژه: باتری، توازن ولتاژ، چند برابر کننده‌ی ولتاژ، سلول‌های سری شده، مبدل تشدید یونی سری

مقدمه

عملکرد ایمن، اقتصادی، و طولانی مدت رشته سلول‌های سری شده، استفاده از یکسان‌سازهای ولتاژ امری حیاتی است.

ساختارهای ارائه شده‌ی مبدل‌های یکسان‌ساز ولتاژ در مقالات به دو دسته کلی مبدل‌های با تلفات و بدون تلفات تقسیم می‌شوند. در ساختارهای با تلفات از مقاومت برای تلف کردن اضافه انرژی استفاده می‌شود [۱] که عمده‌ترین مزایای آنها کوچک بودن و هزینه پایین آن-هاست، ولی اتلاف انرژی، مشکلات حرارتی، و نیاز به گرماگیرهای بزرگ از جمله مشکلات عمده‌ی آن‌هاست. برای غلبه بر مشکلات موجود در روش‌های غیرفعال، روش‌های فعال در مقالات پیشنهاد شده است که در آن‌ها برای توازن ولتاژ سلول‌ها از عناصری نظیر سلف و خازن استفاده می‌شود. در این روش‌ها، اضافه انرژی برداشت شده از سلولی که دارای انرژی بیشتری است، به سلولی که کمتر شارژ شده و انرژی کمتری دارد و یا به کل مجموعه‌ی باتری‌های سری شده منتقل می‌شود.

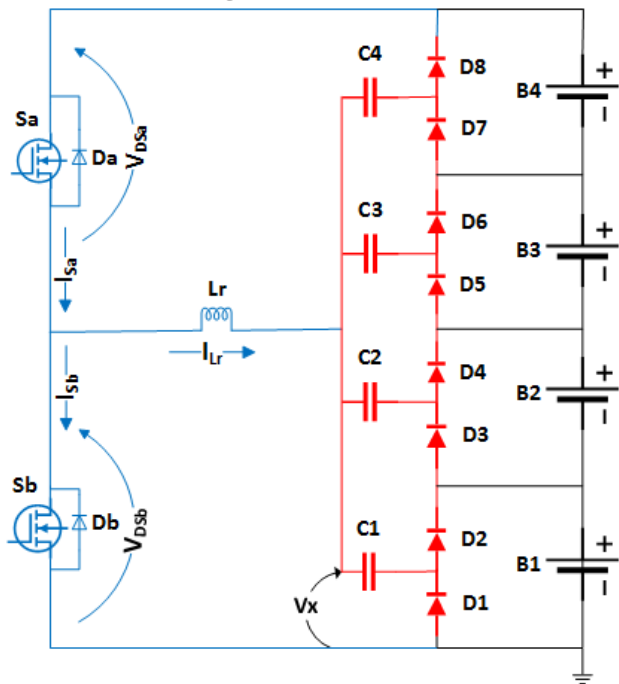
ساختارهای توازن فعال مبتنی بر سلف، به دو صورت چند سلفی [۶-۲] و تک سلفی [۷، ۸] تقسیم می‌شوند که در آن‌ها انرژی توسط سلف از سلولی که ولتاژ بیشتری دارد به سلولی که ولتاژ کمتری دارد منتقل

امروزه باتری به علت استفاده در سیستم‌های الکترونیکی و الکترونیک به عنوان عضو تأمین کننده‌ی توان و در بسیاری از سیستم‌های تولید انرژی به عنوان عضو ذخیره‌کننده‌ی انرژی کاربرد وسیعی پیدا کرده است. از این رو پرداختن به چالش‌های مرتبط با آن نیز دارای جایگاه ویژه‌ای است. باتری‌های لیتیوم-یون یکی از پرکاربردترین باتری‌های قابل شارژ به دلیل مزایایی از قبیل چگالی انرژی بالا، نرخ دشارژ خودی کم و... می‌باشند. با توجه به اینکه سطح ولتاژ سلول‌های ذخیره‌ساز مانند باتری‌ها و ابرخازن‌ها پایین می‌باشد اغلب لازم است که این سلول‌ها باهم سری و یا موازی شده تا ولتاژ و جریان مورد نیاز بار تأمین شود. فرآیند تکرار شارژ و دشارژ باتری‌ها به دلیل برخی از تفاوت‌های اجتناب‌ناپذیر باتری‌ها از قبیل: مشخصه‌های شیمیایی و الکترونیکی متفاوت، فرسودگی نامتقارن باتری‌ها، توزیع دمایی غیر یکنواخت، و... باعث عدم تعادل شارژ باتری‌ها می‌گردد. این عدم تعادل در سطوح متوسط سبب استفاده غیر بهینه از انرژی، کاهش طول عمر باتری و در سطوح بالاتر سبب خطای عملکردی، آتش‌سوزی، و حتی انفجار می‌گردد. بنابراین، به منظور

و نتایج حاصل از ساخت یک نمونه آزمایشگاهی مبدل نیز ارائه شده است. در خاتمه، این مدار با مدارات مرسوم مقایسه شده است.

معرفی مدار توازن ولتاژ پیشنهادی

مدار پیشنهادی برای یکسان سازی ولتاژ چهار باتری لیتیوم-یون سری شده در شکل ۱ نشان داده شده است. همان طور که ملاحظه می شود ساختار پیشنهادی از ترکیب مبدل تشدید سری و یک مدار چند برابر کننده ولتاژ حاصل شده است. با اینکه ضرب کننده مورد استفاده بر اساس ایده مطرح شده در [۲۵] است ولی با توجه به اینکه ورودی و خروجی مدار از هم ایزوله نیستند از ترانسفورماتور که حجم ترین قطعه است صرف نظر و همچنین در مدار تشدید به جای یک خازن جداگانه از خازن های مدار ضرب کننده استفاده شده تا تعداد قطعات کاهش یابد. در ضمن، به جای برشگر غیرفعال RCD که جهت محدود کردن ولتاژ کلید قدرت و کاهش تلفات کلیدزنی به کار رفته، از مدار تشدید سری که بسیار مؤثرتر تلفات کلیدزنی و نویز را کاهش و تنش ولتاژ روی کلیدهای قدرت را به ولتاژ باتری ها محدود می نماید، استفاده شده است.



شکل ۱. ساختار مدار پیشنهادی با چهار باتری سری شده

خازن های C_1-C_4 و دیوده های D_1-D_4 مدار چند برابر کننده ولتاژ را شکل داده و خازن های C_1-C_4 در حالت های کاری مدار با سلف L_r یک مدار تشدید سری را تشکیل می دهند. ورودی این مبدل تشدید به خود مجموعه سری سلول ها وصل بوده و توان ورودی به آن توسط مدار تشدید سری و چند برابر کننده ولتاژ بین سلول ها توزیع می شود. در ساختار پیشنهادی تنها از دو MOSFET استفاده شده و پیچیدگی آن در مقایسه با مبدل های مرسوم که تعداد MOSFET های مورد نیاز آن ها رابطه مستقیم با تعداد سلول های سری شده دارد، کاهش یافته است. علاوه بر این، این مدار در یک فرکانس ثابت از قبل تعیین

می گردد. مزیت ساختارهای چند سلفی تلف نشدن انرژی سلول ها در فرآیند توازن و در نتیجه بازده بالای مدار و همچنین توانایی توازن ولتاژ در طی فرآیند شارژ و دشارژ است. تعداد زیاد MOSFET ها و سلف های مورد نیاز و در نتیجه ابعاد و هزینه های بالای این ساختارها، نیاز به سنسور ولتاژ با دقت بالا و همچنین طولانی بودن زمان انتقال انرژی از بالاترین سلول به پایین ترین سلول، بخصوص زمانی که تعداد سلول های سری شده زیاد است، از مهم ترین معایب این ساختارها می باشد. برای رفع مشکل پایین بودن سرعت توازن در ساختارهای چند سلفی، ساختارهای تک سلفی در مقالات معرفی شده اند که در آن ها فقط از یک سلف استفاده شده است. اما، مشکل تعداد زیاد MOSFET ها در این ساختارها و همچنین نیاز به مدار کنترل هوشمند همچنان پابرجاست. ساختارهای دیگر مبتنی بر اتصال چندین مبدل dc-dc مانند باک-بوست [۴]، کاک [۹]، و یا فلائی بک [۱۰-۱۲] می باشند. در نتیجه، در این ساختارها تعداد کلیدهای قدرت، سلف، و یا ترانسفورماتور، متناسب با تعداد سلول های سری شده است. به عبارت دیگر، پیچیدگی و هزینه این مبدل ها، بخصوص زمانی که تعداد سلول های سری شده زیاد است، افزایش می یابد. در مبدل های توازنی که از ترانسفورماتورهای با چند سیم پیچ در ثانویه استفاده می کنند [۱۶-۱۳]، تعداد MOSFET های مورد نیاز به طور قابل توجهی کاهش می یابد ولی وجود ترانسفورماتور با چند سیم پیچ در ساختار این مبدل ها موجب افزایش هزینه، حجم، و همچنین پیچیدگی طراحی این مبدل ها می شود. در ساختارهای مبتنی بر خازن (مبدل های کلید-خازنی) [۲۴-۱۷]، به دلیل عدم استفاده از عناصری نظیر سلف و ترانسفورماتور، دارای مزایایی از قبیل: پیاده سازی راحت تر، قابلیت مجتمع شدن، و ابعاد کوچکتر نسبت به روش های مبتنی بر کلید-سلف می باشند، ولی نیاز به تعداد زیاد خازن، MOSFET و مدار راه انداز آن، نیاز به سنسورهای ولتاژ، و همچنین نیاز به مدار کنترل هوشمند و دقیق برای تشخیص باتری های با کمترین و بیشترین ولتاژ، جهت تبادل شارژ، از جمله معایب آن هاست.

در این مقاله، یک مبدل متشکل از دو MOSFET، مبتنی بر مدار تشدید LC سری و ضرب کننده ولتاژ بدون استفاده از ترانسفورماتور پیشنهاد شده است که مشکلات ذکر شده را نداشته و در مقایسه با مدارهای مرسوم یکسان ساز ولتاژ تعداد عناصر کمتری دارد. در نتیجه، پیچیدگی، حجم، و قیمت آن به طور قابل ملاحظه ای کاهش یافته است. همچنین، در مدار پیشنهادی فرآیند یکسان سازی ولتاژ باتری ها کاملاً خودکار است. این مبدل در یک فرکانس ثابت از قبل تعیین شده و با کلیدزنی نرم کار می کند و به دلیل کاهش نویز و تلفات کلیدزنی می توان فرکانس را افزایش و به تبع آن حجم مبدل را کاهش داد. این مبدل همچنین نیازی به سنسور ولتاژ و مدار کنترل ندارد و در نتیجه پیاده سازی و ساخت آن نسبت به مبدل های مرسوم بسیار راحت تر است. در ادامه، ابتداء مدار پیشنهادی ارائه و حالت های کاری مختلف آن بررسی می شود. سپس، تحلیل های تئوری به همراه شکل موج های اصلی مدار ارائه می شود. جهت بررسی صحت عملکرد مدار، نتایج شبیه سازی

ساختار پیشنهادی دارای چهار وضعیت کاری متفاوت در طول یک دوره‌ی تناوب کلیدزنی است. در شکل ۳ این چهار وضعیت کاری مدار در حالت یکسان بودن ولتاژ سلول‌ها رسم شده است. در وضعیت ۱ دیود بدنه کلید قدرت S_a و دیودهای شماره فرد مدار چند برابر کننده ولتاژ هدایت می‌کنند. همچنین، انرژی ذخیره شده در سلف و خازن‌های C_1-C_4 توسط دیودهای شماره فرد به رشته سلول‌ها منتقل می‌شود.

قبل از اینکه جریان S_a صفر شود ولتاژ مناسب به گیت آن (V_{GSSa}) اعمال می‌شود و زمانی که جریان S_a به صفر رسیده و تغییر جهت می‌دهد، وضعیت ۲ شروع می‌شود. در این وضعیت کاری، باتری‌ها توسط دیودهای شماره زوج در L_r و خازن‌های C_1-C_4 دشارژ می‌شوند. وضعیت کاری ۳ بعد از خاموش شدن کلید S_a شروع می‌شود، در این وضعیت انرژی سلف مدار تشدید و خازن‌ها توسط دیود بدنه‌ی کلید S_b و دیودهای شماره زوج مدار چند برابر کننده ولتاژ به باتری‌ها منتقل می‌شود. قبل از صفر شدن جریان S_b ، سیگنال به گیت کلید S_b اعمال می‌شود و با صفر شدن جریان S_b وضعیت کاری ۴ شروع شده و انرژی از باتری‌ها به سلف مدار تشدید و خازن‌های C_1-C_4 منتقل می‌شود.

ولتاژ خازن‌های C_1-C_4 در وضعیت‌های کاری (الف) و (ت) که دیودهای فرد مدار چند برابر کننده ولتاژ در حال هدایت هستند از روابط زیر بدست می‌آیند:

$$\begin{aligned} V_{C1o} &= -V_{X-o} - V_D \\ V_{C2o} &= -V_{X-o} - V_D + V_{B1} \\ V_{C3o} &= -V_{X-o} - V_D + V_{B1} + V_{B2} \\ V_{C4o} &= -V_{X-o} - V_D + V_{B1} + V_{B2} + V_{B3} \end{aligned} \quad (2)$$

در این روابط V_{X-o} ولتاژ اعمالی به مدار چند برابر کننده ولتاژ در زمان هدایت دیودهای فرد است که در شکل ۱ نیز نشان داده شده است و V_D افت ولتاژ دیودها در هنگام هدایت می‌باشد. همچنین ولتاژ خازن‌های C_1-C_4 در وضعیت کاری (ب) و (پ) که دیودهای زوج در حال هدایت می‌باشند از روابط زیر بدست می‌آیند.

$$\begin{aligned} V_{C1E} &= -V_{X-E} + V_D + V_{B1} \\ V_{C2E} &= -V_{X-E} + V_D + V_{B1} + V_{B2} \\ V_{C3E} &= -V_{X-E} + V_D + V_{B1} + V_{B2} + V_{B3} \\ V_{C4E} &= -V_{X-E} + V_D + V_{B1} + V_{B2} + V_{B3} + V_{B4} \end{aligned} \quad (3)$$

در این روابط V_{X-E} بیشترین دامنه ولتاژ اعمال شده به مدار چند برابر کننده ولتاژ در زمان هدایت دیودهای زوج می‌باشد.

مدل سازی مدار چند برابر کننده ولتاژ

تغییرات ولتاژ خازن‌های C_1-C_4 در یک دوره تناوب کلیدزنی از تفریق رابطه (۳) از رابطه (۲) به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} \Delta V_{C1} &= (V_{X-E} - V_{X-o}) - 2V_D - V_{B1} \\ \Delta V_{C2} &= (V_{X-E} - V_{X-o}) - 2V_D - V_{B2} \\ \Delta V_{C3} &= (V_{X-E} - V_{X-o}) - 2V_D - V_{B3} \\ \Delta V_{C4} &= (V_{X-E} - V_{X-o}) - 2V_D - V_{B4} \end{aligned} \quad (4)$$

متوسط بار ذخیره شده در خازن به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} Q &= C \Delta V \\ \Delta V &= I R_{eq} \end{aligned} \quad (5)$$

مقدار متوسط جریان عبوری از خازن‌های C_1-C_4 از ترکیب رابطه

(۴) و (۵) بدست می‌آید:

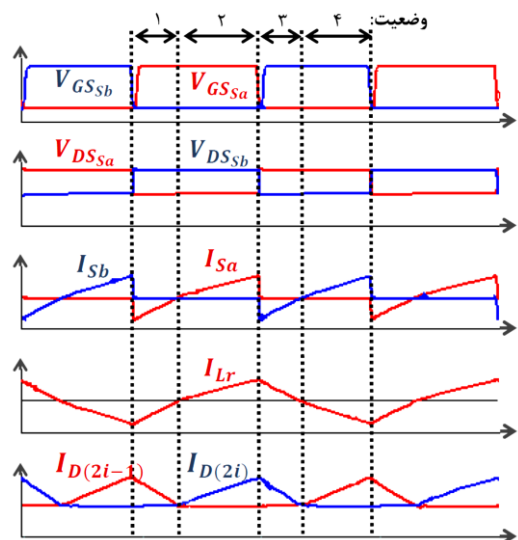
شده کار می‌کند و به صورت کاملا خودکار روند توازن ولتاژ سلول‌ها اتفاق می‌افتد. در نتیجه، در آن نیازی به بازخورد کنترلی و سنسورهای ولتاژ و سیستم هوشمند جهت تشخیص وضعیت شارژ باتری‌ها نیست. از مزایای دیگر این ساختار وجود تنها یک عنصر مغناطیسی است در حالی که در ساختارهای مرسوم نیاز به چندین ترانسفورماتور [۱۵]، ترانسفورماتور با چند سیم‌پیچ ثانویه [۱۲]، و یا متناسب با تعداد سلول‌های سری شده نیاز به چندین سلف می‌باشد [۳]. لذا، ابعاد، حجم، و قیمت آن نسبت به سایر ساختارهای مرسوم کمتر است.

بررسی عملکرد مدار پیشنهادی

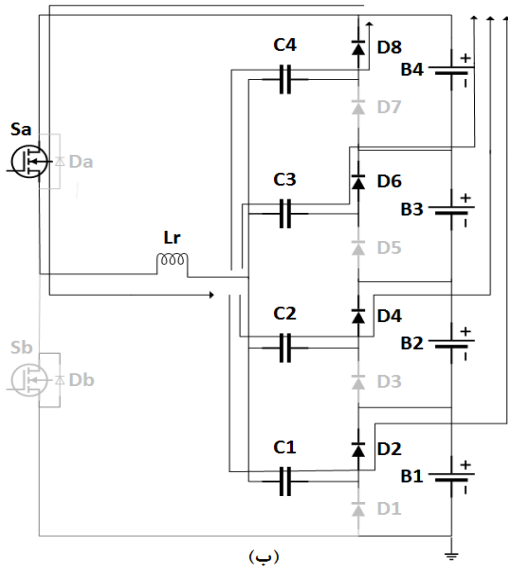
لازم به ذکر است که این مبدل فقط وظیفه متعادل نمودن ولتاژ باتری‌های سری شده را بر عهده دارد و مستقل از مدار شارژر است. در اینجا، جهت تحقق کلیدزنی نرم و کاهش تلفات کلیدزنی و نویز، مبدل پیشنهادی مشابه مبدل تشدید سری مرسوم بالاتر از فرکانس تشدید آن کار می‌کند. در حالت کلی، فرکانس تشدید این مبدل متغیر بوده و در صورت یکسان بودن ولتاژ باتری‌ها به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_T}} \quad , \quad C_T = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 \quad (1)$$

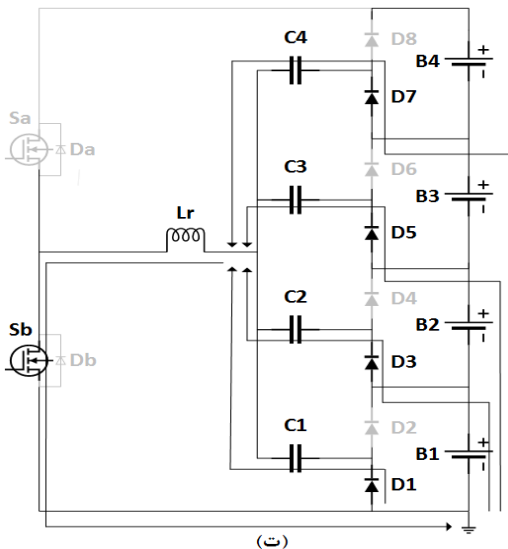
در صورت یکسان نبودن ولتاژ باتری‌ها، به علت شرکت نداشتن بعضی از خازن‌های C_1-C_4 در عملکرد مدار، فرکانس تشدید بزرگتر از مقدار حاصل از رابطه (۱) است. وضعیت‌های کلیدزنی مدار پیشنهادی برای فرکانس کلیدزنی بالاتر از فرکانس تشدید در شکل ۲ نشان داده شده است. MOSFET‌های S_a و S_b به صورت متناوب و با دوره وظیفه‌ی کمی کمتر از ۵۰٪ روشن و سپس خاموش می‌شوند. همان‌طور که از این شکل‌موج‌ها ملاحظه می‌شود جریان I_{Lr} نسبت به ولتاژ V_{DSa} تأخیر دارد. جریان‌های I_{Sb} و I_{Sa} قبل از روشن شدن MOSFET‌ها منفی بوده و دیود بدنه آنها در حال هدایت است. در نتیجه، در فرکانس‌های کلیدزنی بالاتر از فرکانس تشدید، MOSFET‌ها در ولتاژ صفر روشن می‌شوند.



شکل ۲. شکل موج‌های کلیدی و وضعیت‌های کلیدزنی مدار پیشنهادی

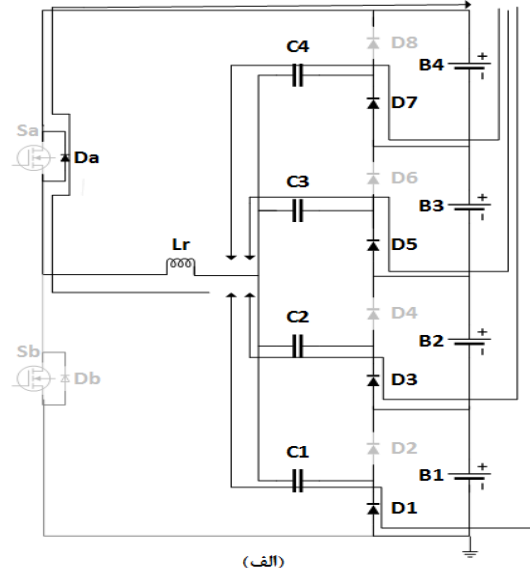


(ب)

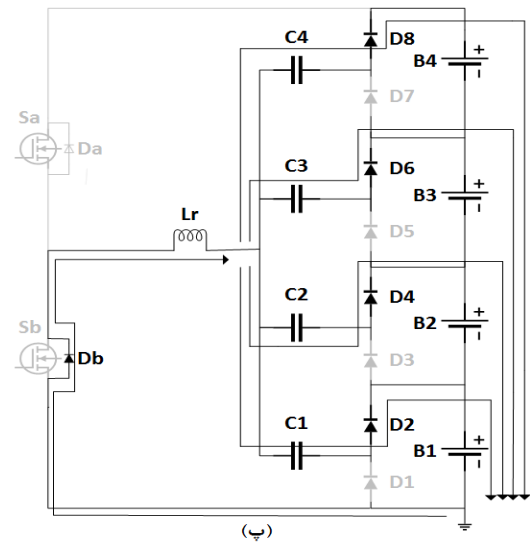


(ت)

$$\begin{aligned} I_{C1}R_{eq1} &= (V_{X-E} - V_{X-O}) - 2V_D - V_{B1} \\ I_{C2}R_{eq2} &= (V_{X-E} - V_{X-O}) - 2V_D - V_{B2} \\ I_{C3}R_{eq3} &= (V_{X-E} - V_{X-O}) - 2V_D - V_{B3} \\ I_{C4}R_{eq4} &= (V_{X-E} - V_{X-O}) - 2V_D - V_{B4} \end{aligned} \quad (6)$$

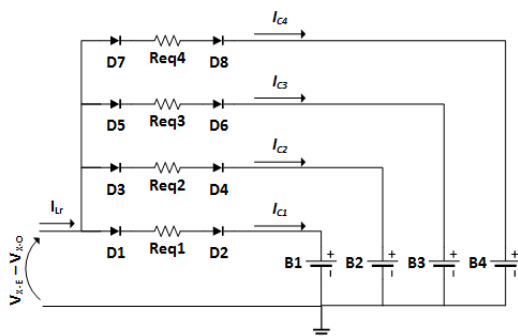


(الف)



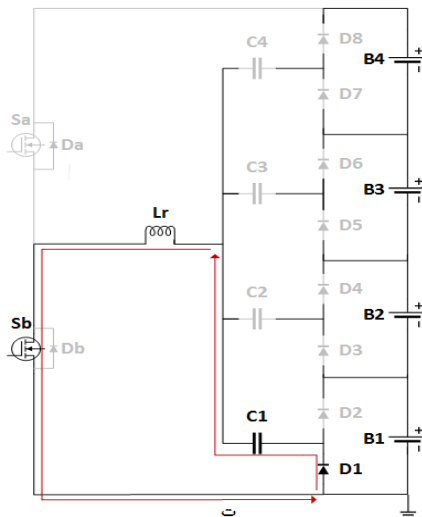
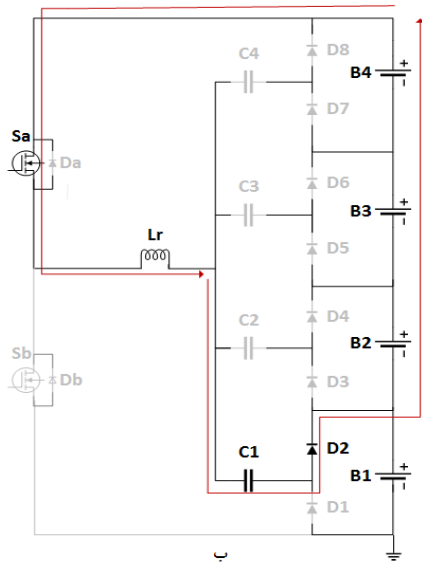
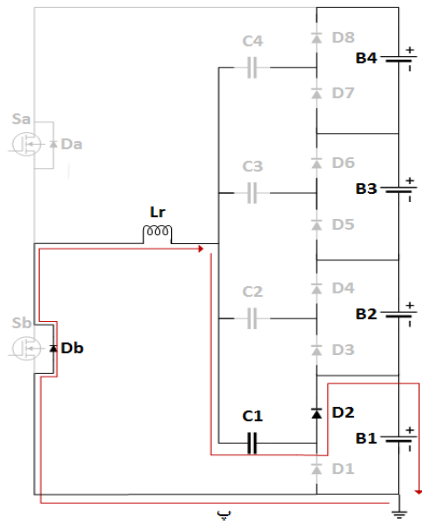
(پ)

شکل ۳. مدار معادل های وضعیت های کاری مختلف مبدل پیشنهادی در یک دوره تناوب کلیدزنی در حالت مساوی بودن ولتاژ باتری ها



شکل ۴. مدار معادل چند برابر کننده ولتاژ

مدار معادل مدار چند برابر کننده ولتاژ از رابطه (۶) بدست می آید که در شکل ۴ نشان داده شده است. همه باتری ها به ترمینال مشترک با ولتاژ $V_{X-E} - V_{X-O}$ توسط دو دیود و مقاومت معادل R_{eq-i} وصل شده اند. این مدار معادل بیانگر این است که وقتی ولتاژ باتری ها نامساوی می شود مدار توازن عمده جریان را به باتری با کمترین ولتاژ تحویل می دهد و در نهایت ولتاژ همه باتری ها یکسان می شود.

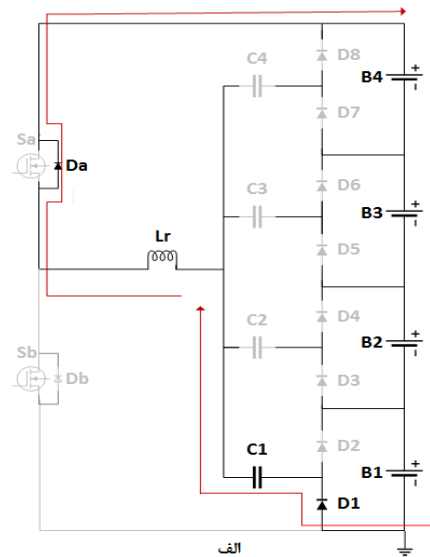


شکل ۵. وضعیت‌های کاری مدار در حالت مساوی نبودن ولتاژ یکی از باتری‌ها با بقیه

ولتاژ باتری‌ها و کلیدزنی در بالای فرکانس تشدید، مدار معادل ac مبدل بدست می‌آید. با توجه به شکل ۳ مدار معادل ac ساختار پیشنهادی در حالت مساوی بودن ولتاژ باتری‌ها به صورت شکل ۶ می‌باشد. مقاومت‌های $T1-T4$ مقاومت معادل سری خازن‌های $C1-C4$ هستند، افت

مسیر جریان در حالت مساوی نبودن ولتاژ سلول‌ها

با توجه به مدار معادل شکل ۴ در هنگام مساوی نبودن ولتاژ سلول‌ها تنها بعضی از خازن‌های $C1-C4$ شارژ و دشارژ می‌شوند. به طور مثال اگر ولتاژ باتری $B1$ دارای کمترین مقدار در میان ولتاژهای باتری‌ها باشد، جریان از طریق دیودهای $D1, D2$ و مقاومت معادل R_{eq1} به سمت باتری $B1$ جاری شده و باتری شارژ می‌شود. یعنی فقط خازن $C1$ شارژ و دشارژ می‌شود و بقیه خازن‌ها عملکردی ندارند. لذا، فرکانس تشدید توسط سلف L_r و خازن $C1$ تعیین می‌شود. از این رو، در هنگام مساوی نبودن ولتاژ باتری‌ها فرکانس تشدید بیشتر از مقدار فرکانس تشدید در حالت کاری مدار برای حالتی که ولتاژ باتری $B1$ مقدار کمتری نسبت به ولتاژ باتری‌های $B2-B4$ دارد، نشان داده شده است.



الف

مدار معادل ac ساختار پیشنهادی

مدار معادل بدست آمده در قسمت قبل دید مناسبی از نحوه عملکرد مدار و توازن ولتاژ باتری‌ها می‌دهد. در این بخش با فرض یکسان بودن

$$I_{ave} = \frac{2I_m}{T_s} \int_0^{0.5T_s} \sin(\omega t) dt = \frac{2I_m}{\pi} \quad (11)$$

$$= \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \times \frac{V_{in}-V_B-2V_D}{\sqrt{\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_{tot}}\right)^2 + r_{tot}^2}}$$

با توجه به رابطه (۱۱)، جریان متوسط سلف با مقدار $(V_{in} - V_B - 2V_D)$ رابطه مستقیم و با اندازه امپدانس ورودی، $|Z_{in}|$ ، رابطه معکوس دارد. از آنجایی که ولتاژ V_{in} چهار برابر بزرگتر از V_B بوده و در فرکانس تشدید، مقدار $|Z_{in}|$ مقدار کوچکی است در نتیجه جریان I_{ave} مقدار بزرگی خواهد داشت. بنابراین برای اینکه جریان مدار را به مقدار معینی محدود کنیم باید فرکانس کلیدزنی به اندازه کافی از فرکانس تشدید بزرگتر باشد تا اندازه $|Z_{in}|$ بزرگ بوده و جریان محدود شود. در واقع با مشخص بودن اندازه V_{in} و V_B و انتخاب مناسب فرکانس کلیدزنی، بدون نیاز به فیدبک کنترلی، می توان جریان مدار را به مقدار معینی محدود کرد.

با توجه به مدار معادل بدست آمده در قسمت قبل می توان نحوه مسایوی شدن ولتاژ باتری های سری شده را بیان نمود. مجموعه ی سری باتری ها، انرژی ورودی به مدار توازن را تأمین نموده و این انرژی ورودی توسط مدار چندبرابر کننده ی ولتاژ بین باتری های سری شده با توجه به سطح ولتاژ آن ها به گونه ای توزیع می شود که باتری با بیشترین ولتاژ، با تحویل انرژی به مدار تخلیه شده و باتری با کمترین ولتاژ در مجموعه سری، با دریافت انرژی از مدار شارژ می شود. نهایتاً، با ادامه این روند ولتاژ همه ی باتری های مجموعه سری یکسان می شود. البته این موضوع تا زمانی درست است که مقاومت معادل نشان داده شده در مدار معادل، R_{eq} ، و افت ولتاژ هدایت دیودها، V_D ، یکسان باشد که در عمل هم می توان این فرض را با دقت خوبی پذیرفت.

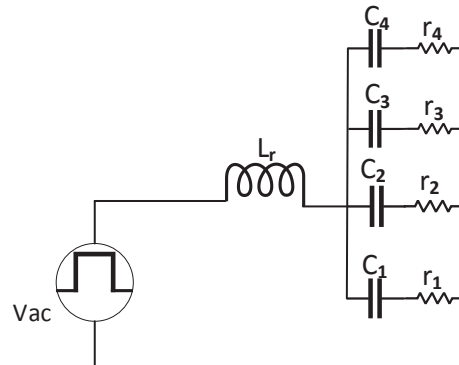
نتایج شبیه سازی

با استفاده از نرم افزار PSpice و با مشخصات ارائه شده در جدول ۱ مدار پیشنهادی شبیه سازی شده است. در اینجا، برای مدل سازی باتری ها از خازن هایی با ظرفیت 10 mF با مقدار ولتاژ اولیه و مقاومت سری معادل برابر با $50\text{ m}\Omega$ به عنوان امپدانس داخلی باتری استفاده شده است. جهت نزدیک ساختن رفتار مدار به رفتار واقعی، در شبیه سازی از مدل های دقیق MOSFET ها و دیودها استفاده شده است. مدار پیشنهادی با فرکانس کلیدزنی 250 kHz و دوره وظیفه ی ثابت 0.47 شبیه سازی شده است. شکل موج ولتاژ باتری ها در شکل ۷ نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می شود با توجه با اینکه ولتاژ اولیه باتری B_3 بیشترین مقدار اولیه را دارد ولتاژ آن کاهش یافته و انرژی مدار را تأمین می کند و باتری B_2 با کمترین ولتاژ اولیه شارژ می شود و بعد از 127 ms اختلاف ولتاژ باتری ها به کمتر از 5 mV می رسد.

جدول ۱. مقادیر عناصر مدار پیشنهادی

| مقدار | نماد | پارامترهای مدار |
|------------------|----------------------------------|------------------------|
| 250 kHz | f_{sw} | فرکانس کلیدزنی |
| 0.47 | D | دوره ی وظیفه ی کلیدزنی |
| 3.7, 3, 4, 3.4 V | $V_{B1}, V_{B2}, V_{B3}, V_{B4}$ | ولتاژ سلول ها |

ولتاژ دیودها و ولتاژ باتری ها با یک منبع ولتاژ مربعی با دامنه $V_{in}-V_B-2V_D$ مدل شده است و V_{in} مجموع ولتاژ باتری های سری شده می باشد. مدار معادل رسم شده برای حالتی است که ولتاژ همه باتری ها مساوی باشد و در صورت مساوی نبودن ولتاژها، خازن هایی که در عملکرد مدار شرکت ندارند از مدار معادل مذکور حذف می شوند. به عنوان مثال وقتی باتری B_1 کمترین ولتاژ را بین باتری ها دارد، آنگاه خازن های C_2-C_4 و مقاومت معادل آنها از این مدار معادل حذف می شوند.



شکل ۶. مدار معادل ac ساختار پیشنهادی در حالتی که ولتاژ باتری ها یکسانند

با توجه به تبدیل فوریه یک سیگنال مربعی با دامنه ۱ که هارمونیک های زوج آن صفر بوده و دامنه هارمونیک های فرد آن نیز برابر $A_n = 2/(n\pi)$ می باشد، دامنه مؤلفه ی اصلی منبع ولتاژ مربعی شکل ۶ به صورت زیر بدست می آید:

$$V_m = \frac{2}{\pi} (V_{in} - V_B - 2V_D) \quad (7)$$

که در این رابطه V_{in} مجموع ولتاژ باتری ها می باشد. امپدانس ورودی مدار به صورت زیر محاسبه می شود:

$$Z_{in} = j\omega L_r - \frac{j}{\omega C_{tot}} + r_{tot} \quad (8)$$

$$|Z_{in}| = \sqrt{\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_{tot}}\right)^2 + r_{tot}^2}$$

$C_{tot} = C_1 + C_2 + C_3 + C_4$ ، $r_{tot} = r_1 \parallel r_2 \parallel r_3 \parallel r_4$
امپدانس ورودی برحسب امپدانس مشخصه، Z_0 ، و ضریب کیفیت بی باری، Q_0 ، به صورت رابطه (۹) بدست می آید.

$$|Z_{in}| = Z_0 \sqrt{\frac{1}{Q_0^2} + \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)^2} \quad (9)$$

$$Z_0 = \omega_r L = \frac{1}{\omega_r C_{tot}} \quad , \quad Q_0 = \frac{Z_0}{r_{tot}}$$

بدلیل اینکه هم ورودی مدار و هم خروجی آن به صورت منبع ولتاژ با دامنه متفاوت بوده و این دو منبع به هم وصل شده اند، بنابراین باید جریان مدار کنترل شده و یا در محدوده معینی نگه داشته شود تا مدار آسیب نبیند. دامنه جریان سلف L_r به صورت محاسبه می شود:

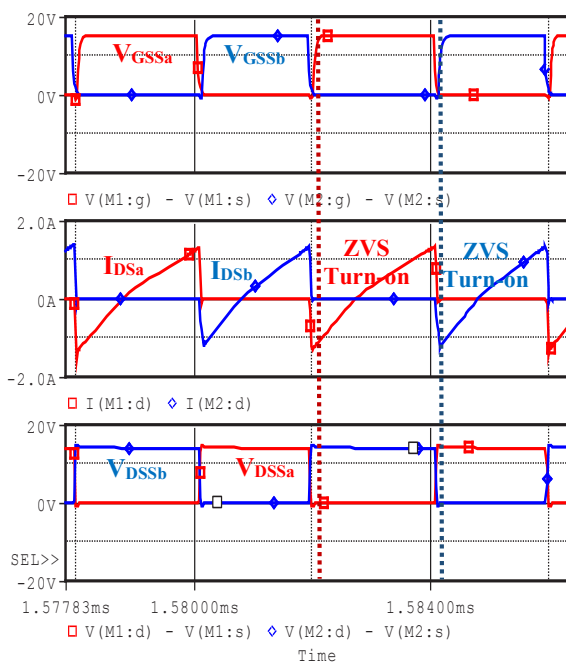
$$I_m = \frac{V_m}{|Z_{in}|} \quad (10)$$

جریان متوسط سلف در نصف دوره تناوب کلیدزنی به صورت زیر

بدست می آید:

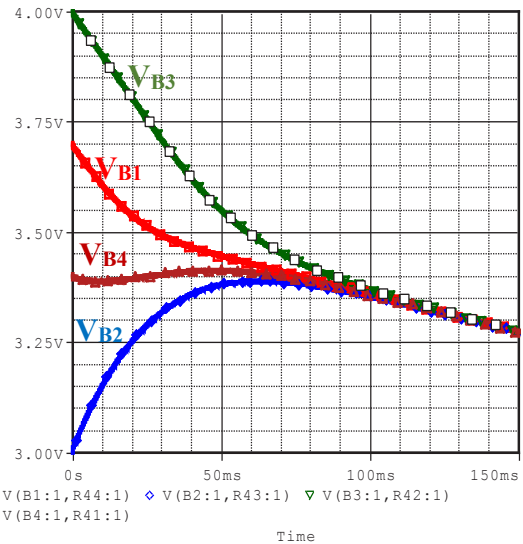
همان‌طور که از شکل موج‌های جریان و ولتاژ MOSFETها در شکل ۹ ملاحظه می‌شود، جریان این کلیدها در لحظه روشن شدن منفی بوده و دیود بدنه آنها در حال هدایت است. بنابراین، در لحظه روشن شدن آنها ولتاژ درین-سورس صفر بوده و کلیدزنی در ولتاژ صفر (ZVS) رخ می‌دهد. چون تلفات عمده MOSFETها در زمان روشن شدن آنها رخ می‌دهد، با تحقق کلیدزنی ZVS در لحظه روشن شدن، تلفات کلیدزنی و نویز به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش و بازده بهبود می‌یابد.

در شکل ۱۰ شکل موج‌های ولتاژ و جریان دیودها نشان داده شده است. تلفات عمده دیودها به دلیل جریان بازبایی معکوس در لحظه خاموش شدن می‌باشد. همان‌طور که از شکل مشخص است، جریان دیودها قبل از افزایش ولتاژ دو سر آنها صفر می‌شود. به عبارت دیگر، کلیدزنی در جریان صفر (ZCS) رخ می‌دهد و به همین دلیل تلفات کلیدزنی دیودها هم کاهش می‌یابد. همچنین به دلیل وجود خازن‌های تشدید C_1-C_4 در مسیر جریان دیودها، قبل از هدایت دیودها، ولتاژ دو سر آنها به نرمی کاهش پیدا می‌کند و سپس دیودها جریان را هدایت می‌کنند. به عبارت دیگر، این دیودها با کلیدزنی در ولتاژ صفر روشن می‌شوند. بنابراین، تلفات کلیدزنی همه عناصر نیمه‌هادی به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته و بازده مدار بهبود می‌یابد. همچنین، کلیدزنی نرم ادوات قدرت و سادگی مدار کنترل امکان طراحی مدار در فرکانس‌های بالا جهت کاهش حجم و افزایش چگالی توان را فراهم می‌نماید.



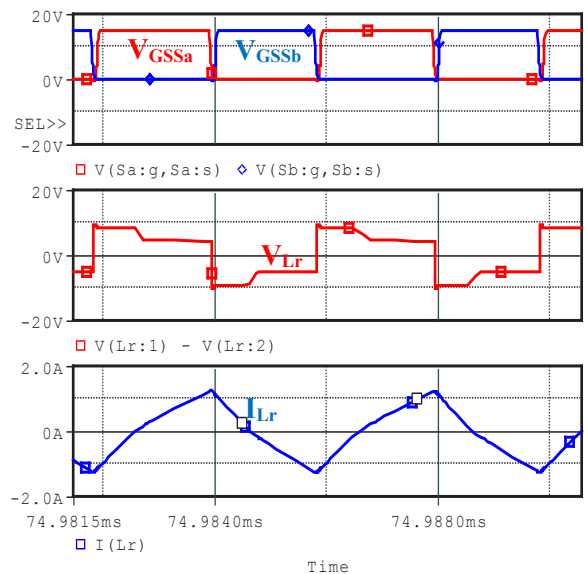
شکل ۹. شکل موج‌های ولتاژ و جریان MOSFETهای S_a و S_b

| سلف تشدید | L_r | ۵ μH |
|----------------------|--|-------------------------------|
| خازن‌های تشدید | C_1, C_2, C_3, C_4 | ۲.۲ μF |
| خازن‌های فیلتر خروجی | $C_{out1}, C_{out2}, C_{out3}, C_{out4}$ | ۱۰۰ μF |
| کلید قدرت | S_a, S_b | IRF532, $R_{on} = 0.2 \Omega$ |
| دیود | $D_1 - D_8$ | 1N5820, $V_D = 0.47 V$ |

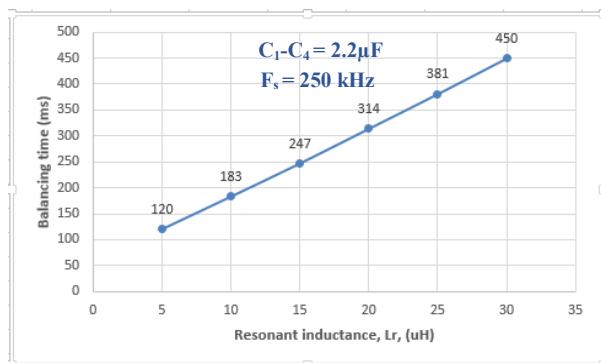
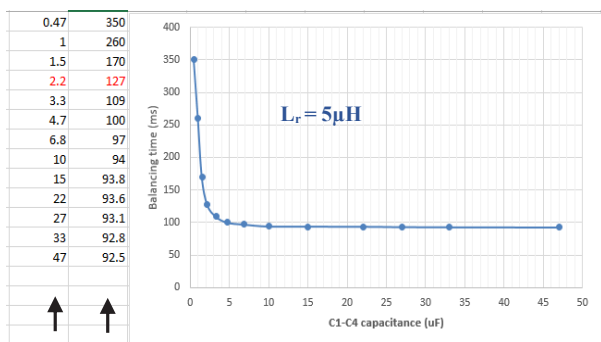


شکل ۷. نحوه تغییرات ولتاژهای باتری‌ها در حالت عدم تساوی ولتاژ اولیه آنها

در شکل ۸ شکل موج‌های جریان و ولتاژ سلف L_r نشان داده شده است. به دلیل نزدیک نبودن فرکانس کلیدزنی به فرکانس تشدید شکل موج جریان سلف تقریباً به صورت مثلثی بوده و بیانگر آن است که جریان چرخشی عبوری از دیود بدنه MOSFETها بزرگ بوده و این موضوع باعث افزایش تلفات هدایت می‌شود. از طرف دیگر، این موضوع همواره تضمین کننده شرایط کلیدزنی نرم جهت کاهش تلفات کلیدزنی و نویز در بدترین شرایط می‌باشد. لذا، بازده مدار را با انجام مصالحه مناسب بین این دو موضوع می‌توان بهبود داد.



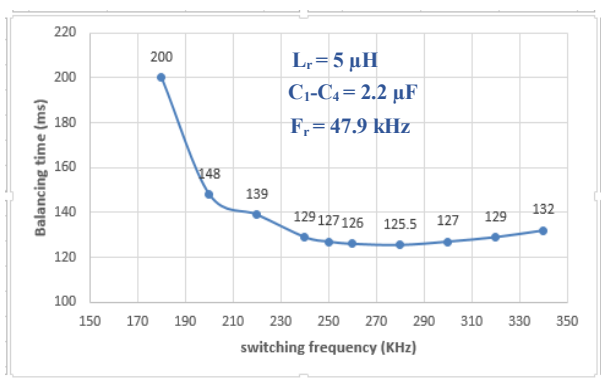
شکل ۸. شکل موج‌های ولتاژ و جریان سلف L_r



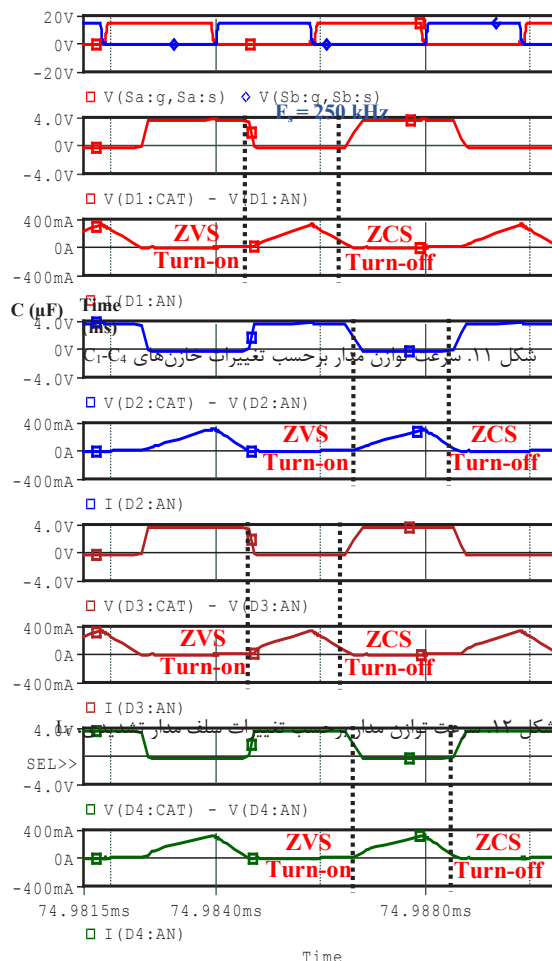
همچنین، تغییرات زمان توازن ولتاژ باتری ها برحسب تغییر فرکانس کلیدزنی در یک فرکانس تشدید ثابت در شکل ۱۳ نشان داده شده است. همان طور که ملاحظه می شود با افزایش فرکانس کلیدزنی تا فرکانس ۲۵۰ kHz سرعت توازن افزایش می یابد ولی بعد از آن سرعت توازن تقریباً ثابت باقی می ماند.

بازده مدار پیشنهادی

برای بدست آوردن بازده مدار، به صورت شکل ۱۴ خروجی و ورودی مدار از هم جدا شده و یک منبع ولتاژ به ورودی آن اعمال شده است. در حالتی که تنها یکی از باتری ها ولتاژ کمتری نسبت به بقیه باتری ها داشته باشد به دلیل عبور عمده جریان از خازن مربوط به آن باتری بیشترین تلفات اهمی ($r_{Ci} \times I_{Ci}^2$) را خواهیم داشت.



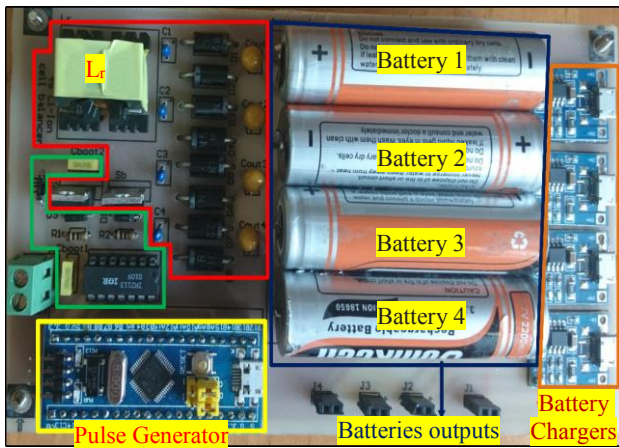
شکل ۱۳. سرعت توازن مدار بر حسب تغییرات فرکانس کلیدزنی



شکل ۱۰. شکل موج های ولتاژ و جریان دیودهای مدار

بررسی تأثیر تغییرات پارامترهای مدار بر زمان توازن ولتاژها

شکل ۱۱ زمان توازن را بر حسب تغییرات خازن های C1-C4 از ۰.۴۷ تا ۴۷ میکروفاراد تا ۴۷ میکروفاراد نشان می دهد. برای بدست آوردن منحنی تغییرات زمان توازن بر حسب تغییرات خازن، به ازای مقادیر مختلف خازن ها شبیه سازی انجام شده است. همان طور که ملاحظه می شود با افزایش ظرفیت خازن ها سرعت توازن نیز افزایش می یابد. حساسیت سرعت توازن به تغییرات مقدار خازن ها در ابتداء زیاد است ولی با افزایش مقدار خازن ها این حساسیت کمتر می شود. شکل ۱۲ نیز زمان توازن را هنگامی که مقدار سلف مدار تشدید تغییر می کند، نشان می دهد. همان طور که انتظار می رود بزرگ بودن سلف تشدید Lr باعث کاهش جریان و افزایش زمان توازن ولتاژ باتری ها می شود.

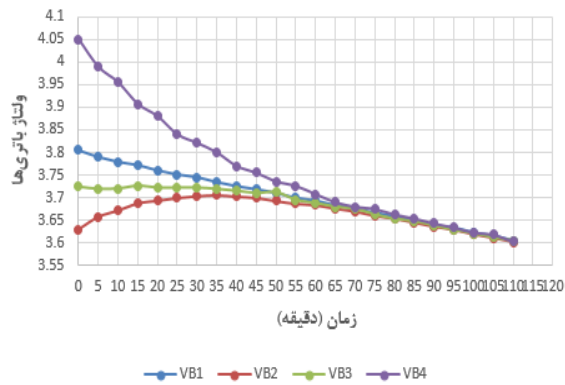


شکل ۱۶. تصویر نمونه‌ی آزمایشگاهی مدار ساخته شده با چهار باتری لیتیوم-یونی سری شده

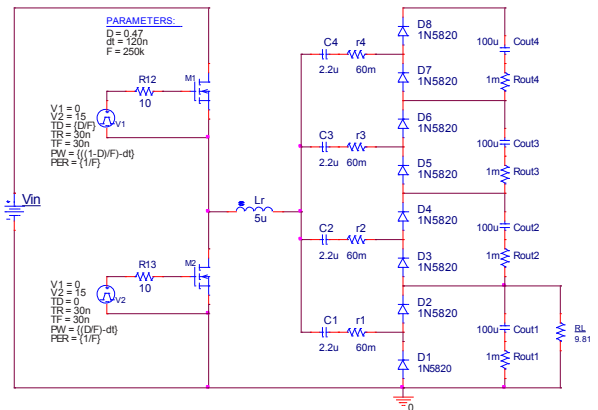
جدول ۲. مشخصات عناصر اصلی مورد استفاده در نمونه آزمایشگاهی مدار

| نام قطعه | مشخصات |
|---------------------|---|
| C_1-C_4 | Tantalum Capacitor, $2.2 \mu F (\pm 5\%)$ |
| $C_{out1}-C_{out4}$ | Tantalum Capacitor, $100 \mu F (\pm 20\%)$ |
| D_1-D_8 | Schottky Diode, 1N5822, $V_D=0.525V$ |
| L_r | $5 \mu H (\pm 10\%)$ |
| S_a, S_b | N-Channel MOSFET, IRF532, $R_{on}<0.23\Omega$ |

ولتاژهای اندازه‌گیری شده باتری‌ها بر حسب زمان در شکل ۱۷ نشان داده شده است. به دلیل طولانی بودن آزمایش و محدودیت وسایل اندازه‌گیری آزمایشگاهی، امکان تهیه و ضبط داده‌های مربوط به ولتاژ باتری‌ها به صورت پیوسته وجود نداشته و این مقادیر به صورت گسسته در بازه‌های زمانی ۵ دقیقه‌ای، با ولت‌متر اندازه‌گیری و ترسیم شده‌اند. همان‌طور که ملاحظه می‌شود با وجود اینکه ولتاژ اولیه باتری‌ها متفاوت است اما پس از حدود ۱۰۰ دقیقه ولتاژ همه باتری‌ها برابر می‌شود. در شکل ۱۸ شکل موج ولتاژهای اعمال شده به گیت-سورس در MOSFET‌ها نشان داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود در اینجا فرکانس کلیدزنی ۲۵۰ kHz بوده و ۱۲۰ ns نیز بین پالس‌های مذکور زمان مرده در نظر گرفته شده است.



شکل ۱۷. نحوه تغییر ولتاژ باتری‌ها بر حسب زمان

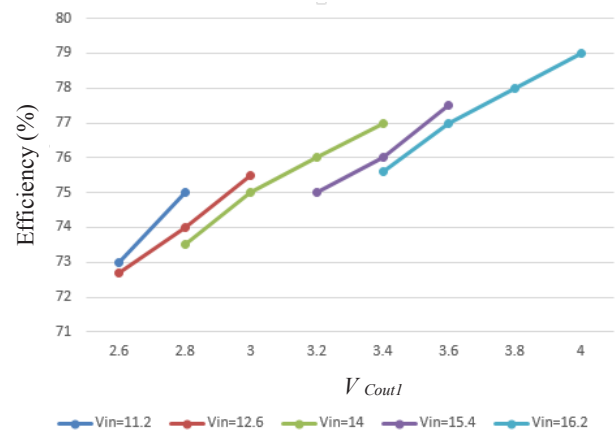


شکل ۱۴. مدار شماتیک برای بدست آوردن بازده مبدل در حالت عدم توازن ولتاژ باتری‌ها ($V_{B2}=V_{B3}=V_{B4}>V_{B1}$)

در اینجا، فرض بر این است که باتری‌های ۲، ۳، و ۴ ولتاژ یکسانی داشته و باتری ۱ ولتاژ کمتری نسبت به بقیه باتری‌ها دارد. به همین منظور باتری‌ها از مدار حذف شده و مدار با یک منبع ولتاژ مجزا تغذیه می‌شود و یک مقاومت با خازن C_{out1} موازی شده است. در واقع با این کار مسیر عبور جریان در حالتی که کمترین ولتاژ را در میان سایر باتری‌ها دارد، مدل شده است. ولتاژ تغذیه V_{in} ، ۱۱/۲، ۱۲/۶، ۱۴، ۱۵/۴ و ۱۶/۲ ولت می‌باشد. بازده مدار برای ولتاژهای مختلف V_{B1} با شبیه‌سازی بدست آمده و نتایج حاصل در شکل ۱۵ ترسیم شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود با افزایش ولتاژ باتری V_{B1} بازده مدار افزایش می‌یابد. این موضوع بیانگر آن است که افت ولتاژ روی دیودها در حالت هدایت بخش عمده‌ای از تلفات را تشکیل داده و این تلفات در ولتاژهای پایین‌تر V_{B1} تأثیر بیشتری بر بازده مدار دارند.

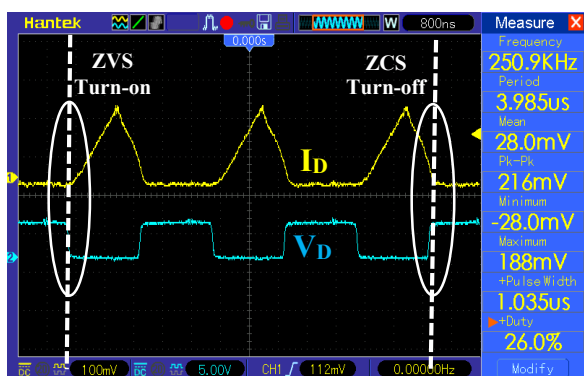
نتایج ساخت

جهت بررسی و تأیید نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدار، یک نمونه‌ی آزمایشگاهی برای چهار باتری لیتیوم-یونی سری شده طراحی و ساخته شده که تصویر آن در شکل ۱۶ نشان داده شده است. عناصر اصلی استفاده شده در ساخت این مدار در جدول ۲ ارائه شده‌اند و نتایج تجربی حاصل از آن در ادامه بررسی می‌شوند.



شکل ۱۵. بازده مدار در حالت یکسان نبودن ولتاژ باتری‌ها به ازای مقادیر مختلف V_{B1}

شکل ۱۹. شکل موج های ولتاژ گیت-سورس و درین-سورس ماسفت S_b



شکل ۲۰. شکل موج های ولتاژ و جریان دیود D_1

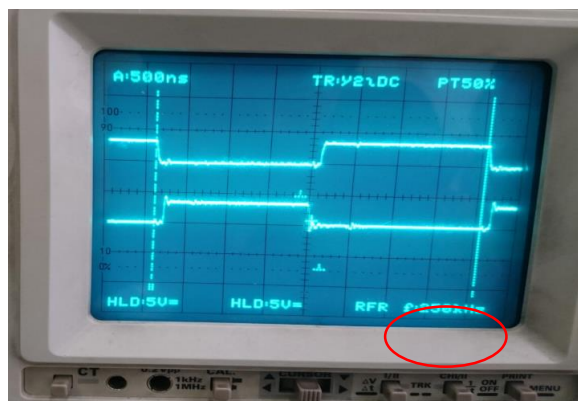
در شکل ۲۱ شکل موج های ولتاژ و جریان سلف مدار تشدید، نشان داده شده است. همان طور که قبلاً اشاره شد برای محدود کردن جریان، فرکانس کلیدزنی خیلی بزرگتر از فرکانس تشدید انتخاب شده است. در نتیجه، شکل موج جریان سلف از حالت سینوسی به شکل موج تقریباً مثلثی تبدیل شده است. به دلیل کم بودن دامنه جریان و توان انتقالی توسط سلف این مسئله مشکلی در عملکرد مدار ایجاد نمی کند.



شکل ۲۱. شکل موج های ولتاژ و جریان سلف L_r

مقایسه مدار پیشنهادی با مبدل های مرسوم

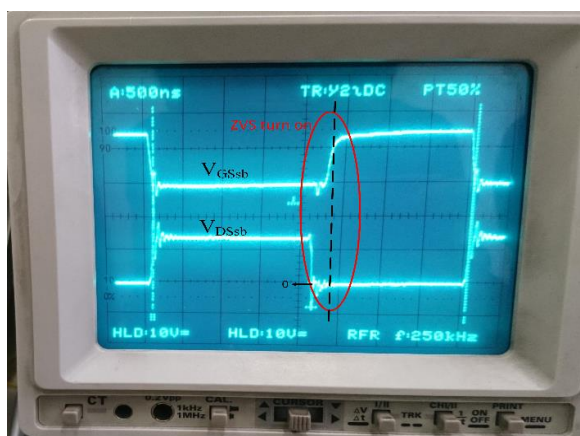
در جدول ۳ ساختارهای مدارهای مختلف یکسان ساز ولتاژ بر اساس تعداد عناصر هر ساختار و نحوه عملکرد آنها با هم مقایسه شده اند. در این مقایسه تمرکز بر روی تعداد کلیدهای قدرت (SW)، مقاومت (R)، سلف (L)، خازن (C)، دیود (D)، و ترانسفورماتور است. در ضمن ۹ پارامتر کیفی نیز برای ارزیابی عملکرد مبدل ارائه شده و به هر پارامتر یک عدد بین ۱ تا ۵ که نشانگر کیفیت ساختار است اختصاص داده شده است. بدین صورت که ۱ تا ۵ به ترتیب بیانگر خیلی ضعیف، ضعیف، متوسط، خوب، و عالی می باشد. این پارامترهای کیفی عبارتند از: P_1 هزینه، P_2 بازدهی، P_3 سرعت توازن، P_4 پیاده سازی مبدل، P_5 کنترل مدار، P_6 ابعاد، P_7 ماژولار بودن، P_8 استرس ولتاژ، و P_9 استرس جریان.



شکل ۱۸. شکل موج ولتاژهای گیت-سورس MOSFET ها

شکل موج ولتاژهای گیت-سورس و درین-سورس ماسفت S_b در شکل ۱۹ نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می شود قبل از اعمال ولتاژ پالسی به گیت ماسفت جهت روشن شدن آن، دیود بدنه ای MOSFET در حال هدایت بوده و ولتاژ درین-سورس آن نیز صفر است. این امر موجب تحقق کلیدزنی نرم در ولتاژ صفر یا ZVS می شود. با توجه به اینکه تلفات عمده MOSFET ها در لحظه روشن شدن آنها رخ می دهد، با کلیدزنی نرم این تلفات به طور قابل ملاحظه ای کاهش می یابد. لازم به ذکر است که نوسانات فرکانس بالای روی شکل موجها به دلیل وجود خازن های پراکنده، اندوکتانس های ناشی مسیرهای جریان، و پروب های اسیلوسکوپ می باشد.

شکل موج های ولتاژ و جریان دیود D_1 در شکل ۲۰ نشان داده شده است. همان طور که ملاحظه می شود جریان دیود قبل از خاموش شدن تقریباً صفر شده و کلیدزنی در جریان صفر حاصل شده است. با توجه به اینکه تلفات عمده دیودها به خاطر جریان بازبایی معکوس در لحظه خاموش شدن رخ می دهد، با تحقق کلیدزنی نرم در جریان صفر این تلفات به طور قابل ملاحظه ای کاهش می یابد. همچنین، با توجه به شکل مذکور، قبل از روشن شدن دیود ولتاژ دو سر آن به آرامی افت کرده و به صفر می رسد و سپس دیود روشن می شود. لذا کلیدزنی در ولتاژ صفر داریم. با توجه به یکسان بودن شکل موج های دیودها، تنها شکل موج های ولتاژ و جریان دیود D_1 در اینجا ارائه شده است و عملکرد بقیه دیودها نیز به همین صورت است.



جدول ۳. مقایسه انواع ساختارهای مرسوم با مدار پیشنهادی

| P_9 | P_8 | P_7 | P_6 | P_5 | P_4 | P_3 | P_2 | P_1 | T | D | C | L | R | SW | ساختار مدار توازن |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--------|------|--------|-------|-----|--------|---|
| 2 | 5 | 3 | 4 | 3 | 2 | 4 | 2 | 4 | 0 | 0 | 0 | 0 | n | n | مقاومت موازی کنترل‌شونده [1] |
| 4 | 5 | 3 | 3 | 4 | 4 | 2 | 3 | 3 | 0 | 0 | $n-1$ | 0 | 0 | $2n$ | کلید خازنی [24] |
| 4 | 5 | 3 | 4 | 4 | 4 | 1 | 3 | 4 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | $2n$ | کلید خازنی تک [19] |
| 4 | 5 | 3 | 3 | 4 | 4 | 3 | 3 | 3 | 0 | 0 | $2n-3$ | 0 | 0 | $2n$ | کلید خازنی دو ردیفه [17] |
| 4 | 5 | 2 | 3 | 4 | 3 | 4 | 3 | 3 | 0 | 0 | n | 0 | 0 | $2n$ | کلید خازنی رشته‌ای [20] |
| 5 | 3 | 3 | 2 | 2 | 3 | 4 | 3 | 2 | 0 | 0 | 0 | $n-1$ | 0 | $2n-2$ | چند سلفی [3] |
| 5 | 3 | 3 | 3 | 2 | 3 | 4 | 3 | 2 | 0 | $2n$ | 0 | 1 | 0 | $2n$ | تک سلفی [8] |
| 5 | 3 | 2 | 3 | 2 | 3 | 3 | 3 | 2 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | $n+6$ | تک ترانسفورماتور [14] |
| 5 | 2 | 1 | 2 | 3 | 1 | 3 | 3 | 1 | $1PnS$ | n | 0 | 0 | 0 | 1 | ترانسفورماتور با چند سیمپیچ ثانویه [13] |
| 2 | 2 | 3 | 1 | 2 | 2 | 3 | 3 | 1 | N | 0 | 0 | 0 | 0 | $2n$ | چند ترانسفورماتور [15] |
| 4 | 5 | 3 | 2 | 2 | 3 | 2 | 3 | 2 | 0 | 0 | $n-1$ | n | 0 | $2n-2$ | مبدل کاک [9] |
| 5 | 5 | 3 | 2 | 2 | 3 | 2 | 3 | 2 | 0 | 0 | 0 | n | 0 | $2n$ | باک بوست [4] |
| 4 | 5 | 3 | 1 | 2 | 2 | 3 | 3 | 1 | N | 0 | 0 | 0 | 0 | $2n$ | مبدل فلای‌یک [10] |
| 4 | 3 | 4 | 4 | 5 | 4 | 4 | 3 | 4 | 0 | $2n$ | n | 1 | 0 | 2 | مدار پیشنهادی |

n تعداد سلول‌های سری شده، P سیمپیچ اولیه ترانسفورماتور، S سیمپیچ ثانویه

- [4] Kim, Moon-Young, Jun-Ho Kim, and Gun-Woo Moon. "Center-cell concentration structure of a cell-to-cell balancing circuit with a reduced number of switches." *IEEE Transactions on Power Electronics* 29, no. 10 (2013): 5285-5297.
- [5] Mestrallet, Fabien, Lyubomir Kerachev, Jean-Christophe Crebier, and Alexandre Collet. "Multiphase interleaved converter for lithium battery active balancing." *IEEE Transactions on Power Electronics* 29, no. 6 (2013): 2874-2881.
- [6] Goswami, Monojit, and T. B. Isha. "Individual Cell Voltage Equalizer for Lithium Ion Battery." In *2018 4th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, pp. 173-177. IEEE, 2018.
- [7] Park, Sang-Hyun, Tae-Sung Kim, Jin-Sik Park, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Yoon. "A new battery equalizer based on buck-boost topology." In *2007 7th International Conference on Power Electronics*, pp. 962-965. IEEE, 2007.
- [8] Yarlagadda, Sriram, Tom T. Hartley, and Iqbal Husain. "A battery management system using an active charge equalization technique based on a DC/DC converter topology." *IEEE Transactions on Industry Applications* 49, no. 6 (2013): 2720-2729.
- [9] Lee, Yuang-Shung, Chun-Yi Duh, Guo-Tian Chen, and Shen-Ching Yang. "Battery equalization using bi-directional Cuk converter in DCVM operation." In *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 765-771. IEEE, 2005.
- [10] Karnjanapiboon, Charnyut, Kamon Jirasereeamornkul, and Veerapol Monyakul. "The high efficiency charge equalized system for serially connected VRLA battery string using synchronous flyback converter." In *The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA*, pp. 1185-1188. IEEE, 2010.
- [11] Imtiaz, Abusaleh M., and Faisal H. Khan. "Time shared flyback converter" based regenerative cell balancing technique for series connected Li-ion battery strings." *IEEE Transactions on Power Electronics* 28, no. 12 (2013): 5960-5975.
- [12] Anno, Tasuku, and Hirotaka Koizumi. "Double-input bidirectional DC/DC converter using cell-voltage equalizer with flyback transformer." *IEEE Transactions on Power Electronics* 30, no. 6 (2014): 2923-2934.

نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک مدار برای مساوی نمودن ولتاژهای باتری‌های لیتیوم-یون سری شده طراحی و ساخته شده است. این مدار در یک فرکانس ثابت از قبل تعیین شده کار می‌کند و نیازی به مدار فیدبک جهت برابر نمودن ولتاژ باتری‌ها و یا ابرخازن‌های سری شده ندارد. لذا، پیچیدگی مدار به صورت قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته و پیاده‌سازی آن نسبت به سایر روش‌های موجود راحت‌تر است. همچنین، به علت وجود تنها دو MOSFET و یک عنصر مغناطیسی در ساختار پیشنهادی و عدم استفاده از ترانسفورماتور در این ساختار، ابعاد و هزینه ساخت مدار در مقایسه با مبدل‌های مرسوم کاهش می‌یابد. در اینجا، به دلیل عملکرد مدار در بالای فرکانس تشدید کلیدزنی نرم در تمام ادوات نیمه‌هادی به کار رفته در مدار در تمام شرایط کاری آن به راحتی تحقق یافته و به همین خاطر تلفات کلیدزنی و تداخل الکترومغناطیسی آن به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد. این موضوع امکان افزایش فرکانس کلیدزنی جهت کاهش ابعاد مدار و افزایش چگالی توان را فراهم می‌نماید.

مراجع

- [1] Aizpuru, I., U. Iraola, J. M. Canales, M. Echeverria, and I. Gil. "Passive balancing design for Li-ion battery packs based on single cell experimental tests for a CCCV charging mode." In *2013 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, pp. 93-98. IEEE, 2013.
- [2] Cassani, Pablo A., and Sheldon S. Williamson. "Design, testing, and validation of a simplified control scheme for a novel plug-in hybrid electric vehicle battery cell equalizer." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57, no. 12 (2010): 3956-3962.
- [3] Phung, Thanh Hai, Jean-Christophe Crebier, Alexandre Chureau, Alexandre Collet, and Van Nguyen. "Optimized structure for next-to-next balancing of series-connected lithium-ion cells." In *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1374-1381. IEEE, 2011.

- [13] Einhorn, Markus, Werner Roessler, and Juergen Fleig. "Improved performance of serially connected Li-ion batteries with active cell balancing in electric vehicles." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 60, no. 6 (2011): 2448-2457.
- [14] Imtiaz, Abusaleh M., Faisal H. Khan, and Haresh Kamath. "A low-cost time shared cell balancing technique for future lithium-ion battery storage system featuring regenerative energy distribution." In *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 792-799. IEEE, 2011.
- [15] Chen, Yang, Xiaofang Liu, Yangyi Cui, Jiming Zou, and Shiyang Yang. "A multiwinding transformer cell-to-cell active equalization method for lithium-ion batteries with reduced number of driving circuits." *IEEE Transactions on Power Electronics* 31, no. 7 (2015): 4916-4929.
- [16] McCurlie, Lucas, Matthias Preindl, and Ali Emadi. "Fast model predictive control for redistributive lithium-ion battery balancing." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64, no. 2 (2016): 1350-1357.
- [17] Baughman, Andrew, and Mehdi Ferdowsi. "Double-tiered capacitive shuttling method for balancing series-connected batteries." In *2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 109-113. IEEE, 2005.
- [18] Zhi-Guo, Kong, Zhu Chun-Bo, Lu Ren-Gui, and Cheng Shu-Kang. "Comparison and evaluation of charge equalization technique for series connected batteries." In *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-6. IEEE, 2006.
- [19] Cao, Jian, Nigel Schofield, and Ali Emadi. "Battery balancing methods: A comprehensive review." In *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-6. IEEE, 2008.
- [20] Kim, Moon-Young, Chol-Ho Kim, Jun-Ho Kim, and Gun-Woo Moon. "A chain structure of switched capacitor for improved cell balancing speed of lithium-ion batteries." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61, no. 8 (2013): 3989-3999.
- [21] Raman, S. Raghu, X. D. Xue, and KW E. Cheng. "Review of charge equalization schemes for Li-ion battery and super-capacitor energy storage systems." In *2014 International Conference on Advances in Electronics Computers and Communications*, pp. 1-6. IEEE, 2014.
- [22] Shang, Yunlong, Bing Xia, Fei Lu, Chenghui Zhang, Naxin Cui, and Chunting Chris Mi. "A switched-coupling-capacitor equalizer for series-connected battery strings." *IEEE Transactions on Power Electronics* 32, no. 10 (2016): 7694-7706.
- [23] Liu, Lizhou, Wenbing Sun, Peibang Han, Ruikun Mai, Zhengyou He, and Weihua Li. "Design of Zero-Current Parallel-Switched-Capacitor Voltage Equalizer for Battery Strings." In *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 3180-3183. IEEE, 2019.
- [24] Wilkins, Steven, Bogdan Rosca, Jubin Jacob, and Erik Hoedmaekers. "Optimized battery capacity utilization within Battery Management Systems." In *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, pp. 1-8. IEEE, 2015.
- [25] Uno, Masatoshi, and Akio Kukita. "Single-switch single-transformer cell voltage equalizer based on forward-flyback resonant inverter and voltage multiplier for series-connected energy storage cells." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 63, no. 9 (2014): 4232-4247.