

ساختار جدید کلیدزنی نرم در مبدل DC/DC با ضریب بهره ولتاژ بالا و راندمان مناسب در توان انتقالی بالا

امید شریفیانا، مجید دهقانی، غضنفر شاهقلیان، سید محمدمهدی میرطالایی و مسعود جباری

روش برای برطرف کردن این مشکل استفاده از مبدل‌های افزایشنده DC/DC است [۵] و [۶]. این مبدل‌ها می‌توانند با داشتن ساختاری ساده و در عین حال دارا بودن راندمان بالا و بهره‌بردن از یک ضریب بهره ولتاژ مناسب، خروجی قابل قبولی برای یک نیروگاه تولید انرژی الکتریکی بر پایه انرژی‌های نو فراهم کنند. در نیروگاه‌ها بر پایه انرژی‌های نو، یک مبدل DC/DC بعد از ورودی وجود دارد که ولتاژ DC خروجی منبع انرژی (نیروگاه بر پایه انرژی نو) را تا حد مورد نیاز باس DC افزایش می‌دهد. مبدل‌های DC/DC از نظر ایزولاسیون به دو دسته تقسیم می‌شوند. در مبدل‌های غیر ایزوله یا از تزویج مغناطیسی استفاده نمی‌شود و یا به صورت ساختارهایی که ارتباط الکتریکی بین ورودی و خروجی همیشه برقرار است، مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرد [۷] و [۸]. یکی از ساختارهایی که می‌توان آن را به عنوان حالت بهینه در نظر گرفت، ساختار غیر ایزوله با تزویج مغناطیسی است [۹] و [۱۰]. ساختار تزویج مغناطیسی سلف اصلی با سلفی دیگر به صورت فلای‌بک نیز از دیگر ساختارهای پیشنهادی برای مبدل‌ها است. محدودیت توان و ضریب بهره ولتاژ باعث گردید تا ساختارهای کامل‌تری مانند استفاده از ساختارهای چند برابر کننده دیود-خازنی مورد توجه قرار گیرد [۱۱] و [۱۲]. در سال‌های اخیر جهت بهبود ساختارهایی با تزویج مغناطیسی بین سلف اصلی مبدل و سلف اضافه‌شده در خروجی مطالعات گسترده‌ای انجام شده است. از جمله این ساختارها می‌توان به ساختارهایی بر همین اساس به همراه مدار کلمپ اشاره کرد. این استراتژی خود شامل ساختارهای متعددی مانند مدار کلمپ، دو سر سلف اصلی بدون قطعه فعال [۱۳]، با اضافه کردن کلید برای افزایش ضریب بهره [۱۴] و ساختار مدار کلمپ موازی غیر فعال خروجی [۱۵] می‌شود. این ساختار به اینجا محدود نشده و طرح‌هایی همچون استفاده از مدار کلمپ موازی به همراه ساختار چند برابر کننده دیود-خازنی نیز ارائه گردیده است [۱۶]. حتی با اضافه کردن چند طبقه افزایشنده ولتاژی غیر فعال [۱۷]، بهره‌بردن از مدار کلمپ موازی و افزایشنده ولتاژ دیود-خازنی روی سلف خروجی [۱۸] و افزودن ساختارهای اضافی جهت کلیدزنی نرم [۱۹] و یا قراردادن افزایشنده‌های ولتاژ برای هر یک از سلف‌های مبدل نیز نتوانسته به خواسته‌های مورد نظر در تمام زمینه‌ها برسد. در راستای بهبود مبدل‌های با تزویج مغناطیسی غیر ایزوله ساختارهای ترکیبی شامل یک مبدل بوست تزویج‌شده با یک مبدل فلای‌بک ساده جالب به نظر می‌رسد، ولی هنوز انتقال توان محدود و مشکل ناپیوستگی جریان که ذات مبدل‌های بوست و فلای‌بک است، وجود دارد. هرچند این ساختار با افزودن چند برابر کننده‌های ضریب بهره ولتاژی دیود-خازنی مرسوم، به ولتاژهای مورد نظر نزدیک می‌شوند [۲۰] اما سایر خواسته‌ها هنوز قابل دستیابی نیستند.

چکیده: از محدودیت‌های اصلی استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر برای تولید برق می‌توان به کم بودن ولتاژ خروجی نیروگاه‌های تولید برق با انرژی‌های نو اشاره کرد. بنابراین جهت بهره‌گیری کارآمدتر از انرژی‌های تجدیدپذیر طراحی یک مبدل با ضریب بهره بالاتر و راندمان بیشتر از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. در این مقاله یک ساختار جدید ارائه شده که هم‌زمان با داشتن یک مبدل افزایشنده، تلفات ناشی از کلیدزنی نرم نسبت به روش‌های مرسوم به حداقل رسانده می‌شود. همچنین بر اساس روش ارائه‌شده تنش ولتاژ روی دیودها و کلیدها در حد قابل قبول محدود می‌شود. یک مبدل افزایشنده ساده می‌تواند به کمک اضافه کردن یک شاخه موازی با ایجاد تشدید سری تا حد قابل ملاحظه‌ای ولتاژ خروجی را افزایش دهد و هم‌زمان کلیدزنی در ولتاژ صفر را ممکن سازد. مبدل پیشنهادی بدون اضافه کردن قطعه فعال به مبدل و با ساختار ساده غیر ایزوله در توان ۵۰۰ وات و ولتاژ ۳۸۵ ولت دارای ضریب بهره ولتاژ حدود ۱۰/۸ و راندمان بیشتر از ۹۳٪ است. نتایج شبیه‌سازی عملکرد مبدل پیشنهادی را برای حالت‌های عملکردی مختلف نشان می‌دهد.

کلیدواژه: منابع انرژی نو، مبدل افزایشنده، تشدید سری، ضریب بهره ولتاژ، کلیدزنی نرم.

۱- مقدمه

تا کنون مطالعات فراوانی برای کنترل و استفاده بهینه از اساسی‌ترین منابع تولید انرژی یعنی انرژی‌های تجدیدپذیر انجام شده ولی همچنان یکی از چالش‌های اصلی پژوهشگران مباحث الکترونیک قدرت است [۱] و [۲]. یکی از نیازها که نسبت به سایر خواسته‌ها از اهمیت بیشتری برخوردار است، تولید نیروی برق از انرژی‌های نو است زیرا نیروگاه‌ها بر پایه انرژی‌های تجدیدپذیر علاوه بر ارزان و در دسترس بودن، کاملاً با محیط زیست سازگار بوده و علاوه بر این پایان‌ناپذیر هستند [۳] و [۴]. از معایب اصلی این نیروگاه‌ها می‌توان به پایین بودن سطح ولتاژ خروجی تجهیزات تبدیل کننده انرژی‌های نو به انرژی الکتریکی اشاره کرد. بهترین

این مقاله در تاریخ ۲۰ تیر ماه ۱۳۹۹ دریافت و در تاریخ ۱ فروردین ماه ۱۴۰۰ بازنگری شد.

امید شریفیانا، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، (email: omidsharifiyana@yahoo.com).

مجید دهقانی (نویسنده مسئول)، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، (email: dehghani@pel.iaun.ac.ir).

غضنفر شاهقلیان، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، (email: shahgholian@iaun.ac.ir).

سید محمدمهدی میرطالایی، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، (email: mirtalaei.iaun@gmail.com).

مسعود جباری، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، (email: jabbari.masoud@gmail.com).

خازن‌های خروجی همه مبدل‌ها مورد توجه قرار داد [۳۶]. برای ساختارهای مشابه که از تزویج با یک مبدل فلای یک بهره می‌برند، دو برابر کننده ولتاژ غیر فعال در سمت مبدل فلای یک جالب به نظر می‌رسد [۳۷]. اگر همچنان به دنبال افزایش ضریب بهره ولتاژ باشیم، می‌توانیم از ساختارهای بوست آبشاری و ترکیبشان با مبدل تزویج شده فلای یک بهره ببریم [۳۸] و [۳۹]. مبدل بوست با ضریب بهره و راندمان بالا خواسته طرح‌های است که با ترکیب یک مبدل بوست و استفاده از تزویج و پدیدآوردن یک مبدل فلای پیشرو با یک سلف مجزا و داشتن مدار کلمپ کمکی در ورودی و همچنین داشتن توانایی کلیدزنی نرم با همین سلف اضافه‌شده نیز یکی از کامل‌ترین ساختارهای این دسته از مبدل‌های افزایشنده به شمار می‌آید [۴۰] و [۴۱]. مبدل‌های افزایشنده‌ای که امروزه در نیروگاه‌های بر پایه انرژی نو مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرند، می‌توانند با پوشش‌دادن چند ورودی متفاوت کارایی ساختار را تا حد زیادی بهبود بخشند [۴۲] و [۴۳]. از همین دست مبدل‌ها می‌توان به ساختارهایی با امپدانس ورودی خاص که به ساختارهای Z_{source} شناخته می‌شوند که امروزه زیاد مورد توجه قرار دارند اشاره کرد [۴۴]. طراحی مبدل‌های آبشاری با حفظ پیوستگی جریان نیز از ساختارهای جذاب و پرکاربرد در این زمینه است [۴۵].

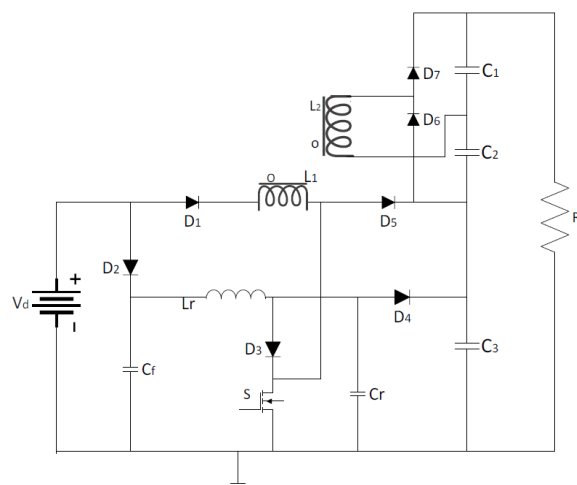
اخیراً به کمک اضافه‌کردن افزایشنده‌های غیر فعال (دیود-خازنی) به مبدل افزایشنده با ساختار دو سلف موازی در ورودی [۴۶] و [۴۷] و همچنین بررسی مبدل‌هایی با توانایی افزایش ولتاژ به کمک ساختار دو کلید موازی و خازن کلیدشونده [۴۸] و [۴۹] و طرح‌هایی که فقط پیوستگی جریان در آن هدف اصلی بوده [۵۰] و [۵۱] در حال بهینه‌شدن هستند.

در این مقاله با در نظر گرفتن تمام خواسته‌های مبدل افزایشنده DC/DC یک ساختار جدید با ضریب بهره ولتاژ بالا هم‌زمان با حفظ بهره‌وری مدار در عین انتقال توان بالا به کمک کلیدزنی نرم با حداقل قطعه ممکن پیشنهاد شده است. در این مبدل نیاز به ساختارهای کمکی نیست و کمترین قطعه فعال یعنی یک کلید به کار برده شده و همچنین از هر گونه پیچیدگی در قسمت‌های قدرت و بخش کنترل پرهیز شده است. طراحی و نتایج شبیه‌سازی برای یک نمونه ۵۰۰ وات با ولتاژ ورودی ۳۶ ولت و خروجی ۳۸۰ ولت (ضریب بهره ولتاژ بیش از ۱۰) ارائه شده که بازده آن بیشتر از ۹۳٪ است. ساختار مقاله به این شرح است: در قسمت دوم مقاله ساختار مبدل پیشنهادی بر پایه مبدل افزایشنده غیر ایزوله ارائه شده و در قسمت سوم حالت‌های کاری مبدل در چهار حالت عملکردی همراه با روابط هر حالت بیان گردیده است. در قسمت چهارم بر اساس حالت‌های عملکردی مبدل پیشنهادی، عملکرد پایدار مبدل بررسی شده است. در قسمت پنجم طراحی مبدل و در قسمت ششم نتایج شبیه‌سازی آمده است. در قسمت هفتم نتایج عملی نمونه آزمایشگاهی مبدل ساخته‌شده آمده و نهایتاً در قسمت هشتم نتیجه‌گیری نهایی مقاله بیان شده است.

۲- ساختار مبدل پیشنهادی

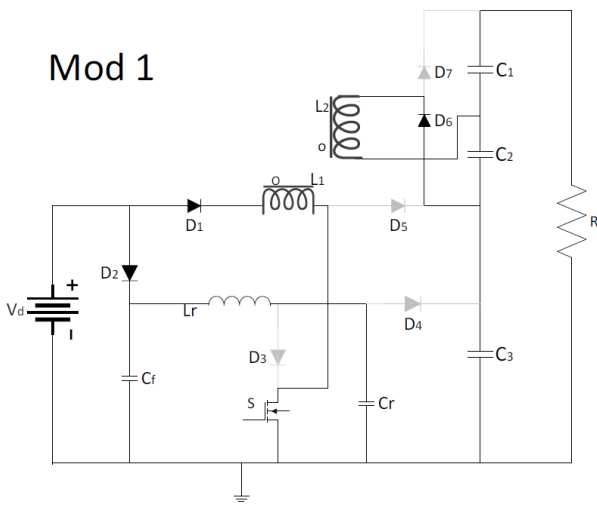
یک ساختار جدید بر پایه مبدل افزایشنده غیر ایزوله با سلف تزویج و کلید سخت برای کلیدزنی در ولتاژ صفر ارائه گردیده که در آن طراحی مناسب و کاربردی برای به حداقل رساندن تلفات کلیدزنی انجام شده است.

مدار مبدل پیشنهادی در شکل ۱ نشان داده شده است. در این ساختار یک مبدل غیر ایزوله با تزویج تمام پل دیود-خازنی در خروجی، یک

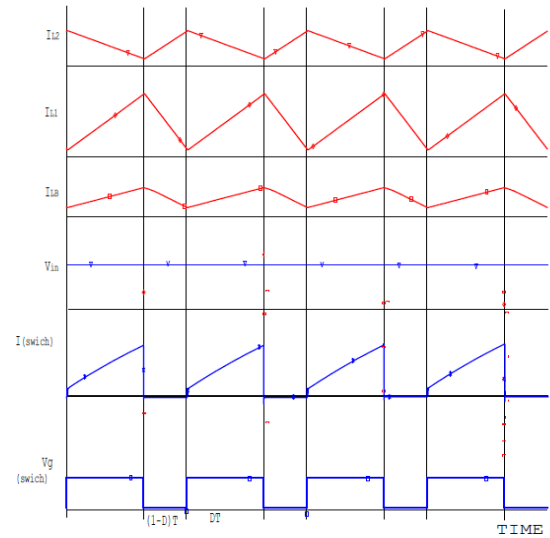


شکل ۱: مدار مبدل پیشنهادی.

خروجی، البته به صورت دو طبقه، که هر طبقه نیم موج را تقویت می‌کند [۲۱] به همراه مدارات کلمپ با همین ساختار ولی با بهره‌گیری از یک مبدل فلای یک به عنوان یکی از طبقات را مورد توجه قرار داد [۲۲]. با حفظ همین ساختار دستیابی به مبدلی که در ضمن داشتن یک ضریب بهره ولتاژ مناسب، پیوستگی جریان خروجی را نیز تضمین کند دور از انتظار نیست. برای رسیدن به این هدف می‌توان به جای مبدل فلای یک یادشده از یک مبدل فلای پیشرو استفاده کرد [۲۳] و حتی این مبدل را با اضافه‌کردن چند برابر کننده‌های ولتاژ مرسوم ارتقا داد [۲۴]. حال که بحث ضریب بهره ولتاژ و پیوستگی جریان به نقطه نسبتاً مناسبی رسید، زمان برطرف کردن محدودیت توان انتقالی فرارسیده است. به راحتی می‌توان با موازی کردن دو مبدل بوست توان انتقالی را افزایش داد و یا در عین حال با یک تقسیم توان مناسب بین هر مسیر به کمک کلیدزنی تا حد زیادی مشکلات مربوط به جریان هجومی را بهبود بخشید [۲۵] و یا حتی همین ساختار را به صورت یک مبدل ساده ولی کاربردی مشابه تمام پل [۲۶] ارائه کرد. در این مبدل‌ها به کمک اضافه‌کردن قطعه‌های غیر فعال و فعال می‌توان به سمت کلیدزنی نرم هم حرکت کرد [۲۷] و همین طور با تزویج دو مسیر به ساختارهایی با تزویج مغناطیسی با جریان پیوسته و بهره ولتاژی مناسب و انتقال توان بالا دست یافت [۲۸] و یا پا را فراتر گذاشته و ترکیبی از این مبدل و مبدل‌های موسوم به چندسطحی را پیشنهاد کرد [۲۹] و بعد هم با سری کردن چندین مبدل از هر کدام از این ساختارها [۳۰] و یا ترکیب مبدل چندسطحی با یک مبدل بر پایه شاخه‌های موازی و استفاده از یک مدار کمکی برای کلیدزنی نرم [۳۱] طرح‌های فراوانی ارائه کرد و همواره ساختارهای دو مبدل بوست مجزای سری‌شده [۳۲] یا مبدل بوست سه‌سطحی با ساختار کلید غیر فعال [۳۳] و یا مبدل سری‌شده سه‌سطحی با کلیدزنی در ولتاژ صفر با مدار کمکی فعال را نام برد [۳۴]. اکنون می‌خواهیم به بررسی دقیق‌تر مبدل‌های غیر ایزوله با بهره‌گیری از ساختارهای فلای یک و فلای پیشرو و همچنین استفاده از سری کردن خازن‌های خروجی چند مبدل یادشده برای رسیدن به ضریب بهره ولتاژ بالا بپردازیم. مبدل بوست ساده‌ای را در نظر بگیرید که سلف اصلی آن به صورت تزویج با یک سلف با جهت پیچش عکس قرار گرفته است. این امر موجب می‌شود که سلف اصلی خازن مبدل اصلی و سلف تزویج خازن مبدل فلای یک را شارژ کند، حال سری قرار گرفتن این دو خازن طرح جالبی به نظر می‌رسد [۳۵]. همین ساختار را می‌توان با بهره‌بردن از چند سلف اصلی به صورت موازی برای افزایش توان مبدل و هم‌زمان تزویج چند سلف به صورت فلای یک و سری ساختن تمام



شکل ۳: مدار مبدل پیشنهادی در بازه زمانی t_1 الی t_2 .



شکل ۲: موج‌های کلی مدار مبدل پیشنهادی.

۳- حالت‌های کاری مبدل

مدار مبدل پیشنهادی بر اساس روشن و خاموش شدن کلید و دیودها دارای چند حالت عملکردی است که در این قسمت به آنها اشاره می‌شود. در حالت‌های مختلف D دوره کاری کلید و n نسبت تبدیل دو سلف تزویج شده در نظر گرفته می‌شود.

۳-۱ حالت اول در محدوده زمانی $[t_1, t_2]$

حالت اول مطابق شکل ۳ در محدوده زمانی t_1 الی t_2 کار می‌کند. در این حالت کلید و دیود D_5 روشن و دیودهای D_6 ، D_7 و D_2 خاموش هستند. در بازه زمانی در این حالت سلف L_1 و L_r در حال شارژ هستند. سلف L_r که در این زمان به همراه دیود D_5 به صورت پیشرو هستند و به کمک خازن‌های C_1 و C_2 انرژی لازم بار را تأمین می‌کنند. در این بازه زمانی خازن C_r و سلف L_r در تشدید سری هستند. اگر L_1 سلف ورودی شاخه تزویج، L_r سلف ورودی شاخه تشدید، C_r خازن تشدید و L_2 سلف ثانویه تزویج باشند با فرض این که ولتاژ ورودی V_d است، روابط زیر در این حالت برقرار است

$$L_r \frac{di}{dt} + V_{Cr} = V_d \quad (1)$$

$$C_r \frac{dv}{dt} = i_{Lr} \quad (2)$$

$$V_{Cr} = V_d \quad (3)$$

$$i_{Lr} = I_{Lr} \cos \omega(t-t_1) + \frac{V_d + V_{Cr}}{Z} \sin \omega(t-t_1) \quad (4)$$

$$v_{Cr} = V_d - (V_d - V_{Cr}) \cos \omega(t-t_1) + Z I_{Lr} \sin \omega(t-t_1) \quad (5)$$

$$\omega = 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6)$$

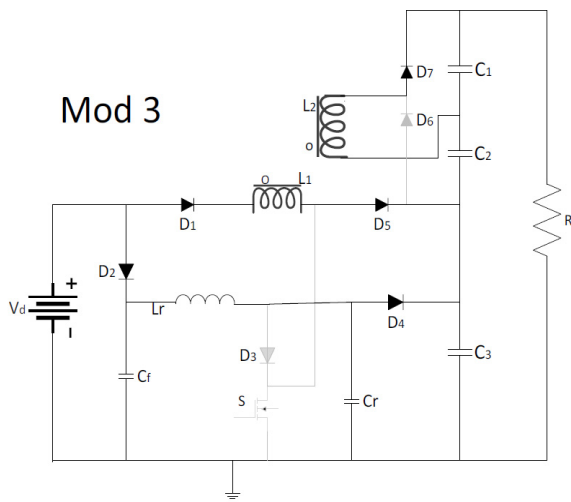
$$Z = \sqrt{L_r C_r} \quad (7)$$

$$V_{L1} = V_d \rightarrow i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int_{t_1}^{t_2} v_d dt = \frac{nV_d D}{L_1(1-D)}(t_2 - t_1) \quad (8)$$

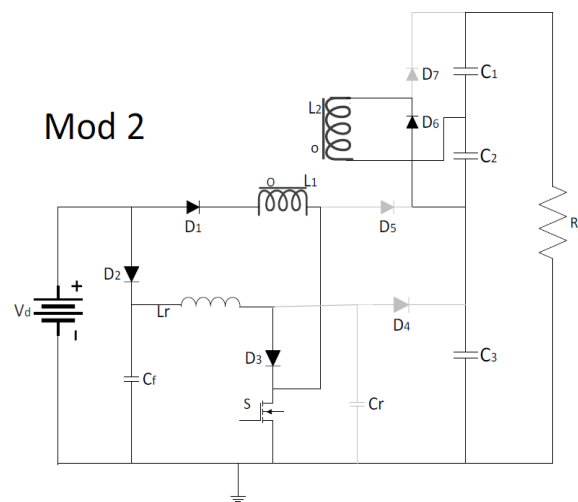
ضریب بهره ولتاژی مناسب با یک نسبت تبدیل کم بین دو سلف تزویج و دوره کاری محدود کلید، ساختار قابل قبولی از نظر ضریب بهره ولتاژ را ارائه کرده است. در ادامه چون ساختار تزویج غیر ایزوله توان انتقالی تا حدی با محدودیت مواجه است، به کمک اضافه کردن شاخه‌ای موازی به این ساختار بدون اضافه کردن کلید فعال مشکل تأمین توان و تقسیم جریان بین دو سلف تا حد زیادی برطرف شده است. ولی چون جریان عبوری هر دو شاخه موازی به طور هم‌زمان از کلید در لحظه روشن شدن عبور می‌کند، به یک ساختار کلیدزنی نرم نیاز است. نکته مهم در لحظه روشن شدن کلید است که دیود سری شده با کلید خاموش است و اجازه برقراردن جریان در شاخه تشدید را در لحظه اول که تنش ولتاژی روشن شدن روی کلید زیاد است نمی‌دهد و تا حد زیادی از عبور هم‌زمان جریان دو شاخه از کلید جلوگیری می‌کند و در حقیقت به نوعی جریان هجومی سلف‌ها را تعدیل می‌کند.

از نوآوری‌های این ساختار می‌توان به اجرایی بودن کلیدزنی نرم با استفاده از یک ساختار تشدید بسیار ساده ولی در عین حال کاربردی بین سلف غیر تزویج و یک خازن که با آن به صورت سری قرار گرفته اشاره کرد. ساختار پیشنهادی بدون اضافه کردن کلید قدرت توانسته در ساختار رزونانسی را ممکن سازد و آن هم با استفاده از سلف ساختار اصلی و با خازن به نسبت کوچک و به کمک دیود سری با کلید از عبور جریان هم‌زمان دو سلف از کلید در لحظه روشن شدن جلوگیری کرده که در افزایش توان انتقالی مبدل نقش بسزایی ایفا کرده است.

در زمان روشن بودن کلید با ایجاد ولتاژ صفر کلید سخت مناسبی ایجاد می‌کند. از طرفی چون در مدت زمان روشن بودن کلید دو سر خازن تشدید اتصال کوتاه است، این خازن به صورت کامل دشارژ شده و ولتاژ آن برابر صفر گردیده است. با توجه به این که ولتاژ خازن پرش ندارد، در لحظه خاموش شدن کلید نیز می‌توان از خاصیت ولتاژ صفر برای به حداقل رساندن تلفات کلیدزنی ناشی از ولتاژ دو سر کلید در لحظه خاموشی استفاده کرد و یکی از بهترین کلیدزنی‌های نرم انجام شود. از مزایای دیگر این مبدل می‌توان به کم بودن تنش ولتاژ روی دیودها و کلید اشاره کرد و می‌توان بیان کرد که نسبت به طرح‌های غیر ایزوله، یکی از ساختارهای عالی غیر ایزوله از نظر کم بودن تنش ولتاژ روی کلید در ساختار تک کلیده است. در شکل ۲ نمونه‌ای کلی از شکل موج‌های ولتاژ و جریان‌های اصلی مبدل در حالت‌های مختلف عملکرد کلید مورد به صورت پیش‌بینی قرار گرفته است.



شکل ۵: مدار مبدل پیشنهادی در بازه زمانی t_r الی t_r .



شکل ۴: مدار مبدل پیشنهادی در بازه زمانی t_1 الی t_r .

۳-۳ حالت سوم در محدوده زمانی $[t_r, t_r]$

با رسیدن به لحظه t_r کلید خاموش شده و به دنبال آن دیودهای D_r و D_s خاموش و دیودهای D_v و D_h روشن می‌شوند و مدار به صورت نشان داده شده در شکل ۵ تبدیل می‌شود. در این حالت یعنی در بازه زمانی $[t_r, t_r]$ ، می‌توان روابط ولتاژ خازن C_r و جریان سلف‌های i_{L_r} و i_{L_s} را به صورت زیر تعیین کرد

$$-V_d + V_{L_r} + V_{C_r} = 0 \rightarrow V_{L_r} = V_d + V_{C_r} \rightarrow$$

$$i_{L_r} = \frac{1}{L_r} \int_{t_r}^{t_r} (V_{C_r} + V_d) dt + i_{L_r}(t_r) \quad (17)$$

$$V_{C_r} = V_{C_r} \quad (18)$$

$$V_{L_s} = -V_d + V_{C_r} \rightarrow i_{L_s} = \frac{1}{L_s} \int_{t_r}^{t_r} (V_{C_r} + V_d) dt + i_{L_s}(t_r) \quad (19)$$

$$V_{L_r} = V_{C_r} \rightarrow i_{L_r} = \frac{1}{L_r} \int_{t_r}^{t_r} (V_{C_r}) dt + i_{L_r}(t_r) \quad (20)$$

$$V_{S_w} = V_{C_r} - V_{D_r} \quad (21)$$

$$V_{D_s} = V_{C_r} \quad (22)$$

در این حالت علاوه بر شارژ خازن‌های C_r و C_s که در حال شارژ هستند، بار نیز تأمین می‌شود که این امر بیانگر و تأییدکننده ادعای پیوستگی جریان بار در ساختار پیشنهادی است.

۳-۴ حالت چهارم در محدوده زمانی $[t_r, t_r]$

در این حالت کلید و دیودهای D_r ، D_v و D_h خاموش هستند و اتصال الکتریکی مدار به صورت مدار نشان‌داده در شکل ۶ است. همان طور که دیده می‌شود، دیودهای D_v و D_h روشن هستند و بار را تأمین می‌کنند. در این بازه زمانی تشدید بین سلف و خازن شاخه‌ای که به عنوان شاخه تشدید در نظر گرفته شده ایجاد می‌شود و با بهره‌بردن از این خاصیت می‌توان روشن شدن کلید در ولتاژ صفر را امکان‌پذیر کرد. ولتاژ سلف L_r به صورت (۱۳) خواهد بود و به خوبی می‌توان دید که مدار برای سایر قطعه‌ها عملکردی دقیقاً شبیه به حالت ۱ دارد و به همین دلیل روابط مداری نیز کاملاً مشابه حالت ۱ است. بر اساس مطالب بیان شده و در نظر گرفتن روابط و تحلیل شکل ۱ خواهیم داشت

$$V_{L_r} = \frac{nV_d D}{1-D} \rightarrow i_{L_r} = \frac{1}{L_r} \int_{t_1}^{t_r} v_d dt = \frac{nV_d D}{L_r(1-D)}(t_r - t) \quad (9)$$

$$V_{D_r} = V_{C_r} \quad (10)$$

$$V_{D_v} = V_{D_h} = V_{C_r} \quad (11)$$

$$V_{D_h} = V_{L_r} + V_{C_s} = \frac{nV_d D}{1-D} + V_{C_s} \quad (12)$$

۲-۳ حالت دوم در محدوده زمانی $[t_1, t_r]$

در حالت دوم کلید و دیودهای D_r و D_v روشن و دیودهای D_s و D_h خاموش هستند. همان طور که در شکل ۴ نشان داده شده است در این حالت سلف L_r و L_s در حال شارژ هستند. همچنین سلف L_r در این زمان به همراه دیود D_s به صورت پیشرو بایاس شده و به همراه خازن‌های C_r و C_s انرژی لازم بار را تأمین می‌کنند. با توجه به ساختار مدار و نحوه بایاس قطعه‌ها و با توجه به حالت ۱ روابط زیر برقرار است

$$V_{L_r} = V_d \rightarrow i_{L_r} = \frac{1}{L_r} \int_{t_1}^{t_r} V_d dt = \frac{V_d}{L_r}(t_r - t) + i_{L_r}(t_1) \quad (13)$$

$$V_{C_r} = 0 \quad (14)$$

$$V_{L_s} = V_d \rightarrow i_{L_s} = \frac{1}{L_s} \int_{t_1}^{t_r} v_d dt = \frac{V_d}{L_s}(t_r - t) + i_{L_s}(t_1) \quad (15)$$

$$V_{L_r} = \frac{nV_d D}{1-D} \rightarrow$$

$$i_{L_r} = \frac{1}{L_r} \int_{t_1}^{t_r} v_d dt = \frac{nV_d D}{L_r(1-D)}(t_r - t) + i_{L_r}(t_1) \quad (16)$$

در زمان روشن شدن کلید چون خازن C_r به طور موازی دو سر کلید قرار گرفته و ولتاژ دو سر آن برابر صفر شده و این ولتاژ نمی‌تواند پرش داشته باشد، پس اجازه افزایش ناگهانی به ولتاژ دو سر کلید را نمی‌دهد. همین امر به کلیدزنی نرم و کاهش تلفات کلیدزنی در لحظه خاموش شدن با کلیدزنی در ولتاژ صفر کمک شایانی می‌کند. در این حالت ولتاژ معکوس دو سر دیودهای خاموش همان طور که از مدار مربوط به این حالت مشخص است، دقیقاً برابر حالت ۱ خواهد بود.

$$V_{Dv} = V_{Lr} + V_{C1} = \frac{n \times V_d \times D}{1-D} + V_{C1} \quad (32)$$

بر اساس خواسته‌های طراح از نظر توان و خصوصیات مورد انتظار در حالت بارداری از جمله ریپل ولتاژ خازن خروجی و همچنین ریپل جریان خروجی در زمان بارداری سیستم، سلف‌ها و خازن‌های مبدل طراحی می‌شود

$$L_1 = \frac{V_d \times D}{f \times \Delta I_{L1}} \quad (33)$$

$$L_r = n^r \times L_1$$

که در آن n نسبت تبدیل، D دوره کاری، $I_{O,max}$ بیشترین جریان ورودی، V_d ولتاژ خروجی، f فرکانس کلیدزنی و ΔI_L تغییرات جریان سلف است. برای محاسبه خازن‌های خروجی نیز داریم

$$C_1 = C_r = \frac{D \times I_{O,max}}{f \times \Delta v_C} \quad (34)$$

$$C_r = \frac{(1-D) \times I_{O,max}}{f \times \Delta v_C} \quad (35)$$

که در آن Δv_C ریپل ولتاژ خروجی است. با بررسی روابط بالا دیده می‌شود که در ساختار پیشنهادی تنش جریانی روی دیودها در محدوده قابل قبولی است. همچنین از مزایای این مبدل تنش ولتاژ کم روی کلید است. همچنین رابطه فوق نشان می‌دهد که میزان تنش ولتاژ روی کلید همواره خیلی کمتر از نصف ولتاژ خروجی است و در درصدی از ولتاژ خروجی است. به عبارت بهتر این ولتاژ همیشه کمتر یا برابر ولتاژ خروجی است. با توجه به روابط بیان شده این میزان تنش ولتاژ روی کلید برای یک مبدل افزایشده غیر ایزوله، یک برتری نسبی محسوب می‌شود. برای طراحی سلف L_r نیز با توجه به یک مبدل پوست ساده خواهیم داشت

$$L_r = \frac{D_{max}^r \times V_o}{f \times \Delta I_{Lr}} \quad (36)$$

$$C_r = \frac{(1-D_{max})^r}{4\pi^r \times D_{max} \times f^r \times L_r} \quad (37)$$

با توجه به روابط بیان شده، می‌توان روابط مربوط به تنش جریان کلید و دیودها را بر حسب جریان خروجی به صورت زیر بیان کرد

$$I_{SW} = \left(\frac{1}{n \times (1-D)} + \frac{R_o(n+D)(1-D)}{f \times 2L_r} \right) I_o \quad (38)$$

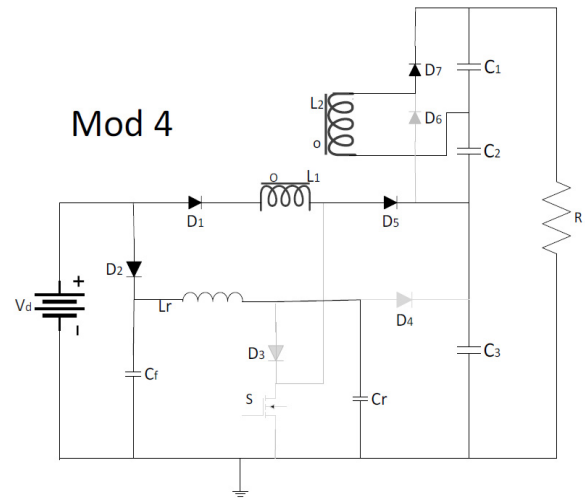
$$I_{D\tau} = \frac{R_o \times D(1-D)}{f \times L_r} I_o \quad (39)$$

$$I_{D\delta} = \frac{R_o \times (1-D)}{n \times f \times L_1} I_o \quad (40)$$

$$I_{D\epsilon} = \frac{(1-D) \times I_o}{f \times L_r} \quad (41)$$

$$I_{Dv} = n \left(I_r - \frac{n(1-D) \times R_o}{L_r} I_o \right) \quad (42)$$

برای محاسبه بازده تمام تلفات مدار به صورت کلی و مجموع در نظر گرفته شده است. به عبارت دیگر در قسمت شبیه‌سازی به کمک محاسبه نسبت توان متوسط خروجی به توان متوسط ورودی پس از پایداری مدار بازده به دست آورده شده است. رابطه (۴۳) مربوط به محاسبه بازده مدار



شکل ۶: مدار مبدل پیشنهادی در بازه زمانی t_r الی t_r .

$$V_{out} = V_{C1} + V_{C\tau} + V_{C\tau} \quad (23)$$

از طرفی با توجه به (۱) تا (۱۶) برای خازن‌های خروجی C_1 ، C_r و C_r می‌توان نوشت

$$V_{C1} = \frac{nD}{1-D} V_d \quad (24)$$

$$V_{C\tau} = nV_d \quad (25)$$

$$V_{C\tau} = \frac{3-D}{2(1-D)} V_d \quad (26)$$

۴- بررسی حالت ماندگار

با توجه به بررسی حالت‌های عملکردی مبدل پیشنهادی، ضریب بهره ولتاژ (M_V) برابر است با

$$V_{out} = \frac{2n+3-D}{2(1-D)} V_d \rightarrow M_V = \frac{2n+3-D}{2(1-D)} \quad (27)$$

همان طور که در رابطه بالا مشخص است، مبدل پیشنهادی با وجود نسبت تبدیل کم و دوره کاری محدود، ضریب بهره ولتاژ مناسبی دارد. در مبدل‌های غیر ایزوله به علت ارتباط الکتریکی مستقیم با خروجی، معمولاً با افزایش ضریب بهره و بالا رفتن ولتاژ خروجی، تنش ولتاژ روی قطعه‌ها، مخصوصاً روی کلید افزایش چشم‌گیری دارد. به همین دلیل در مبدل‌های افزایشده، علاوه بر ضریب بهره ولتاژ، یک پارامتر حیاتی که بسیار مورد توجه است، داشتن کمترین تنش ولتاژ روی قطعه‌های مدار مخصوصاً کلیدها و دیودها در زمان خاموشی این قطعه‌ها است. در صورت عدم توجه به این پارامتر باید از قطعه‌های با ولتاژ شکست معکوس بالا استفاده کرد. استفاده از ادوات با ولتاژ شکست معکوس بالا به شدت در راندمان و بهره‌وری مبدل تأثیر منفی دارد. ولتاژ شکست معکوس کلید و دیودها به صورت زیر قابل محاسبه و پیش‌بینی هستند

$$V_{SW} = V_{C\tau} = \frac{3-D}{2(1-D)} V_d \quad (28)$$

$$V_{D\tau} = V_{D\epsilon} = V_{C\tau} \quad (29)$$

$$V_{D\delta} = V_{C\tau} \quad (30)$$

$$V_{D\epsilon} = V_{C\tau} \quad (31)$$

جدول ۱: مقایسه پارامترهای اساسی چند مبدل با ساختار پیشنهادی.

ساختار	تعداد کلید	بهره ولتاژ	تنش ولتاژ روی کلید	کلیدزنی نرم	مقدار تقریبی تنش ولتاژی روی کلید (ولت)	ولتاژ ورودی / ولتاژ خروجی (ولت)	فرکانس کلیدزنی (کیلوهرتز)	حداکثر بازده (درصد)
مبدل با سلف تزویج شده خروجی با مدار کلمپ [۵۲]	۱	$\frac{1+Dn}{1-D}$	$\frac{n}{1+Dn}V_o$	-	۶۰۰	۷۵/۴۰۰	۱۰۰/۱۰۰۰	۹۲/۳
مبدل با سلف تزویج شده خروجی و مدار کلمپ فعال [۵۳]	۲	$\frac{1+Dn}{1-D}$	$\frac{1+n}{1+Dn}V_o$	در لحظه روشنی	۸۰۰	۴۰/۴۰۰	۶۶/۲۰۰	۹۲
مبدل ترکیبی با ساختار فلاپی یک [۵۴]	۱	$\frac{1+Dn}{1-D}$	$\frac{n}{1+Dn}V_o$	-	۳۰۰	۷۵/۳۸۰	۱۰۰/۳۰۰	۹۲/۴
مبدل پیشنهادی	۱	$\frac{2n+(r-D)}{2(1-D)}$	$\frac{r-D}{2n+(r-D)}V_o$	در لحظه روشنی تشدید و خاموشی با اسنابر	۲۰۰	۳۶/۳۸۵	۱۰۰/۵۰۰	۹۳/۲۵

$$M_V = \frac{2n+3-0.71}{2(1-0.71)} = 10.84 \rightarrow \quad (44)$$

$$V_{out} = M_V V_d = (10.84)(36) = 390.24 \text{ V}$$

علاوه بر ضریب بهره، محاسبه سلف و خازن مبدل با توجه به نیازهای مدار بسیار حایز اهمیت است. از این رو می توان نوشت

$$L_1 = \frac{36 \times 0.71}{100 \times 10^3 \times 3.5} = 7.3 \times 10^{-5} \text{ H} \approx 75 \mu\text{H}$$

$$L_r = r^2 \times 75 = 300 \mu\text{H}$$

$$C_1 = C_r = \frac{0.71 \times 1.28}{100 \times 10^3 \times 1} = 0.912 \times 10^{-5} \approx 10 \mu\text{F}$$

$$C_r = \frac{(1-0.71) \times 1.28}{100 \times 10^3 \times 1} \approx 4.7 \mu\text{F} \quad (45)$$

$$L_r = \frac{0.71^2 \times 390}{100 \times 10^3 \times 8 \times 10} \approx 25 \mu\text{H}$$

$$C_r = \frac{(1-0.71)^2}{4\pi^2 \times 0.71 \times (100 \times 10^3)^2 \times 25 \times 10^{-6}} = 1 \text{ nF}$$

بنابراین بر اساس رابطه M_V ضریب بهره ولتاژ مبدل برابر ۱۰/۸۴ است. با ضرب عدد فوق در ولتاژ ورودی، مقدار ولتاژ ۳۹۰ ولت که اندازه حالت نظر به عنوان خروجی یک نیروگاه است، تعیین می شود. برای محاسبه ولتاژ خروجی به کمک ولتاژ تک تک خازن های خروجی، ابتدا ولتاژ هر یک از خازن های خروجی به صورت زیر تعیین می شود

$$V_{C_1} = \frac{2(0.71)}{1-0.71}(36) = 176 \text{ V}$$

$$V_{C_r} = 2(36) = 72 \text{ V} \quad (46)$$

$$V_{C_r} = \frac{3-0.71}{2(1-0.71)}(36) = 142 \text{ V}$$

با مشخص بودن ولتاژ هر یک از خازن ها، ولتاژ خروجی برابر خواهد شد با

$$V_{out} = V_{C_1} + V_{C_r} + V_{C_r} = 176 + 72 + 142 = 390 \text{ V} \quad (47)$$

در این طراحی بار مقاومتی خالص در نظر گرفته شده و با توجه به این که مبدل ۵۰۰ وات طراحی شود، از رابطه توانی زیر برای محاسبه مقاومت بار استفاده می شود

می باشد که نشان می دهد کلیه تلفات المان ها و حتی نشتی سلف ها مد نظر قرار گرفته است

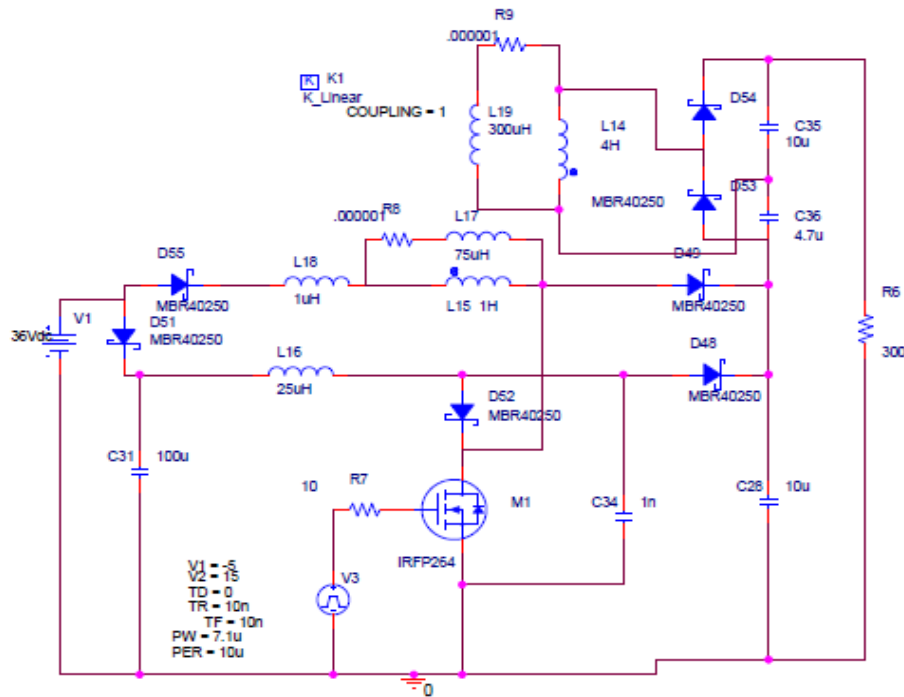
$$\eta = \frac{\text{avg}(p_{out})}{\text{avg}(p_{in})} \times 100 \quad (43)$$

با توجه به مطالب بیان شده، چنین به نظر می رسد که مبدل پیشنهادی، نسبت به مبدل هایی که بر پایه ساختار غیر ایزوله ارائه شده اند، از نظر ضریب بهره ولتاژ و همچنین تنش ولتاژ روی کلید با توجه به تعداد کلیدها، مبدل مناسبی است. این مطلب به صورت مقایسه با چند مبدل غیر ایزوله که اساس طراحی بسیاری از مبدل ها هستند، از نظر ضریب بهره ولتاژ، توان انتقالی، تنش ولتاژ روی کلید، تعداد کلید و کلیدزنی نرم در جدول ۱ نشان داده شده است. از مهم ترین مباحث در طراحی یک مبدل بررسی قابلیت اطمینان ساختار است. قابلیت اطمینان در یک ساختار مربوط به دو حالت تأمین ولتاژ خروجی و کیفیت این ولتاژ است. در مبدل های افزاینده عمدتاً می توان با چند لایه کردن ساختار، قابلیت اطمینان را بهبود داد. چند لایه کردن ساختار با پیچیدگی هایی نیز همراه است، به خصوص از نظر کنترلی و افزایش المان ها. مبدل ها با ساختاری شامل توازی دو یا چند ساختار نیز تا حد زیادی از نظر قابلیت اطمینان بهبود می یابند. در مدار پیشنهادی یکی از موارد بسیار مهم که در مبحث قابلیت اطمینان اهمیت دارد، تضمین عملکرد این مبدل در ناحیه مشخص شده خط بار برای داشتن کلیدزنی نرم است.

ساختارهای اینچینی باید به صورت حلقه بسته مورد توجه و تحلیل قرار گیرند که در این مقاله مورد نظر نبوده است و دقیقاً در ادامه تحقیقات و مباحث آینده مورد بررسی قرار می گیرد. از همین رو برای ساده سازی ساختار مد نظر و حفظ و تأیید کلیدزنی نرم در ساختار پیشنهادی که به صورت حلقه باز طراحی و ساخته شده با ثابت در نظر گرفتن بار از این تأثیرات چشم پوشی شده است.

۵- طراحی مبدل

در این قسمت یک مبدل ۵۰۰ وات با ولتاژ ورودی ۳۶ ولت بر اساس روابط بیان شده طراحی می گردد. اگر n برابر ۲ در نظر گرفته شود و دوره کاری برابر ۰/۷۱ انتخاب گردد، ضریب بهره ولتاژ برابر است با



شکل ۷: مدار مبدل پیشنهادی در نرم‌افزار پی‌اسپایس.

تا نیروگاه‌های ترکیبی پیل سوختی / باتری در مدار پیشنهادی حالت نظر قرار گرفته است.

شکل موج‌های ولتاژ خازن‌های C_1 ، C_2 و C_3 و ولتاژ خروجی که برابر مجموع ولتاژ هر سه خازن است، به ترتیب در شکل‌های ۸ و ۹ نشان داده شده است. جمع‌شدن ولتاژ هر سه خازن خروجی که به صورت سری قرار گرفته‌اند، ولتاژ خروجی بالا با کمترین تنش ولتاژ ممکن روی کلید را ممکن می‌سازد. در مبدل پیشنهادی سعی شده به کمک تقسیم ولتاژ خروجی بین سه خازن، علاوه بر کاهش تنش جریانی روی خازن‌های خروجی، تنش ولتاژ روی کلید در حد قابل قبولی باشد. کم‌بودن تنش ولتاژ روی کلید کمک می‌کند از کلید با ولتاژ شکست معکوس کمتر استفاده شود. کلید با ولتاژ معکوس شکست کمتر، مقاومت درین-سورس کمتری دارد که این نشان‌دهنده تلفات هدایتی کمتری است.

نمودار جریان سلف‌های اولیه و ثانویه تزویج‌شده در شکل ۱۰ و تغییرات جریان سلف تشدید در شکل ۱۱ نشان داده شده است.

تشدید بین سلف و خازن شاخه تشدید و کلید سخت با توجه به شکل موج ولتاژ خازن تشدید که در شکل ۱۲ آمده است، نشان می‌دهد که در لحظه روشن‌شدن کلید ولتاژ خازن تشدید در حال عبور از صفر است. در شکل ۱۳ ولتاژ اعمالی به گیت کلید نشان داده شده است. با مقایسه ولتاژ گیت کلید با ولتاژ دو سر خازن تشدید، همان هدف اصلی ساختار پیشنهادی، یعنی کلیدزنی در ولتاژ صفر قابل مشاهده است. در شکل ۱۴ نیز ولتاژ دو سر کلید، ولتاژ دو سر دیودهای خروجی، D_p ، D_h ، D_f و D_v نشان داده شده است.

در این مبدل همان‌طور که از شکل موج‌های مربوط به گیت کلید و ولتاژ دو سر کلید (ولتاژ خازن تشدید) به خوبی مشخص است، زمان روشن‌شدن کلید دقیقاً هم‌زمان با لحظه عبور از صفر ولتاژ خازن تشدید است، بنابراین کلیدزنی در ولتاژ صفر انجام شده است. با دقت در شکل موج گیت کلید و شکل موج خازن تشدید در نتایج شبیه‌سازی مشاهده می‌شود که کلید فقط در لحظه روشنی از این مزیت بهره می‌برد. ولی با کمی دقت مشخص می‌شود که با روشن‌شدن کلید، دو سر خازن تشدید اتصال کوتاه شده و این خازن به صورت کامل دشارژ می‌شود. دشارژ خازن

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_{load}} \rightarrow R_{load} = \frac{39.24^2}{50} = 30.4 \Omega \quad (48)$$

در پایان طراحی مبدل تنش ولتاژ کلید برابر است با

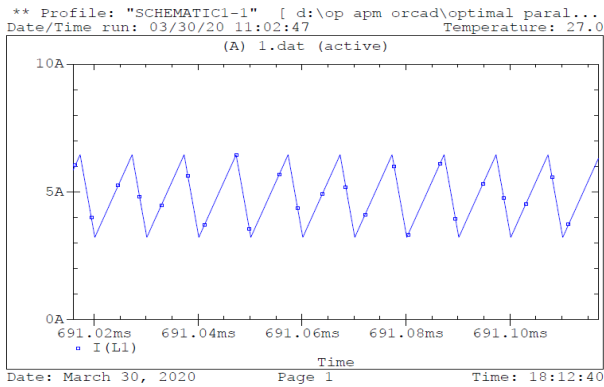
$$V_{SW} = \frac{3 - 0.71}{2(1 - 0.71)} (36) = 142 \text{ V} \quad (49)$$

۶- نتایج شبیه‌سازی

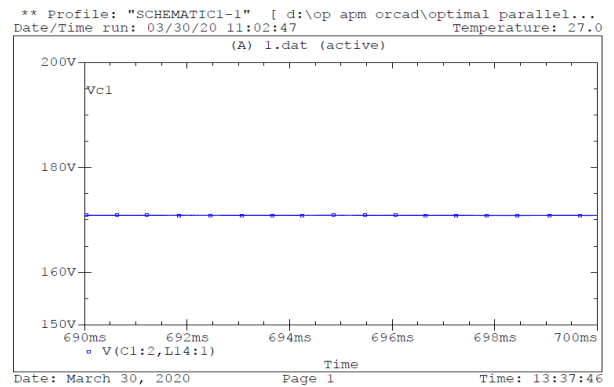
در این قسمت با استفاده از نرم‌افزار پی‌اسپایس رفتار مبدل برای بررسی درستی روابط طراحی شبیه‌سازی شده است.

ابتدا با استفاده از دو سلف تزویج‌شده (که به صورت مدل ایده‌آل به اضافه سلف نشتی ارائه شده است) شاخه اول و به کمک یک سلف و خازن سری، شاخه دوم مدل می‌شود. نکته قابل توجه در این طراحی کوچک‌بودن خازن تشدید است که در بحث تلفات تأثیر مهمی دارد. شکل ۷ مدار مبدل پیشنهادی در نرم‌افزار پی‌اسپایس را نشان می‌دهد. در این مدار با استفاده از یک سلف و خازن، شاخه تشدید مطابق ساختار پیشنهادی پیاده‌سازی می‌شود که علاوه بر فراهم‌کردن یک شرایط مناسب برای کلیدزنی نرم در تأمین بار نیز کمک شایانی می‌کند. شاخه تزویج‌شده علاوه بر یک مبدل بوست ورودی، یک مبدل تمام پل در خروجی تشکیل داده و هم‌زمان با بهبود ضریب بهره ولتاژ، نقش مؤثری در پیوستگی جریان نیز دارد. در مجموع می‌توان بیان کرد که در این ساختار با وجود سادگی و کاربردی‌بودن، مزایای مهمی مانند ضریب بهره ولتاژ مناسب، بازده بالا و تنش کم روی کلید و دیودها نسبت به بیشتر ساختارهای مشابه دارد.

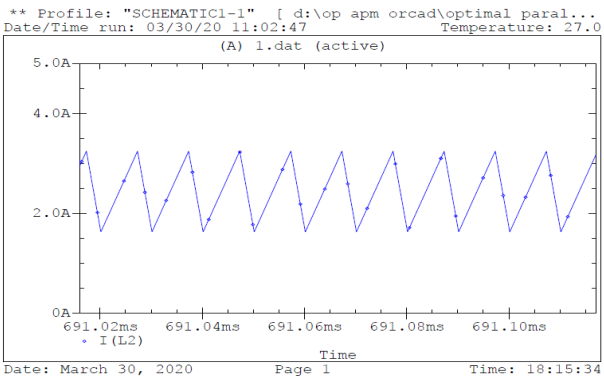
یکی از دلایل محدودیت در توان انتقالی مبدل با یک کلید، عبور جریان دوشاخه در لحظه روشن‌شدن کلید است. در ساختار پیشنهادی با توجه به عدم هم‌زمانی جریان‌کشی لحظه اول توسط هر دو سلف تا حد زیادی به کاهش فشار جریانی روی کلید کمک شده است. این توانایی به دلیل خاموش‌بودن دیود سری با کلید در لحظه روشن‌شدن کلید به دست می‌آید. انعطاف‌پذیری برای کاربردهای مختلف از نیروگاه‌های خورشیدی



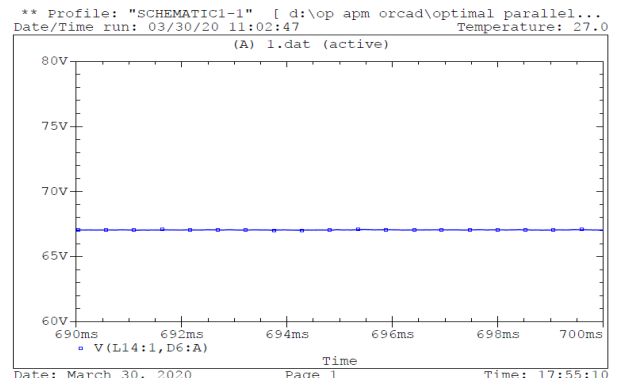
(الف)



(الف)

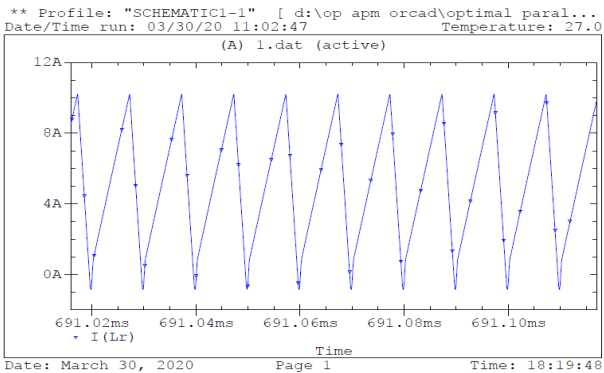


(ب)

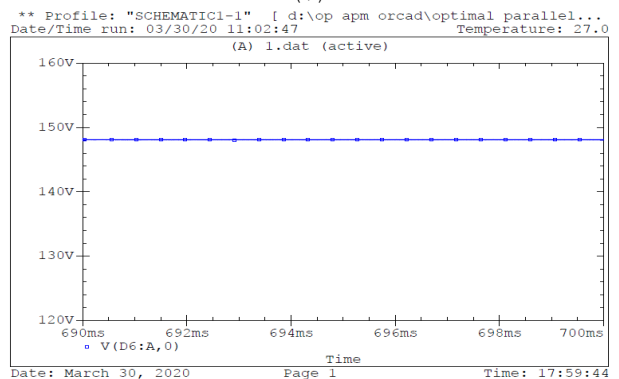


(ب)

شکل ۱۰: جریان سلف‌های اولیه و ثانویه تزویج‌شده، (الف) جریان سلف اولیه تزویج‌شده (L_1) و (ب) جریان سلف ثانویه تزویج‌شده (L_2).

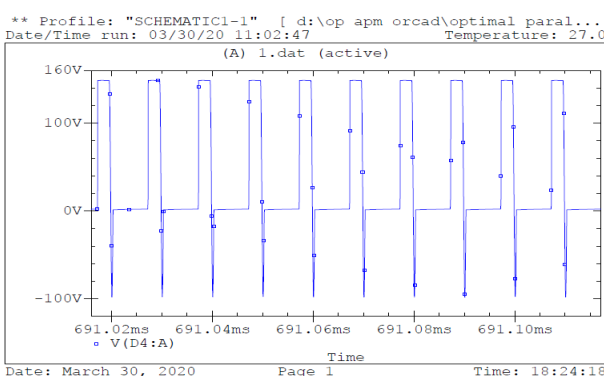


شکل ۱۱: جریان سلف شاخه تشدید.

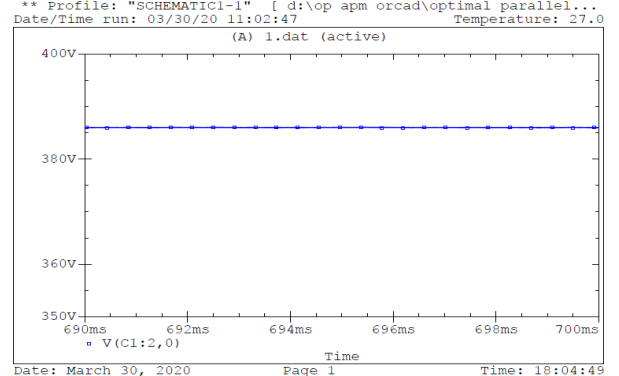


(ج)

شکل ۸: ولتاژ خازن‌ها، (الف) ولتاژ خازن C_1 ، (ب) ولتاژ خازن C_r و (ج) ولتاژ خازن C_r .



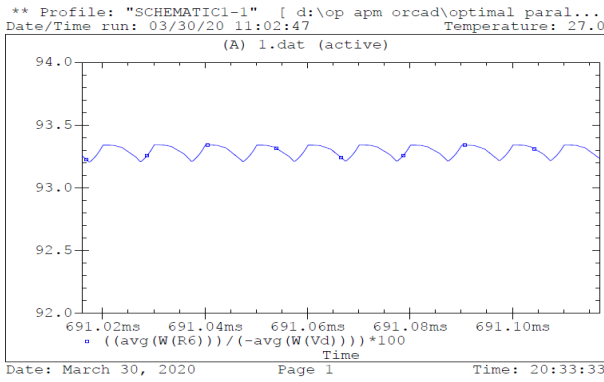
شکل ۱۲: ولتاژ خازن شاخه تشدید.



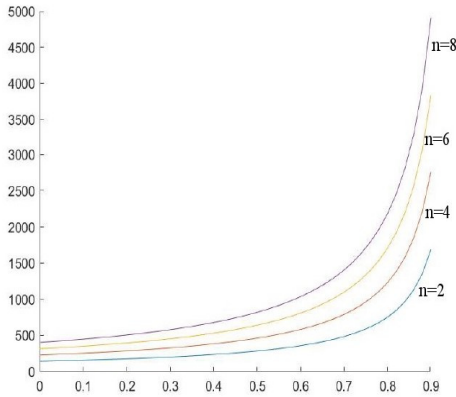
شکل ۹: ولتاژ خروجی.

(الف) روشنی کلید در ولتاژ صفر به کمک تشدید (عبور از صفر ولتاژ در ساختار تشدید)
 (ب) خاموشی کلید در ولتاژ صفر به کمک خازن (خاصیت پیوستگی ولتاژ خازن)

تشدید به معنی صفر شدن ولتاژ دو سر این خازن است. در نتیجه در لحظه خاموش شدن کلید، چون ولتاژ خازن پرش ندارد، می‌توان دید کلید تقریباً در ولتاژ صفر خاموش می‌شود. بنابراین مبدل با ساختار ساده دارای چند مزیت مهم است که عبارتند از:



شکل ۱۵: بازده مبدل پیشنهادی.



شکل ۱۶: ولتاژ خروجی بر حسب دوره کاری برای نسبت تزویج‌های مختلف.

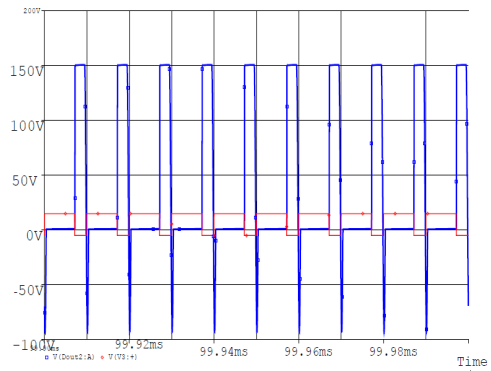
ج) عدم شارژ هر دو سلف به صورت هم‌زمان در لحظه روشن شدن کلید به خاطر خاموش ماندن دیود سری با کلید و کاهش جریان هجومی عبوری از کلید در لحظه اول (کاهش جریان هجومی سلف‌ها می‌تواند تا حد زیادی در کم شدن ریبیل جریان ورودی مفید واقع شود)

بازده این مبدل در شکل ۱۵ نشان داده شده است. تمام نتایج به دست آمده با نسبت تزویج $n=2$ است. بررسی تأثیر دوره کاری و نسبت تزویج روی ولتاژ خروجی یا به عبارت بهتر مقایسه ضریب بهره ولتاژ بر اساس افزایش دوره کاری با نسبت تزویج‌های متفاوت در شکل ۱۶ نشان داده شده است.

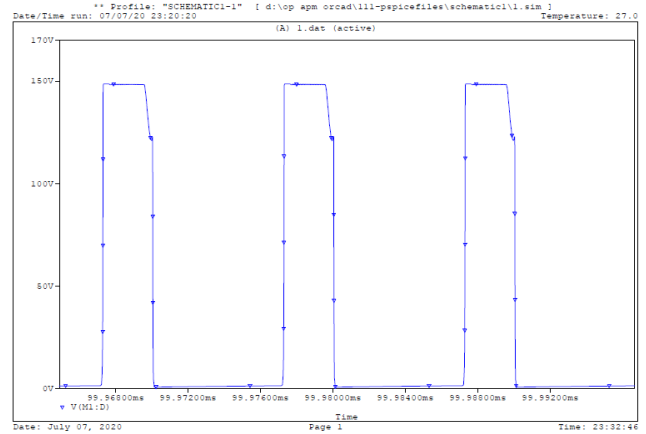
۷- ساخت نمونه آزمایشگاهی

در این قسمت برای بررسی نتایج شبیه‌سازی یک نمونه آزمایشگاهی از مدار پیشنهادی ساخته شده است. در اینجا این نکته شایان ذکر است که این ساختار به صورت حلقه باز ارائه شده و چندان در مورد قسمت کنترلی آن بحثی صورت نگرفته است. این ساختار به خاطر تحلیل با بار ثابت سعی شده در یک نقطه خاص رزونانسی تنظیم شود و در حالت حلقه بسته می‌توان به کمک ساختارهای قفل فاز به خوبی مبدل را با توجه به بار در نقطه رزونانسی مورد نظر تنظیم کرد.

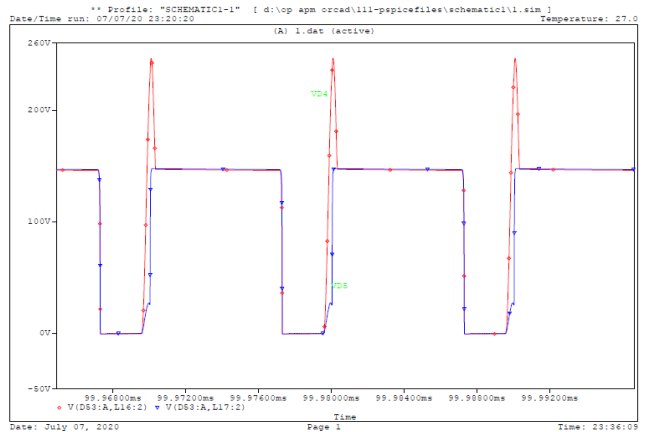
بر اساس نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی و روابط بیان شده، طراحی دقیقی برای نمونه آزمایشگاهی انجام شده است. با توجه به این طراحی به کمک تزویج مغناطیسی بین یک سلف ۷۵ میکروهنری و با ضریب تزویج $n=2$ که به معنی داشتن سلف ثانویه‌ای ۳۰۰ میکروهنری است دو سلف L_1 و L_2 آماده شده است. سلف L_2 به عنوان مبدل تمام پل در خروجی ایفای نقش می‌کند. همچنین سلف $L_r = \mu 25H$ در شاخه تشدید با خازن ۱ نانوفاراد تشدید برقرار کرده و دو وظیفه مهم افزایش



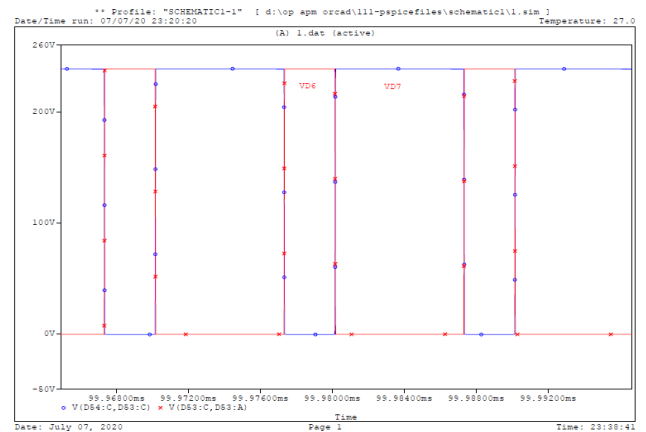
شکل ۱۳: ولتاژ گیت و خازن رزونانس.



(الف)



(ب)



(ج)

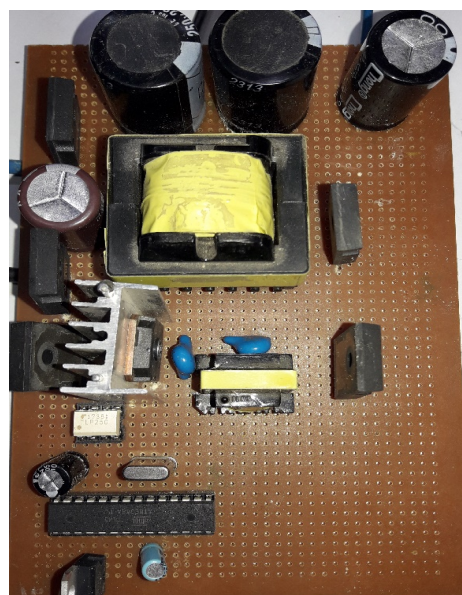
شکل ۱۴: ولتاژ دو سر کلید و دیودهای خروجی، (الف) ولتاژ دو سر کلید، (ب) ولتاژ دو سر دیود D_4 و D_5 و (ج) ولتاژ دو سر دیود D_6 و D_7 .

جدول ۲: مشخصات مبدل پیشنهادی ساخته شده.

مقدار	کمیت	واحد
۳۶	ولتاژ ورودی	ولت
۳۸۳	ولتاژ خروجی	ولت
۵۰۰	توان خروجی	وات
۱۰/۷	ضریب بهره ولتاژ	-
۳۰۰	مقاومت بار	اهم
۲	نسبت تبدیل	-
۰/۷۱	دوره کاری کلید	-

جدول ۳: مقایسه نتایج طراحی، شبیه‌سازی و ساخت مبدل پیشنهادی.

نتایج مبدل پیشنهادی	$V_{C_1}(V)$	$V_{C_2}(V)$	$V_{C_r}(V)$	$V_{out}(V)$	M_V
طراحی شده	۱۷۶	۷۲	۱۴۲	۳۹۰	۱۰/۸۴
شبیه‌سازی	۱۷۲	۶۷	۱۴۸	۳۸۷	۱۰/۷۵
نتایج ساخت	۱۷۷	۷۱	۱۴۲	۳۸۵	۱۰/۷۰



شکل ۱۷: مبدل پیشنهادی ساخته شده.

سلف‌ها حداکثر جریان خود را دارند و تمایلشان به حفظ این جریان بر اساس خاصیت ذاتی سلف، یعنی پیوستگی جریان، اسپایک ایجاد شده می‌تواند آسیب جدی به مبدل وارد کند و کلیدزنی نرم به شدت نیاز است. این امر به خوبی در لحظه صفر شدن ولتاژ دو سر کلید که در حقیقت همان لحظه عبور از صفر ولتاژ رزونانسی خازن است، امکان‌پذیر می‌باشد. در این قسمت می‌توان این امر را نیز مورد توجه قرار داد که بر اساس طراحی، شبیه‌سازی و نمونه ساخته شده ولتاژ هر خازن در محدوده قابل انتظار و با ریبیل قابل قبول در توان مورد نظر است.

۸- نتیجه‌گیری

بهترین روش برای حل مشکل سطح ولتاژ خروجی نیروگاه‌های مبتنی بر انرژی‌های نو استفاده از مبدل‌های افزایشنده است. مهم‌ترین هدف در این مبدل‌ها داشتن یک ضریب بهره ولتاژ بالا هم‌زمان با داشتن بازده مناسب و کمترین تنش ولتاژ روی قطعه‌های مدار است. در این مقاله مدار پیشنهادی از یک مبدل بوست با سلف تزویج شده غیر ایزوله و یک شاخه موازی غیر تزویج تشکیل شده است. شاخه تزویج شده به کمک ساختار تمام پل خروجی علاوه بر افزایش ولتاژ، پیوستگی جریان خروجی را نیز ممکن ساخته است. شاخه غیر تزویج (شاخه تشدید) توانایی مدار را از نظر توان انتقالی بهبود بخشیده و عمل افزایش ولتاژ را نیز انجام داده است. شاخه تشدید با ایجاد کلیدزنی در ولتاژ صفر، تلفات کلیدزنی را به شدت کاهش داده است. دیودی که با کلید سری شده نیز چون با تأخیر زمانی مناسبی نسبت به کلید روشن می‌شود، کمک شایانی به مبدل از نظر طراحی در توان‌های بالا و همین‌طور کاهش جریان هجومی سلف‌ها در لحظه روشن شدن کلید می‌کند. این روش کلیدزنی نرم به خاطر سادگی از نظر طراحی، پیاده‌سازی و قابلیت اطمینان بالا بسیار کاربردی است. همچنین این روش توانایی تعمیم برای بسیاری از مبدل‌های با ساختاری تقریباً مشابه را نیز دارد. در ساختار پیشنهادی با استفاده از ترکیب دو ساختار پر کاربرد با نسبت تزویج کم ($n=2$)، حدود ۳۰٪ تنش ولتاژی کلید نسبت به طرح‌های مشابه کاهش یافته است. این عمل در ضمن حفظ بهره ولتاژ بدون افزایش بیش از حد نسبت وظیفه که خود مشکلاتی به همراه داشت، امکان‌پذیر شد. از سوی دیگر با افزودن ساختار کلیدزنی نرم پیشنهادی بازده مبدل تا ۱٪ نسبت به ساختارهای پایه مشابه افزایش

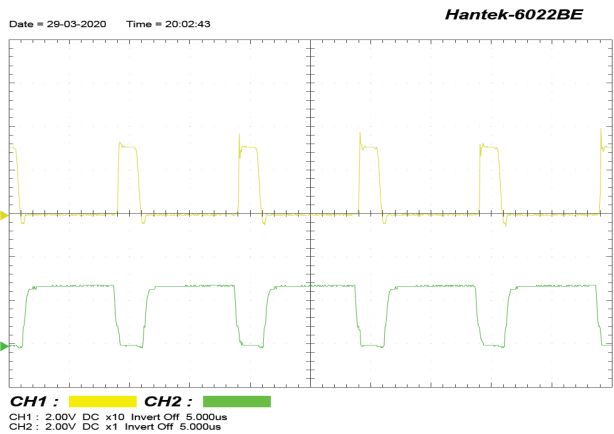
و کلیدزنی سخت را هم‌زمان انجام می‌دهد. در مدار ساخته شده از دیود MBR۴۰۲۵۰ که یک دیود سریع با ولتاژ شکست معکوس ۲۵۰ ولت و با توان گذردهی جریان ۴۰ آمپر است استفاده می‌شود. این دیود از نظر ولتاژ پیشرو که عمده میزان تلفات یک دیود را نشان می‌دهد، در حد قابل قبولی است ($V_{on} \approx 0.7$). همچنین از کلید IRFP۲۶۴ که یک ماسفت قدرت با ولتاژ شکست معکوس ۲۵۰ ولت است، استفاده شده است. فرکانس کاری این مبدل ۱۰۰ کیلوهرتز بوده و در توان ۵۰۰ وات ساخته شده است. از سری کردن ۳ باتری برای تهیه ولتاژ ورودی استفاده شده و خروجی ۳۸۵ ولت را برای بار ۳۰۰ اهم تأمین می‌کند که خود نشان‌دهنده ضریب بهره ولتاژ بیش از ۱۰/۸ است. مشخصات مبدل ساخته شده در جدول ۲ آمده است.

شکل ۱۷ ساختار نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی را که در مرکز تحقیقات ریزشبکه‌های هوشمند دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد ساخته شده است نشان می‌دهد.

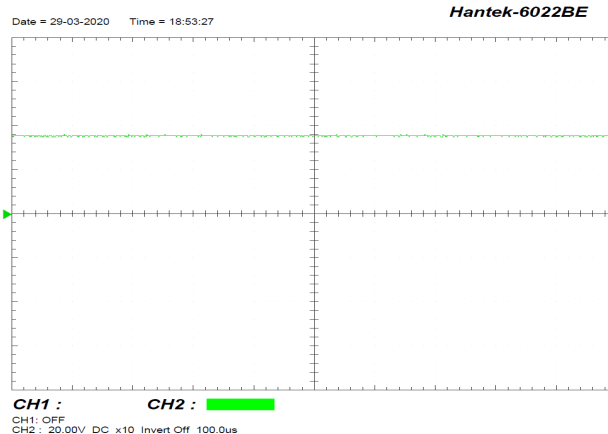
نمودارهای مربوط به ولتاژ خازن اول (V_{C_1})، ولتاژ خازن دوم (V_{C_2}) و ولتاژ خازن سوم (V_{C_r}) و همچنین ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی نمونه ساخته شده که به عنوان یکی از اصلی‌ترین پارامترهای یک مبدل افزایشنده است، در شکل ۱۸ نشان داده شده است. شکل موج ولتاژ خازن تشدید (V_{C_r}) و ولتاژ گیت کلید در شکل ۱۹ آمده که ادعای کلیدزنی در ولتاژ صفر را به طور دقیق نشان می‌دهد. در شکل ۲۰ نیز ولتاژ دو سر کلید آمده که تنش ولتاژ روی کلید را نشان می‌دهد. این ولتاژ که در بار نامی اندازه‌گیری شده و حداکثر مقدار خود را دارا می‌باشد.

مقایسه نتایج طراحی، شبیه‌سازی و ساخت در جدول ۳ آمده است. همان‌طور که دیده می‌شود، همه مشخصات اصلی که یک مبدل را قابل استفاده می‌کند، برای مبدل پیشنهادی در این جدول آمده است. این جدول علاوه بر تأیید همه نتایج طراحی، شبیه‌سازی و عملی و مقایسه آنها در ساختار پیشنهادی، توانایی‌های این مبدل از نظر توان انتقالی و ضریب بهره ولتاژ را به خوبی نمایش می‌دهد.

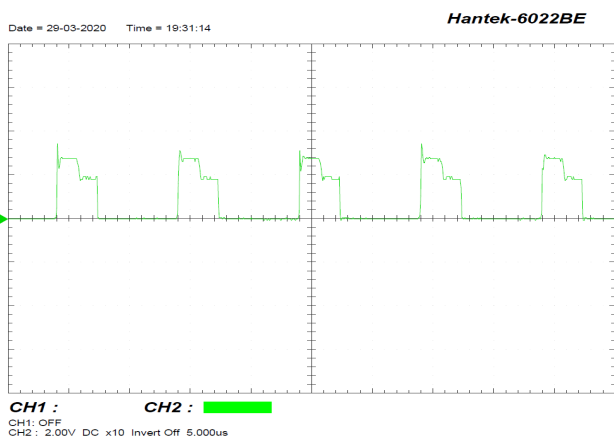
همان‌گونه که با مقایسه نتایج عملی و شبیه‌سازی شده به خوبی مشاهده می‌شود، مطابق با نتایج به دست آمده در لحظه روشن شدن کلید، جریان سلف‌ها در کمترین مقدار خود هستند و از این رو فشار چندان به کلید وارد نمی‌شود. در سمت مقابل در لحظه خاموش شدن کلید که



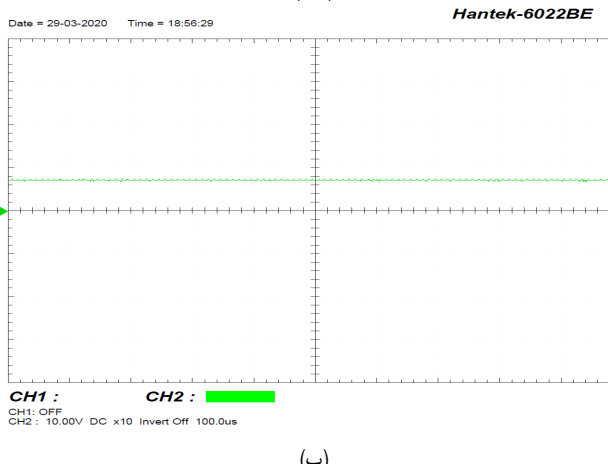
شکل ۱۹: نمودار بالا ولتاژ خازن تشدید و نمودار پایین ولتاژ گیت سویچ.



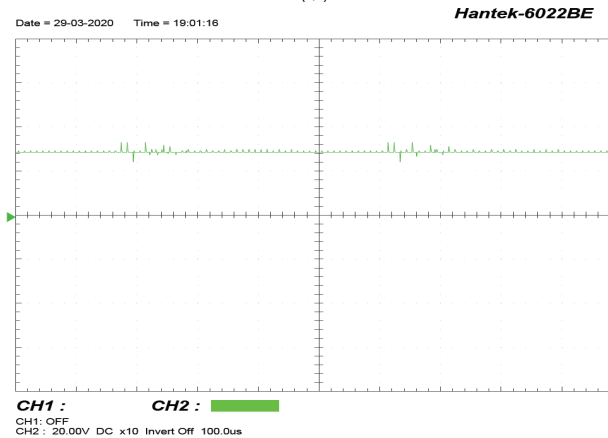
(الف)



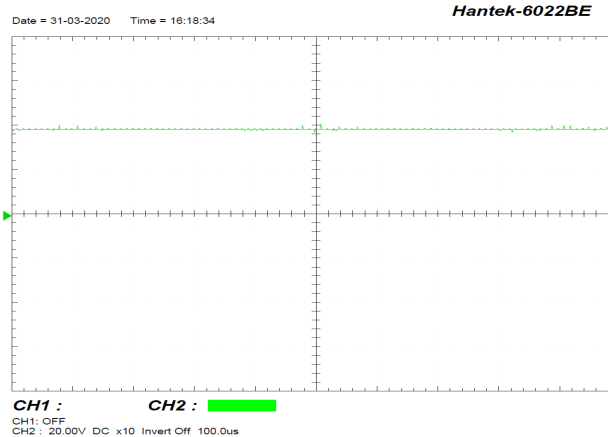
شکل ۲۰: شکل موج ولتاژ درین-سورس سویچ.



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۱۸: (الف) ولتاژ خازن C_c ، (ب) ولتاژ خازن C_r ، (ج) ولتاژ خازن C_r و (د) ولتاژ خروجی.

یافته است. پس می‌توان گفت مبدل پیشنهادی علاوه بر برآورده کردن خواسته‌های مرسوم و متداول با پیشنهاد ساختاری جدید همراه با حفظ ضریب بهره و بازده بالا به دنبال تنش ولتاژ پایین روی قطعه‌ها است. کلیدزنی نرم و افزایش توان انتقالی بدون اضافه کردن قطعه فعال، پیچیده کردن و یا چند طبقه کردن مبدل نیز دیگر دستاورد بسیار مهم این ساختار است. رفتار مبدل پیشنهادی با دقت فراوان بررسی، تحلیل، محاسبه، شبیه‌سازی و اجرا شده است.

مراجع

[1] G. Haghshenas, S. M. M. Mirtalaei, H. Mordmand, and G. Shahgholian, "High step-up boost-fly back converter with soft switching for photovoltaic applications," *J. of Circuits, Systems, and Computers*, vol. 28, no. 1, pp. 1-16, Jan. 2019.

[۲] ا. بابائی، ا. عباس‌نژاد، س. علیلو و م. صباحی، "تحلیل، طراحی و شبیه‌سازی یک مبدل dc/dc کاهنده با کلیدزنی تحت ولتاژ و جریان صفر،" نشریه کیفیت و بهره‌وری صنعت برق ایران، سال ۴، شماره ۲، صص. ۶۲-۴۹، پاییز و زمستان ۱۳۹۴.

[3] S. H. Mozafarpour-Khoshrodi and G. Shahgholian, "Improvement of perturb and observe method for maximum power point tracking in wind energy conversion system using fuzzy controller," *Energy Equipment and Systems*, vol. 4, no. 2, pp. 111-122, Autumn 2016.

[4] K. Khani and G. Shahgholian, "Analysis and optimization of frequency control in isolated microgrid with double-fed induction-generators based wind turbine," *J. of International Council on Electrical Engineering*, vol. 9, no. 1, pp. 24-37, Feb. 2019.

[۵] م. ر. بنائی و ح. اژدرفاقی بناب، "آنالیز عملکرد مبدل dc-dc کاهنده-افزاینده جدید با ضریب افزایش ولتاژ بالا برای کاربرد در سیستم خورشیدی،" نشریه مهندسی برق و مهندسی کامپیوتر ایران، الف-نشریه مهندسی برق، سال ۱۵، شماره ۳، صص. ۱۸۴-۱۷۵، پاییز ۱۳۹۶.

- [6] ر. علی اکبری و م. دلشاد، "یک مبدل بسیار افزاینده کلیدزنی در جریان صفر جدید با المان کمکی کم"، *روش‌های هوشمند در صنعت برق*، سال ۸، شماره ۳۲، صص. ۲۸-۲۱، زمستان ۱۳۹۶.
- [7] س. م. میرطلائی و ر. امانی نافچی، "مبدل DC-DC بسیار افزاینده بوست با سلف توزیع‌شده و تکنیک دیود-خازن"، *نشریه روش‌های هوشمند در صنعت برق*، سال ۱۰، شماره ۳۹، صص. ۱۲-۳، پاییز ۱۳۹۸.
- [8] B. P. R. Baddipadiga, V. A. K. Prabhala, and M. Ferdowsi, "A family of high-voltage-gain DC-DC converters based on a generalized structure," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8399-8411, Oct. 2018.
- [9] N. Vazquez, L. Estrada, C. Hernandez, and E. Rodriguez, "The tapped-inductor boost converter," in *Proc. of the Int. Symp. on Industrial Electronics*, pp. 538-543, Vigo, Spain, 4-7 Jun. 2007.
- [10] J. Yao, K. Li, K. Zheng, and A. Abramovitz, "On the equivalence of the switched inductor and the tapped inductor converters and its application to small signal modelling," *Energies*, vol. 12, Article No.: 4906, 19 pp., 2019.
- [11] Q. Zhao and F. C. Lee, "High performance coupled-inductor dc-dc converter," in *Proc. of 18th Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition*, pp. 109-113, Miami Beach, FL, USA, 9-13 Feb. 2003.
- [12] T. V. Nguyen, et al., "Self-powered high efficiency coupled inductor boost converter for photovoltaic energy conversion," *Energy Procedia*, vol. 36, pp. 650-656, 2013.
- [13] Q. Zhao and F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up dc-dc converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [14] T. Wu, Y. Lai, J. Hung, and Y. Chen, "Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 154-162, Jan. 2008.
- [15] D. M. Van de Sype, K. De Gussemme, W. R. Ryckaert, A. P. Van de Bossche, and J. A. Melkebeek, "A single switch buck-boost converter with a high conversion ratio," in *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, Dresden, Germany, Sept. 2005.
- [16] W. Li and X. He, "Review of non-isolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, Apr. 2011.
- [17] H. Liu, H. Hu, H. Wu, Y. Xing, and I. Batarseh, "Overview of high-step-up coupled-inductor boost converters," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 689-704, Jun. 2016.
- [18] Y. Zhao, W. Li, and X. He, "Single-phase improved active clamp coupled-inductor-based converter with extended voltage doubler cell," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2869-2878, Jun. 2012.
- [19] B. Gu, J. Dominic, J. S. Lai, Z. Zhao, and C. Liu, "High boost ratio hybrid transformer DC-DC converter for photovoltaic module applications," in *Proc. of 18th Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition*, pp. 598-606, Orlando, FL, USA, 5-9 Feb. 2012.
- [20] T. Liang, S. Chen, L. Yang, J. Chen, and A. Ioinovici, "Ultra-large gain step-up switched-capacitor dc-dc converter with coupled inductor for alternative sources of energy," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. 59, no. 4, pp. 864-874, Apr. 2012.
- [21] R. Wai, C. Lin, R. Duan, and Y. Chang, "High-efficiency DC-DC converter with high voltage gain and reduced switch stress," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 354-364, Feb. 2007.
- [22] K. Tseng, J. Lin, and C. Huang, "High step-up converter with three-winding coupled inductor for fuel cell energy source applications," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 574-581, Feb. 2015.
- [23] J. W. Baek, M. H. Ryoo, T. J. Kim, D. W. Yoo, and J. S. Kim, "High boost converter using voltage multiplier," in *Proc. 31st Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society*, 6 pp., Raleigh, NC, USA, 6-10 Nov. 2005.
- [24] T. J. Liang, S. M. Chen, L. S. Yang, J. F. Chen, and A. Ioinovici, "Ultra large gain step-up switched-capacitor DC-DC converter with coupled inductor for alternative sources of energy," *IEEE Trans. on Circuit and System*, vol. 59, no. 4, pp. 864-874, Apr. 2012.
- [25] D. R. Garth, W. J. Muldoon, G. C. Benson, and E. N. Costague, "Multi-phase, 2-kilowatt, high-voltage, regulated power supply," in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, pp. 110-116, Pasadena, CA, USA, 19-20 Apr. 1971.
- [26] M. T. Zhang, Y. Jiang, F. C. Lee, and M. M. Jovanovic, "Single-phase three-level boost power factor correction converter," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 434-439, Dallas, TX, USA, 5-9 Mar. 2002.
- [27] K. I. Hwu and Y. T. Yau, "An interleaved ac-dc converter based on current tracking," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1456-1463, May 2009.
- [28] G. Franceschini, E. Lorenzani, M. Cavatorta, and A. Bellini, "3boost: a high-power three-phase step-up full-bridge converter for automotive applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 173-183, Jan. 2008.
- [29] P. W. Lee, Y. S. Lee, D. K. W. Cheng, and X. C. Liu, "Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 787-795, Aug. 2000.
- [30] X. Huang, X. Wang, T. Nergaard, J. S. Lai, X. Zhu, and L. Xu, "Parasitic ringing and design issues of digitally controlled high-power interleaved boost converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1341-1352, Sep. 2004.
- [31] L. Huber and M. M. Jovanovic, "A design approach for server power supplies for networking applications," in *Proc. of 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Expo.*, vol. 2, pp. 1163-1169, New Orleans, LA, USA, 6-10 Feb. 2000.
- [32] X. Feng, J. Liu, and F. C. Lee, "Impedance specifications for stable dc distributed power systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 157-162, Mar. 2002.
- [33] T. F. Wu and T. H. Yu, "Unified approach to developing single-stage power converters," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 34, no. 1, pp. 211-223, Jan. 1998.
- [34] B. R. Lin and J. J. Chen, "Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio," *IET-Power Electron*, vol. 1, no. 3, pp. 386-394, Oct. 2008.
- [35] R. Suriyakulnaayudhya, "A high gain step-up fly boost converter for high voltage high power applications," in *Proc. of the IEEE/IEEEIC*, vol. ???, pp. 1268-1272, Rome, Italy, Jun. 2015.
- [36] S. L. Brockveld and G. Waltrich, "Boost-flyback converter with interleaved input current and output voltage series connection," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 8, pp. 1463-1471, May 2018.
- [37] A. B. Shitole, S. Sathyan, H. Suryawanshi, M. G. G. Talapur, and P. Chaturvedi, "Soft-switched high voltage gain boost-integrated flyback converter interfaced single-phase grid-tied inverter for SPV integration," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 54, no. 1, pp. 482-493, Jan./Feb. 2018.
- [38] A. E. L. Costa and R. L. Andersen, "High-gain boost-boost-flyback converter for renewable energy sources applications," in *Proc. of the IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conf. and 1st Southern Power Electronics Conf.*, 6 pp., Fortaleza, Brazil, 29 Nov.-2 Dec. 2015.
- [۳۹] س. م. میرطلائی و ر. جابری، "بررسی مبدل بوست-فلای‌بک بهره بالا در کاربرد سیستم‌های خورشیدی"، *روش‌های هوشمند در صنعت برق*، سال ۹، شماره ۳۴، صص. ۲۸-۱۹، تابستان ۱۳۹۷.
- [40] V. T. Liu and L. J. Zhang, "Design of high efficiency boost-forward-flyback converters with high voltage gain," in *Proc. of the IEEE Int. Conf. on Control & Automation*, pp. 1061-1066, Taichung, Taiwan, 18-20 Jun. 2014.
- [41] A. M. S. S. Andrade, E. Mattos, and M. L. S. Martins, "High-efficiency boost-flyback converter with voltage multiplier cells for high voltage gain application," *Electric Power Components and Systems*, vol. 46, no. 1, pp. 104-111, 2018.
- [42] A. Affam, Y. Buswig, A. H. Othman, N. B. Julai, and O. Qays, "A review of multiple input dc-dc converter topologies linked with hybrid electric vehicles and renewable energy systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 135, Article No.: 110186, 23 pp., Jan. 2021.
- [43] M. Jabbari and M. S. Dorcheh, "Resonant multi-input/multi-output/bidirectional ZCS step-down dc-dc converter with systematic synthesis for point-to-point power routing," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 6024-6032, Jul. 2018.
- [44] M. Veerachary and P. Kumar, "Analysis and design of quasi-z-source equivalent dc-dc boost converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 56, no. 6, pp. 6642-6656, Nov./Dec. 2020.
- [45] S. Hasanpour, Y. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "Hybrid cascaded high step-up dc/dc converter with continuous input current for renewable energy applications," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 15, pp. 3487-3495, Nov. 2020.
- [46] A. Alzahrani, P. Shamsi, and M. Ferdowsi, "A novel non-isolated high-gain dc-dc boost converter," in *Proc. of North American Power Symp.*, 6 pp., Morgantown, WV, USA, 17-19 Sept. 2017.

مجید دهقانی تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۳، ۱۳۷۵ و ۱۳۸۸ در دانشگاه صنعتی اصفهان به پایان رسانده و هم‌اکنون استادیار دانشکده مهندسی برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد است. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: الکترونیک قدرت، ماشین‌های الکتریکی و انرژی‌های نو.

غضنفر شاهقلیان تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۰ و ۱۳۷۳ در دانشگاه صنعتی اصفهان و دانشگاه تبریز و دکتری مهندسی برق را در دانشگاه علوم و تحقیقات تهران به پایان رسانده و هم‌اکنون دانشیار دانشکده مهندسی برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: الکترونیک قدرت، دینامیک سیستم‌های قدرت و انرژی‌های نو.

سید محمد مهدی میرطلاتی مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی اصفهان در سال ۱۳۸۴ و کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق خود را به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۶ و ۱۳۹۱ از دانشگاه صنعتی امیرکبیر دریافت نمود. نام‌برده از سال ۱۳۸۸ عضو هیأت علمی دانشکده مهندسی برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان الکترونیک قدرت، محرکه‌های الکتریکی و سازگاری الکترومغناطیسی است.

مسعود جبّاری تحصیلات خود را در رشته برق- الکترونیک در مقطع کارشناسی از دانشگاه کاشان و در مقاطع کارشناسی ارشد و دکتری از دانشگاه صنعتی اصفهان به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۰، ۱۳۸۲ و ۱۳۸۸ به پایان رسانده است. او از سال ۱۳۸۹ در سمت استادیار و هیأت علمی گروه الکترونیک دانشکده مهندسی برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد بوده و در زمینه الکترونیک قدرت و مبدل‌های الکترونیک پژوهش می‌نماید.

- [47] M. Premkumar, *et al.*, "A novel non-isolated high step-up DC-DC boost converter using single switch for renewable energy systems," *Electrical Engineering*, vol. 102, no. ???, pp. 811-829, Jun. 2020.
- [48] N. H. Pour and K. Varesi, "A new non-isolated high gain DC-DC converter suitable for renewable energies," in *Proc. of the 10th Int. Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conf.*, pp. 747-751, Shiraz, Iran, 12-14 Feb. 2019.
- [49] M. Hanifepour, *et al.*, "No-isolated high gain dc/dc converter with low input current ripple suitable for renewable applications," *Electric Power Components and Systems*, vol. 48, no. 11, pp. 1171-1184, 2020.
- [50] M. Eydi, S. H. Hosseini, and R. Ghazi, "A new high gain DC-DC boost converter with continuous input and output currents," in *Proc. of the the 10th Int. Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conf.*, pp. 224-229, Shiraz, Iran, 12-14 Feb. 2019.
- [51] J. Loranca-Coutino, *et al.*, "High gain boost converter with reduced voltage in capacitors for fuel-cells energy generation systems," *Electronics*, vol. 9, no. 11, Article Number: 1480, 20 pp., Nov. 2020.
- [52] F. L. Tofoli, D. C. Pereira, W. J. Paula, and D. S. O. Junior, "Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 10, pp. 2044-2057, Oct. 2015.
- [53] W. Yu, *et al.*, "High efficiency converter with charge pump and coupled inductor for wide input photovoltaic ac module applications," in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Expo.*, pp. 3895-3900, San Jose, CA, USA, 20-24 Sept. 2009.
- [54] R. J. Wai and R. Y. Duan, "High step-up converter with coupled-inductor," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, no. 5, pp. 1025-1035, Sept. 2005.

امید شریفیانا نجف‌آبادی تحصیلات خود در مقطع کارشناسی برق- قدرت را از دانشگاه آزاد اسلامی واحد خمینی‌شهر در سال ۱۳۸۹ و کارشناسی ارشد در همین رشته را سال ۱۳۹۳ از دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد به پایان رسانده است و هم‌اکنون دانشجوی دکتری دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: مبدل‌های الکترونیک قدرت، درایوهای الکتریکی، بالاست‌های الکتریکی.