



Computational Intelligence in Electrical Engineering
Vol. 16, No. 4, 2026
pp. 69-84
Research Paper

Electric Vehicle Charger Based on Resonant Converter with Wide Soft-Switching Capability, Reduced Number of Switching Elements, and Load-Independent Output Characteristic

Saeed Saeedinia¹, Mohammad Ali Shamsi-nejad², Ehsan Adib³

¹ PhD Candidate, Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran

² Professor, Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran

³ Professor, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran

Abstract:

This paper presents an electric vehicle (EV) battery charger based on a resonant converter featuring extensive soft-switching capability, a reduced number of switching elements, and load-independent output voltage and current regulation. In the proposed converter, constant-current (CC) and constant-voltage (CV) charging of the EV battery is achieved through reconfiguration of the resonant network from LCC to LC at the resonance frequency. By leveraging the inherent characteristics of the resonant network, the proposed charger provides CC and CV charging profiles without requiring a closed-loop control system, under fixed switching frequency and fixed duty cycle conditions. In this structure, the transition from CC to CV charging mode is performed using a single auxiliary switch, without the need to change the switching frequency. The extensive soft-switching feature enhances the efficiency of the proposed charger under output current and voltage variations. To evaluate performance, the proposed charger was designed for a rated power of 1 kW with an output voltage range of 250–450 V, simulated in the PSIM software, and an experimental prototype was also built and tested. Both simulation and experimental results confirm the correctness of the theoretical analysis and the satisfactory performance of the proposed charger.

Keywords: High Efficiency, Reduced Switching Elements, Soft Switching, EV Charger, Load-Independent Output.



This is an open access article under the CC BY-NC-ND/4.0/ License (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).



[https://doi.org/ 10.22108/isee.2026.148617.1783](https://doi.org/10.22108/isee.2026.148617.1783)

شارژر خودروی برقی مبتنی بر مبدل تشدید با قابلیت کلیدزنی نرم گسترده، کاهش

تعداد عناصر کلیدزنی و مشخصه خروجی مستقل از بار

سعید سعیدی نیا^۱ ID، محمدعلی شمسی نژاد^{۲*} ID، احسان ادیب^۳ ID

۱- دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه بیرجند، بیرجند، ایران

saeedsaeedinia@birjand.ac.ir

۲- استاد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه بیرجند، بیرجند، ایران

mshamsi@birjand.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان، ایران

e.adib@cc.iut.ac.ir

چکیده: در این مقاله، یک شارژر خودروی برقی مبتنی بر مبدل تشدید با قابلیت کلیدزنی نرم گسترده، کاهش تعداد عناصر کلیدزنی، تأمین خروجی ولتاژ و جریان مستقل از بار ارائه شده است. اجرای شارژ جریان ثابت و ولتاژ ثابت باتری خودروی برقی در مبدل پیشنهادی با استفاده از بازپیکربندی شبکه تشدید از LCC به LC در فرکانس رزونانس محقق شده است. شارژر پیشنهادی با بهره‌گیری از ویژگی ذاتی شبکه تشدید، مشخصه‌های شارژ جریان ثابت و ولتاژ ثابت را بدون نیاز به سیستم کنترل حلقه بسته و در شرایط فرکانس کلیدزنی و ضریب وظیفه ثابت تأمین می‌کند. در این ساختار، با به‌کارگیری یک کلید کمکی و بدون نیاز به تغییر فرکانس کلیدزنی، انتقال از وضعیت شارژ جریان ثابت به ولتاژ ثابت انجام می‌شود. ویژگی کلیدزنی نرم گسترده موجب افزایش بازده شارژر پیشنهادی در شرایط تغییرات جریان و ولتاژ خروجی می‌شود. به منظور ارزیابی عملکرد، شارژر پیشنهادی با توان نامی ۱ کیلووات و محدوده ولتاژ خروجی ۲۵۰ تا ۴۵۰ ولت در نرم‌افزار PSIM شبیه‌سازی و یک نمونه آزمایشگاهی از آن نیز ساخته و اجرا شده است. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی صحت تحلیل نظری و عملکرد مطلوب شارژر پیشنهادی را تأیید می‌کنند.

واژه‌های کلیدی: بازده زیاد، کاهش عناصر کلیدزنی، کلیدزنی نرم، شارژر خودروی برقی، خروجی مستقل از بار.

۱- مقدمه

خودروهای الکتریکی به علت مزایای زیست‌محیطی و کاهش آلودگی هوا، جایگزینی مناسب برای خودروهای احتراق داخلی هستند [۱].

شارژر باتری از جمله اجزای کلیدی خودروهای الکتریکی است که توسعه و ترویج آنها را محدود می‌کند. شارژر باتری لیتیوم یون شامل دو مرحله اصلی جریان ثابت (CC)^۱ و ولتاژ ثابت (CV)^۲ است. مبدل DC-DC ایزوله شده وظیفه شارژر باتری با عملکرد در هر دو وضعیت

CC و CV را به عهده دارد [۲]، [۳].

در وضعیت CC، باتری با جریان ثابت شارژ می‌شود. این فرایند از زمانی که ولتاژ باتری در کمینه ($V_{o,min}$) قرار دارد، آغاز می‌شود و هنگامی که ولتاژ باتری به مقدار بیشینه از پیش تعریف شده ($V_{o,max}$) می‌رسد، وضعیت شارژر به CV تغییر می‌کند. در این وضعیت، جریان شارژر کاهش می‌یابد؛ در حالی که ولتاژ باتری ثابت باقی می‌ماند. بنابراین، در حالت‌های شارژ CC و CV، ولتاژ و جریان خروجی مبدل DC-DC باید در محدوده گسترده تغییر کند تا با مشخصات

نشانی نویسنده مسئول: ایران، بیرجند، دانشگاه بیرجند،

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۵/۰۱/۰۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۵/۰۶/۰۹

نام نویسنده مسئول: محمد علی شمسی نژاد

۷۰ شارژر خودروی برقی مبتنی بر مبدل تشدید با قابلیت کلیدزنی نرم گسترده، کاهش تعداد عناصر کلیدزنی و مشخصه خروجی مستقل از بار

باتری سازگار شود [۴].

به منظور تأمین این محدوده خروجی وسیع، از مبدل‌های مدولاسیون پهنای پالس و مبدل‌های تشدید استفاده می‌شود. هرچند مبدل‌های مدولاسیون پهنای پالس به دلیل طراحی ساده مورد توجه هستند، دارای معایبی از جمله تلفات کلیدزنی زیاد، نویز تداخلات الکترومغناطیسی (EMI)^۳ و بازده کم در فرکانس‌های بالا هستند. این محدودیت‌ها موجب شده‌اند تا در سال‌های اخیر مبدل‌های تشدید با گزینه‌ای مناسب‌تر برای شارژ وسایل نقلیه الکتریکی تبدیل شوند [۵]، [۶].

شارژرهای خودروهای برقی مطابق [۷] و [۸] به دو دسته شارژر روی برد^۴ و خارج از برد^۵ تقسیم می‌شوند. شارژرهای روی برد معمولاً در سطوح توان پایین به دلیل محدودیت‌های وزن، حجم و هزینه طراحی می‌شوند؛ در حالی که توان‌های بالاتر عمدتاً در شارژرهای خارج از برد و ایستگاه‌های شارژ سریع DC به صورت ماژولار استفاده می‌شوند.

ساختار کلی یک مبدل DC-DC تشدید ایزوله شامل منبع ورودی DC، شبکه کلیدزنی، شبکه تشدید، ترانسفورماتور فرکانس بالا، شبکه یک‌سوکننده و فیلتر خروجی است. شبکه کلیدزنی که معمولاً به صورت اینورتر نیم‌پل یا تمام‌پل اجرا می‌شود، با تولید سیگنال متناوب، شبکه تشدید متشکل از سلف‌ها و خازن‌ها را تحریک می‌کند. ترانسفورماتور فرکانس بالا ایزولاسیون الکتریکی و تطبیق سطح ولتاژ را فراهم می‌کند و در نهایت، بخش یک‌سوکننده و فیلتر خروجی توان DC مورد نیاز باتری را تأمین می‌کنند [۹].

به طور کلی، مبدل‌های تشدید استفاده‌شده در شارژر باتری وسایل نقلیه الکتریکی به دو دسته مبدل‌های تشدید با فرکانس کلیدزنی ثابت و فرکانس کلیدزنی متغیر تقسیم می‌شوند [۱۰]. در مبدل‌های تشدید با فرکانس کلیدزنی متغیر که با مدولاسیون فرکانس پالس (PFM)^۶ توصیف می‌شود، دست‌یابی به ولتاژ و جریان خروجی گسترده از طریق تغییرات وسیع فرکانس کلیدزنی (f_{sw}) نسبت به فرکانس رزونانس (f_r) شبکه تشدید انجام می‌شود. با این حال، استفاده از محدوده وسیع فرکانس کلیدزنی، چالش‌هایی

اجمله افزایش ابعاد عناصر مغناطیسی، پیچیدگی سیستم کنترل و وابستگی ولتاژ و جریان خروجی به بار را دارد [۱۱]، [۱۲]. همچنین، دیگر چالش‌های مرتبط با مبدل‌های تشدید با هدف شارژ وسایل نقلیه الکتریکی شامل تعداد زیاد مؤلفه‌های کلیدزنی و مغناطیسی، از دست رفتن ویژگی‌های کلیدزنی نرم، کاهش بازده در محدوده ولتاژ و جریان خروجی گسترده، عدم عملکرد هر دو وضعیت شارژ CC و CV در فرکانس رزونانس، پاسخ دینامیکی نامطلوب جریان و ولتاژ خروجی تحت تغییرات بار هستند [۱۳-۱۸].

در مرجع [۱۳]، مبدل تشدید پل فعال دوگانه (DAB)^۷ نوع CLLC با ترکیب مدولاسیون فرکانس ثابت و فرکانس متغیر به هدف کاهش دامنه تغییرات فرکانس کلیدزنی دست یافته است. با این حال، به علت از دست رفتن ویژگی‌های کلیدزنی نرم در بار سبک، تلفات افزایش و بازده شارژر کاهش می‌یابد. علاوه بر این، وجود شبکه تشدید مرتبه بالا به پیچیدگی طراحی در ساختار پیشنهادی منجر می‌شود.

در مرجع [۱۴]، یک مبدل تشدید LLC سری/موازی با خروجی مستقل از بار و در [۱۵]، یک مبدل تشدید DAB با تحریک جریانی برای کاربرد شارژ باتری خودروی برقی ارائه شده است. این مبدل‌ها وضعیت شارژ CC و CV را به ترتیب در فرکانس تشدید و نصف فرکانس تشدید محقق کرده‌اند؛ از این رو، به منظور انتقال از وضعیت شارژ CC به CV، تغییر فرکانس کلیدزنی اجتناب‌ناپذیر است.

در مرجع [۱۶]، مبدل تشدید با تغییر در نسبت وظیفه کلید خروجی، به هدف افزایش محدوده ولتاژ خروجی مبدل دست یافته است. با این حال، به دلیل تعداد زیاد المان‌های کلیدزنی و مغناطیسی، این ساختار با تلفات بیشتر و افزایش هزینه اجرا همراه است.

در مرجع [۱۷]، یک مبدل DC-DC فرکانس ثابت LLC درهم‌تنیده و در [۱۸]، یک مبدل تشدید CLCLC با تعداد زیاد المان مغناطیسی و کلیدزنی برای شارژ خودروی برقی ارائه شده است. با وجود استفاده از مدولاسیون فرکانس ثابت، خروجی این مبدل‌ها به دلیل ویژگی وابسته به بار، نیازمند تنظیم مداوم در شرایط مختلف باتری است که این موضوع یکی از چالش‌های مهم شارژرهای خودروی برقی

به شمار می‌آید؛ بنابراین، برای حفظ مقادیر دلخواه ولتاژ و جریان خروجی در مواجهه با تغییرات بار و شرایط متفاوت باتری، استفاده از یک سیستم کنترل حلقه بسته ضروری است.

در [۱۹]، یک شارژر تشدیدی LLC مبتنی بر خازن‌های سوئیچ‌شونده ارائه شده است که با استفاده از دو کلید دوطرفه، بازپیکربندی شبکه تشدید از حالت CC به CV را محقق می‌کند. اگرچه این ساختار با عملکرد در فرکانس رزونانس، مشخصه‌های خروجی مستقل از بار را در هر دو مد CC و CV فراهم می‌کند، شرایط کلیدزنی نرم دیودهای یک‌سوساز سمت ثانویه در کل محدوده عملکرد شارژر برقرار نیست و بنابراین، قابلیت کلیدزنی نرم گسترده در آن تضمین نمی‌شود.

در [۱۱]، یک مبدل تشدید با قابلیت شارژ خودروی برقی معرفی شده است که با تغییر نسبت تبدیل مؤثر ترانسفورماتور، محدوده‌ای وسیع از ولتاژ خروجی را فراهم می‌کند. با این حال، تحقق این ویژگی مستلزم استفاده از دو کلید دوطرفه است. همچنین، وجود هشت کلید قدرت و شش دیود در ساختار مبدل موجب افزایش تعداد عناصر کلیدزنی و تلفات توان می‌شود و در نتیجه، پیچیدگی ساختار را افزایش می‌دهد.

در [۲۰]، برای دستیابی به مشخصه‌های شارژ CC و CV، از محدوده وسیع تغییرات فرکانس کلیدزنی استفاده شده است. با این حال، این ساختار برای دستیابی به عملکرد دینامیکی مطلوب به یک سیستم کنترل حلقه بسته پیچیده و محدوده‌ای وسیع از تغییرات فرکانس کلیدزنی وابسته است. از این رو، پیچیدگی کنترل، طراحی شارژر و اجرای عملی آن افزایش می‌یابد.

در این مقاله، یک شارژر خودروی برقی مبتنی بر مبدل تشدید فرکانس ثابت با توان نامی ۱ کیلووات و با هدف کاربرد در سامانه‌های شارژ روی برد ارائه شده است. ساختار پیشنهادی از قابلیت کلیدزنی نرم گسترده، کاهش تعداد عناصر کلیدزنی و تأمین خروجی ولتاژ و جریان مستقل از بار برخوردار است. اجرای شارژ CC و CV باتری خودروی برقی، با استفاده از بازپیکربندی شبکه تشدید از LCC به LC در فرکانس رزونانس، توسط کلید کمکی و بدون نیاز به

تغییرات فرکانس کلیدزنی محقق شده است. این ساختار با استفاده از ویژگی ذاتی شبکه تشدید LCC و LC با قابلیت کار در فرکانس رزونانس به ترتیب به عنوان منبع CC و منبع CV تشکیل شده است. شارژر پیشنهادی با قابلیت تأمین خروجی ولتاژ و جریان مستقل از بار، امکان تنظیم ولتاژ و جریان خروجی را بدون نیاز به سیستم کنترل حلقه بسته فراهم می‌کند. ویژگی کلیدزنی نرم گسترده موجب افزایش بازده شارژر پیشنهادی در محدوده تغییرات وسیع جریان و ولتاژ خروجی می‌شود.

سهم عمده این مقاله شامل موارد زیر است:

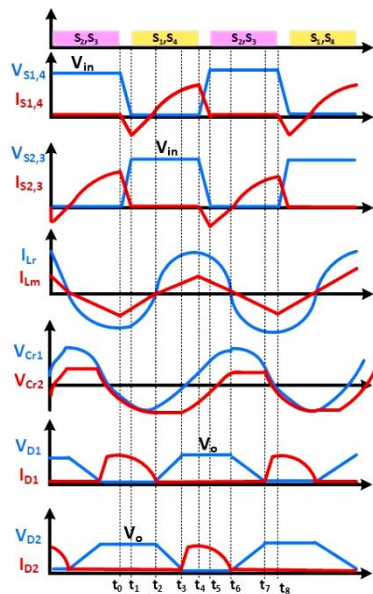
- ۱- کاهش تعداد عناصر کلیدزنی ساختار پیشنهادی نسبت به ساختارهای مشابه؛
- ۲- برقراری کلیدزنی نرم ولتاژ صفر (ZVS)^۸ و جریان صفر (ZCS)^۹ کلیدهای شبکه کلیدزنی و شبکه یک‌سوکننده؛
- ۳- دستیابی به ولتاژ و جریان خروجی وسیع، بدون نیاز به تغییرات فرکانس کلیدزنی و تسهیل طراحی اجزای مغناطیسی؛
- ۴- عملکرد شارژ CC و CV در فرکانس رزونانس با استفاده از ویژگی ذاتی شبکه تشدید؛
- ۵- دستیابی به ویژگی ولتاژ و جریان خروجی مستقل از بار؛
- ۶- برقراری تنظیم جریان و ولتاژ خروجی، بدون نیاز به سیستم کنترل حلقه بسته.

۲- معرفی مبدل پیشنهادی

شارژر پیشنهادی مبتنی بر مبدل تشدید در شکل (۱) قابل ملاحظه است. شارژر پیشنهادی مشخصه‌های شارژ CC و CV را به ترتیب با بهره‌گیری از ویژگی‌های ذاتی شبکه تشدید LCC و LC در فرکانس رزونانس فراهم می‌کند. بنابراین، مبدل در هر دو مد شارژ CC و CV با فرکانس کلیدزنی و ضریب وظیفه ثابت عمل می‌کند و مشخصه‌های شارژ یادشده بدون تغییر فرکانس کلیدزنی و ضریب وظیفه حاصل می‌شوند. مبدل در وضعیت CC است، وقتی کلید کمکی S_a متصل و شبکه تشدید LCC مطابق شکل (۲ الف) برقرار است؛ در حالی که وقتی کلید S_a باز

۷۲ شارژر خودروی برقی مبتنی بر مبدل تشدید با قابلیت کلیدزنی نرم گسترده، کاهش تعداد عناصر کلیدزنی و مشخصه خروجی مستقل از بار

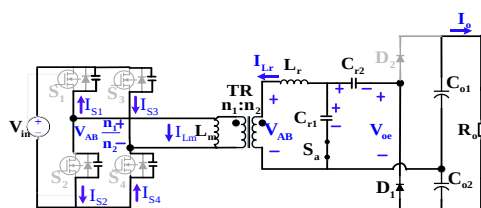
سیگنال‌های گیت کلیدهای S_2 و S_3 نیز با یکدیگر هم‌فاز هستند. هر دوره کلیدزنی به ۸ مرحله تقسیم می‌شود. از آنجا که شکل موج مبدل دارای تقارن در هر دوره تناوب است، فقط اصول عملکرد بازه زمانی (t_0-t_4) تجزیه و تحلیل می‌شوند. مدار معادل متناظر بازه زمانی (t_0-t_4) در شکل‌های (۴) تا (۷) نشان داده شده است.



شکل (۳): شکل موج‌های کلیدی شارژر پیشنهادی در یک دوره تناوب کلیدزنی، حالت CC

وضعیت اول (t_0-t_1) :

در زمان t_0 ، کلیدهای S_2 و S_3 خاموش می‌شوند و این بازه زمانی شامل زمان تأخیر (t_d) است. در این بازه زمانی، با کمک جریان $I_{Lr} \cdot \frac{n_2}{n_1} + I_{Lm}$ ، خازن‌های موازی با S_1 و S_4 دشارژ و خازن‌های موازی با S_2 و S_3 شارژ شده‌اند. سپس، دیود بدنه کلیدهای S_1 و S_4 پس از دشارژ خازن‌های آن در حال هدایت قرار می‌گیرد. از این رو، در زمان t_1 ، سوئیچ‌های S_1 و S_4 در کلیدزنی نرم ولتاژ صفر (ZVS) روشن می‌شوند.

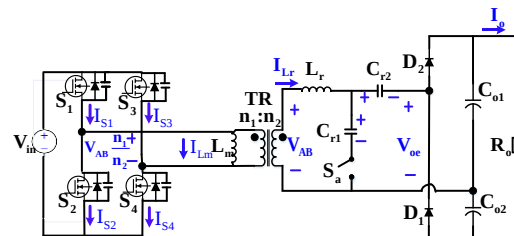


شکل (۴): مدار معادل شارژر پیشنهادی در حالت CC،

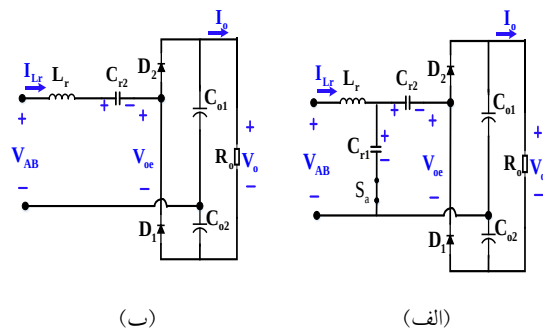
وضعیت اول

شود، شبکه تشدید به LC مطابق شکل (۲ ب) تغییر وضعیت می‌دهد و مبدل در وضعیت CV کار می‌کند.

کلید کمکی S_a یک کلید دوطرفه است که با دو ماسفت به صورت سری، سورس آنها به هم متصل می‌شود و می‌تواند فقط با یک مدار راه‌انداز گیت اجرا شود. مبدل پیشنهادی شامل المان‌های شبکه تشدید (C_{r1}, C_{r2}, L_r) ، کلیدهای شبکه کلیدزنی (S_1-S_4) ، کلید کمکی (S_a) ، خازن‌های خروجی (C_{o1}, C_{o2}) ، ترانسفورماتور با نسبت تبدیل اولیه به ثانویه $n_1:n_2$ و دیودهای یک‌سوکننده خروجی (D_1, D_2) است.



شکل (۱): مدار معادل شارژر پیشنهادی مبتنی بر مبدل DC-DC تشدید



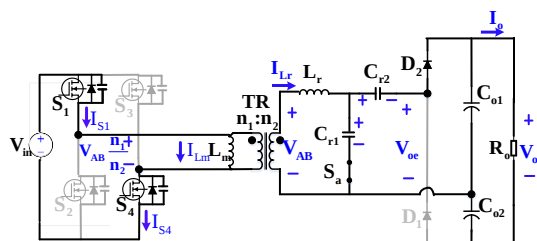
شکل (۲): مدار معادل شارژر پیشنهادی در ثانویه ترانسفورماتور.

(الف) حالت CC؛ (ب) حالت CV

۲-۱- تشریح عملکرد شارژر پیشنهادی در حالت CC

در حالت شارژر CC، کلید کمکی S_a مطابق شکل (۲ الف) همیشه متصل است و شبکه تشدید LCC با عملکرد در فرکانس رزونانس $(f_{sw}=f_r)$ به عنوان منبع CC عمل می‌کند. در این حالت، کلیدهای ورودی S_1-S_4 در نسبت وظیفه ۵۰ درصد با مدت زمان تأخیر (t_d) هدایت می‌شوند. همان‌طور که در شکل (۳) قابل ملاحظه است، سیگنال‌های گیت کلیدهای S_1 و S_4 با هم هم‌فاز هستند. همچنین،

خازن C_{r2} در فرایند تشدید با L_r و C_{r1} شرکت می‌کند و ولتاژ آن افزایش می‌یابد. در نهایت، در لحظه t_4 ، کلیدهای S_1 و S_4 خاموش می‌شوند.



شکل (۷): مدار معادل شارژر پیشنهادی در حالت CC، وضعیت

چهارم

۲-۲- تشریح عملکرد شارژر پیشنهادی در حالت

CV

در حالت CV، عملکرد کلیدهای ورودی S_1 - S_4 نیز همانند حالت شارژر CC است. مطابق شکل (۲ ب)، با باز شدن سوئیچ کمکی S_a ، شبکه تشدید مبدل به LC تغییر وضعیت می‌دهد. در این حالت، شبکه تشدید LC با عملکرد در فرکانس رزونانس ($f_{sw}=f_r$) به عنوان منبع CV عمل می‌کند. اصول عملکردی شارژر در حالت CV مشابه بخش قبل است.

۳- تحلیل و طراحی شارژر پیشنهادی

در این قسمت، تحلیل شرایط کلیدزنی نرم، محاسبه سلف مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور (L_m)، محاسبه بهره ولتاژ و جریان شبکه تشدید، بررسی ویژگی خروجی مستقل از بار و شیوه طراحی پارامترهای شبکه تشدید در شارژر پیشنهادی مطرح می‌شود.

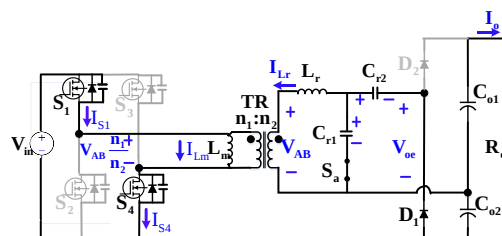
۳-۱- تحلیل شرایط کلیدزنی نرم و محاسبه

سلف مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور (L_m)

برای دستیابی به ZVS، کلیدهای ورودی S_1 - S_4 باید در زمانی روشن شوند که ولتاژ دو سر آنها صفر باشد. این امر با شارژ و دشارژ خازن‌های داخلی خروجی کلیدها توسط جریان عبوری از آنها در مدت زمان تأخیر (t_d) محقق

وضعیت دوم (t_1 - t_2):

با روشن شدن کلیدهای S_1 و S_4 در لحظه t_1 ، ولتاژ به ورودی شبکه تشدید (V_{AB}) اعمال می‌شود و پس از شارژ سلف مغناطیس‌کنندگی (L_m)، با رزونانس ایجادشده در شبکه تشدید، سلف شبکه تشدید (L_r) شارژ می‌شود. در این لحظه، خازن‌های تشدید C_{r1} و C_{r2} دشارژ می‌شوند؛ زیرا خروجی شبکه تشدید به علت هدایت دیود D_1 اتصال کوتاه شده است. در لحظه t_2 ، دیود D_1 کلیدزنی نرم جریان صفر (ZCS) خاموش می‌شود؛ زیرا جریان I_{Lr} در این لحظه به صفر رسیده است.

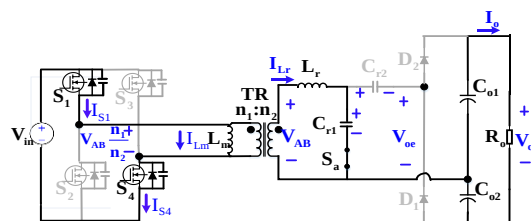


شکل (۵): مدار معادل شارژر پیشنهادی در حالت CC،

وضعیت دوم

وضعیت سوم (t_2 - t_3):

در این بازه زمانی، جریان عبوری از خازن C_{r2} صفر است؛ زیرا دیودهای D_1 و D_2 بایاس معکوس بوده‌اند. از این رو، ولتاژ خازن C_{r2} ثابت می‌ماند و خازن C_{r2} در فرایند تشدید شرکت نمی‌کند. در لحظه t_3 ، دیود D_2 روشن می‌شود؛ زیرا مجموع ولتاژ خازن‌های C_{r1} و C_{r2} به ولتاژ خروجی V_o رسیده است.



شکل (۶): مدار معادل شارژر پیشنهادی در حالت CC،

وضعیت سوم

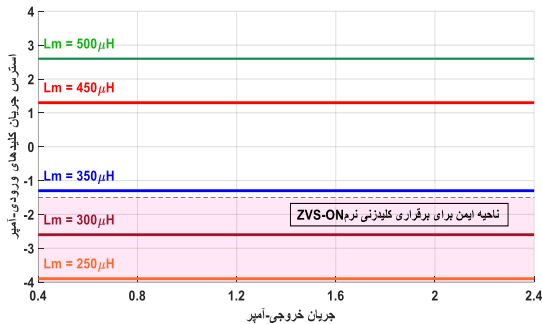
وضعیت چهارم (t_3 - t_4):

با هدایت دیود D_2 در لحظه t_3 ، ولتاژ خروجی V_o به خروجی شبکه تشدید (V_{oe}) اعمال شده است؛ بنابراین،

۷۴ شارژر خودروی برقی مبتنی بر مبدل تشدید با قابلیت کلیدزنی نرم گسترده، کاهش تعداد عناصر کلیدزنی و مشخصه خروجی مستقل از بار

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{2V_i}{V_{o,max}} \quad (3)$$

شکل (۸): شرایط کلیدزنی نرم برای کلیدهای ورودی

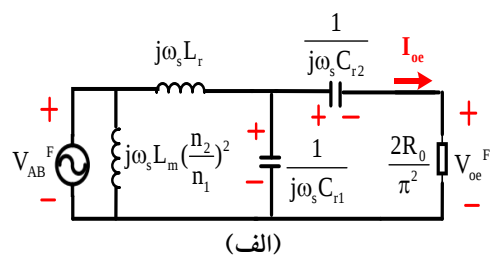


(S1-S4)

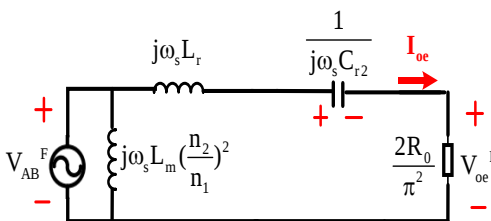
۳-۲- بهره ولتاژ و جریان شبکه تشدید

با توجه به کار در فرکانس رزونانس، برای طراحی و تحلیل عملکرد شارژر پیشنهادی از تحلیل تقریب هارمونیک اول (FHA)¹⁰ مشابه [۳]، [۱۸] استفاده شده است. در شکل (۹)، مدار معادل شارژر پیشنهادی در حالت CC و CV با تحلیل FHA رسم شده است. ولتاژ ورودی و خروجی شبکه تشدید به ترتیب برابر V_{oe} و V_{AB} است. با کمک تحلیل FHA، در [۲۱]، دامنه مؤلفه اصلی V_{oe} و V_{AB} مطابق رابطه (۴) است:

$$|V_{AB}^F| = \frac{4n_2V_i}{n_1\pi}, \quad |V_{oe}^F| = \frac{2V_o}{\pi} \quad (4)$$



(الف)



(ب)

شکل (۹): مدار معادل شارژر پیشنهادی. الف) حالت CC؛

ب) حالت CV

می‌شود. در زمان t_4 ، جریان $\left[I_{Lr} \cdot \frac{n_2}{n_1}(t_4) + I_{Lm}(t_4) \right]$ از

دیود بدنه کلیدهای S_2 و S_3 عبور می‌کند؛ بنابراین، برای برقراری ZVS در S_2 و S_3 طبق رابطه (۱)، باید این جریان به اندازه کافی بزرگ باشد تا دشارژ خازن‌های موازی با S_2 و S_3 در زمان تأخیر (t_d) محقق شود. به طور مشابه، در زمان

t_8 ، جریان $\left[I_{Lr} \cdot \frac{n_2}{n_1}(t_8) + I_{Lm}(t_8) \right]$ از دیود بدنه کلیدهای

S_1 و S_4 عبور می‌کند؛ بنابراین، برای برقراری ZVS در S_4 و S_1 طبق رابطه (۲)، باید این جریان به اندازه کافی بزرگ باشد تا دشارژ خازن‌های موازی با S_4 و S_1 در زمان تأخیر (t_d) محقق شود:

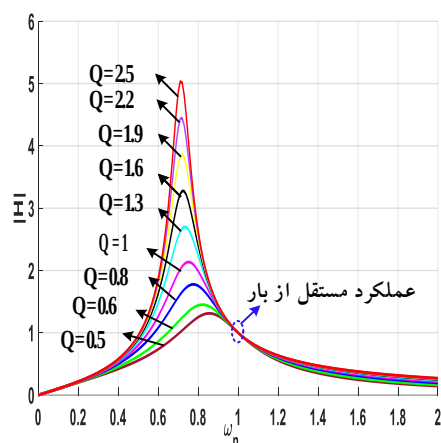
$$\left[I_{Lr} \frac{n_2}{n_1}(t_4) + \frac{V_i}{4fL_m}(t_4) \right] \geq \frac{2C_{oss} V_{sw}}{t_d} \quad (1)$$

$$\left[I_{Lr} \frac{n_2}{n_1}(t_8) + \frac{V_i}{4fL_m}(t_8) \right] \geq \frac{2C_{oss} V_{sw}}{t_d} \quad (2)$$

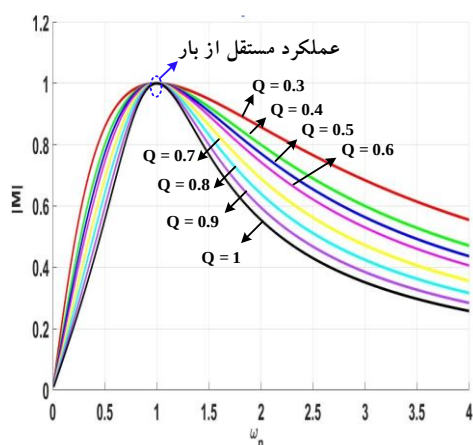
در رابطه بالا، C_{oss} خازن‌های داخلی خروجی کلیدهای S_1-S_4 ، V_{sw} استرس ولتاژ کلیدها و t_d مدت زمان تأخیر بین کلیدهاست. گفتنی است، مقدار I_{Lr} در حالت CC از حالت CV بزرگ‌تر است. در نتیجه، زمانی که حالت ZVS برای حالت CV فراهم می‌شود، قطعاً برای حالت CC برقرار می‌شود.

با محاسبه روابط (۱) و (۲)، محدوده L_m برابر $L_m \leq 400 \mu H$ انتخاب شد. هرچه مقدار L_m بزرگ‌تر شود، مطابق [۱۷]، استرس جریان کلیدهای ورودی (تلفات هدایتی کلیدها) کمتر می‌شود. از طرفی، طبق شکل (۸)، با افزایش مقدار L_m ، برقراری کلیدزنی نرم تحت تغییرات بار امکان‌پذیر نیست؛ بنابراین، نیاز به یک مصالحه هست تا تعادلی بین کاهش استرس جریان، تلفات هدایتی کلیدهای ورودی و حفظ کلیدزنی نرم ZVS در کل بازه تغییرات بار ایجاد شود.

در نهایت، مقدار L_m برابر $300 \mu H$ انتخاب شد. این مقدار باعث می‌شود با تغییرات بار و ولتاژ، انرژی کافی برای ZVS وجود داشته باشد. همچنین، برای عملکرد مطلوب CC و CV شارژر پیشنهادی، نسبت تبدیل ترانسفورماتور مطابق (۳) قابل محاسبه است:



(الف)



(ب)

شکل (۱۰): تغییرات بهره شبکه تشدید شارژر پیشنهادی
برحسب تغییرات بار. الف) بهره جریانی؛ ب) بهره ولتاژ

ویژگی خروجی مستقل از بار شارژر پیشنهادی به جبران تأثیر تغییرات بار، در جریان خروجی مبدل تشدید LCC و جبران تأثیر تغییرات بار، در ولتاژ خروجی مبدل تشدید LC منجر می‌شود. در واقع، وقتی بار تغییر می‌کند، مبدل LCC با عملکرد در فرکانس رزونانس، به طور ذاتی، جریان خروجی را در مقابل تغییرات بار، ثابت نگه می‌دارد. همچنین، مبدل LC با عملکرد در فرکانس رزونانس، به طور ذاتی، ولتاژ خروجی را در برابر تغییرات بار، ثابت نگه می‌دارد.

۳-۴ طراحی پارامترهای شبکه تشدید

رابطه امپدانس مشخصه (Z_0)، سلف شبکه تشدید

مقدار فرکانس نرمالیزه شده (ω_n) مطابق رابطه (۵) برابر نسبت فرکانس کلیدزنی (ω_s) به فرکانس رزونانس (ω_r) است. مقدار نسبت خازن‌های شبکه تشدید (C_n)، امپدانس مشخصه (Z_0) و ضریب کیفیت (Q) به ترتیب مطابق روابط (۶)، (۷) و (۸) قابل محاسبه است:

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_r} = \frac{f_s}{f_r} \quad (5)$$

$$C_n = \frac{C_{r1}}{C_{r2}} \quad (6)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7)$$

$$Q = \frac{Z_0 \pi^2}{2R_0} \quad (8)$$

با استفاده از تحلیل FHA در [۲۱]، بهره جریانی و ولتاژ شبکه تشدید شارژر پیشنهادی به ترتیب مطابق روابط (۹) و (۱۰) قابل محاسبه است:

$$H(j\omega_n) = \frac{I_{oe}}{\left(\frac{V_{AB}^F}{Z_0}\right)} = \frac{jQC_n\omega_n}{Q(1-\omega_n^2(1+C_n)) + jC_n\omega_n(1-\omega_n^2)} \quad (9)$$

$$M(j\omega_n) = \frac{V_{oe}^F}{V_{AB}^F} = \frac{1}{(1 + j\omega_n Q(1 - \frac{1}{\omega_n^2}))} \quad (10)$$

رابطه جریان سلف شبکه تشدید (IL_r) در حالت CC و CV به ترتیب مطابق (۱۱) و (۱۲) است:

$$|I_{Lr,CC}| = \frac{|V_{AB}^F|}{Z_0} \sqrt{\frac{1}{Q^2} + \frac{(1+C_n)^2}{C_n^2}} \quad (11)$$

$$|I_{Lr,CV}| = \frac{|V_{AB}^F| Q}{Z_0} \quad (12)$$

۳-۳ خروجی ولتاژ و جریان مستقل از بار

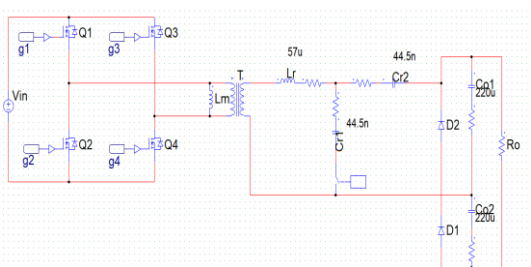
نمودار بهره جریانی و ولتاژ شبکه تشدید در شارژر پیشنهادی برحسب تغییرات بار در محدوده وسیع فرکانسی، به ترتیب بر اساس روابط (۹) و (۱۰) استخراج و در شکل (۱۰) رسم شده است. همان‌طور که قابل ملاحظه است، ولتاژ و جریان خروجی با عملکرد در فرکانس رزونانس مستقل از تغییرات بار است.

۷۶ شارژر خودروی برقی مبتنی بر مبدل تشدید با قابلیت کلیدزنی نرم گسترده، کاهش تعداد عناصر کلیدزنی و مشخصه خروجی مستقل از بار

جدول (۱): مشخصات شارژر پیشنهادی

پارامتر	نماد	مقادیر/نام المان
ولتاژ ورودی	V_i	۴۰۰ ولت
ولتاژ خروجی	V_o	۲۵۰-۴۵۰ ولت
جریان خروجی	I_o	۰/۲-۴۴/۲۲ آمپر
توان خروجی	P_o	۲۰۰-۱۰۰۰ وات
بیشینه مقدار جریان در CC	$I_{o,max}$	۲/۲۲ آمپر
بیشینه مقدار ولتاژ در CV	$V_{o,max}$	۴۵۰ ولت
کلیدهای ورودی	S_1-S_4	SRC60R037B
دیودهای خروجی	D_1,D_2	C3D20060D
کلید کمکی	S_a	IPDQ60R010S7
خازن شبکه تشدید	C_{r1}, C_{r2}	۴۴/۵ نانوفاراد (۸/۱۲+۵×۳)
سلف شبکه تشدید	L_r	۵۷ میکروهنری
سلف مغناطیس‌کنندگی	L_m	۳۰۰ میکروهنری
نسبت تبدیل ترانسفورماتور	$n_1:n_2$	۱/۷۷
خازن خروجی	C_{o1}, C_{o2}	۲۲۰ میکروفاراد
فرکانس کلیدزنی	f_{sw}	۱۰۰ کیلوهرتز

شارژر پیشنهادی با توان نامی ۱ کیلووات، فرکانس ثابت ۱۰۰ کیلوهرتز، ولتاژ خروجی ۲۵۰-۴۵۰ ولت و جریان خروجی ۰/۲-۴۴/۲۲ آمپر تحت ولتاژ ورودی ۴۰۰ ولت مطابق شکل (۱۲) در نرم‌افزار PSIM شبیه‌سازی شده است. همچنین، سیستم آزمایشگاهی اجراشده شارژر پیشنهادی در شکل (۱۳) نشان داده شده است.



شکل (۱۲): شبیه‌سازی شارژر پیشنهادی با نرم‌افزار PSIM



شکل (۱۳): سیستم آزمایشگاهی اجراشده شارژر پیشنهادی

(L_r) و خازن شبکه تشدید (C_{r1}) ، به ترتیب مطابق روابط (۱۳)، (۱۴) و (۱۵) قابل محاسبه است:

$$Z_0 = \frac{4V_i n_2}{n_1 \pi^2 I_{o,max}} \quad (۱۳)$$

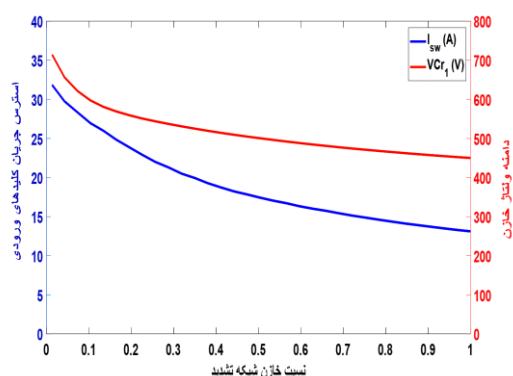
$$L_r = \frac{Z_0}{\omega_r} = \frac{Z_0}{2\pi f_r} \quad (۱۴)$$

$$C_{r1} = \frac{1}{\omega_r Z_0} = \frac{1}{2\pi f_r Z_0} \quad (۱۵)$$

مطابق شکل (۱۱)، با افزایش مقدار نسبت خازن‌های شبکه تشدید (C_n) ، میزان استرس جریان کلیدهای ورودی (I_{sw}) و دامنه ولتاژ خازن C_{r1} شبکه تشدید (VC_{r1}) کاهش می‌یابد. از طرفی، رابطه فرکانس رزونانس شارژر پیشنهادی در حالت CC و CV به ترتیب مطابق روابط (۱۶) و (۱۷) است؛ بنابراین، برای کاهش استرس جریان ورودی کلیدها (تلفات هدایتی کلیدها) و عملکرد شارژر پیشنهادی در هر دو حالت CC و CV در فرکانس رزونانس، باید مطابق رابطه (۱۶) مقدار $C_n = 1$ در نظر گرفته شود.

$$f_{r,CC} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_{r1}}} \quad (۱۶)$$

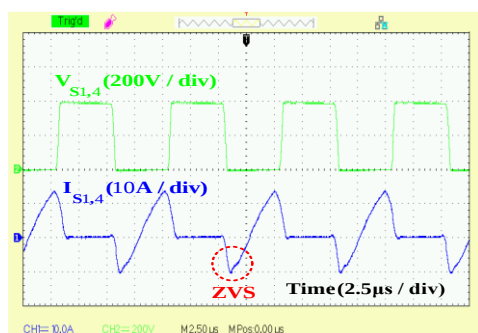
$$f_{r,CV} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_{r2}}} \quad (۱۷)$$



شکل (۱۱): رابطه استرس جریان کلیدهای ورودی و دامنه ولتاژ خازن C_{r1} برحسب تغییرات C_n

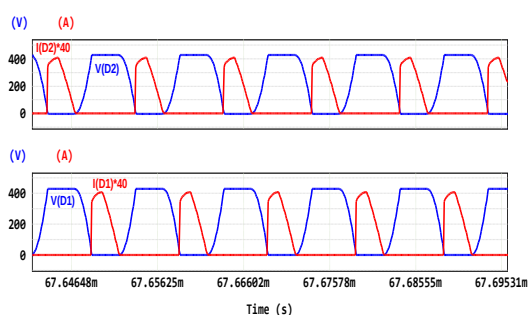
۴- نتایج شبیه‌سازی و عملی نمونه آزمایشگاهی شارژر پیشنهادی و مقایسه عملکرد آن

مشخصات شارژر پیشنهادی مطابق جدول (۱) است.

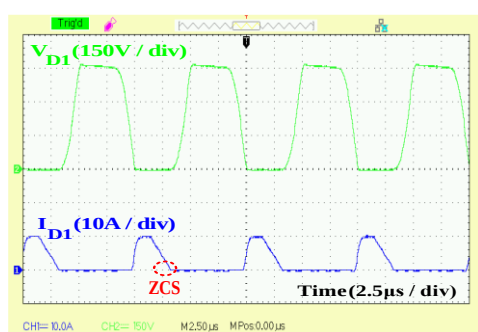


شکل (۱۶): شکل موج تجربی ولتاژ ($V_{sw1,4}$) و جریان کلیدهای ورودی در حالت CC ($V_0=450V$)

شکل موج‌های شبیه‌سازی و عملی نمونه آزمایشگاهی ولتاژ و جریان دیودهای خروجی D_1 و D_2 در حالت CC تحت ولتاژ خروجی نامی (۴۵۰ ولت) به ترتیب در شکل‌های (۱۷) و (۱۸) رسم شده است.



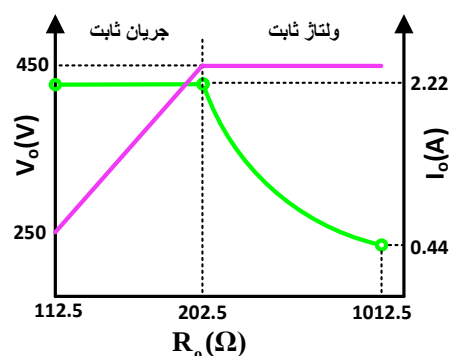
شکل (۱۷): شکل موج شبیه‌سازی ولتاژ ($V_{D1,2}$) و جریان دیودهای خروجی در حالت CC ($V_0=450V$)



شکل (۱۸): شکل موج تجربی ولتاژ (V_{D1}) و جریان دیود خروجی در حالت CC ($V_0=450V$)

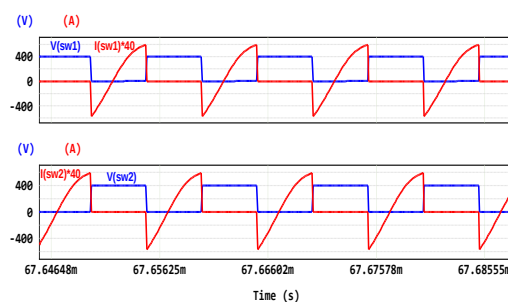
به منظور بررسی عملکرد مبدل در حداقل ولتاژ خروجی محدوده شارژ CC، شکل موج‌های شبیه‌سازی ولتاژ و جریان کلیدهای ورودی $S_{1,4}$ ، دیود خروجی D_1 و همچنین کلیدهای ورودی $S_{2,3}$ و دیود خروجی D_2 در حالت CC

محدوده تغییرات ولتاژ و جریان خروجی شارژر پیشنهادی تحت تغییرات بار در حالت CC و CV مطابق شکل (۱۴) است. مطابق این شکل، زمانی که مبدل در حالت CC عمل می‌کند، جریان خروجی در مواجهه با تغییرات بار در مقدار ۲/۲۲ آمپر ثابت می‌ماند؛ در حالی که با افزایش مقاومت، مقدار ولتاژ خروجی از ۲۵۰ تا ۴۵۰ ولت افزایش می‌یابد. همچنین، وقتی ولتاژ خروجی باتری به مقدار بیشینه ۴۵۰ ولت می‌رسد، کلید کمکی S_a باز می‌شود و شارژر در حالت CV عمل می‌کند. در حالت CV، با افزایش مقاومت، مقدار جریان خروجی از ۲/۲۲ تا ۰/۴۴ آمپر کاهش می‌یابد؛ در حالی که ولتاژ خروجی در مقدار ۴۵۰ ولت ثابت می‌ماند.



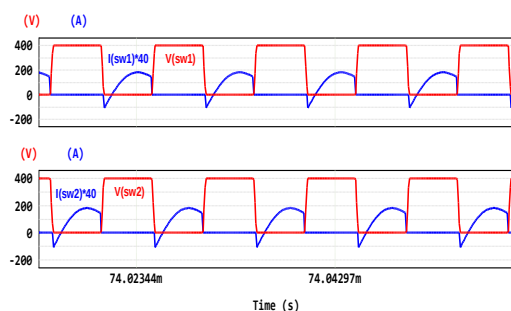
شکل (۱۴): محدوده تغییرات ولتاژ و جریان خروجی تحت شارژ CC و CV

شکل موج‌های شبیه‌سازی و عملی نمونه آزمایشگاهی ولتاژ و جریان کلیدهای ورودی $S_{1,4}$ و $S_{2,3}$ در حالت CC تحت ولتاژ خروجی نامی (۴۵۰ ولت) به ترتیب در شکل‌های (۱۵) و (۱۶) رسم شده است.

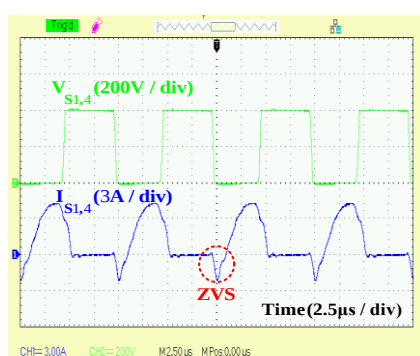


شکل (۱۵): شکل موج شبیه‌سازی ولتاژ ($V_{sw1,2}$) و جریان کلیدهای ورودی در حالت CC ($V_0=450V$)

۷۸ شارژر خودروی برقی مبتنی بر مبدل تشدید با قابلیت کلیدزنی نرم گسترده، کاهش تعداد عناصر کلیدزنی و مشخصه خروجی مستقل از بار

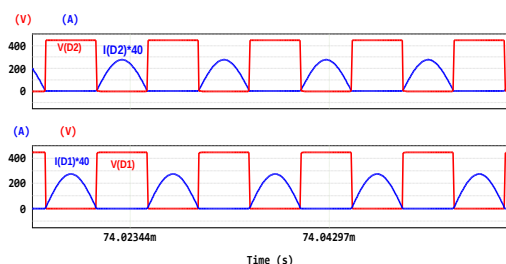


شکل (۲۱): شکل موج شبیه‌سازی ولتاژ $(V_{sw1,2})$ و جریان $(I_{sw1,2})$ کلیدهای ورودی در حالت CV ($I_0=2/22A$)



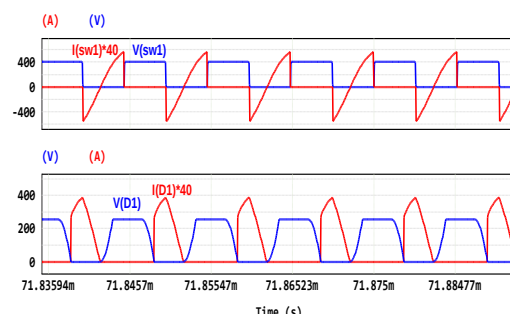
شکل (۲۲): شکل موج تجربی ولتاژ $(V_{sw1,4})$ و جریان $(I_{sw1,4})$ کلیدهای ورودی در حالت CV ($I_0=2/22A$)

شکل موج شبیه‌سازی و عملی نمونه آزمایشگاهی ولتاژ و جریان دیود D_1 و D_2 در وضعیت CV و تحت جریان خروجی نامی $2/22$ آمپر) به ترتیب در شکل‌های (۲۳) و (۲۴) رسم شده است.

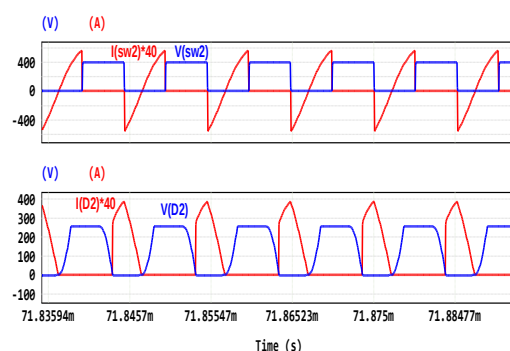


شکل (۲۳): شکل موج شبیه‌سازی ولتاژ $(V_{D1,2})$ و جریان $(I_{D1,2})$ دیودهای خروجی در حالت CV ($I_0=2/22A$)

تحت ولتاژ خروجی $(250V)$ به ترتیب در شکل‌های (۱۹) و (۲۰) نشان داده شده است. مطابق نتایج حاصل، شرایط کلیدزنی نرم شامل ZVS برای کلیدهای ورودی و ZCS برای دیودهای خروجی در کل محدوده ولتاژ خروجی حالت CC برقرار است و عملکرد مطلوب شارژر پیشنهادی تأیید می‌شود.



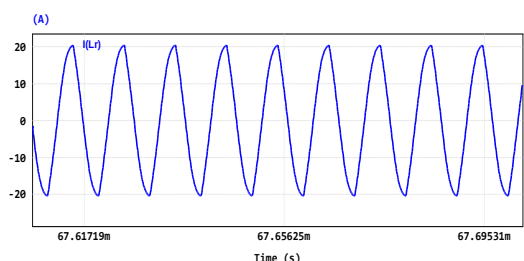
شکل (۱۹): شکل موج شبیه‌سازی ولتاژ کلید ورودی (V_{sw1}) و دیود خروجی (V_{D1}) و جریان آنها (I_{sw1}) و (I_{D1}) در حالت CC ($V_0=250V$)



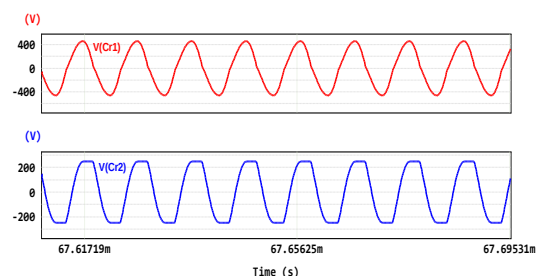
شکل (۲۰): شکل موج شبیه‌سازی ولتاژ کلید ورودی (V_{sw2}) و دیود خروجی (V_{D2}) و جریان آنها (I_{sw2}) و (I_{D2}) در حالت CC ($V_0=250V$)

شکل موج‌های شبیه‌سازی و عملی نمونه آزمایشگاهی ولتاژ و جریان کلیدهای ورودی $S_{1,4}$ و $S_{2,3}$ در حالت CV و تحت جریان خروجی نامی $2/22$ آمپر) به ترتیب در شکل‌های (۲۱) و (۲۲) رسم شده است.

شرایط کلیدزنی نرم ZVS در هر دو حالت CC و CV برای کلیدهای ورودی S_1-S_4 تأیید می‌شود و استرس ولتاژ این کلیدها برابر ولتاژ ورودی ۴۰۰ ولت است. همچنین، شرایط کلیدزنی نرم ZCS برای دیودهای خروجی در هر دو حالت CC و CV تأیید و در نتیجه، تلفات بازیابی معکوس آنها حذف می‌شود. علاوه بر این، استرس ولتاژ دیودهای خروجی برابر ولتاژ بیشینه باتری و برابر ۴۵۰ ولت است. شکل موج شبیه‌سازی جریان سلف شبکه تشدید و ولتاژ خازن‌های C_{r1} و C_{r2} شبکه تشدید در حالت CC تحت ولتاژ نامی به ترتیب در شکل‌های (۲۷) و (۲۸) رسم شده است.

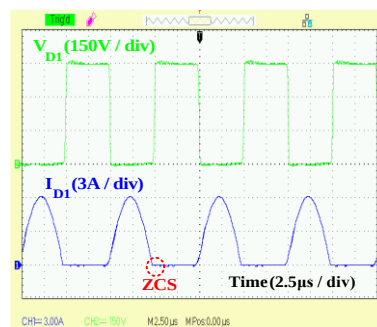
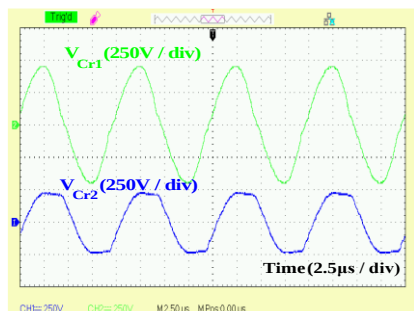


شکل (۲۷): شکل موج شبیه‌سازی جریان سلف شبکه تشدید در حالت CC (I_{Lr})



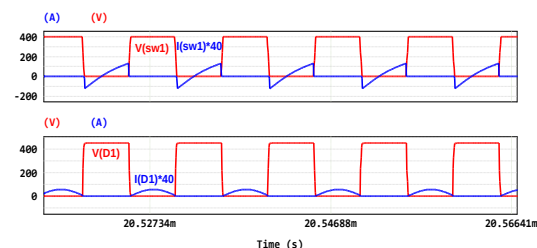
شکل (۲۸): شکل موج شبیه‌سازی ولتاژ خازن‌های شبکه تشدید در حالت CC (V_{Cr1} , V_{Cr2})

شکل موج عملی نمونه آزمایشگاهی ولتاژ خازن‌های شبکه تشدید C_{r1} و C_{r2} در حالت CC تحت ولتاژ نامی در شکل (۲۹) رسم شده است.

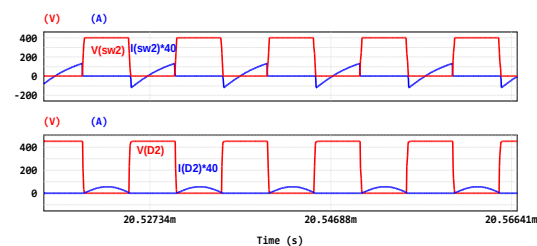


شکل (۲۴): شکل موج تجربی ولتاژ (V_{D1}) و جریان (I_{D1}) دیود خروجی در حالت CV ($I_0=2/22A$)

به منظور بررسی عملکرد مبدل در حداقل جریان خروجی محدوده شارژ CV، شکل موج‌های شبیه‌سازی ولتاژ و جریان کلیدهای ورودی $S_{1,4}$ ، دیود خروجی D_1 و همچنین، کلیدهای ورودی $S_{2,3}$ و دیود خروجی D_2 در حالت CV تحت جریان خروجی (۴۴/۰ آمپر) به ترتیب در شکل‌های (۲۵) و (۲۶) نشان داده شده است. مطابق نتایج استخراج‌شده، شرایط کلیدزنی نرم شامل ZVS برای کلیدهای ورودی و ZCS برای دیودهای خروجی در کل محدوده جریان خروجی حالت CV برقرار است و عملکرد مطلوب شارژر پیشنهادی تأیید می‌شود.



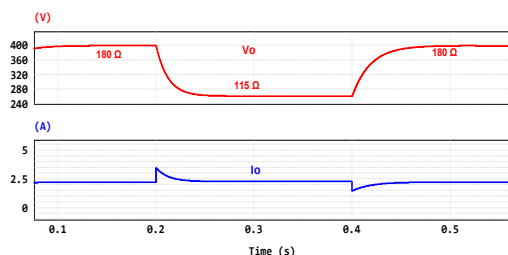
شکل (۲۵): شکل موج شبیه‌سازی ولتاژ کلید ورودی (V_{sw1}) و دیود خروجی (V_{D1}) و جریان آنها (I_{sw1} , I_{D1}) در حالت CV ($I_0=0/44A$)



شکل (۲۶): شکل موج شبیه‌سازی ولتاژ کلید ورودی (V_{sw2}) و دیود خروجی (V_{D2}) و جریان آنها (I_{sw2} , I_{D2}) در حالت CV ($I_0=0/44A$) مطابق نتایج حاصل از شکل‌های (۱۵) تا (۲۶)،

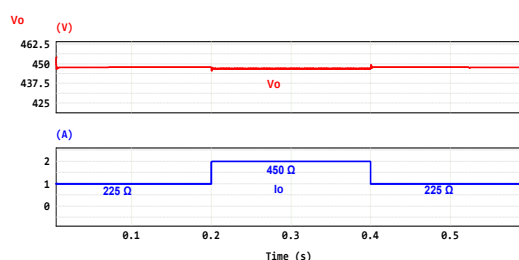
۸۰ شارژر خودروی برقی مبتنی بر مبدل تشدید با قابلیت کلیدزنی نرم گسترده، کاهش تعداد عناصر کلیدزنی و مشخصه خروجی مستقل از بار

در مقدار ۴۵۰ ولت ثابت است.



شکل (۳۲): پاسخ دینامیکی شارژر در حالت CC؛ ولتاژ

خروجی (V_o) و جریان خروجی (I_o)



شکل (۳۳): پاسخ دینامیکی شارژر در حالت CV؛ ولتاژ

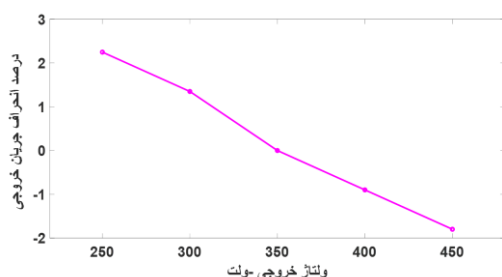
خروجی (V_o) و جریان خروجی (I_o)

شکل (۳۴) درصد انحراف جریان خروجی شارژر

پیشنهادی تحت تغییرات ولتاژ در حالت CC و شکل (۳۵)

درصد انحراف ولتاژ خروجی تحت تغییرات بار در حالت

CV را نشان می‌دهد.



شکل (۳۴): درصد انحراف جریان خروجی تحت تغییرات

ولتاژ در حالت CC

یکی از مهم‌ترین مزیت‌های شارژر پیشنهادی کسب

پاسخ دینامیکی مطلوب تحت تغییرات بار در حالت CV و

CC بدون سیستم کنترل حلقه بسته است. این مزیت به دلیل

ویژگی خروجی مستقل از بار در مبدل پیشنهادی حاصل

می‌شود.

شکل (۲۹): شکل موج تجربی ولتاژ خازن‌های شبکه تشدید

در حالت CC (V_{Cr2} , V_{Cr1})

شکل موج شبیه‌سازی جریان سلف شبکه تشدید و

ولتاژ خازن C_{r2} شبکه تشدید در وضعیت CV تحت جریان

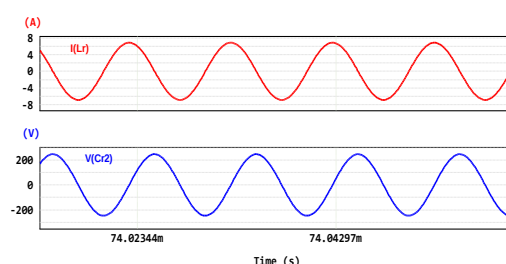
نامی در شکل (۳۰) رسم شده است. گفتنی است، اختلاف

جزئی بین نتایج شبیه‌سازی و تجربی عمدتاً ناشی از

غیرایده‌آل بودن قطعات، پارامترهای پارازیتی مبدل، تolerانس

قطعات و محدودیت‌های تجهیزات اندازه‌گیری در نمونه

آزمایشگاهی است.



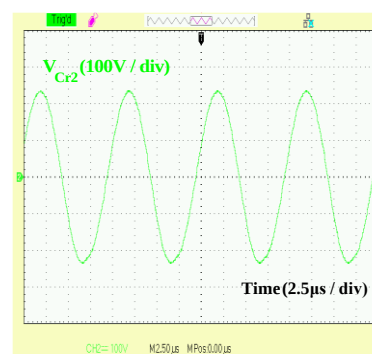
شکل (۳۰): شکل موج شبیه‌سازی جریان سلف (I_{Lr}) و ولتاژ

خازن شبکه تشدید (V_{Cr2}) در حالت CV

شکل موج عملی نمونه آزمایشگاهی ولتاژ خازن شبکه

تشدید C_{r2} در حالت CV تحت ولتاژ نامی در شکل (۳۱)

رسم شده است.



شکل (۳۱): شکل موج تجربی ولتاژ خازن شبکه تشدید

CV در حالت (V_{Cr2})

پاسخ دینامیکی مبدل در حالت CC در شکل (۳۲) رسم

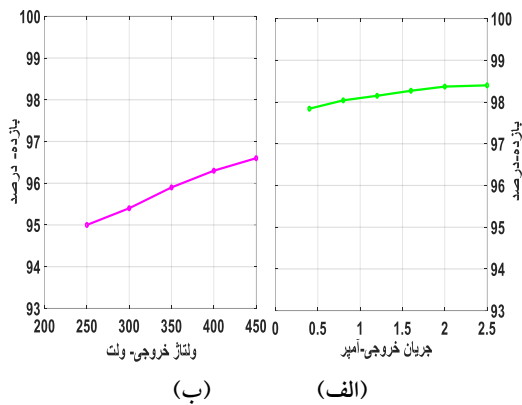
شده است. مطابق این شکل، با تغییر مقاومت خروجی از

۱۸۰ به ۱۱۵ اهم، جریان خروجی تقریباً در مقدار ۲/۲۲ آمپر

ثابت است. علاوه بر این، پاسخ دینامیکی مبدل در حالت

CV در شکل (۳۳) رسم شده است. مطابق این شکل، با

تغییر مقاومت خروجی از ۲۲۵ به ۴۵۰ اهم، ولتاژ خروجی



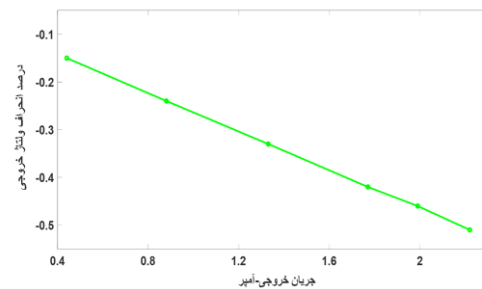
شکل (۳۷): بازده شارژر پیشنهادی. الف) حالت CV: ب) حالت CC

مقایسه عملکرد شارژر پیشنهادی با سایر شارژرهای CV و CC مبتنی بر مبدل تشدیدی در جدول (۲) ارائه شده است.

تعداد المان‌های کلیدزنی، شامل کلیدهای کمکی، ماسفت و دیود و تعداد المان‌های مغناطیسی، شامل ترانسفورماتور و سلف در شارژر پیشنهادی نسبت به بسیاری از ساختارها مانند [۲۵، ۲۴، ۱۸، ۱۶، ۱۴] به طور مؤثر کاهش یافته است.

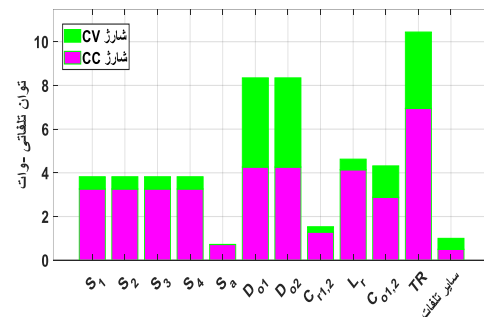
شارژر پیشنهادی شارژ CV و CC را در فرکانس رزونانس ($f_r = f_{sw}$) کسب می‌کند؛ در حالی که شارژرهای [۱۴]، [۱۵] عملکرد CC و CV را در فرکانس رزونانس و نصف فرکانس رزونانس محقق می‌کنند که این امر سبب به‌کارگیری مدولاسیون PFM برای انتقال از CC به CV و در نتیجه، موجب پیچیدگی سیستم کنترل می‌شود. همچنین، شارژرهای [۱۱]، [۲۵] برای کسب محدوده جریان و ولتاژ خروجی وسیع، باید در محدوده تغییرات فرکانس کلیدزنی گسترده کار کنند.

شارژر پیشنهادی با فرکانس ثابت، مشخصه خروجی ولتاژ و جریان مستقل بار را کسب می‌کند؛ در حالی که در شارژرهای [۱۸]، [۲۶]، با وجود فرکانس ثابت، خروجی این شارژرها به تغییرات بار وابسته است.



شکل (۳۵): درصد انحراف ولتاژ خروجی تحت تغییرات بار در حالت CV

آنالیز تلفات شارژر پیشنهادی در توان نامی مطابق [۲۲]، [۲۳] در شکل (۳۶) در هر دو حالت CV و CC رسم شده است.



شکل (۳۶): آنالیز تلفات شارژر پیشنهادی در حالت CC و CV

نمودار بازده شارژر در شکل (۳۷ الف) در حالت CV تحت تغییرات بار و در شکل (۳۷ ب) در حالت CC تحت تغییرات ولتاژ خروجی رسم شده است. مطابق این شکل، حداکثر بازده شارژر ۹۸/۳ درصد، به دلیل تعداد کم عناصر کلیدزنی، عملکرد در فرکانس رزونانس، عملیات کلیدزنی نرم ZVS کلیدهای ورودی و عملیات کلیدزنی نرم ZCS دیودهای خروجی حاصل می‌شود.

۸۲ شارژر خودروی برقی مبتنی بر مبدل تشدید با قابلیت کلیدزنی نرم گسترده، کاهش تعداد عناصر کلیدزنی و مشخصه خروجی مستقل از بار

جدول (۲): مقایسه عملکردی شارژر پیشنهادی با سایر شارژرهای CC و CV مبتنی بر مبدل تشدید

مراجع	فرکانس متغیر یا ثابت	فرکانس کلیدزنی (کیلوهرتز)	تعداد کلید مسافت	تعداد کلید دیود	تعداد المان مغناطیسی (ترانسفورماتور و سلف)	تعداد کلید کمکی	ویژگی خروجی مستقل بار	محدوده ولتاژ خروجی	توان نامی (وات)	کلیدزنی نرم کلید خروجی
[۲۴]	ثابت	۵۰	۴	۸	۴	۱	✓	۴۲۰-۲۵۰	۳۳۰۰	ZCS
[۱۴]	ثابت	CV: ۱۰۰ CC: ۴۷/۲	۴	۴	۳	۱	✓	۴۳۰-۲۵۰	۲۰۰۰	ZCS
[۲۵]	متغیر	۱۸۵-۱۲۶ ۶۴-۵۱	۶	۴	۴	۰	×	۴۲۰-۶۰	۳۳۰۰	×
[۱۱]	متغیر	۱۸۰-۱۱۴	۴	۶	۲	۲	×	۴۵۰-۶۰	۱۸۰۰	ZCS
[۲۶]	ثابت	۸۵	۴	۴	۳	۰	×	۲۷۶-۱۸۰	۳۳۰۰	×
[۱۸]	ثابت	۱۰۰	۸	۰	۳	۰	×	۷۵-۵۳	۲۰۰	ZVS
[۱۶]	ثابت	۱۰۰	۶	۶	۴	۰	✓	۴۴۰-۲۳۰	۱۳۰۰	ZCS
پیشنهادی	ثابت	۱۰۰	۴	۲	۲	۱	✓	۴۵۰-۲۵۰	۱۰۰۰	ZCS

کار می‌کند و می‌تواند به عنوان یک منبع CC در نظر گرفته شود. در طول حالت شارژ CV، پس از قطع کلید کمکی S_a ، ساختار مبدل پیشنهادی به یک مبدل تشدید LC تبدیل می‌شود که با عملکرد در فرکانس رزونانس به عنوان یک منبع CV عمل می‌کند.

مقایسه عملکردی مبدل پیشنهادی نسبت به سایر ساختارهای تاکنون ارائه شده در پژوهش‌های قبلی مطرح شد. نتایج شبیه‌سازی و تجربی به دست آمده از یک نمونه شارژر ۱ کیلووات فرکانس ثابت با ولتاژ خروجی ۴۵۰-۲۵۰ ولت و جریان خروجی ۰/۴۴-۲/۲۲ آمپر، عملکرد کلیدزنی نرم ZVS کلیدهای ورودی، عملکرد کلیدزنی نرم ZCS دیودهای خروجی، پاسخ دینامیکی مطلوب و تحلیل نظری مبدل را تأیید می‌کند.

مراجع

- [1] P. K. Maroti, S. Padmanaban, M. S. Bhaskar, V. K. Ramachandaramurthy, F. Blaabjerg, "The state-of-the-art of power electronics converters configurations in electric vehicle technologies", Power Electronic Devices and Components, Vol. 1, 2022.
<https://doi.org/10.1016/j.pedc.2021.100001>
- [2] L. Wu, B. Zhang, Y. Jiang, "Position-Independent Constant Current or Constant

شارژر پیشنهادی با دستیابی به کلیدزنی نرم ZCS دیودهای خروجی در حالت CC و CV سبب حذف تلفات بازیابی معکوس دیودها و کاهش تلفات می‌شود؛ در حالی که در شارژرهای [۲۵]، [۲۶]، کلیدزنی نرم برای کلیدهای خروجی فراهم نشده است.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، ابتدا با بررسی مبدل‌های تشدید تاکنون ارائه شده، چالش‌های حوزه پژوهشی شارژر وسایل نقلیه الکتریکی مطرح شد. در ادامه، یک مبدل DC-DC ایزوله فرکانس ثابت تشدید با ویژگی خروجی مستقل از بار، کاهش تعداد عناصر کلیدزنی و مغناطیسی برای شارژ باتری وسایل نقلیه الکتریکی از حالت CC به CV ارائه شد.

با عملکرد مبدل پیشنهادی در هر دو حالت CC و CV در مقدار فرکانس رزونانس ($f_r=f_{sw}$)، به ترتیب دستیابی به ویژگی‌های جریان و ولتاژ خروجی مستقل از بار حاصل می‌شود. از این رو، اجرای مشخصه‌های شارژ CC و CV بدون نیاز به سیستم کنترل حلقه بسته و در شرایط فرکانس کلیدزنی و ضریب وظیفه ثابت امکان پذیر است.

در طول حالت شارژ CC، با روشن بودن کلید کمکی S_a ، مبدل پیشنهادی با مخزن تشدید LCC در فرکانس رزونانس

- [11] D. Shu, H. Wang, "An ultrawide output range LLC resonant converter based on adjustable turns ratio transformer and reconfigurable bridge", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 68, No. 8, pp. 7115–7124, Aug. 2021.
<https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3009588>
- [12] B. O. Aarninkhof, D. Lyu, T. B. Soeiro, P. Bauer, "A Reconfigurable Two-Stage 11 kW DC–DC Resonant Converter for EV Charging With a 150–1000 V Output Voltage Range", *IEEE Trans. Transp. Electrification*, Vol. 10, No. 1, pp. 509–522, Mar. 2024.
<https://doi.org/10.1109/TTE.2023.3279211>
- [13] A. Mirtchev, E. Tatakis, "Design Methodology Based on Dual Control of a Resonant Dual Active Bridge Converter for Electric Vehicle Battery Charging", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 71, No. 3, pp. 2691–2705, Mar. 2022.
<https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3142681>
- [14] D. Wang, Z. Zhang, Q. Zhao, Y. Li, "An Optional Series/Parallel Resonance-Based LLC Converter for On-Board Charger with Load Independent Output Characteristics", *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, Vol. 12, No. 1, pp. 295–304, Feb. 2024.
<https://doi.org/10.1109/JESTPE.2023.3303398>
- [15] W. M. Khan, R. K. Singh, R. Mahanty, "Current-Driven Bi-frequency Resonant Dual Active Bridge Converter for Optimal Battery Charging", *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Ind. Electron.*, Vol. 5, No. 2, pp. 498–510, Apr. 2024.
<https://doi.org/10.1109/JESTIE.2023.3320067>
- [16] Z. Li, B. Xue, H. Wang, "An Interleaved Secondary-Side Modulated LLC Resonant Converter for Wide Output Range Applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 67, No. 2, pp. 1124–1135, Feb. 2020.
<https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2897507>
- [17] B. Xue, H. Wang, J. Liang, Q. Cao, Z. Li, "Phase-Shift Modulated Interleaved LLC Converter with Ultra-wide Output Voltage Range", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 36, No. 1, pp. 493–503, Jan. 2021.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3001126>
- [18] R. Wang, S. Hu, X. Li, L. Zhong, W. Chen, H. Wen, "A CLCLC Type Immittance Resonant DAB Converter with Dual Unbalanced Modulation for Electric Vehicle Charger", *IEEE Trans. Transp. Electrification*, Vol. 11, No. 1, pp. 4504–4514, Feb. 2025.
<https://doi.org/10.1109/TTE.2024.3463699>
- [19] K. K. Gautam, A. Chatterjee, S. B. Santra, D. Prasad, "Constant frequency CC–CV operation of isolated LLC resonant DC–DC converter using switched capacitor network for WCS", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 40, No. 1, pp. 64–70, 2025.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2024.3453512>
- Voltage Wireless Electric Vehicles Charging System Without Dual-Side Communication and DC–DC Converter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 69, No. 8, pp. 7930–7939, Aug. 2022.
<https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3108702>
- [3] X. Li, H. Ma, S. Ren, J. Yi, S. Lu, Q. Feng, "A Novel LCL Resonant Converter with Inherent CC-CV Output for On-Board Chargers of Plug-In Electric Vehicles", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 38, No. 4, pp. 4212–4217, Apr. 2023.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3229025>
- [4] M. Vinod, D. Kishan, B. D. Reddy, N. Harischandrapa, "Efficient and cost-effective wireless CC/CV charging for electric vehicles: A bipolar duty cycle approach", *Comput. Electr. Eng.*, Vol. 118, Part A, 109470, 2024.
<https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2024.109470>
- [5] P. Kumar, M. Ajmeri, "A non-isolated buck-boost converter based on SEPIC topology for renewable energy applications", *Comput. Electr. Eng.*, Vol. 124, Part A, 110325, 2025.
<https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2025.110325>
- [6] M. Iqbal, B. Pratap, P. Sathiyar, A. A. Stonier, D. S. Vanaja, G. Peter, V. Arun, "A modular multiport Landsman converter-driven hybrid EV charging station with adaptive power management system", *Comput. Electr. Eng.*, Vol. 118, Part B, 109422, 2024.
<https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2024.109422>
- [7] S. Deshmukh, A. Iqbal, S. Islam, I. Khan, M. Marzband, S. Rahman, A. M. A. B. Al-Wahedi, "Review on classification of resonant converters for electric vehicle application", *Energy Reports*, Vol. 8, No. 4, pp. 1091–1113, Nov. 2022.
<https://doi.org/10.1016/j.egy.2021.12.013>
- [8] V. N. Saraswathi, V. P. Ramachandran, "A comprehensive review on charger technologies, types, and charging stations models for electric vehicles", *Heliyon*, Vol. 10, No. 20, 2024.
<https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2024.e38945>
- [9] S. Deshmukh (Gore), A. Iqbal, S. Islam, I. Khan, M. Marzband, S. Rahman, A. M. A. B. Al-Wahedi, "Review on classification of resonant converters for electric vehicle application", *Energy Reports*, Vol. 8, pp. 1091–1113, 2022.
<https://doi.org/10.1016/j.egy.2021.12.013>
- [10] G. A. Mudiyansele, N. Keshmiri, A. Emadi, "A Review of DC-DC Resonant Converter Topologies and Control Techniques for Electric Vehicle Applications", *IEEE Open Journal of Power Electronics*, Vol. 4, pp. 945–964, Nov. 2023.
<https://doi.org/10.1109/OJPEL.2023.3331180>

- [20] Q. L. Zhao, J. M. Zhang, Y. X. Gao, D. Y. Wang, Q. X. Yang, "Hybrid variable frequency LLC resonant converter with wide output voltage range", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 38, No. 9, pp. 11038–11049, 2023.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3283548>
- [21] M. K. Kazimierczuk, D. Czarkowski, "Resonant Power Converters", Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2012.
- [22] M. Nikbakht, K. Abbaszadeh, S. Abbasian, H. Allahyari, S. A. Gorji, "An Ultra-Step-Up Quadratic Boost DC–DC Converter Based on Coupled Inductors and Quasi-Resonance Operation", *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Ind. Electron.*, Vol. 4, No. 4, pp. 1096–1109, Oct. 2023.
<https://doi.org/10.1109/JESTIE.2023.3302706>
- [23] K. C. Omran, R. Beiranvand, "A High Step-Up Resonant Converter Based on Current-Fed Voltage Multiplier Technique", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 71, No. 5, pp. 4562–4575, May 2024.
<https://doi.org/10.1109/TIE.2023.3283715>
- [24] H-N. Vu, W. Choi, "A novel dual full-bridge LLC resonant converter for CC and CV charges of batteries for electric vehicles", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 65, No. 3, pp. 2212–2225, Mar. 2018.
<https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2739705>
- [25] Q. L. Zhao, J. M. Zhang, Y. X. Gao, D. Y. Wang, Q. X. Yang, "Hybrid variable frequency LLC resonant converter with wide output voltage range", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 38, No. 9, pp. 11038–11049, Sept. 2023.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3283548>
- [26] J. Peng, B. Zhang, W. Su, "A Hybrid Control Strategy of LCC–LCC Compensated Electric Vehicles Wireless Charging System with Wide ZVS Range", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 40, No. 4, pp. 6282–6295, April 2025.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2024.3516821>