

# مدل سازی و طراحی یک مبدل تشدید برای شارژ القایی خودروهای الکتریکی

سعید حسن زاده<sup>۱</sup>

۱- استادیار - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی قم - قم - ایران

[hasanzadeh@qut.ac.ir](mailto:hasanzadeh@qut.ac.ir)

**چکیده:** امروزه، بخاطر معضلات زیست محیطی استفاده از خودروهای الکتریکی مورد توجه بیشتری قرار گرفته است. یکی از مشکلات موجود در این حوزه، شارژ باطری این خودروها است. شارژرهای مبتنی بر القای مغناطیسی بخاطر مزایای از جمله حذف سیم و کابل و قابلیت اطمینان بالا نسبت به شارژرهای پلاگین معمول؛ با پیشرفت تکنولوژی در حوزه الکترونیک قدرت در حال توسعه هستند. این راه حل جدید امکان ساخت سیستم های انتقال انرژی کم هزینه و هوشمند را فراهم می کند. شارژرهای القایی یک سیم پیچ فرستنده بر روی زمین و یک سیم پیچ گیرنده بر روی خودرو دارند. بخاطر فاصله هوایی، تزویج مغناطیسی بین اولیه و ثانویه ضعیف است. در این مقاله یک شارژر القایی دو طرفه معمولی مبتنی بر مبدل تشدید مورد مطالعه قرار می گیرد. سپس ساختار آن با مدل تزویج مغناطیسی ضعیف ترکیب می شود و مدل ترکیبی مورد تحلیل و بررسی قرار می گیرد. در نهایت مدل بدست آمده و تحلیل های محاسباتی صورت گرفته، با انجام شبیه سازی بر روی یک مبدل شارژ باتری ۶،۶ کیلوواتی در محیط سیمولینک Matlab مورد تایید قرار می گیرند. نشان داده می شود با تغییر تزویج در گستره ۰،۱ تا ۰،۹، اگر فرکانس تشدید با خازن تشدید متغیر، ثابت نگه داشته شود، ولتاژ شارژ باتری تقریباً در گستره ۴۴۰ ولت تا ۴۵۰ ولت ثابت می ماند.

**واژه های کلیدی:** انتقال توان القایی، خودرو الکتریکی، شارژرهای دوطرفه، مبدل تشدید

**نوع مقاله:** پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.20.2.205

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۰۹/۰۲

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۱/۰۹/۲۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۹/۲۲

نام نویسنده ی مسئول: دکتر سعید حسن زاده

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران - قم - بلوار سردار شهید خدا کرم ( جاده قدیم تهران ) - دانشگاه صنعتی قم

## ۱- مقدمه

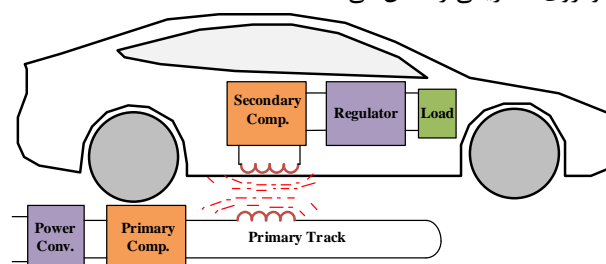
رساندن تداخل الکترومغناطیسی، اطمینان از کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS) برای تمامی کلیدها ضروری است. در [۱۵] یک سیستم IPT با راندمان بالا بدون استفاده از مبدل DC-DC کمکی و یا اجزای تشدیدکننده ارائه شده است. بدین صورت که در ساختار آن استفاده از دو مبدل H-bridge برای دستیابی به ZVC مورد بررسی قرار گرفته است. در [۱۶] روشی جدید از یک شارژر IPT چند خروجی پیشنهاد شده است، که به طور مستقل و همزمان می تواند چندین باتری خروجی را با استفاده از یک اینورتر پل کامل در سمت اولیه شارژر کند. تاثیرات ناهم محوری سیم پیچ ها در شارژر بی سیم باتری خودروهای الکتریکی موضوع مهمی است که در [۱۷] طراحی و پیاده سازی شده است.

در [۱۸] ساختارهای مختلف مدارهای رزونانسی برای سیستم انتقال بی سیم توان مورد استفاده در مبدل های شارژر باتری خودروهای الکتریکی بررسی و طبقه بندی شده اند. اما مدل ریاضی سیستم و رفتار مدارات تشدید در کنار مبدل الکترونیک قدرت تحلیل نشده است. در [۱۹] یک مبدل توان پایین تشدید برای کاربرد انتقال توان بی سیم پیشنهاد شده است که در آن مدل سازی مدار الکترومغناطیسی بصورت ترکیب با مدار الکترونیک قدرت انجام نشده است. در [۲۰] با اندازه گیری در اولیه سیستم انتقال توان، پارامترهای ساختارهای مختلف مدار تشدید تشخیص داده شده اند، تاثیر تزویج الکترومغناطیسی و نسبت تبدیل بین اولیه و ثانویه در مدل سازی بصورت مستقیم در ولتاژ خروجی نشان داده نشده است. در مقاله حاضر، علاوه بر کنترل دوره کار برای مبدل تشدید مانند آنچه در [۲۱] پیشنهاد شده است، اثرات تزویج و نسبت دور نیز در ولتاژ خروجی مبدل در سمت ثانویه دیده شده است. تحقیقات مختلفی در حوزه شارژرهای القایی برای خودروهای الکتریکی تاکنون صورت گرفته است، همچنین بر روی مبدل ها و مدارهای شارژر باتری خودر بصورت اتصال فیزیکی نیز مطالعات بسیاری انجام شده است [۲۲]. فاصله تحقیقاتی بین این دو حوزه، هدف این مقاله است. در این مقاله، سیستم الکترومغناطیسی انتقال توان بی سیم با تزویج ضعیف جایگزین ترانسفورماتور فرکانس بالا با تزویج قوی در ساختار مبدل الکترونیک قدرت می شود. طوری که خازن های تشدید، نسبت تبدیل، ضریب تزویج در مدل ریاضی مبدل آورده می شوند. سپس با تحلیل و شبیه سازی نتایج هم در اتصال فیزیکی با تزویج بالا و هم در اتصال بدون تماس با تزویج ضعیف، مدل بدست آمده مورد تایید قرار گرفته است.

در این مقاله، طراحی یک سیستم انتقال توان القایی بی سیم برای کاربرد در شارژر خودروهای الکتریکی مورد بررسی قرار گرفته است. یک مدل سازی ریاضی جدید ارائه شده که با استفاده از آن اثر تزویج مغناطیسی ضعیف بین سیم پیچ های اولیه و ثانویه در ساختار مبدل تشدید الکترونیک قدرت دیده شده است. مدل تکمیلی برای تحلیل عملکرد کارایی شارژر در فواصل مختلف و یا در حالت ناهم محوری بین فرستنده و گیرنده، که سبب تغییر تزویج مغناطیسی می-

امروزه، خودروهای الکتریکی به دلیل نقش مؤثر در کاهش آلودگی هوا و همچنین هزینه تعمیر و نگهداری کمتر، در سرتاسر جهان به طور فزاینده ای مورد استفاده قرار می گیرند [۱-۲]. یکی از مشکلات خودروهای الکتریکی، موضوع شارژ آنها است. شارژر باتری خودروهای الکتریکی باید کارایی خوبی هم به تنهایی و هم در ارتباط با شبکه داشته باشد. همچنین دارای قابلیت اطمینان بالا چگالی توان بالا، قیمت پایین، حجم و وزن کم باشد [۳-۴]. شارژرهای تماس مستقیم، از یک کابل بین کانکتور خودرو الکتریکی و ورودی شارژ استفاده می کنند که از جمله مشکلات آنها، ضرورت وجود ایستگاه های شارژ مجهز به تجهیزات اتصال فیزیکی با ایمنی بالا است.

در سال های اخیر شارژرهای بی سیم برای انتقال توان و شارژ خودروهای الکتریکی بصورت گسترده مورد توجه قرار گرفته اند [۵-۷]. فناوری شارژرهای بدون تماس به دو حالت انتقال توان القایی [۸-۱۰] و انتقال توان خازنی [۱۱] دسته بندی می شوند. که البته بخاطر بازدهی بالا تزویج مغناطیسی نسبت به تزویج الکترواستاتیکی، انتقال توان القایی بیشتر مورد استفاده قرار گرفته است. با استفاده از شارژرهای بدون تماس القایی، به جای استفاده از باتری هایی با زمان مورد نیاز زیاد برای شارژ شدن، باتری خودرو می تواند در هنگام پارک در منزل، هنگام خرید یا حتی پشت چراغ راهنمایی به طور کامل شارژ گردد. اصول اساسی انتقال توان القایی مشابه ترانسفورماتورها است، طرف ثانویه ممکن است ثابت یا متحرک (شارژر سطح جاده) باشد [۱۲-۱۳]. شکل (۱) کاربرد سیستم انتقال توان القایی (IPT) در یک خودروی الکتریکی را نشان می دهد.



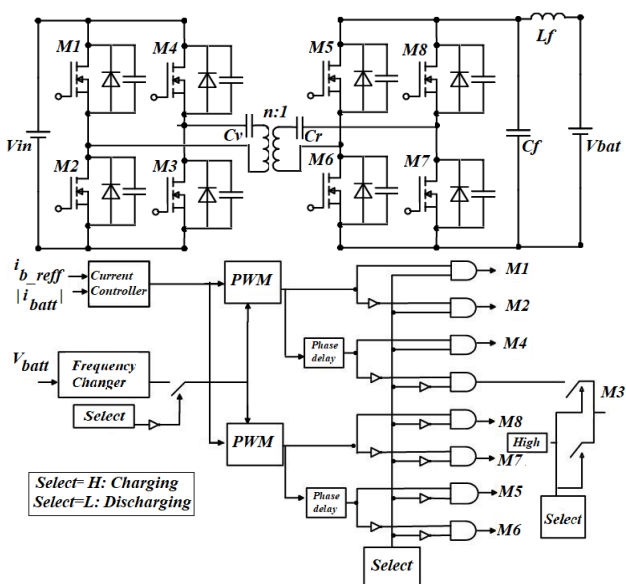
شکل (۱): کاربرد انتقال توان القایی در خودروی الکتریکی

سیستم های انتقال توان القایی، دارای تزویج مغناطیسی ضعیف و شار نشتی بالا هستند. انتخاب مناسب پیکربندی سیم پیچ های انتقال و دریافت توان در این سیستم موضوعی چالش برانگیز است. همچنین بازدهی و چگالی توان نسبتاً پایین، سرعت پایین انتقال انرژی نسبت به روش انتقال انرژی از طریق سیم برخی دیگر از مشکلات این روش هستند. تحقیقات زیادی در این حوزه انجام شده است. در [۱۴] یک سیستم انتقال توان بی سیم القایی با راندمان بالا برای شارژرهای داخل خودروهای الکتریکی پیشنهاد شده است، برای بهبود بازدهی انتقال توان، سیستم پیشنهادی از دو سیم پیچ میانی اضافی با خازن های تشدیدکننده استفاده می کند. برای دستیابی به راندمان بالا و به حداقل

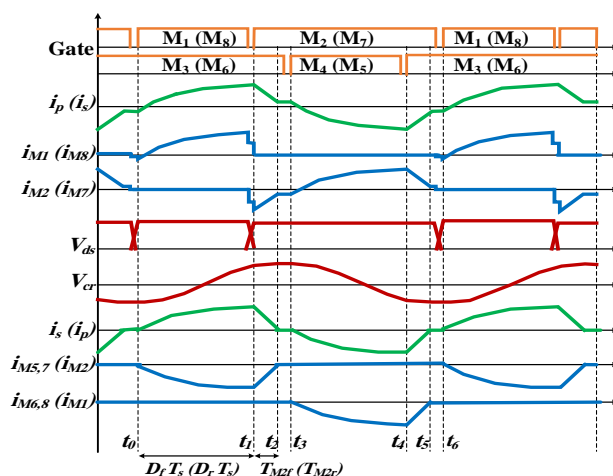
شود، می تواند مورد استفاده قرار گیرد. در بخش دوم مقاله، انتخاب مدل مبدل تشدیدی مورد مطالع قرار می گیرد، در بخش سوم مدل سازی سیستم انتقال توان بررسی می شود و نهایتاً در بخش چهارم تحلیل و بررسی نتایج شبیه سازی ارائه می شود.

## ۲- انتخاب و طراحی مبدل تشدیدی برای سیستم انتقال توان بدون تماس

در شکل (۲) ساختار شارژر پیشنهادی و بلوک دیاگرام کنترلی آن نشان داده شده است. این مبدل دارای ساختاری متقارن و ۸ کلید برای عملکرد شارژ و تخلیه است. تانک تشدید که شامل خازن تشدید و سلف تشدید است، در سمت ثانویه برای عملکرد تشدید  $PWM$  قرار گرفته است. همچنین خازن واقع در سمت اولیه برای عملکرد دوبرابر شدن ولتاژ است. شکل (۳)، شکل موج کلیدزنی برای تحلیل عملکرد شارژ و تخلیه را نشان می دهد.



شکل (۲): ساختار مبدل پیشنهادی و بلوک دیاگرام کنترلی



شکل (۳): شکل موج کلیدزنی برای تحلیل عملکرد شارژ و تخلیه (نمادهای داخل پرانتز: عملکرد تخلیه)

فرکانس تشدید که توسط  $C_r$  و  $L_r$  تعیین می شود، نباید تحت تأثیر  $C_v$  قرار بگیرد. با توجه به این موضوع مقدار خازن  $C_v$  بهتر است بزرگ باشد، اما به منظور کاهش حجم مبدل مقدار آن کمی بیش از ۲۰ برابر خازن تشدید در نظر گرفته شده است تا فرکانس تشدید تنها توسط  $C_r$  و  $L_r$  تعیین شود. شارژر پیشنهادی با توجه مقادیر ارائه شده در جدول ۱ طراحی شده است همچنین پارامترها و تجهیزات به کاررفته برای مبدل هم در جدول ۲ آورده شده است.

جدول (۱): مشخصات طراحی سیستم انتقال توان

مشخصات	اصطلاحات
6.6 kW	حداکثر توان شارژ یا تخلیه $P_{omax}$
20A	حداکثر جریان باتری $I_{batt,max}$
250V-415V	ولتاژ باتری $V_{batt}$
400V	ولتاژ ورودی $V_{in}$
50kHz	فرکانس کلیدزنی $f_s$

جدول (۲): پارامترهای طراحی شده و اجزاء انتخاب شده

پارامتر	مقدار
خازن تشدید $C_r$	400 nF
سلف تشدید $L_r$	35 $\mu H$
نسبت تبدیل سیم پیچ ها $n$	0.833
خازن پمپ شارژ $C_v$	11 $\mu H$
سلف فیلتر خروجی $L_f$	20 $\mu H$
خازن فیلتر خروجی $C_f$	20 $\mu H$
اندوکتانس مغناطیسی $L_m$	250 $\mu H$
کلید M1-M8	IPW 65R041CEDx2

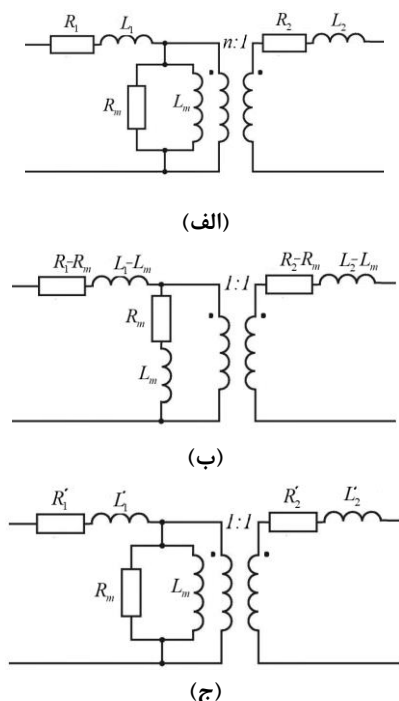
در مبدل پیشنهادی حداقل ولتاژ باتری، که می تواند در تمام شرایط بار عمل کند، در ولتاژ ۲۷۳ ولت رخ می دهد. یعنی در فرکانس کلیدزنی نامی ۵۰ کیلوهرتز، حداقل ولتاژ باتری که بتواند تمام جریان تخلیه را جاری کند، حدود ۲۷۳ ولت است که ولتاژ تغییر فرکانس باید بالاتر از این ولتاژ انتخاب شود. شکل موج کلیدزنی با توجه به جهت شارش توان تعیین می شود. حداکثر مقدار جریان سیم پیچ های سیستم انتقال توان بی سیم در لحظه کلیدزنی در عملکرد شارژ رخ می دهد. این امر باعث تلفات کلیدزنی زیاد در ولتاژ باتری کم می شود. این تلفات در یک توان بالای خروجی، بیشتر می شود به طوری که ممکن است در شرایط ولتاژ باتری کم و توان خروجی زیاد، کاهش بازده رخ دهد. از سوی دیگر، حداکثر مقدار جریان سیم پیچ های سیستم انتقال توان بی سیم در عملکرد تخلیه و به هنگام ولتاژ باتری بالا اتفاق می افتد، به طوری که بیشترین تلفات کلیدزنی در ولتاژهای زیاد باتری وجود خواهد داشت. در حالت عادی فرکانس کلیدزنی نامی ۵۰ کیلوهرتز در نظر گرفته می شود، اما در ولتاژهای پایین باتری فرکانس کلیدزنی در

$$V_{batt} = \frac{V_{in} I_{batt} T_s + (C_r/n) K_r V_{in}^2}{2C_r V_{in} K_r + n I_{batt} T_s K_r} \quad (2)$$

$$K_r = 1 - \cos \omega_r D_r T_s$$

### ۳- مدل سازی تزویج القایی در ساختار سیستم انتقال توان بدون تماس

در شرایط شارژ واقعی، زمانی که خودرو بار اضافه دارد یا بطور کاملاً صحیح در محل شارژ قرار نگرفته باشد، اندوکتانس متقابل متغیر خواهد بود. در نتیجه هم محور نبودن سیم پیچی های اولیه و ثانویه، میزان تزویج و میزان شارژ باتری را تحت تأثیر قرار خواهد داد. در این بخش اثر تزویج در ساختار سیستم انتقال توان بدون تماس بررسی شده است. ضریب تزویج به میزان نزدیکی سلف های اولیه و ثانویه، جنس هسته، جهت و نوع سیم پیچی ها بستگی دارد. بدین منظور با استفاده از مدار معادل ترانسفورماتوری سیم پیچ های سیستم انتقال توان بی سیم، ضریب تزویج در پارامتر  $L_2$  به عنوان اندوکتانس نشتی، مدل سازی شده است. شکل (۴) (الف) مدار معادل سیم پیچ های سیستم انتقال توان بی سیم به مانند یک ترانسفورماتور با نسبت تبدیل  $n:1$  نشان می دهد. شکل (۴) (ب) با در نظر گرفتن ضریب تزویج  $k$  در پارامتر  $L_m$  مجدداً رسم شده است. شکل (۴) (ج) تأثیر ضریب تزویج و نسبت دور سیم پیچ ها را بصورت مدار معادل تکمیلی نشان می دهد.



شکل (۴): (الف) مدار معادل نسبت تبدیلی، (ب) تزویج شده و (ج) تکمیلی ترانسفورماتوری سیم پیچ های سیستم انتقال توان بی سیم

طول عملکرد تخلیه باید به ۴۰ کیلوهرتز کاهش یابد و یا اینکه حداقل ولتاژ باتری، ۲۷۳ ولت در نظر گرفته شود.

چون این مبدل تنها توسط PWM کنترل می شود، از افت بازده ناشی از فرکانس کلیدزنی زیاد، مشکلات نویز و یا مشکلات بی باری به علت فرکانس کلیدزنی کم، جلوگیری می کند. عملکرد تخلیه ممکن است مانند عملکرد شارژ رخ ندهد. بنابراین، تمرکز اصلی طراحی، بهینه سازی عملکرد شارژ است که به هنگام کلیدزنی نرم تجهیزات قدرت، ولتاژ پیک خازن تشدید بیش از ولتاژ باتری نشود و مدت زمان گذر از حالت ۱ به حالت ۲، کوتاه تر از نیمی از دوره کلیدزنی باشد.

### ۲-۱- طراحی حالت شارژ

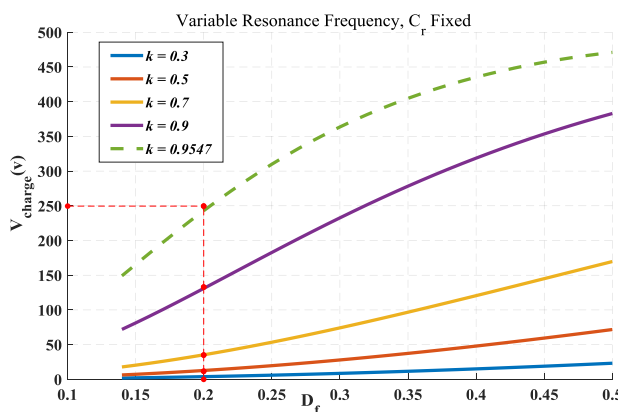
در عملکرد شارژ، جریان توسط  $M_1-M_4$  کنترل شده و دیودهای موازی  $M_5-M_8$  مانند یکسوکننده تمام پل و خازن  $C_v$  به عنوان خازن لینک DC عمل می کنند. همچنین تجهیزات کلیدزنی به گونه ای انتخاب شده اند که به حالت ایده آل نزدیک باشند و ولتاژ خازن تشدید  $V_{cr}$  از ولتاژ باتری  $V_{batt}$  بیشتر نشود. کلید  $M_3$  می بایست قبل از شروع حالت اول، در حالت هدایت قرار بگیرد. با روشن شدن کلید  $M_1$  در زمان  $t_0$  حالت اول شروع خواهد شد. حالت دوم با روشن شدن  $M_2$  آغاز می شود و تا زمانیکه  $i_s$  برابر با صفر شود، ادامه پیدا می کند. پس از صفر شدن  $i_s$ ، حالت سوم شروع می شود که در این مد فقط جریان مغناطیسی  $i_m$  بین  $M_3$  و دیود بدنه  $M_2$  گردش می کند. با روشن شدن  $M_4$  حالت های بعدی اتفاق می افتد. رابطه ولتاژ باطری در عملکرد شارژ مطابق زیر است:

$$V_{batt} = \frac{4(V_{in}/n)^2 C_r K_f + (V_{in}/n) K_f I_{batt} T_s}{2I_{batt} T_s + 4(V_{in}/n) C_r K_f} \quad (1)$$

$$K_f = 1 - \cos \omega_r D_f T_s$$

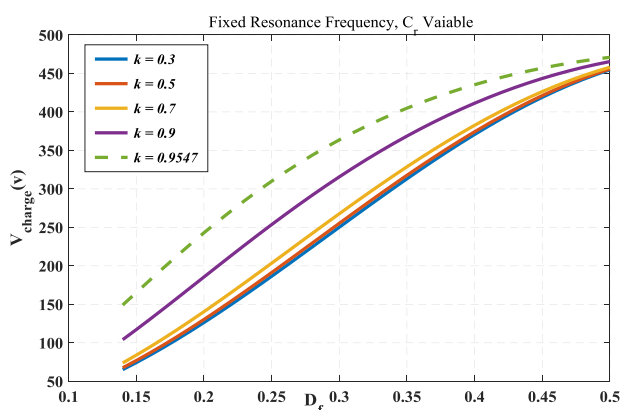
### ۲-۲- طراحی حالت تخلیه

در عملکرد تخلیه جریان توسط  $M_5-M_8$  کنترل می شود. برای افزایش بهره ولتاژ، دیودهای بدنه  $M_1$  و  $M_2$  به همراه  $M_3$  در حالت هدایت به عنوان دو برابر کننده ولتاژ عمل می کنند. خازن  $C_v$  برای خازن شارژر پمپ استفاده می شود و  $V_{cv}$  برابر  $V_{in/2}$  می شود. کلید  $M_6$  باید قبل از شروع حالت اول، در وضعیت هدایت قرار بگیرد. با روشن شدن  $M_8$  در زمان  $t_0$  حالت اول شروع خواهد شد. حالت دوم با روشن شدن  $M_7$  آغاز می شود و تا زمانی که  $i_p$  به صفر کاهش یابد، ادامه پیدا خواهد کرد. پس از صفر شدن  $i_p$ ، حالت سوم شروع می شود که در این حالت جریان مغناطیسی منتقل شده به طرف ثانویه  $(ni_m)$  در حلقه  $M_7$  و دیود بدنه  $M_6$  گردش می کند. با روشن شدن  $M_5$  حالت های بعدی اتفاق می افتد، عملکرد نیم سیکل های بعدی همانند نیم سیکل اول است. رابطه ولتاژ باطری در عملکرد تخلیه مطابق زیر است:



شکل (۵): نمودار ولتاژ شارژ باتری بر حسب تزویج های مختلف در فرکانس های تشدید متغیر

**حالت دوم:** شکل (۶) تغییرات ولتاژ باتری را به ازای تزویج های مختلف در حالتی که فرکانس تشدید ثابت باشد، نشان می دهد. هر چه تزویج ضعیف تر می شود  $L_2$ ، یا همان  $L_r$  بیشتر می شود، و در نتیجه مقدار  $C_r$  برای ثابت ماندن فرکانس تشدید، باید کمتر شود. با کاهش  $C_r$ ، ولتاژ باتری در حالت شارژ کاهش می یابد، اما مقدار آن نسبت به وقتی که فرکانس تشدید متغیر بود، بسیار کمتر است و با این روش با اینکه تزویج بسیار کم شده است؛ اما ولتاژ باتری در مقدار مطلوبی حفظ شده است.



شکل (۶): نمودار ولتاژ شارژ باتری بر حسب تزویج های مختلف در فرکانس های تشدید ثابت

**حالت سوم:** در شکل (۷) تغییرات ولتاژ باتری به ازای فرکانس های کلیدزنی متغیر و در یک تزویج ثابت نمایش داده شده است. در یک  $k$  ثابت هنگامی که  $C_r$  ثابت و فرکانس تشدید تغییر می کند، هر چقدر که  $f_s$  کاهش یابد،  $V_{batt}$  بیشتر می شود. پس می توان نتیجه گرفت در  $D_f$  های کوچک، حتی اگر تزویج هم ضعیف باشد، با افزایش  $f_s$ ، باتری می تواند شارژ شود.

رابطه مقاومت های معادل با نسبت تبدیل واحد بصورت رابطه (۳) بدست می آید که در آن  $R_1$  و  $R_2$  بترتیب مقاومت سیم پیچ های اولیه و ثانویه است.

$$R'_1 = R_1 \quad (3)$$

$$R'_2 = \frac{R_2}{n^2}$$

ضریب تزویج  $k$  برای سلف ها به صورت زیر قابل بیان است:

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (4)$$

مقدار اندوکتانس نشتی معادل اولیه و ثانویه با در نظر گرفتن ضریب تزویج و نسبت تبدیل بصورت زیر بدست می آید:

$$L_1 = L_m$$

$$L'_1 = 0$$

$$L'_2 = \left( \frac{1}{k^2} - 1 \right) L_m \quad (5)$$

از آنجایی که در ساختار این مبدل  $L_r$  به صورت سری با  $L_2$  ترانسفورماتور قرار گرفته، در رابطه ی (۵) مجموع  $L_r$  و  $L_2$  ترانسفورماتور به عنوان  $L'_2$  در نظر گرفته شده است، در این طراحی اگر به صورت ایده آل  $L_2=0$  در نظر گرفته شود،  $L'_2=L_r$  خواهد شد. برای راستی آزمایی رابطه بدست آمده، برای مقدار  $L_r$  برابر ۳۵ میکروهنری، ضریب تزویج بصورت زیر بدست می آید:

$$L_2 = L_r$$

$$= \left( \frac{1}{k^2} - 1 \right) 250 \quad \text{---} \quad 0.833^2 = 35 \mu H \quad (6)$$

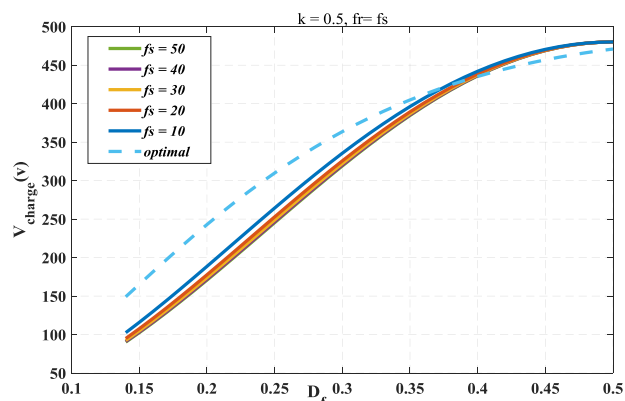
$$\Rightarrow k = 0.9547$$

## ۴- تحلیل نتایج شبیه سازی

### ۴-۱- حالت های مختلف مبدل به هنگام شارژ باتری

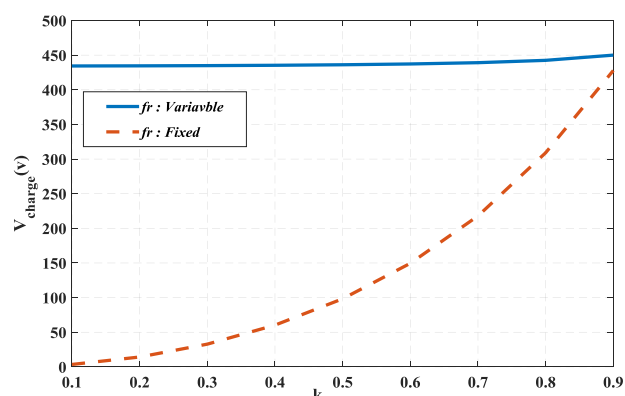
**حالت اول:** با استفاده از رابطه ی (۱) ولتاژ باتری در حالت شارژ بر حسب  $D_f$ ، به ازای تزویج های مختلف در شکل (۵) نشان داده شده است. حال دقت شود اگر تزویج به  $k=0.7$  کاهش یابد، در یک  $D_f$  ثابت ولتاژ باتری کاهش می یابد. در این شرایط برای رسیدن به یک  $V_{batt}$  خاص،  $D_f$  باید بیشتر شود. مثلاً اگر  $V_{batt}=250V$  مطلوب باشد، در  $k=0.9547$  به  $k=0.3$  نیاز است، در شرایطی که  $D_f$  است ۰.۵ باید بزرگتر از ۰.۵ باشد. همچنین مشاهده می شود که در تزویج های ضعیف باتری شارژ نمی شود. برای بهبود این وضعیت می توان متناسب با تغییر  $L_2$ ، خازن تشدید را تغییر داد تا  $\omega_r$  ثابت بماند.

کلیدزنی یکی باشد، مبدل در هر تزویجی که باشد، ولتاژ باتری خروجی به تزویج وابستگی کمتری دارد.



شکل (۹): تغییرات ولتاژ باتری هنگامی که فرکانس تشدید ضریبی از فرکانس کلیدزنی باشد (در یک تزویج ثابت)

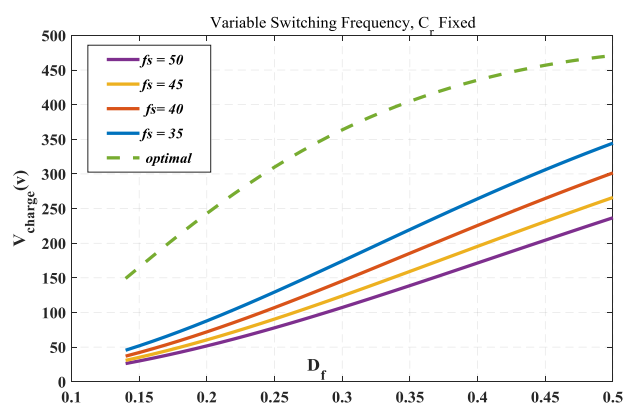
**حالت ششم:** در شکل (۱۰) مقایسه حالت فرکانس تشدید ثابت با حالت فرکانس تشدید متغیر نمایش داده شده است: در حالتی که فرکانس تشدید ثابت باشد، در یک  $D_f$  ثابت مثلاً  $D_f = 0.6$  هر چه تزویج کاهش یابد، شارژ باتری به خوبی انجام می‌شود، زیرا با تغییر تزویج، خازن تشدید نیز تغییر می‌کند تا فرکانس تشدید ثابت بماند و به هنگام تغییر تزویج از ۰.۱ تا ۰.۹، ولتاژ باتری تقریباً در رنج ۴۴۰ ولت تا ۴۵۰ ولت تغییر می‌کند. اما هنگامی که فرکانس تشدید ثابت باشد، مثل در همان  $D_f = 0.6$  هر چه تزویج کاهش یابد، ولتاژ باتری در یک  $D_f$  ثابت کاهش می‌یابد.



شکل (۱۰): مقایسه حالت فرکانس تشدید ثابت با حالت فرکانس تشدید متغیر

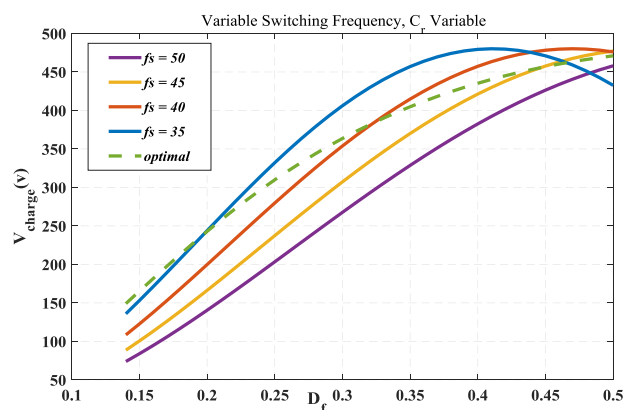
#### ۴-۲- حالت‌های مختلف مبدل به هنگام تخلیه باتری

**حالت اول:** ولتاژ باتری در حالت تخلیه بر حسب رابطه‌ی (۲) به ازای  $D_r$  و تزویج‌های مختلف در شکل (۱۱) نشان داده شده است. اگر تزویج کاهش یابد، در یک  $D_r$  ثابت، ولتاژ تخلیه باتری افزایش می‌یابد و برای رسیدن به یک  $V_{batt}$  خاص باید  $D_r$  بیشتر شود. مثلاً اگر



شکل (۷): نمودار ولتاژ شارژ باتری به ازای فرکانس‌های کلیدزنی مختلف در تزویج ثابت  $k=0.7$  و مقایسه با حالت بهینه در فرکانس تشدید متغیر

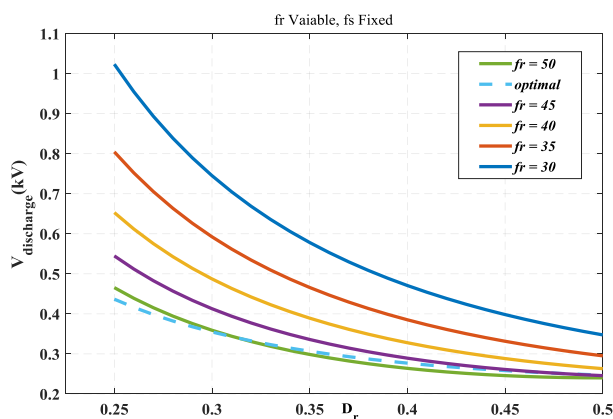
**حالت چهارم:** تغییرات ولتاژ باتری به ازای فرکانس‌های کلیدزنی متغیر در یک ضریب تزویج و فرکانس تشدید ثابت در شکل (۸) نشان داده شده است. در این حالت با یک  $k$  ثابت هنگامی که  $\omega_r$  ثابت است، فقط در  $D_f$ ‌های کمتر از یک حدی، هر چقدر  $f_s$  کاهش یابد،  $V_{batt}$  بیشتر می‌شود و به نمودار مرجع نزدیک‌تر می‌شود. پس می‌توان نتیجه گرفت در  $D_f$ ‌های کوچک، حتی اگر تزویج هم ضعیف باشد، با افزایش  $f_s$ ، باتری می‌تواند شارژ شود. کاهش  $f_s$  به مقدار ۳۵ کیلوهرتز برای بهبود شارژ، فقط در  $D_f$ ‌های کمتر از ۰.۳۸، موثر است و بعد از آن ولتاژ باتری کم خواهد شد.



شکل (۸): ۴ نمودار ولتاژ شارژ باتری به ازای فرکانس‌های تشدید متفاوت

**حالت پنجم:** تغییرات ولتاژ باتری هنگامی که فرکانس تشدید ضریبی از فرکانس کلیدزنی باشد در شکل (۹) نشان داده شده است. فرکانس تشدید مبدل پیشنهادی ۴۲ کیلوهرتز است و فرکانس کلیدزنی ۵۰ کیلوهرتز است. در ابتدا برای یک تزویج ثابت ضرایب مختلفی بین صفر تا یک امتحان شده است و مشاهده شده هر چه این ضریب به یک نزدیک می‌شود، نمودار روند بهتری را برای رسیدن به نمودار مرجع طی می‌کند. پس می‌توان نتیجه گرفت، وقتی فرکانس تشدید و



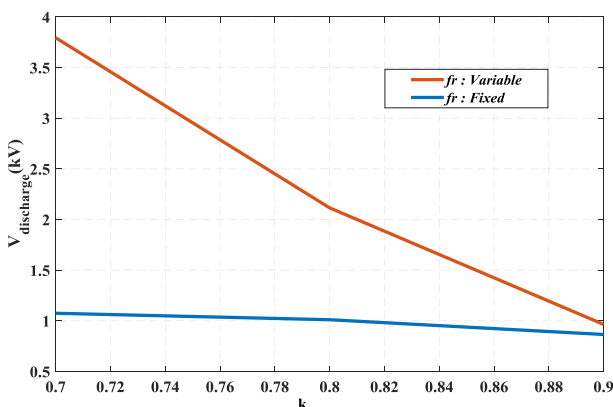


شکل (۱۳): نمودار ولتاژ تخلیه باتری به ازای فرکانس های تشدید متفاوت در یک تزویج ثابت

**حالت چهارم:** شکل (۱۴) مقایسه حالت فرکانس تشدید ثابت با حالت فرکانس تشدید متغیر را نشان می دهد. در این حالت وقتی که فرکانس تشدید ثابت باشد، در یک  $D_r$  ثابت مثلاً  $D_r=0.15$  هر چه تزویج کاهش یابد، ولتاژ تخلیه باتری تقریباً در یک گستره باقی می ماند. اما هنگامی که فرکانس تشدید ثابت باشد، در  $D_r=0.15$  هر چه تزویج کاهش یابد، ولتاژ باتری در یک  $D_r$  ثابت افزایش می یابد.

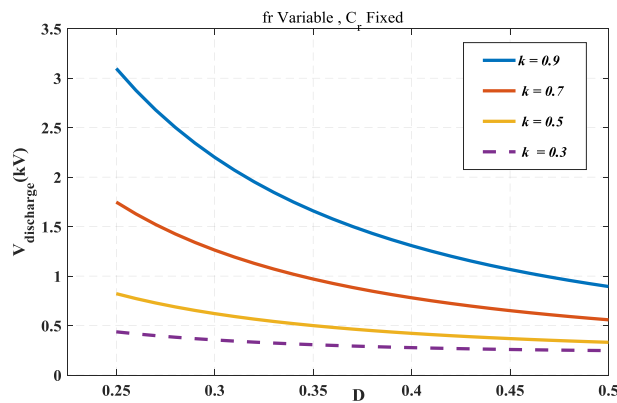
### ۳-۴- شبیه سازی مدار الکترونیک قدرت

مبدل  $DC-DC$  تشدید دو طرفه ۵ کیلو وات، با ولتاژ باتری ۲۵۰ ولت در نرم افزار متلب پیاده سازی شده است. در شبیه سازی، ولتاژ اولیه ی باتری ۲۵۰ ولت در نظر گرفته شده است و تقریباً به اندازه ی ۲۴۰ ولت می تواند شارژ شود. پس ولتاژ خروجی باتری به هنگام شارژ کامل باید تقریباً ۴۹۰ ولت باشد. روند نمودار ولتاژ شارژ باتری در شکل (۱۵) به ازای کوپلینگ  $k=0.95$  نشان داده شده است. در عمل همانطور که در شکل (۱) مشاهده می شود در یک  $D_r$  ثابت هر چقدر تزویج کمتر باشد، باطری کمتر شارژ می شود و به عبارت دیگر زمان شارژ کامل باطری طولانی تر خواهد شد.



شکل (۱۴): مقایسه حالت فرکانس تشدید ثابت با حالت فرکانس تشدید متغیر

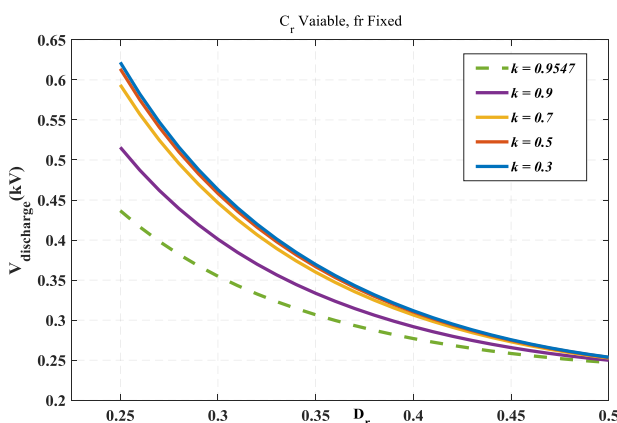
مطلوب باشد به ازای تزویج های مختلف یک  $V_{batt}$  خاص وجود داشته باشد، هر چه تزویج کمتر شود، به  $D_r$  بیشتری نیز برای تخلیه نیاز است.



شکل (۱۱): نمودار ولتاژ تخلیه باتری بر حسب تزویج های مختلف در فرکانس های تشدید متغیر

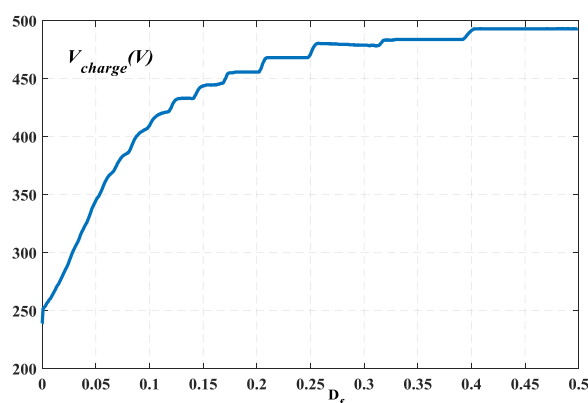
**حالت دوم:** شکل (۱۲) تغییرات ولتاژ باتری به ازای تزویج های مختلف در حالی که فرکانس تشدید ثابت باشد را نشان داده است. هر چه تزویج ضعیف تر می شود،  $L_2$  یا همان  $L_r$  بیشتر می شود، و در نتیجه مقدار  $C_r$  ای که باید با آن سری شود تا فرکانس تشدید ثابت بماند، می بایست کمتر شود. با کاهش  $C_r$  طبق رابطه ولتاژ باتری در حالت تخلیه افزایش می یابد اما مقدار آن نسبت به وقتی که فرکانس تشدید متغیر بود، بسیار کمتر است و در این وضعیت با اینکه تزویج بسیار کم شده، اما باز هم تخلیه باتری روند خوبی را طی کند.

**حالت سوم:** شکل (۱۳) تغییرات ولتاژ باتری به هنگام تغییر فرکانس تشدید در فرکانس کلیدزنی ثابت را نشان می دهد. در این روش تغییر فرکانس تشدید با  $C_r$  انجام می شود. هنگامی که فرکانس تشدید تغییر یابد، یعنی خازن تشدید یا تزویج تغییر یافته است.



شکل (۱۲): نمودار ولتاژ تخلیه باتری بر حسب تزویج های مختلف در فرکانس های تشدید ثابت

- [5] Hasanzadeh, S. and Vaez-Zadeh, S., "A review of contactless electrical power transfer: Applications, challenges and future trends," *Automatika*, vol. 56, no. 3, pp. 367–378, 2015.
- [6] Hasanzadeh, S. and Vaez-Zadeh, S., "Design of a wireless power transfer system for high power moving applications," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 28, pp. 258–271, 2013.
- [7] Hasanzadeh, S. and Askarian, A., "Linear motion contactless power supply-a comparative study on topologies," *International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART)*, 2015, pp. 1–6.
- [8] Hasanzadeh, S. and Vaez-Zadeh, S., "Performance analysis of contactless electrical power transfer for Maglev," *Journal of Magnetism*, vol. 17, no. 2, pp. 115–123, 2012.
- [9] Hasanzadeh, S. and Vaez-Zadeh, S., "Enhancement of overall coupling coefficient and efficiency of contactless energy transmission systems," *2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, 2011, pp. 638–643.
- [10] Hassanzadeh, A., Saneii, M., "Design and Implementation of a Wireless Energy Transfer System for Low Power Applications," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 17, no. 2, pp. 13-19, 2020.
- [11] Erel, M.Z., Bayindir, K.C., Aydemir, M.T., Chaudhary, S.K. and Guerrero, J.M., "A Comprehensive Review on Wireless Capacitive Power Transfer Technology: Fundamentals and Applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 3116-3143, 2022.
- [12] Hasanzadeh, S. and Vaez-Zadeh, S., "Efficiency analysis of contactless electrical power transmission systems," *Energy conversion and management*, vol. 65, pp. 487–496, 2013.
- [13] Hasanzadeh, S., Vaez-Zadeh, S. and Isfahani, A.H., "Optimization of a contactless power transfer system for electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3566–3573, 2012.
- [14] Tran, D.H. and Choi, W., "Design of a high-efficiency wireless power transfer system with intermediate coils for the on-board chargers of electric vehicles. *IEEE transactions on power electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 175–187, 2017.
- [15] Jiang, Y., Wang, L., Fang, J., Li, R., Han, R. and Wang, Y., "A High-Efficiency ZVS Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle Charging with Variable Angle Phase Shift Control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 2356-2372, 2020.
- [16] Vu, V.B., Phan, V.T., Dahidah, M. and Pickert, V., "Multiple output inductive charger for electric vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 8, pp. 7350-7368, 2018.
- [17] Tahami, F., Poorfakhraei, A., "High Efficient Wireless Charger for Electric Vehicle with Reduced Sensitivity to Misalignment using Multilevel Inverter," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 19, no. 4, pp. 39-48, 2022.
- [18] Deshmukh, S., Iqbal, A., Islam, S., Khan, I., Marzband, M., Rahman, S. and Al-Wahedi, A.M., "Review on classification of resonant converters for electric vehicle application," *Energy Reports*, vol. 8, pp. 1091–1113, 2022.
- [19] Feng, J., Li, Q., Lee, F. C., and Fu, M., "LCCL-LC Resonant Converter and Its Soft Switching Realization



شکل (۱۵): ولتاژ دو سر باتری به هنگام شارژ در  $k=0.95$

## ۵- نتیجه گیری

در این مقاله مدل سازی ترکیبی (ساختار الکترومغناطیسی و ساختار مبدل تشدید) و روند شارژ القایی یک باتری خودرو الکتریکی از طریق مبدل DC-DC در تزویج های متفاوت بررسی شده است. به منظور بهبود شارژ باتری در تزویج های پایین، روش های کنترلی مختلفی مورد بررسی قرار گرفته است. در روش های ارائه شده برای عملکرد بهتر مبدل تحت شرایط کاهش تزویج می توان خازن تشدید را به گونه ای تغییر داد تا فرکانس تشدید ثابت باشد. همچنین اگر خازن به گونه ای انتخاب شود که فرکانس تشدید و فرکانس کلیدزنی یکی باشند، نتایج مطلوب تر خواهد بود. در روشی دیگر بررسی شد اگر به هنگام کاهش تزویج، فرکانس کلیدزنی کاهش یابد، شارژ باتری بهتر می شود. در انتها مشخص شد اگر به هنگام کاهش تزویج هر دو روش به کار گرفته شوند، به گونه ای که هم خازن تشدید (به منظور ثابت نگه داشتن فرکانس تشدید) تغییر داده شود و هم به هنگام کنترل، فرکانس کلیدزنی کمتر شود نتایج بسیار مطلوب تر خواهد بود.

## مراجع

- [1] Das, H.S., Rahman, M.M., Li, S. and Tan, C.W., "Electric vehicles standards charging infrastructure and impact on grid integration: A technological review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 120, Mar. 2020.
- [2] Hasanzadeh, S., Ranjbar, S. and Rajabi-Sebdani, M., "A Proposed Structure for Enhancing the Electric System Availability in an Electric Vehicle," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 88, no. 5b, pp. 146–149, 2012.
- [3] Gorgani Firouzjah, K. and Hosseinzadeh, P., "Economic Charging of Plug-In Electric Vehicles at the Charging Station and its Evaluation in Distribution Network Considering Possible Scenarios," *Computational Intelligence in Electrical Engineering*, vol. 9, no. 1, pp. 29–48, 2018.
- [4] Hvarchilkov, D.S., Dimitrov, V.V. and Arnaudov, D.D., "Resonant Converter for Inductive Charging of Light Electric Vehicles," *IEEE XXVII International Scientific Conference Electronics - ET*, 2018, pp. 1-4.



- for Omnidirectional Wireless Power Transfer Systems,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 4, pp. 3828-3839, April 2021.
- [20] Liu, J., Wang, G., Xu, G., Peng, J., and Jiang, H., “A Parameter Identification Approach with Primary-Side Measurement for DC-DC Wireless-Power-Transfer Converters with Different Resonant Tank Topologies,” IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 7, no. 3, pp. 1219-1235, Sept. 2021.
- [21] Li, H., Xu, J., Gao, F., Zhang, Y., Yang, X., and Tang, H., “Duty Cycle Control Strategy for Dual-Side LCC Resonant Converter in Wireless Power Transfer Systems,” IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 8, no. 2, pp. 1944-1955, June 2022.
- [22] Lee, B. K., Kim, J. P., Kim, S. G., and Lee, J. Y., “An Isolated/Bidirectional PWM Resonant Converter for V2G(H) EV On-Board Charger,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 66, no. 9, pp. 7741-7750, 2017.