بهبود محدوده کلیدزنی نرم (ZVS) در شارژر بدون‌سیم، با قابلیت استفاده در سامانه‌های زیر سطحی

محمد هادی‌زاده[۱]، رضا حق‌مرام[۲]، ابوالفضل نصیری[۳]، حسین ملایی[۴]

۱- فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد، دانشکده برق، دانشگاه جامع امام حسین(علیه‌السلام) mohammad.hadizadeh20@gmail.com

۲- دانشیار دانشکده برق، دانشگاه جامع امام حسین(علیه‌السلام) rhaghmrm@gmail.com

۳- استادیار دانشکده فنی، سیگنالی و فضایی، دانشگاه افسری و تربیت پاسداری امام حسین(علیه‌السلام) nasirieng@gmail.com

۴- پژوهشگر، دانشکده برق، دانشگاه جامع امام حسین(علیه‌السلام) hosseinmollaei128@gmail.com

چکیده:

در این مقاله تغییرات فرکانس تشدید در مدارهای شارژر بدون‌سیم نیمه دینامیک بررسی و روشی برای بهبود محدوده کلیدزنی نرم (ZVS) ارائه شده است. ساختار مورد استفاده در این مقاله مبدل تمام‌پل می‌باشد. با توجه به تغییرات فاصله بین سیم‌پیچ‌های انتقال توان، میزان اندوکتانس متقابل سیم‌پیچ‌های فرستنده و گیرنده و در نتیجه فرکانس تشدید مبدل تغییر می‌کند. ساختار مبدل‌های با کلیدزنی سخت عموماً دارای تلفات بالا، راندمان پایین و فرکانس محدود هستند و وجود هم‌پوشانی بین پارامترهای ولتاژی و جریانی المان‌های غیرخطی در این مبدل‌ها، باعث آسیب‌پذیرتر شدن این مبدل‌ها در سطوح بالای توان می‌گردد. به منظور عملکرد مناسب‌تر، الگوهای متفاوتی از عملکرد کلیدها و المان‌های غیرخطی در ساختارهای متفاوت در این زمینه ارائه شده‌است. در این ساختارها، با افزودن تعدادی المان اضافی به مدار، هم‌پوشانی جریان و ولتاژ کلیدها در لحظات روشن و خاموش شدن تقریباً از بین رفته و تلفات کلیدزنی کاهش می‌یابد. در این مقاله، ساختار جبران‌سازی LCC استفاده شده‌است. در این ساختار با تطبیق مناسب سلف و خازن اولیه ساختار جبران‌ساز، فرکانس تشدید از فرکانس کلیدزنی کوچک‌تر شده و شرایط کلیدزنی نرم در مبدل برقرار می‌شود. استفاده از این شارژر به دلیل بازدهی بالا و تلفات ناچیز، در زیردریایی‌ها پیشنهاد می‌شود. مدار پیشنهادی در نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی و تغییرات فرکانس تشدید در ضرایب کوپلینگ مختلف بررسی و نتایج ارائه شده‌است.

واژه‌های کلیدی:

اندوکتانس متقابل، شارژر بدون‌سیم دینامیک، کلیدزنی نرم، مبدل تمام‌پل

Improved Soft Switching Range (ZVS) in Wireless Charger with Usability in Subsurface Systems

Mohammad Hadizade[1], Reza Haghmaram[2], Abolfazl Nasiri[3], Hossein mollaei[4]

1,2,3,4 Electrical Engineering Department, Imam Hossein University, Tehran, Iran

Abstract

In this paper, resonance frequency changes in semi-dynamic wireless charging circuits and a method for improving soft switching range (ZVS) is presented. The structure used in this article is a full-bridge converter. Due to the changes in the distance between the powers transmission pads, the amount of mutual inductance of the transmitter and receiver coils and as a result changes the resonant frequency of the converter. The structure of hard switching converters generally has high losses, low efficiency and limited frequency. There is an overlap between the voltage and current parameters of the non-linear elements in these converters, it makes these converters more vulnerable at high power levels. The proposed method for increasing the soft switching range in the dynamic wireless charger is presented. In order to perform better, have been presented different models of the function of keys and non-linear elements in different structures in this field. In these structures, by adding a number of additional elements to the circuit, the overlapping of the current and voltage of the switches at the moments of turning on and off is almost eliminated and are eliminated switching losses. In this article, is used LCC compensation structure. In this structure, by matching the primary inductor and capacitor

in the compensator structure, the resonance frequency is smaller than the switching frequency and soft switching conditions are established in the converter. The use of this charger is recommended in submarines due to its high efficiency and low losses. The proposed circuit is simulated in MATLAB software and are investigated the resonance frequency changes in different coupling coefficients and are presented the results.

Keywords: mutual inductance, dynamic wireless charger, soft switching, full bridge converter

۱- مقدمه

شارژرهای بدون‌سیم در صنایع مختلفی مانند تلفن همراه، زیردریایی‌ها، اینترنت اشیا و خودروسازی استفاده می‌شوند. هدف از استفاده از این فناوری، سهولت در فرآیند شارژ دستگاه‌هاست. اکثر سیستم‌های الکتریکی که امروزه به‌طور گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرند دارای باتری‌های قابل شارژ می‌باشند. در برخی از این وسایل امکان شارژ با اتصال سیم وجود ندارد و یا نیاز به روشی راحت‌تر و ایمن‌تر برای شارژ حس می‌گردد. هم‌چنین، برخی از دستگاه‌های الکتریکی غیرقابل دسترس می‌باشند که نیازمند یک سیستم بدون‌سیم برای تأمین توان مورد نیاز خود هستند. طراحی چنین سیستم‌هایی مستلزم شناخت هرچه بهتر روش‌های انتقال توان بدون‌سیم(WPT)[1] و قواعد حاکم بر سیستم‌های الکتریکی می‌باشد. یک سیستم انتقال توان بدون‌سیم از بخش‌های اصلی مبدل فرکانس بالا، شبکه جبران‌کننده و کوپلینگ مغناطیسی تشکیل شده‌است.

انتقال توان بدون‌سیم یک فناوری توان‌مند برای تجهیزات الکتریکی و الکترونیکی است، زیرا دخالت نیروی انسانی در هنگام شارژ را حذف می‌نماید. چالش‌های اصلی برای پذیرش سیستم‌های انتقال توان بدون‌سیم شامل ناهم‌ترازی سیم‌پیچ‌ها و فاصله هوایی بزرگ می‌باشد که هر دو راندمان انتقال توان را کاهش می‌دهند [۱]. فناوری انتقال توان بدون‌سیم را می‌توان برای شارژ بدون‌سیم وسایل نقلیه زیر آب بدون سرنشین استفاده نمود. با این حال، در یک سیستم انتقال توان بدون‌سیم زیر آب (UWPT)[2]، تلفات جریان گردابی(ECL)[3] ناشی از رسانایی آب دریا باید در نظر گرفته شود. طرح‌هایی که تلفات جریان گردابی را به درستی در نظر نمی‌گیرند می‌تواند باعث کاهش غیرقابل پیش‌بینی کارایی سیستم شوند. در مرجع [۲] یک مدل‌سازی کارآمد برای سیستم UWPT با استفاده از پارامترهای Z پیشنهاد می‌شود. با استفاده از تحلیل الکترومغناطیسی و تحلیل شبکه دو پورت، مدل امپدانس سیم‌پیچ‌ها با در نظر گرفتن فرکانس و رسانایی آب دریا استخراج می‌شود. مدل امپدانس را می توان برای ساخت مدار معادل یک سیستم UWPT استفاده کرد. تلفات جریان گردابی را می توان با استفاده از مدار معادل پیشنهادی به طور دقیق پیش‌بینی کرد.

انتقال توان القایی(IPT)[4] یک رویکرد عملی برای شارژ وسایل نقلیه خودران زیر آب (AUV)[5] است. از کوپلر مغناطیسی برای انتقال توان بین سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه استفاده می‌شود. عملکرد کوپلر مغناطیسی ظرفیت انتقال سیستم را تعیین می‌نماید. کوپلر مغناطیسی حلقوی به طور گسترده در سیستم شارژ بدون‌سیم زیر آب استفاده می‌شود. در مرجع [۳] تکامل ساختار جفت‌کننده مغناطیسی تجزیه و تحلیل می‌شود و یک جفت‌کننده مغناطیسی مبتنی بر سیم‌پیچ دوقطبی با یک روش جدید ارائه می‌شود. فناوری‌های شارژ بدون‌سیم در دو حالت استاتیک (ساکن) و دینامیک (پویا) مورد بررسی قرار می‌گیرند. در شارژر بدون‌سیم استاتیک، باید فاصله سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه دارای یک اندازه معین و تقریبا ثابت باشد تا میدان مغناطیسی مورد نظر انتقال توان را انجام دهد. در مرجع [۴] حاصل ضرب بازده توان انتقالی و ضریب توان ورودی (η.PF) به عنوان معیاری برای استفاده کامل از ظرفیت انتقال توان سیستم و همچنین کاهش سرمایه و هزینه عملیاتی سیستم در نظر گرفته شده‌است. یک روش دستیابی به فرکانس بهینه برای به حداکثر رساندن η.PF سیستم با در نظر گرفتن تغییرات ناگهانی احتمالی در ضریب کوپلینگ سیستم WPT به دلیل انحرافات EV از تراز مسیر در امتداد جاده پیشنهاد شده‌است. شارژ دینامیک (انتقال توان همراه با تغییر فاصله میان سیم‌پیچ‌ها) یک گزینه مناسب برای

[1] Wireless Power Transfer
[2] Underwater Wireless Power Transfer
[3] Eddy Current Loss
[4] Inductive Power Transfer
[5] Autonomous Underwater Vehicles

انتقال انرژی است که می‌تواند مقدار نشتی انرژی را کاهش دهد، محدودیت‌های برد را حذف کند و زمان کارکرد را افزایش دهد. در مرجع [۵] از سیم پیچ فرستنده و ماژول‌های الکترونیک قدرت برای ایجاد یک سیستم تشخیص دقیق بر اساس تغییر فاصله گیرنده استفاده می‌کند. در مرحله بعد، یک الگوریتم کنترلی برای کنترل دقیق زمان فعال‌سازی و غیرفعال شدن شارژر و ارائه انرژی مورد نیاز در طول حداکثر کوپلینگ سیم‌پیچ‌ها پیشنهاد شده‌است که اجازه شکل‌دهی بهینه پروفیل قدرت برای کنترل میزان انرژی تحویلی به خودرو را می‌دهد. روش‌های موجود برای تنظیم ولتاژ خروجی نیاز به اتصال بین وسیله نقلیه الکتریکی[۶](EV) و ایستگاه شارژ دارد. این اتصال برای کنترل مبدل ایستگاه شارژ یا مبدل DC-DC در وسیله نقلیه الکتریکی نیز می‌باشد. در مرجع [۶] راه حلی برای بهینه‌سازی شبکه‌های جبرانی برای کاهش حساسیت ولتاژ خروجی با توجه به ناهماهنگی و بهبود کارایی سیستم کلی ارائه می‌دهد. چهار توپولوژی با جزئیات مطالعه شده و شبکه جبران بهینه برای هر توپولوژی توسعه داده شده‌است. همه توپولوژی‌ها از جنبه‌های مختلف مانند تغییرات ولتاژ خروجی، میانگین راندمان، تعداد و اندازه قطعات و توزیع تلفات توان بهینه شده و مقایسه می‌شوند. در میان توپولوژی‌های مختلف تشدید، LCC-LCC بهترین عملکرد را از نظر تغییرات ولتاژ خروجی برای طیف گسترده‌ای از ضرایب کوپلینگ ارائه کرد. سیستم‌های شارژ بدون‌سیم به کوپلینگ القایی بین شارژر و دستگاه گیرنده نیاز دارند و ناهماهنگی بین این دو تلفات سیستم را افزایش خواهد داد. در مرجع [۷]، آرایش جدیدی از سیم‌پیچ‌های حسگر برای تشخیص ناهماهنگی بین یک شارژر بدون‌سیم متحرک و یک ربات متحرک استفاده شده‌است. داده‌های حاصل از سیم‌پیچ‌های حسگر در کنترل دو حلقه‌ای ربات استفاده می‌شود. حلقه داخلی سرعت ربات را کنترل می‌کند و از یک تنظیم‌کننده درجه دوم خطی با عملکرد یکپارچه تشکیل شده‌است. حلقه بیرونی بر اساس قرائت سیم‌پیچ‌های حسگر، سرعت‌های مرجع را برای حلقه داخلی فراهم می‌کند. طرح مدولاسیون دیجیتال (IBMC) برای شارژر خودروی برقی بدون‌سیم ارائه شده‌است. یک IBMC می‌تواند ولتاژ موج مربعی تقویت‌شده با دامنه قابل کنترل تولید و توان را به طور موثر در یک بار گسترده و یا محدوده کوپلینگ تنظیم کند و در عین حال به کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS) برای همه کلیدها دست یابد. در مرجع [۸] بر اصول عملکرد حالت پایدار طرح مدولاسیون دیجیتالی پیشنهادی تمرکز دارد. ملاحظات عملی کلیدی، مانند متعادل‌سازی ولتاژ خازن و انتخاب دستگاه نیمه‌رسانا، برجسته شده‌اند. مزیت کلیدی طرح مدولاسیون دیجیتالی، توانایی آن در تولید یک موج مربعی‌شکل تقویت شده با دامنه قابل کنترل است که می‌تواند عملکرد ZVS همه سوئیچ‌ها را در کل محدوده عملیاتی تضمین کند. به منظور تضمین عملکرد کلیدزنی ولتاژ صفر برای سیستم انتقال توان بدون‌سیم، زاویه فاز ورودی سمت اولیه به عنوان یک مقدار مثبت در نظر گرفته می‌شود. زاویه فاز ورودی در شرایط مختلف کوپلینگ و بار، مثبت باقی می‌ماند. در مرجع [۹]، یک روش طراحی بهینه برای شبکه جبرانی سری LCC برای یک شارژر ثابت خودروی الکتریکی بدون‌سیم (EV) پیشنهاد شده‌است. تمرکز اصلی این مقاله بهینه‌سازی شبکه تشدید مناسب برای حالت بدون‌بار تا بار کامل است. روش پیشنهادی از یک راندمان میانگین وزنی زمان در شرایط مختلف کوپلینگ، برای دستیابی به راندمان بالا در محدوده بدون‌بار تا بار کامل استفاده می‌کند.

مبدل‌های الکترونیک قدرت در منابع تغذیه سیستم‌های الکترونیکی زیر دریا، به صورت سری در امتداد کابل توزیع متصل می‌شوند تا توان بارهای حس‌گر و وسایل نقلیه زیر آب را تأمین نمایند. در مرجع [۱۰]، یک سیستم شارژ القایی با ولتاژ خروجی ثابت برای وسایل نقلیه زیرآبی خودران که از کابل توزیع جریان dc ثابت تغذیه می‌شوند، با استفاده از شبکه جبران سری توسعه داده می‌شود. تجزیه و تحلیل حالت پایدار برای نشان دادن ویژگی‌های خروجی ولتاژ ثابت و قابلیت کنترل ولتاژ خروجی از طریق مدولاسیون تغییر فاز اینورتر ارائه شده‌است. همچنین یک تحلیل برای کیفیت مخازن تشدید ارائه شده تا نشان دهد که چگونه طراحی توپولوژی، برای محدوده توان مورد نیاز تأثیر می‌گذارد. ساختار خازن کنترل‌شده کلید[۹](SCC) برای تنظیم

[6]Electrical Vehicle

[7]Integrated Boost Multilevel Converter

[8]Zero Voltage Switching

[9]Switched-Controlled-Capacitance

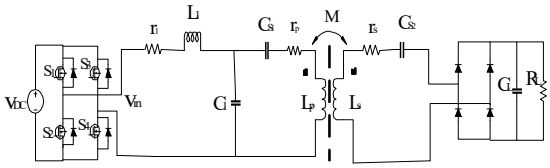
خازن تشدید ثانویه استفاده می‌شود. به کمک ساختار SCC، می‌توان خروجی شارژ با جریان ثابت[10] (CC) و شارژ با ولتاژ ثابت[11] (CV) مستقل از بار را در دو فرکانس کاری متفاوت تحت شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای کلیدهای اینورتر به‌دست آورد. در مرجع [۱۱]، ساختار خازن سوئیچ کنترل شده (SCC) مورد بررسی قرار گرفته است. سپس یک توپولوژی ترکیبی که در آن SCC برای تنظیم خازن تشدید ثانویه استفاده می‌شود، برای دستیابی به جریان و ولتاژ خروجی مستقل از بار تحت دو فرکانس کاری متفاوت پیشنهاد می‌شود. به‌طور همزمان، سوئیچینگ نرم تمام دستگاه‌های قدرت نیز در کل دوره شارژ قابل تحقق است. امروزه قطعات نیمه‌هادی قدرت در معرض افزایش ولتاژ و جریان و تنش‌های حرارتی قرار می‌گیرند. تلفات کلیدزنی در سمت اولیه مبدل یک سیستم انتقال توان بدون‌سیم با فراهم شدن شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر در طول فرآیند شارژ باتری، کاهش می‌یابد. در مرجع [۱۲] یک روش کنترل جدید را برای کنترل دینامیکی زاویه ZVS سیستم WPT در حالی که جریان و ولتاژ خروجی را در سطح مورد نظر حفظ می‌کند، مورد بحث قرار می‌دهد. شارژ CC و CV با اجرای طرح مدولاسیون تغییر فاز سنتی بر روی اینورتر تمام پل به دست آمد و زاویه ZVS با اجرای یک خازن تنظیم کنترل شد.

در این مقاله، تغییرات فاصله سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه در شارژر بدون‌سیم بررسی، و مقدار فرکانس تشدید در فاصله‌های مختلف محاسبه می‌گردد. پس از آن، محدوده مجاز فرکانس کلیدزنی مشخص می‌شود. شکل ۱ ساختار پیش‌نهادی با شبکه جبران‌ساز سری LCC (سلف، خازن، خازن) را نشان می‌دهد.

در ادامه، در بخش دوم بلوک دیاگرام و مدار معادل پیش‌نهادی مورد بحث قرار گرفته است، در بخش سوم ساختار پیش‌نهادی شبیه‌سازی و نتایج شبیه‌سازی ارائه شده‌است. در نهایت در بخش چهارم نتیجه‌گیری بیان شده‌است.

[10] Constant Current

[11] Constant Voltage



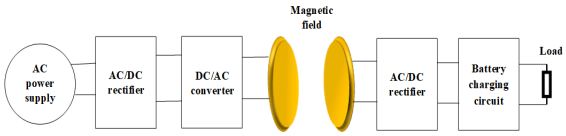
شکل ۱- ساختار پیشنهادی با یک شبکه جبران‌سازی LCC سری

۲- اصول و مبانی

۲-۱- بلوک دیاگرام پیشنهادی

شکل ۲ بلوک دیاگرام یک سیستم انتقال توان بدون‌سیم را نشان می‌دهد. این سیستم از دو بخش اولیه و ثانویه تشکیل شده‌است. تأمین توان ورودی از جریان متناوب (AC) فرکانس پایین (۵۰ هرتز) دریافت می‌شود. برای انتقال توان الکتریکی، بخش مرکزی شارژر بدون‌سیم از یک مبدل DC/DC تشکیل شده‌است.

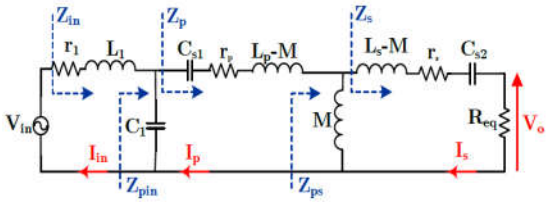
انتقال توان بین فرستنده و گیرنده به‌صورت الکترومغناطیسی و ترانسفورماتوری انجام می‌شود. در گیرنده ولتاژ AC یکسو شده و پس از کنترل سطح ولتاژ بر روی لینک ولتاژ DC قرار می‌گیرد.



شکل ۲- بلوک دیاگرام ساختار پیشنهادی

۲-۲- مدار معادل ساختار پیشنهادی

مدار معادل سیستم انتقال توان بدون‌سیم پیشنهادی در شکل ۳ ارائه شده‌است.



شکل ۳- مدار معادل سیستم انتقال توان بدون‌سیم پیشنهادی

رابطه (۱) سری فوریه ولتاژ خروجی اینورتر V_{in} و رابطه (۲) مقدار RMS مؤلفه اصلی V_{in} می‌باشد. در این روابط، θ تغییر فاز کلیدزنی بین پایه‌های اینورتر تمام‌پل می‌باشد.

$$V_{in} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{n\pi} \sin\frac{\theta}{2} \sin(n\omega t) \quad (۱)$$

$$V_{in,rms} = \frac{2\sqrt{2}\, V_{dc}}{\pi} \sin\frac{\theta}{2} \quad (۲)$$

با فرض یک مقدار بزرگ برای C_L، مقاومت معادل R_{eq} سمت ثانویه را می‌توان به صورت رابطه (۳) نوشت:

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (۳)$$

با توجه به شکل ۳، امپدانس‌های Z_s ، Z_{ps} ، Z_p و Z_{in} طبق روابط (۴) تا (۷) محاسبه می‌شوند.

$$Z_s = R_{eq} + r_s + j\omega\left((L_s - M) - \frac{1}{\omega^2 C_{s2}}\right) \quad (۴)$$

$$Z_{ps} = j\omega M \parallel Z_s = j\omega M + \frac{(M\omega)^2}{R_{eq} + r_s + j\omega\left(L_s - \frac{1}{C_{s2}\omega^2}\right)} \quad (۵)$$

$$Z_p = r_p + j\omega\left((L_p - M) - \frac{1}{\omega^2 C_{s1}}\right) + Z_{ps} \quad (۶)$$

$$Z_{in} = r_1 + \omega L_1 j + Z_p \parallel \frac{1}{\omega C_1} \quad (۷)$$

φ زاویه بین ولتاژ (V_{in}) و جریان (I_{in}) خروجی اینورتر تمام‌پل (زاویه فاز ورودی مدار معادل سیستم) است که با تجزیه بخش‌های حقیقی و موهومی امپدانس ورودی مبدل (Z_{in}) طبق روابط (۸) و (۹) به‌دست می‌آید:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{Z_{in}} = \left|\frac{V_{in}}{Z_{in}}\right| \measuredangle \emptyset \quad (۸)$$

$$\emptyset = \measuredangle Z_{in} = \tan^{-1}\frac{\Im\{Z_{in}\}}{\Re\{Z_{in}\}} \quad (۹)$$

مقادیر حقیقی و موهومی Z_{in} طبق روابط (۱۰) تا (۱۵) محاسبه می‌شوند.

$$\Re\{Z_{in}\} = r_1 + \Re\{Z_{Pin}\} = r_1 + \Re\{Z_P\}\frac{[(1 - C_1\omega\Im\{Z_P\}) + C_1\omega\Im\{Z_P\}]}{(1 - C_1\omega\Im\{Z_P\})^2 + (C_1\omega\Im\{Z_P\})^2} \quad (۱۰)$$

$$\Re\{Z_P\} = r_P + \frac{(\omega M)^2 \Re\{Z_s\}}{(\Re\{Z_s\} + \omega M)^2 + \Re\{Z_s\}^2} \quad (۱۱)$$

$$\Re\{Z_s\} = r_s + R_{eq} \quad (۱۲)$$

$$\Im\{Z_{in}\} = \omega L_1 + \Re\{Z_{Pin}\} = \omega L_1 - \frac{\omega C_1 \Im\{Z_P\}\Re\{Z_P\}}{(1 - C_1\omega\Im\{Z_P\})^2 + (C_1\omega\Im\{Z_P\})^2} \quad (۱۳)$$

$$\Im\{Z_P\} = \omega\left(L_1 - \frac{1}{C_{s1}\omega^2}\right) + \Im\{Z_{PS}\} = \left(L_1 - \frac{1}{C_{s1}\omega^2}\right) - \frac{(M\omega)^2(\Im\{Z_s\} + M\omega)}{\Re\{Z_s\}^2 + (\Im\{Z_s\} + M\omega)^2} \quad (۱۴)$$

$$\Im\{Z_s\} = \omega\left(L_s - M - \frac{1}{\omega^2 C_{s2}}\right) \quad (۱۵)$$

توان ورودی و توان خروجی مبدل طبق روابط (۱۶) و (۱۷) محاسبه می‌شوند:

$$P_{in} = |I_{in}|^2 \Re\{Z_{in}\} \quad (۱۶)$$

$$P_{out} = |I_s|^2 R_{eq} \quad (۱۷)$$

انتقال توان در شارژر بدون‌سیم رابطه مستقیم با تغییرات فاصله دارد. با تغییرات فاصله میان سیم‌پیچ‌های فرستنده و گیرنده، ضریب کوپلینگ (K) تغییر می‌کند که طبق رابطه (۱۸) به اندوکتانس متقابل و اندوکتانس سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه بستگی دارد.

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_p \times L_s}} \quad (۱۸)$$

که L_p و L_s اندوکتانس سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه و M اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچ‌ها می‌باشد.

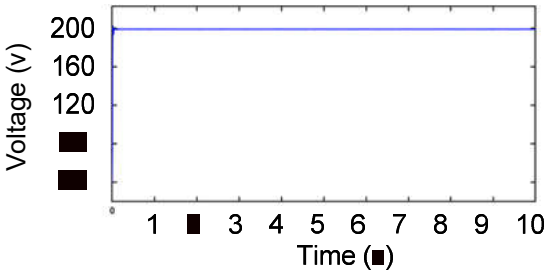
فرکانس تشدید از طریق سلف و خازن‌های معادل طبق رابطه (۱۹) محاسبه می‌شود.

$$F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \quad (۱۹)$$

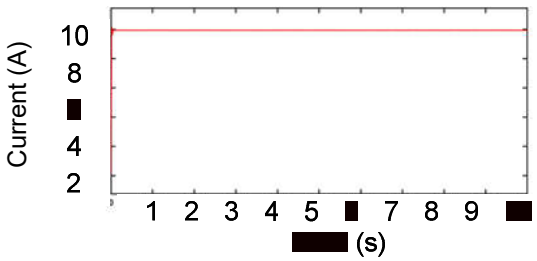
برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم به روش ZVS باید فرکانس کلیدزنی (F_s) از فرکانس تشدید (F_r) بزرگ‌تر باشد.

۳- شبیه سازی ساختار پیشنهادی

شکل موج ولتاژ و جریان خروجی برای K = ۰/۹ و فرکانس کلیدزنی (F_s) برابر ۸۵ kHz به‌صورت شکل ۴ می‌باشد. مشاهده می‌شود که ولتاژ و جریان خروجی به‌ترتیب ۲۰۰V و ۱۰A می‌باشد، در نتیجه توان خروجی ۲۰۰۰W به‌دست می‌آید. در این حالت ولتاژ و جریان ورودی مبدل به‌ترتیب ۲۰۰V و ۱۱/۷۸ A می‌باشد. در نتیجه بازده مبدل طبق رابطه (۲۰) محاسبه می‌شود.



(الف) شکل موج ولتاژ خروجی



(ب) شکل موج جریان خروجی

شکل ۴- شکل موج‌های خروجی الف) ولتاژ خروجی ب) جریان خروجی

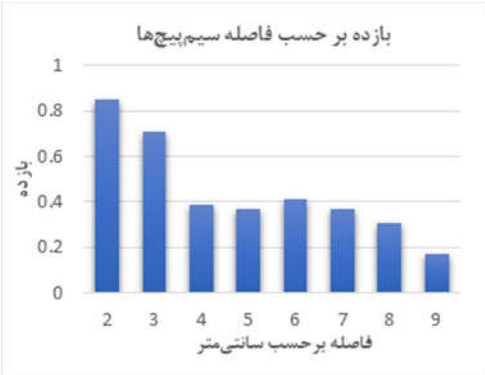
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = \frac{200 \times 10}{200 \times 11.78} \times 100 = 84.8\% \qquad (۲۰)$$

بازده مبدل در این حالت همراه با جبران‌سازی ۸۴/۸٪ می‌باشد. در ادامه، ساختار جبران‌سازی مبدل را حذف نموده و بازده مبدل را محاسبه می‌کنیم. تأثیر جبران‌سازی بر بازده مبدل مشاهده می‌شود. در این حالت ولتاژ و جریان خروجی به‌ترتیب ۱۸V و ۰/۹A می‌باشد، در نتیجه توان خروجی ۱۶/۲W به‌دست می‌آید. در این حالت ولتاژ و جریان ورودی مبدل به‌ترتیب ۲۰۰V و ۲/۳۶A می‌باشد. در نتیجه بازده مبدل طبق رابطه (۲۰) محاسبه می‌شود.

$$\eta = \frac{18 \times 0.9}{200 \times 2.36} \times 100 = 3.43\%$$

مشاهده می‌شود که ساختار جبران‌سازی تأثیر خوبی بر بازده مبدل می‌گذارد. ولتاژ خروجی V_o به کوپلینگ متقابل، فرکانس کلیدزنی و ولتاژ خروجی اینورتر V_{in} بستگی دارد. همچنین نتایج شبیه‌سازی برای مبدل پیش‌نهادی نشان داد که زاویه فاز جریان ورودی به اینورتر (I_{in}) برای ایجاد شرایط ZVS مثبت می‌باشد. جدول ۱ بازده مبدل را طبق مقادیر ضریب کوپلینگ (K) و اندوکتانس متقابل سیم‌پیچ‌ها (M) بر اساس فواصل مختلف طبق نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد.

نمودار شکل ۵ بازده مبدل را بر حسب فاصله سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه طبق نتایج جدول ۱ نشان می‌دهد. شکل موج ولتاژ و جریان کلیدهای مبدل تمام‌پل بر حسب زمان در شرایط کوپلینگ مختلف در شکل ۶ نشان داده شده‌است. مشاهده می‌شود که با روشن شدن کلیدها، ابتدا ولتاژ کلید صفر می‌شود سپس جریان آن به آرامی افزایش می‌یابد که بیانگر ایجاد شرایط ZVS برای فاصله‌های مختلف سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه است. شرایط ZVS برای ولتاژ خروجی ۲۰۰V و جریان خروجی ۱۰A در همه حالت‌ها می‌باشد. مقادیر L_p و L_s برابر ۱۰۰ μH می‌باشد.



شکل ۵- بازده مبدل بر حسب فاصله سیم‌پیچ‌ها از یکدیگر

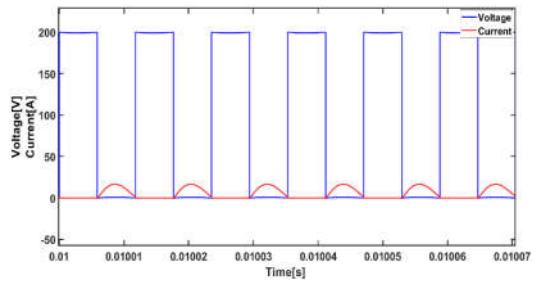
برای ایجاد شرایط ZVS برای کلیدهای اینورتر باید زاویه فاز جریان نسبت به ولتاژ خروجی اینورتر مثبت باشد. شکل ۷ شکل موج‌های جریان و ولتاژ خروجی اینورتر را برای شرایط کوپلینگ K=۰/۹، K=۰/۷۵ و K=۰/۶ نشان می‌دهد. در فواصل کم میان سیم‌پیچ‌ها زاویه جریان نسبت به ولتاژ خروجی اینورتر مثبت است و در نتیجه شرایط ZVS برقرار است. برای K=۰/۶ شکل موج جریان نسبت به ولتاژ کمی عقب‌تر است، لذا با

کاهش ضریب کوپلینگ و افزایش فاصله بین سیم‌پیچ‌ها، شرایط ZVS به‌خوبی برقرار نشده و عملکرد ZVS برای کلیدهای مبدل ضعیف می‌شود.

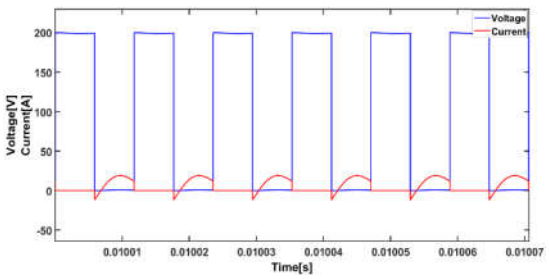
در ادامه یک مقایسه‌ای بین کار انجام شده از نظر شرایط کوپلینگ و بازه کلیدزنی نرم با سایر منابع در جدول ۲ گزارش شده‌است.

جدول ۱- مقادیر ضریب کوپلینگ (K) و اندوکتانس متقابل سیم‌پیچ‌ها (M) به ازای فواصل مختلف

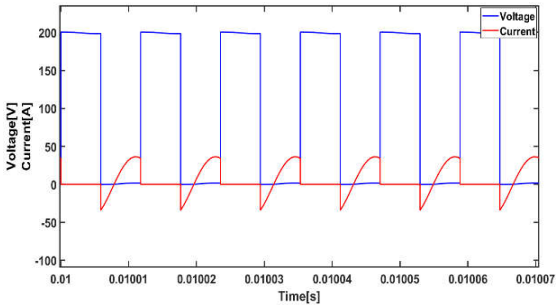
بازده	اندوکتانس‌متقابل سیم‌پیچ‌ها (M)	ضریب کوپلینگ (K)	فاصله برحسب cm
٪۸۴/۸	۹۰ μH	۰/۹	۲
٪۷۰/۸	۷۵ μH	۰/۷۵	۳
٪۳۸/۵	۶۰ μH	۰/۶	۴
٪۳۶/۶	۵۰ μH	۰/۵	۵
٪۴۱/۲	۴۰ μH	۰/۴	۶
٪۳۷/۱	۳۵ μH	۰/۳۵	۷
٪۳۰/۶	۳۰ μH	۰/۳	۸
٪۱۷	۲۰ μH	۰/۲	۹



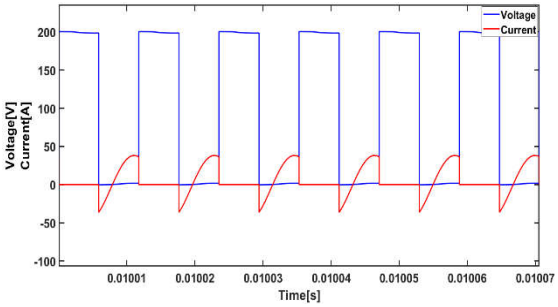
K= ۰/۹ (الف)



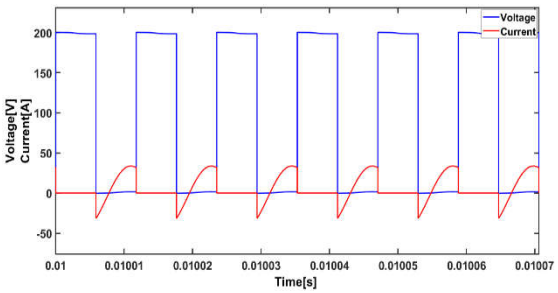
K=۰/۷۵ (ب)



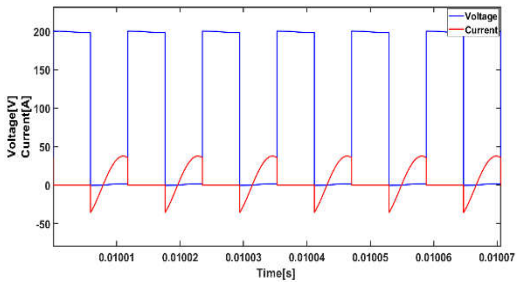
K=۰/۶ (پ)



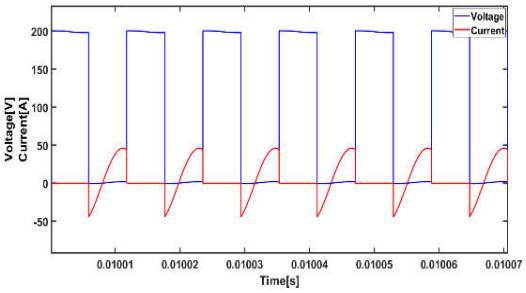
K= ۰/۵ (ت)



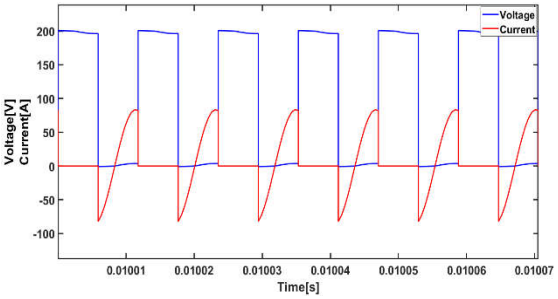
K=۰/۴ (ث)



K=۰/۳۵ (ج)

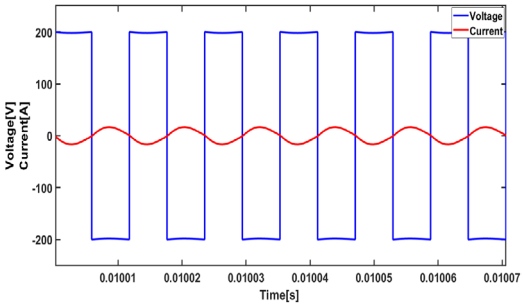


K=۰/۳ (چ)

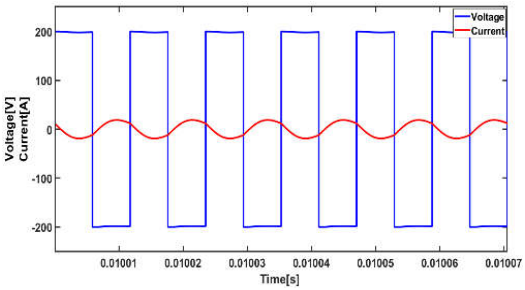


ح) K=۰/۲

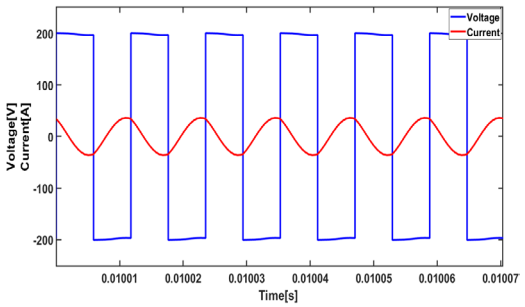
شکل ۶- شکل موج ولتاژ و جریان کلیدهای مبدل تمام‌پل در شرایط کوپلینگ مختلف. الف) K= ۰/۹، ب) K= ۰/۷۵، پ) K= ۰/۶، ت) K= ۰/۵، ث) K=۰/۴، ج) K=۰/۳۵، چ) K=۰/۳، ح) K=۰/۲



الف) K= ۰/۹



ب) K= ۰/۷۵



پ) K= ۰/۶

جدول۲- مقایسه کار انجام شده با سایر منابع

مراجع	مقایسه شرایط کوپلینگ و بازه کلیدزنی نرم
[۱]	با افزایش فاصله ۲۰ سانتی‌متری سیم‌پیچ‌ها بازده مبدل ۵٫۶ درصد افزایش می‌یابد. با قرار دادن شارژر در قسمت پشتی EV، می‌توان فاصله سیم‌پیچ‌ها را به حداقل رساند. یک سیستم کنترلی تصحیح کننده موقعیت که نیازی به حسگر ندارد، در فاصله ۵ سانتی‌متری سیم‌پیچ-ها ارائه شد.
[۶]	در میان توپولوژی‌های مختلف تشدید، LCC-LCC بهترین عملکرد را از نظر تغییرات ولتاژ خروجی برای طیف گسترده‌ای از فاکتورهای کوپلینگ از K= ۰/۱۸ تا K= ۰/۳۲ ارائه کرد. با در نظر گرفتن میانگین کارایی ساختارها، LCC-LCC بهترین ساختار در جابجایی سیم‌پیچ‌ها است.
[۷]	هشت سیم‌پیچ حسگر برای تشخیص ناهماهنگی جانبی بین سیم‌پیچ‌های فرستنده و گیرنده شارژر استفاده می شود. تا زمانی که یک یا چند سیم‌پیچ حسگر در ناحیه بالای شارژر باقی بماند، سیم‌پیچ‌های حسگر گزارشی از ناهماهنگی ارائه می‌دهند.
[۸]	یک طرح مدولاسیون دیجیتالی جدید را پیشنهاد می‌کند که می‌تواند توسط IBMC شرایط ZVS را در محدوده کوپلینگ مختلف ایجاد کند.
[۹]	برای دستیابی به یک طراحی بهینه، یک مسئله بهینه‌سازی تعریف شد که در آن تابع هدف شامل یک بازده وزن‌دار زمان برای شرایط کوپلینگ مختلف بود. نتایج شبیه‌سازی برای مبدل پیشنهادی نشان داد که زاویه فاز ورودی در شرایط مختلف کوپلینگ و بار مثبت باقی می‌ماند.
مبدل پیشنهادی	ایجاد شرایط کلیدزنی نرم به روش ZVS برای شرایط کوپلینگ مختلف در فاصله ۲ الی ۹ سانتی‌متری سیم‌پیچ-های اولیه و ثانویه با روش اضافه کردن ساختار جبران‌ساز به مدار و تطبیق سلف و خازن اولیه این ساختار

۴- نتیجه گیری

در این مقاله تغییرات فرکانس تشدید در مدارهای شارژر بدون‌سیم دینامیک مورد استفاده در زیردریایی‌ها بررسی شده‌است. ساختار مورد استفاده در این مقاله مبدل تمام‌پل می‌باشد. ساختار جبران‌سازی LCC مورد بررسی قرار گرفته و تغییرات فرکانس تشدید در ضرایب کوپلینگ مختلف بررسی و شبیه‌سازی شده‌است. با افزودن مدار جبران‌ساز به مبدل ارائه شده موجب شد شرایط ZVS در فاصله ۲cm تا ۹cm میان سیم‌پیچ فرستنده و گیرنده فراهم شود. برای افزایش بازه کلیدزنی نرم، ساختار جبران‌ساز LCC بسیار مناسب است و در این ساختار با تطبیق مناسب سلف و خازن اولیه ساختار جبران‌ساز، فرکانس تشدید از فرکانس کلیدزنی کوچک‌تر می‌شود. مبدل در مد جریان پیوسته

(CCM) کار می‌کند و شرایط کلیدزنی نرم در مبدل برقرار است. طبق نتایج شبیه‌سازی مشاهده می‌شود که در K=۰/۴ حالت بهینه‌ای برای جبران‌سازی اتفاق می‌افتد و بازده مبدل در این حالت مناسب است. براساس نتایج شبیه‌سازی شرایط ZVS برای کم‌ترین فاصله میان سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه یعنی K=۰/۹ بسیار مناسب است. هم‌چنین با توجه به این‌که برای ایجاد شرایط ZVS باید زاویه جریان نسبت به ولتاژ خروجی اینورتر مثبت باشد، برای ضرایب کوپلینگ K=۰/۹ و K=۰/۷۵ یعنی فواصل کم میان سیم‌پیچ‌ها زاویه جریان نسبت به ولتاژ خروجی اینورتر مثبت است و در نتیجه شرایط ZVS برقرار است. برای K=۰/۶ شکل موج جریان نسبت به ولتاژ کمی عقب‌تر است لذا با کاهش ضریب کوپلینگ و افزایش فاصله بین سیم‌پیچ‌ها، شرایط ZVS به‌خوبی برقرار نشده و عملکرد ZVS برای کلیدهای مبدل ضعیف می‌شود و در نتیجه تلفات کلیدزنی افزایش می‌یابد. هر چقدر فرکانس کلیدزنی بزرگ‌تر باشد، با افزایش فاصله‌ی سیم‌پیچ‌ها فرکانس تشدید دیرتر به فرکانس کلیدزنی می‌رسد و لذا مبدل در بازه بزرگ‌تری در حالت جریان پیوسته کار می‌کند.

مراجع

[1] Khan, Nameer and Matsumoto, Hirokazu and Trescases, Olivier, "Wireless electric vehicle charger with electromagnetic coil-based position correction using impedance and resonant frequency detection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 8, pp. 7873-7883, 2020.

[2] Kim, Jongwook and Kim, Kibeom and Kim, Haerim and Kim, Dongwook and Park, Jaehyoung and Ahn, Seungyoung, "An efficient modeling for underwater wireless power transfer using Z-parameters," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility,* vol. 61, no.6, pp. 2006-2014, 2019.

[3] Cai, Chunwei and Zhang, Yanyu and Wu, Shuai and Liu, Jinquan and Zhang, Zhipeng and Jiang, Longyun, "A circumferential coupled dipole-coil magnetic coupler for autonomous underwater vehicles wireless charging applications," *IEEE Access,* vol. 8, pp. 65432-65442, 2020.

[4] Zakerian, Ali and Vaez-Zadeh, Sadegh and Babaki, Amir, "A dynamic WPT system with high efficiency and high power factor for electric vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 35, no. 7, pp. 6732-6740, 2019.

[5] Wang, Hongjie and Pratik, Ujjwal and Jovicic, Aleksandar and Hasan, Nazmul and Pantic, Zeljko, "Dynamic Wireless Charging of Medium Power and Speed Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology,* vol. 70, no. 12, pp. 12552-12566, 2021.

[6] Ramezani, Ali and Narimani, Mehdi, "Optimized electric vehicle wireless chargers with reduced output voltage sensitivity to misalignment," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,* vol. 8, no. 4, pp. 3569-3581, 2019.

[7] Cortes, Ivan and Kim, Won-Jong, "Automated alignment with respect to a moving inductive wireless charger," *IEEE Transactions on Transportation Electrification,* vol. 8, no. 1, pp. 605-614, 2021.

[8] Wang, Wenwei Victor and Thrimawithana, Duleepa J and Neuburger, Martin, "An Si MOSFET-Based High-Power Wireless EV Charger With a Wide ZVS Operating Range," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 36, no. 10, pp. 11163-11173, 2021.

[9] Ramezani, Ali and Farhangi, Shahrokh and Iman-Eini, Hossein and Farhangi, Babak and Rahimi, Ramin and Moradi, Gholam Reza, "Optimized LCC-series compensated resonant network for stationary wireless EV chargers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 66, no. 4, pp. 2756-2765, 2018.

[10] Bagchi, Anindya Chitta and Saha, Tarak and Kamineni, Abhilash and Zane, Regan, "Analysis and design of a wireless charger for underwater vehicles fed from a constant current distribution cable," *in 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL*, 2018*)*, pp. 1-8.

[11] Cheng, Bing and He, Liangzong, "Realize load-independent output with soft switching based on switched capacitor for wireless charger system," *IEEE Access,* vol. 10, pp. 10094-10104, 2021.

[12] Kavimandan, Utkarsh D and Mahajan, Satish M and Van Neste, Charles W, "Analysis and demonstration of a dynamic ZVS angle control using a tuning capacitor in a wireless power transfer system," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Eectronics,* vol. 9, no. 2, pp. 1876-1890, 2020.