طراحی و پیاده سازی سیستم انتقال انرژی بیسیم برای کاربردهای توان پایین

علیرضا حسن زاده[1] محمد صانعی[2]

۱- استادیار- دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران

a_hassanzadeh@sbu.ac.ir

۲-دانش‌آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی، تهران، ایران

m.saneii@mail.sbu.ac.ir

چکیده: انتقال انرژی بی سیم امروزه بسیار مورد توجه قرار گرفته است و در بسیاری از سیستمهای شارژ تلفن همراه،مدارهای قابل کاشت در بدن، ماشین‌های برقی و RFID کاربرد فراوان دارد. از طرفی کاهش توان المانهای قدرت مورد استفاده در انتقال انرژی از مهمترین عوامل محدود کننده راندمان این نوع دستگاه‌ها میباشد. دراین مقاله روشی خاص برای کاهش تلفات به کمک عناصر ذخیره ساز انرژی و جایگزینی برای مدارهای اینورتر CMOS، برای کاربردهای توان پایین ارایه شده است. در این ایده جدید دو ماسفت از مدار پل اینورتر حذف شده است. ضمنا به کمک روش بیان شده، یک مدار پوش-پول و در نهایت یک مدار تمام پل مبتنی بر ترانزیستور-سلف (و نه ترانزیستور-ترانزیستور) پیاده سازی شده و با اعمال تغییراتی به یک اسیلاتور-خودبخودی (Self-Oscillator) به منظور استفاده در مدارهای RFID فرکانس پایین، و یا مدارهای انتقال توان بیسیم با بازدهی توان مناسب و البته قطعات حداقل تبدیل شده است. مدار نمونه انتقال توان بی سیم ساخته شده دارای راندمان ۲۴درصد برای انتقال انرژی در فاصله ۲۰ سانتیمتر می باشد.

واژه‌های کلیدی: انتقال انرژی بی سیم ، اینورتر، مدار تانک ،خود-اسیلاتور

تاریخ ارسال مقاله:۱۳۹۷/۰۵/۱۷

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۷/۰۸/۰۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۹/۱۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر علیرضا حسن زاده

نشانی نویسنده‌ی مسئول: تهران- ولنجک-دانشگاه شهید بهشتی

۱- مقدمه

تغذیه مدارهای الکترونیکی همواره از اهمیت خاصی برخوردار بوده است. در این میان برای دستگاههایی که قابل حمل میباشند نیاز به باتری های سبک با ظرفیت بالا وجود دارد. باتری ها نیز نیاز به شارژ توسط اتصالات سیمی دارند. اگر دستگاه متحرک باشد امکان اتصال سیمی برای شارژ به راحتی امکان پذیر نیست. در سیستم هایی مانند RFID، دستگاهها گاهی کاملا متحرک بوده و امکان اتصال سیمی برای شارژ و یا عملکرد آنها وجود ندارد. همچنین دستگاههایی که در بدن کاشته میشوند امکان انتقال توان با سیم را ندارند. از اینرو شارژ بیسیم و انتقال انرژی بی سیم دارای اهمیت ویژه ای میباشد. انتقال توان بیسیم امروزه برای انتقال قدرت به ماشین های برقی و یا موتورهای زیر آب نیز استفاده میشود[۱،۲]. همچنین برای شارژ دستگاههای قابل کاشت در بدن از انتقال توان بی سیم استفاده میشود[۳]. برای انتقال انرژی بی سیم معمولا از یک مدار اینورتر برای تبدیل سیگنال DC به AC و انتقال مغناطیسی انرژی استفاده میگردد[۴]. در مجموعه مدارهای CMOS، ماسفت های نوع N و P بعنوان یک اینورتر به کمک یکدیگر تشکیل یک مدار مکمل را میدهند. که به ازای صفر و یا یک شدن ورودی، یکی از دو ترانزیستور روشن میشود. متاسفانه بدلیل نحوه اتصال این دو نوع ترانزیستور به یکدیگر در این حالت تلفات توان دینامیک و استاتیک در مدار و در مجموعه ی سیستم هایی که از این نوع از مدارها استفاده میکنند وجود دارد.منظور از تلفات دینامیک وقتی است که اینورتر در حال تغییر و کار میباشد و توان استاتیک مربوط به هنگامی میشود که اینورتر در حالت انتظار و یا ترانزیستور خاموش است. یک نمونه از مدارهایی که از دو زوج ماسفت مکمل نوع N و P استفاده میکند مدار H-Bridge میباشد که به مدار Full-Bridge نیز معروف میباشد و در الکترونیک کاربردهای متنوعی دارد[۵،۶]. این مدار در واقع از دو مدار Half-Bridge یا به عبارتی اینورتر ترانزیستوری (اغلب از نوع ماسفت) تشکیل شده است که هر اینورتر ساختاری شبیه ساختار شکل (۱) را دارا میباشد. در اینچنین مداری بدلیل وجود دو اینورتر بحث توان تلفاتی اهمیت بالاتری پیدا میکند. مدارهای متعددی برای اینورتر خود اسیلاتور در منابع آورده شده است که با کوپلاژ سلفی و حلقه مناسب فیدبک اینورتر را به نوسان آورده و باعث انتقال توان از طریق میدان مغناطیسی میگردد. در این مدارها با حذف مدار اسیلاتور و ایجاد آن با استفاده از سلف های مدار باعث کاهش تعداد المانها و همچنین کاهش توان تلفاتی میگردند[۷و۸]. در این مقاله سعی شده تا به کمک حالت ذخیره سازی انرژی در سلف (و دو گان آن یعنی خازن) یکی از ترانزیستورهای مدار اینورتر حذف گردد. شبیه سازیهای صورت گرفته برای هر دو حالت مدار اینورتریِ مبتنی بر ترانزیستور-ترانزیستور و نیز ترانزیستور-سلف نشان میدهد که در صورت لزوم مدار مبتنی بر ترانزیستور-سلف با بازدهی مناسب میتواند جایگزین ترانزیستور-ترانزیستور و یا به عبارتی جایگزین ترانزیستور متمم در مدار اینورتر شود. شکل (۲) ساختار ساده شده نوعیِ چنین مداری را نشان میدهد. در این حالت، صرفنظر از اینکه ورودی مدار از نوع پالس باشد و یا از نوع سینوسی، در هر حالت خروجی این نوع ساختار از نوع سینوسی خواهد بود. در واقع میتوان گفت که چون مدار، در فرکانس تشدید دارای خروجی سینوسیِ اهمی خالص میباشد (بدلیل وجود مدار تانک)، علاوه برحالت آدیاباتیکی که در خروجی بوجود می آید، خروجی مدار دارای حداقل حالت خازنی نیز خواهد بود. در مدارهای آدیاباتیک بدلیل شارژ آهسته خازنها با استفاده از سیگنالهای شیب به جای سیگنالهای پالسی امکان کاهش بیشتر توان تلفاتی امکان پذیر میباشد.

این مقاله به صورت زیر تنظیم شده است. بخش دوم تیوری عملکرد مدار توضیح داده میشود. در بخش سوم و چهارم به کمک مفاهیم بیان شده، به ساده ترین شکل ممکن و با حداقل قطعات مورد نیاز مداری عملی برای انتقال بیسیم توان ارائه شده که در مدارهای توان پایین میتوان از آن در تگ های RFID فرکانس پایین بهره جست. نتیجه گیری و توضیحات در انتها آورده شده است.

۲- تئوری عملکرد مدار

همانگونه که بیان شد، توان تلفاتی در مدارهای CMOS شامل دو مولفه تلفات دینامیک و تلفات استاتیک میباشد. توان تلفاتی استاتیک شامل جریانهایی میباشد که بدلیل وجود نشتی در ترانزیستورها همواره وجود دارند و در زمانی که ترانزیستور خاموش است مطرح میگردد. توان تلفاتی دینامیک نیز شامل توان تلفاتی اتصال کوتاه (ناشی از کلید زنی و تغییر وضعیت ترانزیستورها) و توان تلفاتی سویچینگ (ناشی از شارژ و دشارژ خازن بار) میباشد. تلفات اتصال کوتاه به عواملی همچون شیب پالس ورودی ، خازن بار، ولتاژ منبع تغذیه،ابعاد ترانزیستور، فرکانس و ولتاژ آستانه وابسته میباشد. این نوع از تلفات زمانی وجود دارد که هر دو ترانزیستور اینورتر همزمان روشن باشند یا به عبارتی سیگنال ورودی در محدوده زیر باشد:

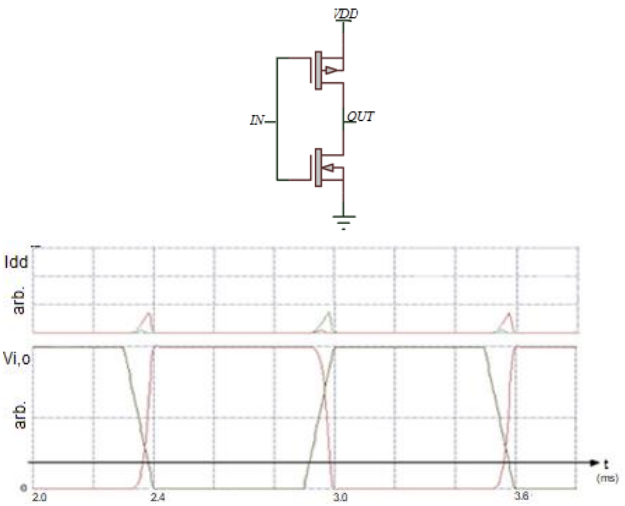
$$V_{thn} \prec Input \prec V_{DD} - \left|V_{thp}\right| \qquad (۱)$$

که V_{thn} ولتاژ آستانه ترانزیستور NMOS و V_{thp}ولتاژ آستانه ترانزیستور PMOS و V_{DD} ولتاژ تغذیه مدار میباشد. تلفات سویچینگ که یکی از عمده ترین انواع تلفات توان میباشد، بدلیل شارژ و دشارژ متوالی خازنهای خروجی بوجود می آید. و همانگونه که در رابطه (۲) مشاهده میشود به صورت توان دوم با ولتاژ منبع تغذیه، فرکانس کلاک، خازن فیزیکی و ضریب فعالیت (α) وابسته است. بدلیل اینکه این نوع از تلفات یکی از عمده ترین انواع تلفات در مدارات CMOS میباشد، لذا از روشهای گوناگونی همچون آدیاباتیک نمودن مدار و یا استفاده از روش سویچینگ نرم برای کاهش هر چه بیشتر آن و افزایش بازدهی سیستم استفاده میشود [۹].

$$P_{s/w} = 0.5 \cdot \alpha \cdot C_L \cdot V_{DD}^2 \cdot f_{clk} \qquad (۲)$$

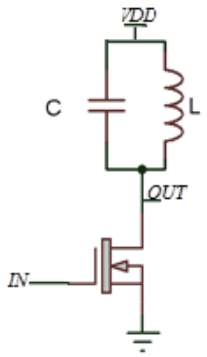
که در این فرمول α ضریب فعالیت، C_L خازن بار، V_{DD} ولتاژ تغذیه و f_{clk} فرکانس سوییچینگ می باشد.

مدارهای متعددی برای ساخت اینورتر برای مزرعه خورشیدی [۱۱] و مدار بهینه شده برای فتوولتاییک [۱۲] در منابع آورده شده اند. در این مدارها سعی شده است که با کاهش تعداد المانها و نحوه سوییچینگ توان تلفاتی کاهش و راندمان مدار افزایش یابد.



شکل (۱): همپوشانی ورودی و خروجی و نیز وجود C_L در یک اینورتر CMOS باعث ایجاد تلفات دینامیک میگردد. بالا شکل مدار اینورتر و پایین شبیه سازی جریان اتصال کوتاه میباشد.

با توجه به موارد ذکر شده فوق چنانچه بتوان تعداد قطعات فعال (ترانزیستورهای سوییچ کننده) را کم نمود، و یا به طریقی ولتاژ تغذیه، تعداد دفعات سوییچ زنی و یا خازن بار را کاهش داد میتوان توان تلفاتی مدار را کاهش داد.



شکل (۲): نمونه ساده شده مدارِ اینورترمبتنی بر ترانزیستور-سلف

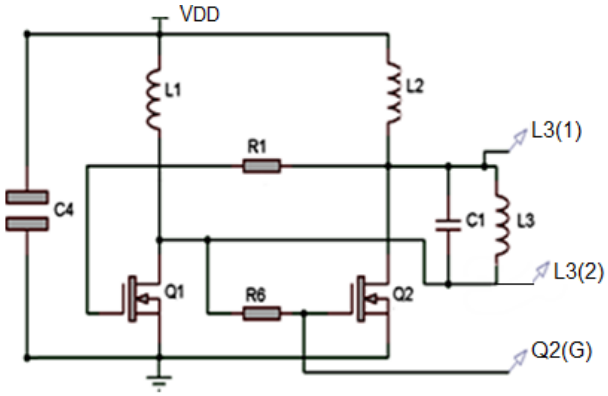
همانگونه که در شکل ۲ ملاحظه میشود، در برخی کاربردها میتوان بمنظور کاهش توان تلفاتی و کاهش عناصر اکتیو، و در صورت لزوم بهرمندی از ولتاژ خروجی، تا چندین برابر ولتاژ تغذیه از ساختاری مشابه ساختار فوق با مدار تانک بهره جست. وجود مدار سلف-خازن در حالت تشدید، نه تنها میتواند حالت خازنی مدار را حداقل کرده و آن را به سمت اهمی هدایت کند، بلکه همانگونه که در شکل ۳ مشاهده میشود با حذف یکی از ترانزیستورها (در اینجا نوع P) میتوان علاوه بر کاهش تعداد دفعات سوییچ زنی، بسته به مقدار اندوکتانس سلف، به افزایش تا چندین برابری ولتاژ خروجی نیزکمک کرد. در این فرایند بدلیل اینکه شکل موج خروجی ذاتا از نوع سینوسی (و نه پالسی) میباشد، این امر با توجه به اصول مدارهای آدیاباتیک که ولتاژ تغذیه را به صورت شیب اعمال میکنند باعث کاهش تلفات مدارمیشود[۱۰]. لازم به ذکر است که بسته به نوع و فرکانس کاری مدار هدف، در برخی موارد میتوان سلف و حتی خازن موجود در مدار ترانزیستور-سلف را به کمک اندوکتانس سلفی اتصالات و ظرفیت خازنی ذاتی خود مدار و بدون نیاز به سلف و خازن خارجی تامین نمود.

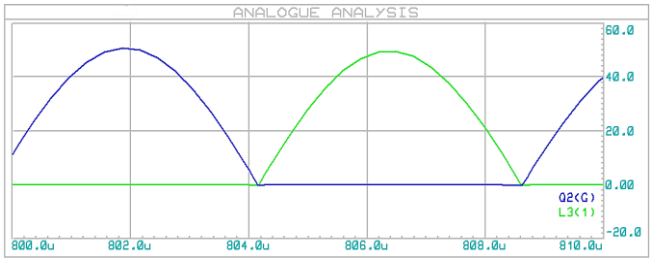
با ایجاد تغییراتی در مدار شکل ۲ و استفاده از دو زوج مدار ترانزیستور-سلف و بایاس بندی مناسب، میتوان به مدار شکل ۳ الف رسید[۸]. این مدار در واقع یک خود نوسانگر میباشد و همانگونه که مشخص است به کمک مدار ترانزیستور-سلف طراحی و ساخته شده است. حالت نوسانی خودبخودی مدار و در نتیجه تعداد قطعات کم آن، به نوبه خود میتواند کمک شایانی به کاهش تلفات و نیز کاهش هزینه طراحی و ساخت شود. مدار LC موازی یا همان تانک موجود در این مدارکه دو سر آن به خروجی هر دو زوجِ ترانزیستور-سلف متصل میباشند باعث نوسان سازی پایدار و پیوسته مدار به کمک اثر فیدبک و ایجاد موج سینوسی میگردد. در شکل ۳ ب، شکل موج "ورودی" Q2 و نیز شکل موج "خروجی" زوج Q2-L2 مشاهده میشود. با وجود اینکه در شبیه سازی، مقدار C1، ۰/۲ μF در نظر گرفته شده است، همانگونه که در این شکل ملاحظه میشود، کمترین همپوشانی بین ورودی و خروجی وجود دارد. وجود مدار تانک و تولید موج سینوسی در فرکانس تشدید تایید اهمی بودن خروجی مدار میباشد.

درضمن فرکانس کاری مدار خودرزونانس مذکور، معادل فرکانس تشدید مدار تانک بوده و به راحتی با استفاده از رابطه (۳) بدست می آید.

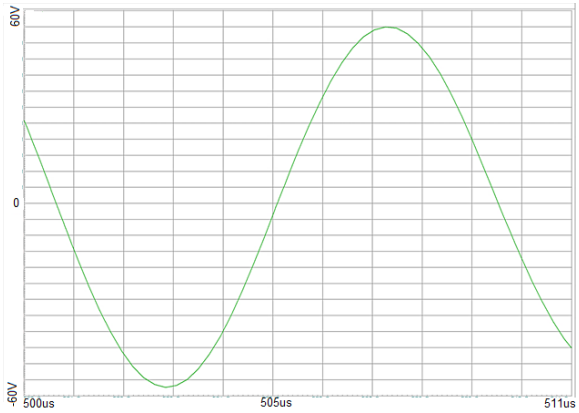
$$f_{resonance} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_1}} \qquad (۳)$$

که L3 و C1 به ترتیب سلف و خازن مدار تانک اسیلاتور می باشند.مقاومتهای R1,R6 به منظور تنظیم دقیق زمانهای سوییچینگ ترانزیستورهای قدرت اضافه شده اند که باعث بهبود عملکرد و کاهش توان تلفاتی سوییچینگ و استارت نرمتر سوییچ ها خواهد شد.





شکل (۳): الف) بالا مدارخود نوسانگر ب) پایین شکل موج ورودی و نیز شکل موج خروجی زوج Q2-L2

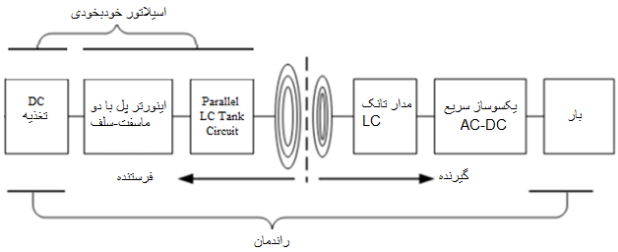


شکل (۴): شکل موج خروجی اندازه گیری شده در دو سر مدار تانک. V_{P-P}خروجی چندین برابر ولتاژ منبع تغذیه میباشد.

همانگونه که در شکل ۴ مشاهده میشود وجود سلف در مسیر مدار تغذیه باعث شده که ولتاژ خروجی تا بیش از ۴ برابر ولتاژ تغذیه افزایش داشته باشد. در اینجا دامنه این ولتاژ بوسیله فرکانس کاری مدار و نیز مقدار اندوکتانس سلفهای L1, L2 تعیین میشود.

۳- پیاده سازی عملی

با توجه به مطالب بیان شده در بخش قبل و بمنظور نمایش عملی مطالب و شبیه سازیهای مذکور، به کمک مدار خود نوسان ساز موجود درشکل ۳، یک مدار فرستنده-گیرنده، جهت انتقال بیسیم توان الکتریکی تا مسافت بیش از ۲/۵ متر طراحی و ساخته شده است. به کمک مدار مبتنی بر ترانزیستور-سلف ارائه شده در شکل ۳ اقدام به ساخت مداری جهت انتقال بیسیم انرژی شده است که دارای ساختاری شبیه بلوک دیاگرام شکل ۵ میباشد.



شکل (۵): ساختار مدار عملی پیاده شده بمنظور انتقال انرژی بیسیم

ساختار فوق در واقع رفتار یک مدار Full-Bridge را صرفا به کمک دو ترانزیستور ماسفت IRF840 شبیه سازی میکند. بجای دو ماسفت دیگر در اینجا از دو عدد سلف استفاده شده است. ترانزیستورهای ماسفت به منظور کاهش توان تلفاتی در قدرتهای بالاتر میتوانند با IGBT نیز جایگزین کردند. که بدلیل عدم نیاز به توان بالا و کاهش هزینه ساخت از ترانزیستورهای ماسفت استفاده شده است. خروجی مدار فرستنده یک مدار سلف-خازن موازی (تانک) بوده که سلف آن از یک حلقه مسی با قطر ۸۰ سانتیمتر تشکیل شده است. این سلف نه تنها به کمک خازن موازی با آن فرکانس تشدید مدار خود-اسیلاتور را تعیین میکند، بلکه خود نیز نقش انتقال امواج القائی تشدید شده را به گیرنده هم بر عهده دارد. در مدار ساخته شده، مقادیر L و C مدار تانک طبق رابطه (۳) بنحوی در نظر گرفته شده اند که فرکانس کاری مدار ۴۴۰ کیلو هرتز باشد. فرکانس نوسان عملی مدار ساخته شده برابر ۵۲۶ کیلو هرتز میباشد. شکلهای ۶و۷ سلف مدار و مدار پیاده ساخته شده را نشان میدهند.

پس از انتشار امواج مذکور در محیط، قسمت گیرنده میتواند این امواج را دریافت و به ولتاژ تبدیل نماید. قسمت گیرنده نیز از یک مدار تانک، یک مدار یکسو ساز و تنظیم کننده ولتاژ، و در نهایت بار تشکیل شده است. ساختار سلف و خازن گیرنده دقیقا مانند ساختار سلف و خازن فرستنده میباشد تا فرکانس تشدید آن دقیقا با فرکانس تشدید فرستنده یکی باشد. در غیر اینصورت و چنانچه مدار تانک فرستنده و گیرنده تنظیم نباشند، گیرنده در فرکانس تشدیدِ فرستنده، کاملا اهمی نبوده و بازدهی مدار بشدت افت میکند. پس از یکسوسازی ولتاژ در گیرنده به کمک خازن الکترولیت و پلِ دیودی سویچینگ نوع سریع و تنظیم ولتاژ، تعداد ۱۹ LED پنج میلی متری که همگی با هم موازی میباشند به عنوان Load استفاده شده اند. این LED ها را که بر روی صفحه انعکاسی قرار گرفته اند میتوان در شکل ۸ در حالت عملیاتی در فاصله ۱۲۵ سانتی متری از فرستنده مشاهده کرد.اندوکتانس حلقه چه در قسمت فرستنده و چه در قسمت گیرنده را با توجه به نوع آن میتوان به کمک رابطه زیر محاسبه نمود:

$$L = N^2 R\mu_0\mu_r\left[Ln\left(\frac{8R}{r}\right)-2\right] \qquad (۴)$$

که در آن:

N^2: تعداد حلقه ها

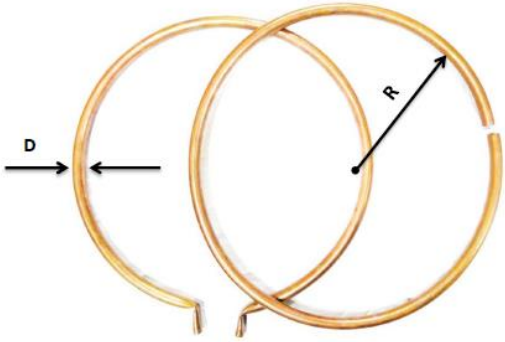
R: شعاع حلقه

μ_0: ضریب نفوذ پذیری مغناطیسی خلاء

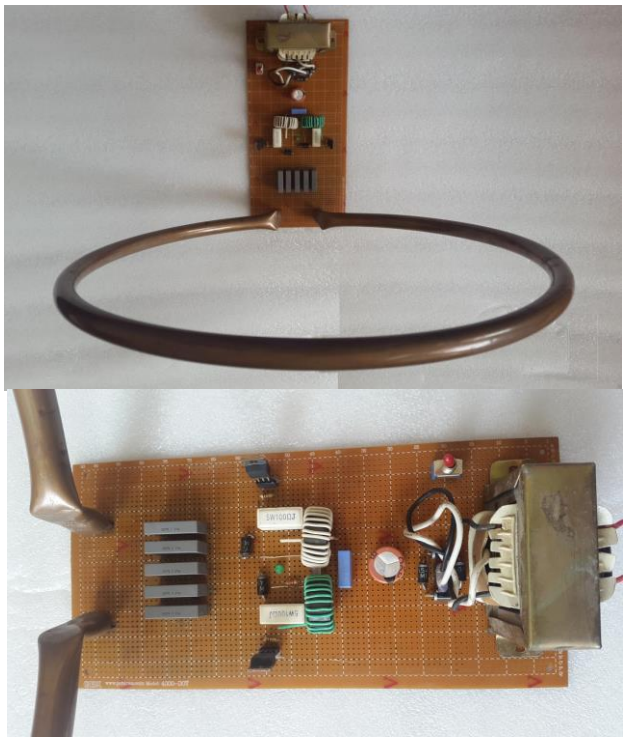
μ_r: ضریب نفوذ پذیری هوا

r: شعاع یا نصف ضخامت سطح خارجی لوله مسی که برابر $r = D/2$.

استفاده از حلقه مسی با مقاومت داخلی کم در رنج میلی اهم، توان تلفاتی اهمی سلف انتقال انرژی مدار را به حداقل میرساند.



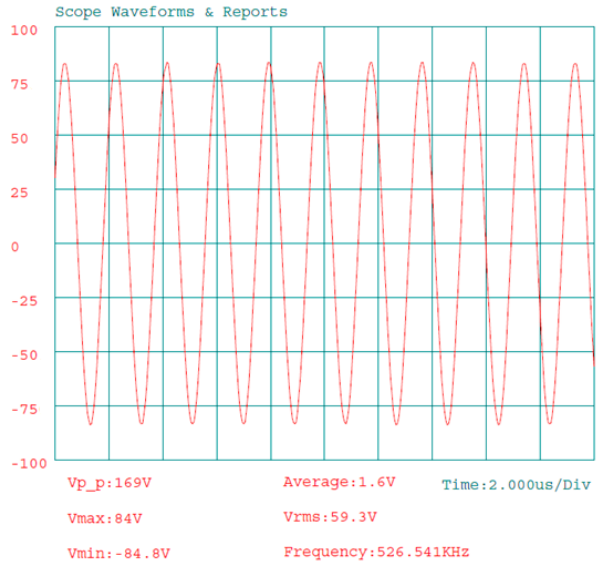
شکل (۶): دوحلقه ی مسی دربخش های فرستنده و گیرنده به همراه خازنهای موازی با آنها تشکیل مدار تانک را میدهند



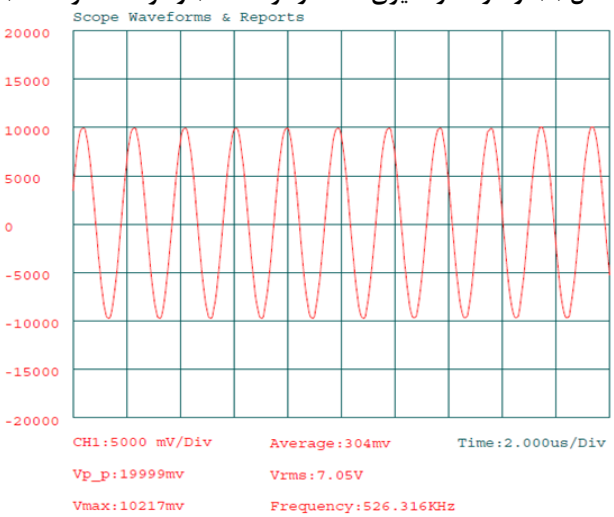
شکل (۷): مدار Self-Oscillator پیاده سازی شده

شکل (۸): گیرنده در فاصله ۱۲۵ سانتی متری نسبت به فرستنده قرار دارد. تعداد LED ها در اینجا ۱۹ عدد میباشد.

شکل موج ولتاژ دو سر حلقه گیرنده برای فواصل مختلف توسط اسیلوسکوپ برای مقاومتهای بار اهمی مختلف اندازه گیری شده است. بدلیل وجود مدار تانک این شکل موج ها کاملا سینوسی میباشند. شکل ۹ و ۱۰ ولتاژ اندازه گیری شده توسط اسیلوسکوپ به ترتیب در فرستنده و گیرنده را نشان میدهد.

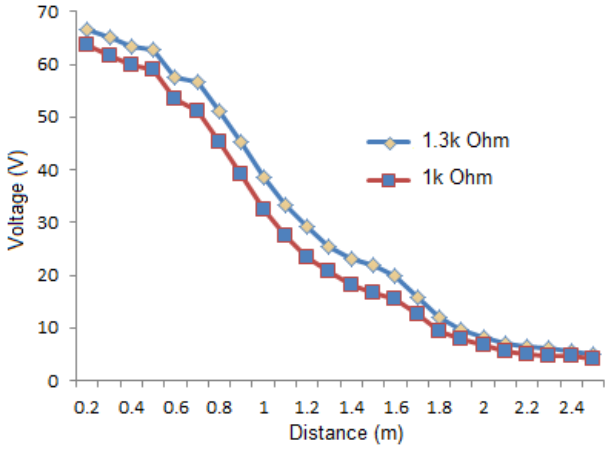


شکل (۹): ولتاژ اندازه گیری شده در فرستنده (دوسر حلقه فرستنده)



شکل (۱۰) ولتاژ اندازه گیری شده در گیرنده (بدون بار)

بدلیل فرکانس بالای سیگنال، به منظور اندازه گیری موثر ولتاژ خروجی از یکسو ساز پل با دیود های سریع BY399 و فیلتر خازنی بوسیله ولتمتر دیجیتال انجام شده است. منحنی تغییرات ولتاژ خروجی بر حسب فاصله در شکل ۱۱ نشان داده شده است. همانطورکه مشاهده میشود ولتاژ خروجی با افزایش فاصله کاهش میابد.



شکل (۱۱): ولتاژ خروجی گیرنده بر حسب فاصله از فرستنده با بارهای مختلف

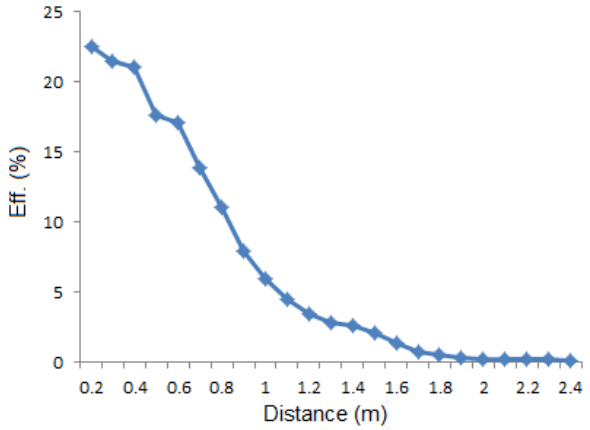
با توجه به تیوری و محاسبات، انتقال توان حداکثر در زمانی که مقاومت بار با مقاومت منبع برابر باشد اتفاق می افتد. مقاومت بار برای انتقال جداکثر توان در این سیستم ۱/۳ کیلو اهم میباشد. بنابراین برای مقادیر غیر از آن توان خروجی کاهش می یابد. این موضوع در اندازه گیری شکل ۱۱ مشهود میباشد.

۴- بررسی بازده مدار در فواصل مختلف

در اینجا به بررسی بازده مدار طراحی شده پرداخته میشود. بازده مدار را میتوان به کمک رابطه ۵ بدست آورد:

$$\eta(practical) = \frac{P_{load}}{P_T} \qquad (۵)$$

که در آن P_T توان فرستنده بوده و P_{load} نیز توان بار در قسمت گیرنده مدار می باشد. برای مدار ساخته شده توان قسمت فرستنده بوسیله اندازه گیری معادل ۱۴/۴ وات می باشد. مقاومت بار طوری انتخاب شده است که انتقال توان حداکثری ضورت پذیرد که مقاومت ۱/۳ کیلو اهم می باشد. توان در قسمت گیرنده در فاصله ۲۰۰ سانتی متری حدودا معادل ۵۰ میلی وات و در فاصله ۲۰ سانتی متری از فرستنده حدودا معادل ۳/۴ وات اندازه گیری گردید. در نتیجه بازدهی سیستم در فاصله ۲۰۰ سانتی متری حدودا ۰/۳ درصد و در فاصله ۲۰ سانتی متری حدودا ۲۴ درصد میباشد. لازم به ذکر میباشد که بازدهی مدار زمانی که گیرنده در کمترین فاصله ممکنه به فرستنده باشد، حدودا معادل ۸۰ درصد اندازه گیری شده است. میزان بازدهی و انتقال توان رابطه معکوس با فاصله فرستنده و گیرنده دارد. منحنی شکل ۱۲ راندمان دستگاه بر حسب فاصله در نقاط اندازه گیری شده را نشان میدهد. همانطوریکه مشاهده میشود با افزایش فاصله راندمان به شدت افت پیدا میکند.



شکل (۱۲): منحنی راندمان بر حسب فاصله دستگاه ساخته شده

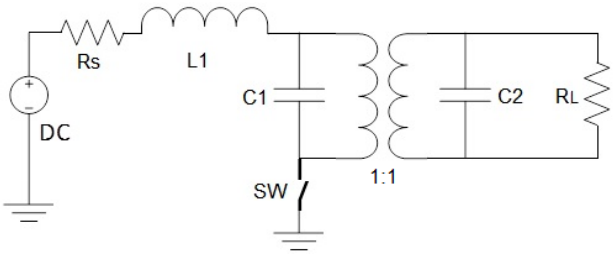
جدول ۱ مقایسه مدار نمونه ساخته شده با گزارش های قبلی را ارایه میکند که ناشی از نتایج قابل قبول برای مدار ساخته شده در رنج فرکانسی مورد نظر میباشد.

جدول (۱): مقایسه راندمان مدار ساخته شده با کارهای گذشته

	[۱]	[۲]	[۱۳]	این مقاله
راندمان درصد	۷۱/۷	۸۰	۸۶	۸۰
فرکانس	۱۳/۵MHz	۲۰kHz	۶/۷۸MHz	۵۲۶kHz

۵- مدار معادل سیستم انتقال توان

شکل ۱۳ مدار معادل سیستم انتقال توان شامل سلف های تغذیه و سلف تزویج بعلاوه خازن های مدار تانک میباشد. نسبت دور سیم های فرستنده و گیرنده برابر واحد میباشد. مقدار خازن مدار تانک برابر ۰/۲ میکروفاراد و مقدار سلف ۱۰ میکرو هانری در مدار ساخته شده میباشد. مقدار مقاومت سلف تزویج در حد میلی اهم میباشد. در هر لحظه یک سوییچ ماسفت روشن میباشد، بنابراین میتوان مدار مطابق شکل ۱۳ ساده نمود.

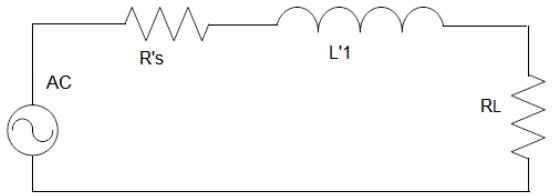


شکل (۱۳) مدار معادل سیستم انتقال توان

Rs مقاومت منبع ، L1 سلف سری با تغذیه و RL مقاومت بار میباشند. در صورتیکه مدار تانک در حالت رزنانس تنظیم شده باشد تنها امپدانس مقاومتی از خود نشان خواهد داد و با توجه به ضریب کوپلاژ واحد، مدار منبع عینا به ثانویه منتقل خواهد شد. مدار ساده شده در شکل ۱۴ نشان داده شده است. در نتیجه برای انتقال توان حداکثر مقدار امپدانس بار برابر معادله (۶) خواهد بود.

$$Z_L=Z^*_s \qquad (۶)$$

با توجه به مدار عملی ساخته شده و بار اهمی، مقدار مقاومت بار برای انتقال توان حداکثر برابر ۱/۳ کیلو اهم اندازه گیری شده است.



شکل (۱۴): مدار معادل مبدل در گیرنده

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله به کمک خاصیت ذخیره سازی انرژی عناصر ذخیره ساز توان در الکترونیک یکی از دو ترانزیستور موجود در مدار اینورتر مبتنی بر ماسفت حذف گردید و سپس با ساخت و پیاده سازی یک اسیلاتور تمام پل نمونه با این شیوه و استفاده از آن برای انتقال بیسیم انرژی نشان داده شده است که میتوان به کمک چنین مداری با اهمی سازی خروجی مدار، اتلاف توان را کاهش داد. همچنین مدار با تولید موج سینوسی خاصیتی شبیه حالت آدیاباتیک را به منظور کاهش بیشتر توان تلفاتی شبیه سازی میکند. این مدار قادر است تا ولتاژی تا چندین برابر ولتاژ تغذیه در خروجی تولید کند. همچنین بر این مبنا با کمترین تعداد قطعات یک اسیلاتور خودبخودی طراحی و پیاده سازی گردید و از آن درانتقال انرژی بیسیم تا فاصله بیش از ۲,۵ متری به صورت عملی پیاده سازی گردیده است.

مراجع

[1] Z.Liu, Z. Chen, J.Li, ”A magnetic tank system for wireless power transfer”, IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 27, no. 5, pp. 443-445, 2017.

[2] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, et. al, “Design and implementation of shaped magnetic resonance based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 61, no. 3, pp.1179-1192, 2014.

[3] G. Sun, B. Muneer, Y. Li, Q. Zhu, “Ultra-compact implantable design with integrated wireless power transfer and RF transmission capabilities”, IEEE Trans. on Biomedical Circuits and Systems, vol. 12, no.2, pp281-291, 2018.

[4] A. Namadmalan, “Self-oscillating tuning loops for series resonant inductive power transfer systems”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 31, no. 10, pp.7320-7327, 2016.

[5] A.A. Danilov, I. S. Uzlov, E.A. Mindubaev, “Design of an experimental setup for evaluation of inductive transcutaneous energy transfer systems”, IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, pp.1882-1885, 2018.

[6] L. Zhao, D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, “Hybrid bidirectional wireless EV charging system tolerant to pad misalignment”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 64, no.9, pp.7079-7086, 2017.

[7] A. Namadmalan, J.S. Moghani, ”Tunable self-oscillating switching technique for current source induction heating systems”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 61, no. 5, pp. 2556-2563, 2014.

[8] Y. Kwon, D. Ahn, “Self-oscillating current-fed inverter with low switching loss for wireless power transfer”, IET Electronics letters, vol. 53, no. 14, pp. 949-951, 2017.

[9]. M. R. Amini, H. Farzanehfard, “Three-phase soft-switching inverter with minimum components”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 58, no. 6, pp. 2258-2264, 2011.

[10] Q. Yang, R. Zhou, “Adiabatic differential voltage switch logic”, Electronics Letters, vol. 40, no. 25, pp. 1574-1575, 2004.

[11] حمید تودجی، "استفاده از اینورتر چند سطحی با کنترل کننده غیر خطی مستقیم برای اتصال مزرعه خورشیدی به شبکه" نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، دوره ۱۵، شماره ۱، ۱۳۹۷.

[12] سجاد مهربخش دوگاهه، آلفرد باغرامیان، سید سعید محتوی پور، "یک ساختار جدید برای بهبود بازدهی اینورترهای متصل شده به شبکه فتوولتاییک بدون تراتسفورماتور"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، دوره ۱۵، شماره ۳، ۱۳۹۷.

[13] J. Choi, S. Yeo, S. Park, J. Lee, G. Cho, “Resonant regulating rectifier (3R) operating for 6.78MHz resonant wireless power transfer (RWPT)”, IEEE, J. of Solid State Circuits, vol.48, no.12, 2013.