

رهیافت نوینی در طراحی مولدهای فشرده‌ساز جریان با افزایش راندمان انرژی و کیفیت سیگنال سامانه موقعیت‌یاب زمین‌پایه لورن

محمد رضا علیزاده پهلوانی*

دانشیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، مجتمع دانشگاهی برق و الکترونیک
(دریافت: ۹۴/۱۰/۱۹، پذیرش: ۹۵/۱۰/۲۴)

چکیده: در این مقاله موقعیت‌یاب زمین‌پایه مبتنی بر لورن مورد بررسی قرار گرفته است. لورن سیستمی رادیویی است که با دقت موقعیت وسایل متحرک را با اندازه‌گیری اختلاف در زمان رسیدن سیگنال رادیویی از ایستگاه‌هایی که بسیار دور از هم قرار دارند، تعیین می‌کند. ایستگاه فرستنده لورن از منبع قدرت، شبکه کوپلینگ آنتن، شبکه میراکننده و مدار آنتن تشکیل شده است. منبع قدرت سیستم موقعیت‌یاب زمین‌پایه وظیفه تولید جریان سینوسی نیم‌موج را از طریق مولدهای فشرده‌ساز برعهده دارد. در این مقاله اصول طراحی مولد فشرده‌ساز با ارائه رهیافت نوین در طراحی، جهت انتقال حداکثر انرژی با کمترین تعداد مولدهای فشرده‌ساز پیشنهاد می‌شود. این رهیافت در مقابل طراحی مرسوم مبتنی بر تولید مولدهای فشرده‌ساز یکسان قرار دارد. نشان داده می‌شود رهیافت پیشنهادی در تعداد برابر مولدهای فشرده‌ساز، توانایی انتقال انرژی بیشتر به‌همراه کیفیت بالاتر سیگنال لورن را دارا هستند. در این مطالعه، طراحی تحلیلی مولد فشرده‌ساز به‌منظور ایجاد جریان آنتن با مقدار حداکثر $175 A$ در زمان $62/5 \mu s$ مدنظر می‌باشد. بدین منظور هر دو رهیافت برای تولید این سیگنال مورد بررسی قرار گرفته می‌شود و نتایج آن به‌صورت کمی و کیفی با یکدیگر مقایسه خواهند شد.

کلیدواژه‌ها: موقعیت‌یاب زمین‌پایه، مولد فشرده‌ساز، فرستنده لورن، طراحی تحلیلی.

۱- مقدمه

ایستگاه‌هایی که بسیار دور از هم قرار دارند، تعیین می‌کند. سامانه لورن از ایستگاه‌های فرستنده و گیرنده تشکیل شده است. موقعیت‌یاب زمین‌پایه لورن یک سامانه هذلولی‌گون می‌باشد [۱-۴]. بدین منظور برای کارایی موثر موقعیت‌یاب زمین‌پایه لورن، گیرنده لورن باید با حداقل سه ایستگاه فرستنده مرتبط باشد. یکی از این فرستنده‌ها به‌عنوان ایستگاه اصلی و دو ایستگاه دیگر، ایستگاه فرعی می‌باشند. هر ایستگاه، سیگنال‌های مکرری را با سرعت نور و در فواصل زمانی خاص می‌فرستد. سیگنال‌ها توسط گیرنده لورن دریافت می‌شود که در درون وسایل متحرک (داخل کشتی، هواپیما و...) قرار دارند. با تجزیه و تحلیل تاخیر زمانی دریافت سیگنال می‌توان اختلاف مکانی وسایل را با ایستگاه‌های اصلی و فرعی بدست آورد [۵-۷]. ایستگاه فرستنده لورن از منبع قدرت، شبکه کوپلینگ، شبکه میراکننده و آنتن تشکیل شده است. منبع قدرت وظیفه تولید جریان سینوسی نیم‌موج از طریق مولدهای فشرده‌ساز را برعهده دارد [۹-۶]. در ابتدا برای تولید نیم‌موج سینوسی از کلیدهای خلاء استفاده می‌شد [۵-۶]. اگرچه این روش تک مرحله‌ای، یعنی تنها با یک

بسیاری از سامانه‌ها مانند سامانه‌های کنترل فرماندهی پلیس، سامانه اتوبوس‌رانی و تاکسی‌رانی شهری نیازمند شبکه‌ای مشترک برای تعیین موقعیت می‌باشند. علاوه بر این، تعیین موقعیت برای کاربردهای نظامی مانند موقعیت‌یابی در هواپیماها، کشتی‌ها و زیردریایی‌های جنگی بسیار اهمیت دارد. اگرچه سامانه موقعیت‌یاب ماهواره پایه (GPS) وجود داشته و به‌صورت رایگان خدمات می‌دهد، اما این سیستم تحت پشتیبانی وزارت دفاع امریکا بوده و به هیچ وجه در مواقع بحرانی قابل اطمینان نمی‌باشد. بنابراین، طراحی موقعیت‌یاب زمین‌پایه یا موقعیت‌یاب محلی (LPS) از اهمیت بسیاری زیادی برخوردار است.

یکی از سامانه‌های موقعیت‌یاب زمین‌پایه سامانه لورن^۱ می‌باشد. لورن سامانه رادیویی است که با دقت، موقعیت وسایل را با اندازه‌گیری اختلاف در زمان رسیدن سیگنال رادیویی از

*نویسنده پاسخگو: Mr_Alizadehp@mut.ac.ir

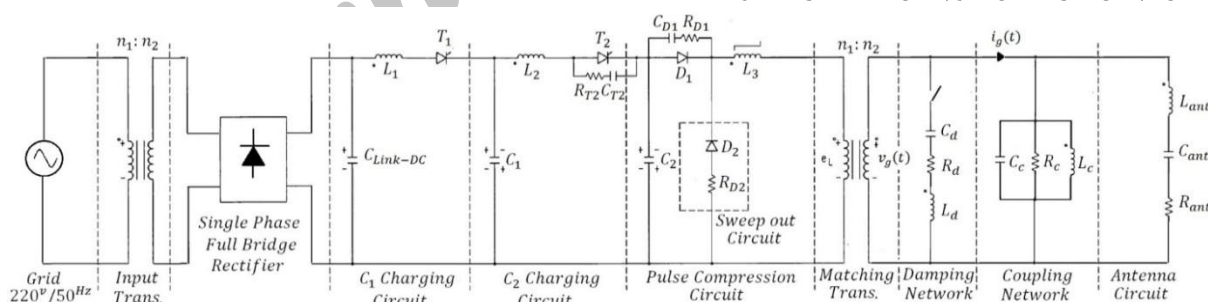
شبیه‌سازی هر دو رهیافت طراحی در بخش سوم صورت می‌گیرد، در بخش چهارم نتیجه‌گیری ارائه خواهد شد

۲- طراحی مولد فشرده‌ساز، شبکه کوپلینگ،

شبکه میراکننده و مدار آنتن

تحلیل و طراحی مولد فشرده‌ساز به تحلیل بخش به بخش موجود در این مولد نیاز دارد. مدار قدرت مولد فشرده‌ساز مبتنی بر مدار رزونانس LC سری کنترل شده ترپستوری مطابق شکل (۱) را می‌توان به زیر مجموعه‌هایی تقسیم نمود. با توجه به این شکل، مولد فشرده‌ساز به ترانسفورماتور ورودی، یکسوساز ورودی (پل تکفاز دیودی)، مدار شارژ خازن C_1 ، مدار شارژ خازن C_2 ، فشرده‌ساز پالس، ترانسفورماتور تطبیق، شبکه کوپلینگ و مدار آنتن تقسیم می‌شود. عملکرد کلی مولد فشرده‌ساز بدین صورت می‌باشد که ولتاژ ورودی به‌نحوی توسط ترانسفورماتور و یکسوساز به ولتاژ DC تبدیل شده تا بتواند $300V$ به مدار اعمال کند. در مرحله اول خازن C_1 در فرکانس $100/3 KHz$ از طریق مدار رزونانس C_1L_1 تا مقدار $1000V$ شارژ می‌شود. سپس به مدار حدود $100 \mu s$ برای تخلیه بارهای حداقل ترپستور ۱ استراحت داده می‌شود. در زمان $250 \mu s$ خازن C_2 با فرکانس خازن C_1 از طریق مدار رزونانس $C_1L_2C_2$ تا مقدار $1000V$ شارژ می‌شود. در زمان $265 \mu s$ (وقتی ولتاژ خازن دوم به $1000V$ رسید) سلف اشباع‌پذیر L_3 اشباع شده و سبب تزریق جریان نیم‌موج سینوسی (از طریق مدار رزونانس L_3C_2) با فرکانس $100 KHz$ به ترانسفورماتور تطبیق می‌شود. شکل (۲) جریان لورن را نشان می‌دهد.

مدار رزونانس LC سری، نیم‌موج سینوسی ساخته می‌شود، اما قابلیت اعتماد این روش با توجه به کلیدهای خلا بسیار پایین است. پس از پیدایش ادوات الکترونیک قدرت، به‌منظور افزایش قابلیت اعتماد و افزایش توان انتقالی، روش تولید نیم‌موج سینوسی مبتنی بر مدار رزونانس سری کنترل شده ترپستوری مطرح شد [۷-۸]. شرکت مگاپالس با توسعه دادن فرستنده‌های چند مرحله‌ای (چند مدار رزونانس LC سری برای تولید نیم‌موج سینوسی) مبتنی بر مدارهای رزونانس سری کنترل شونده ترپستوری، پیشگام در به‌کارگیری ادوات الکترونیک قدرت در تولید سیگنال لورن در اهداف نظامی (گارد ساحلی آمریکا) است [۹-۱۰]. در این روش از ترپستور و سلف اشباع‌پذیر (SR) برای کنترل مدارهای رزونانس LC سری استفاده شده است [۱۱-۱۲]. علاوه بر این، شرکت ناتل اقدام به تولید سیگنال لورن از طریق اینورترهای منبع جریان نمود [۱۳]. در این طرح با به‌کارگیری مبدل منبع جریان و فیلتر نمودن خروجی آن در فرکانس $100 KHz$ (فرکانس استاندارد سیستم لورن)، سیگنال لورن بر روی آنتن می‌رود. اگرچه این روش دارای بازدهی نسبتاً مناسبی است، اما پیچیدگی ساخت و هزینه فیلتراسیون باعث کم‌توجهی به این روش شده است. طراحی شرکت مگاپالس (رهیافت مرسوم طراحی) مبتنی بر تولید مولدهای فشرده‌ساز یکسان است. برخلاف طراحی شرکت مگاپالس، این مقاله رهیافت نوینی در طراحی جهت انتقال حداکثر انرژی با کمترین تعداد مولدهای فشرده‌ساز را پیشنهاد می‌دهد. طراحی و تحلیل مولد فشرده‌ساز به‌همراه تحلیل شبکه کوپلینگ، شبکه میراکننده و مدار آنتن فرکانس پایین در بخش دوم این مقاله ارائه خواهد شد.



شکل (۱): مدار قدرت مولد فشرده‌ساز مبتنی بر مدار رزونانس LC سری کنترل شده ترپستوری [۹-۱۰].

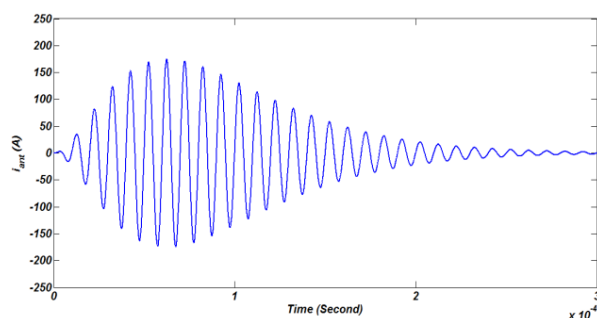
سیگنال لورن استاندارد، دارای پوش استاندارد با رابطه (۱) و جریان استاندارد لورن نیز دارای رابطه‌ای به‌صورت رابطه (۲) است [۵].

$$i_{ant-env}(t) = 7.39i_p((t - \tau)/t_p)^2 e^{-2((t-\tau)/t_p)} \quad (1)$$

$$i_{ant}(t) =$$

$$7.39i_p((t - \tau)/t_p)^2 e^{-2((t-\tau)/t_p)} \sin(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (2)$$

که در آن، i_p حداکثر جریان آنتن بر حسب آمپر، t_p زمان



شکل ۲: جریان لورن با پیک $175 A$ و زمان پیک $62/5 \mu s$

(۱) محدوده مجاز ECD از $-2.5 \mu s$ تا $2.5 \mu s$ است.
 (۲) مقدار جریان موثر ۸ سیکل اول باید شرط زیر را برآورده نماید.

$$\sqrt{\frac{\sum_1^8 (I_p - S_p)^2}{8}} \leq 0.01$$

که در آن، I_p حداکثر جریان سیگنال لورن ایده‌آل (معادله (۱)) را مشاهده کنید) و S_p حداکثر جریان سیگنال لورن واقعی اندازه‌گیری شده است.

(۳) میزان خطا حداکثر دامنه در سیکل‌های ۱ تا ۸ و ۹ تا ۱۳ باید در شرط زیر صدق نماید.

$$|I_p - S_p| \leq 0.03 \quad \text{برای } 1 \leq p \leq 8$$

$$|I_p - S_p| \leq 0.1 \quad \text{برای } 9 \leq p \leq 13$$

(۴) میزان تفرانس قابل قبول عبور از صفر (نقطه ردیاب پوش) بر حسب $nsec$ براساس جدول (۱) باشد [۱۰].

در ادامه تحلیل و طراحی بخش‌های گوناگون مدار قدرت مؤده فشرده‌ساز ارائه شده است.

جدول (۱): تفرانس مجاز نقاط عبور از صفر

نقطه عبور از صفر	زمان تا SZC (μs)	تفرانس (ns)
۵	-۲۵	۱۰۰۰
۱۰	-۲۰	۱۰۰
۱۵	-۱۵	۷۵
۲۰	-۱۰	۵۰
۲۵	-۵	۵۰
۳۰	SZC	۰
۳۵ به بعد	-	۵۰

۲-۲- مدار آنتن

آنتن وسیله الکتریکی وابسته به فرکانس می‌باشد. امیدانس ورودی آنتن کمیت مختلطی است که با فرکانس تغذیه آن تغییر می‌کند ($Z_{ant}(f) = R_{ant}(f) + jX_{ant}(f)$). آنتن را می‌توان با مجموعه‌ای از عناصر فشرده مطابق شکل (۱) نشان داد [۱۲]. با توجه به فرکانس سیگنال لورن، معمولاً از آنتن‌های تک‌قطبی استفاده می‌شود [۵]. برای محاسبه امیدانس آنتن روش‌های متعددی پیشنهاد شده است [۱۴-۱۲]. با توجه به نوع آنتن و فرکانس کاری آن، می‌توان گفت که مدار آنتن در این فرکانس اهمی-خازنی است. حال برای این‌که بتوان حداکثر انرژی را به آنتن انتقال داد باید به مدار آنتن القاگری اضافه شود که در فرکانس کاری سیگنال لورن با خازن آنتن تشکیل مدار رزونانس سری دهد. بنابراین داریم:

$$L_{ant} = 1/(\omega_0^2 C_{ant}) \quad (۵)$$

$$Q_{ant} = 1/(R_{ant} C_{ant} \omega_0) \quad (۶)$$

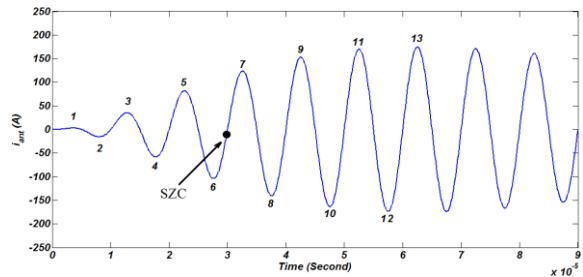
$$BW_{ant} = R_{ant}/(2\pi L_{ant}) \quad (۷)$$

ماکزیمم شدن جریان آنتن، τ همان ECD جریان برحسب ثانیه، پارامتر تعیین‌کننده فاز برحسب رادیان (در فاز مثبت برابر با صفر و در فاز منفی برابر با π) و f_0 فرکانس جریان لورن بر حسب هرتز (در سیگنال لورن استاندارد برابر با ۱۰۰ کیلوهرتز می‌باشد) است.

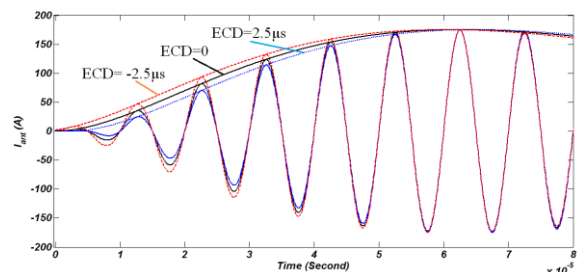
۲-۱- خصوصیات و استانداردهای سیگنال لورن

چند سیکل ابتدائی جریان لورن در شکل (۳) نشان داده شده است. سومین محل عبور از صفر از منفی به مثبت در این شکل مشخص شده و عبور از صفر استاندارد (SZC) نامیده می‌شود. این نقطه از سیگنال در گیرنده لورن نقطه مهمی بوده و موقعیت گیرنده بر اساس آن محاسبه می‌شود. این نقطه "نقطه ردیاب پوش" نامیده می‌شود. برای بررسی اصول محاسبه موقعیت مراجع [۶-۸] معرفی می‌شوند

سیگنال لورن در سه حالت $ECD=0$ ، $ECD=2.5\mu s$ و $ECD=-2.5\mu s$ در شکل (۴) نشان داده شده است. از لحاظ تئوری مقدار ECD با توجه به این‌که عرض پالس جریان آنتن $5 \mu s$ می‌باشد، می‌تواند بدون این‌که خللی در اندازه‌گیری SZC وارد شود در محدوده $-5 \mu s$ تا $5 \mu s$ تغییر کند [۶]. در صورتی که ECD فراتر از $5 \mu s$ (چه مثبت چه منفی) رود، احتمال این‌که سومین نقطه عبور از صفر به درستی تخمین زده نشود، بسیار بالاست [۱۰].



شکل (۳): چند سیکل ابتدائی جریان لورن شکل (۲)



شکل (۴): سیگنال لورن به ازای سه مقدار متفاوت ECD

علاوه بر تاثیرپذیری موقعیت‌یاب لورن از ECD، پارامترهای دیگری نیز باید بررسی شوند تا صحت عملکرد فرستنده لورن تضمین شود [۶]. برای ارزیابی کیفیت سیگنال لورن ۴ شاخص زیر مورد ارزیابی قرار می‌گیرد [۱۱-۱۰].

$$y_0 = 7.39(t/t_p)^2 e^{-2(t/t_p)}$$

$$y_1 = 14.78 e^{-2(t/t_p)} \{(t/t_p) - (t/t_p)^2\}$$

$$y_2 = 14.78 e^{-2(t/t_p)} \{1 - 4(t/t_p) + 2(t/t_p)^2\}$$

در این روابط i_p حداکثر جریان آنتن، X_{ant} راکتانس خازنی آنتن، X_c راکتانس خازنی کل شبکه کوپلینگ، K ضریب کوپلینگ، Q_{ant} ضریب کیفیت آنتن و Q_c ضریب کیفیت شبکه کوپلینگ است. با توجه به مشخصات آنتن داریم:

$$d_{ant} \cong 0.098 \quad (12)$$

با این مقدار d_{ant} ، شکل موج ولتاژ v_g به صورت شکل (۶) می‌باشد.

شایان ذکر است که ولتاژ v_g به مقدار $(i_p/k_{12})\sqrt{X_c X_{ant}}$ نرمالیزه شده است. با توجه به این شکل مشاهده می‌شود که ولتاژ آنتن در t_{null} تغییر فاز ۱۸۰ درجه‌ای دارد. چون در i_{ant} تغییر فاز ۱۸۰ درجه‌ای وجود ندارد لذا توان از t_{null} به بعد از آنتن به سایر اجزاء مولد فشرده‌ساز برگشت داده می‌شود. در شکل (۷)، سایر اجزاء مولد فشرده‌ساز ترسیم شده‌اند. مشاهده می‌شود که با $i_{ant-env}$ و v_g-env ترسیم شده‌اند. مشاهده می‌شود که با مشخصات آنتن مورد مطالعه (با پهنای باند کوچک) همواره t_{null} بعد از t_p رخ می‌دهد. با حل معادله (۱۱) داریم:

$$t_{null} = t_p / (1 - (\pi d_{ant} / 2)) \quad (13)$$

اختلاف زمانی بین t_p و t_{null} به صورت زیر محاسبه شود.

$$\Delta t_{null} = t_p / ((2/\pi d_{ant}) - 1) \quad (14)$$

از معادلات فوق می‌توان نتیجه گرفت که اگر Q_{ant} بی‌نهایت باشد (یعنی پهنای باند آنتن صفر باشد، بدترین حالت از لحاظ تئوری)، t_{null} دقیقاً برابر با t_p خواهد بود. پس تا زمان t_p قطعاً برگشت انرژی از طریق آنتن به سایر اجزاء مولد فشرده‌ساز وجود ندارد. با توجه به مشخصات آنتن داریم: $t_{null} = 73.87 \mu sec$ بنابراین، از این زمان به بعد باید انرژی برگشت شده به وسیله شبکه میراکننده جذب شود تا به سایر اجزاء مولد فشرده‌ساز وارد نشود. با چشم‌پوشی از R_c داریم: $Q_c \cong \infty$ و $d_c \cong 0$ [۱۵-۱۶].

جریان i_g به‌ازاء مقادیر مختلف k_{12} یعنی ۰.۱، ۰.۷، ۱، ۱.۷، ۰.۶ و ۰/۱ نرمالیزه شده به مقدار $(i_p/k_{12})\sqrt{(X_{ant}/X_c)}(1/f_0 t_p)$ در شکل (۸) ترسیم شده است. به‌ازاء این مقادیر، v_g-env به دلیل استقلال آن از k_{12} بدون تغییر باقی خواهد ماند. به عبارت دیگر t_{null} به k_{12} وابسته نبوده و در تمامی این مقادیر، t_{null} ثابت باقی می‌ماند.

که در آن، Q_{ant} ضریب کیفیت مدار آنتن و BW_{ant} پهنای باند آنتن با مشخصات $R_{ant} = 2.5 \Omega$ و $C_{ant} = 0.01 \mu F$ است، لذا:

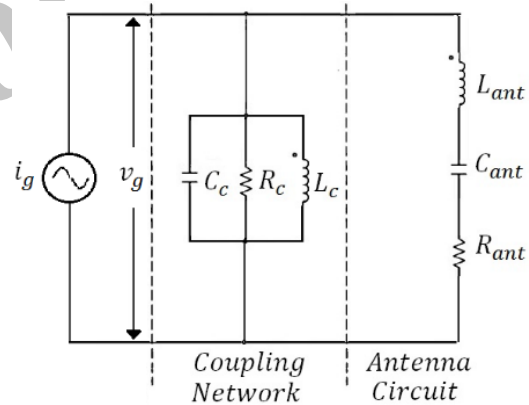
$$BW_{ant} = 1560 \text{ Hz} \text{ و } Q_{ant} = 63.7, L_{ant} = 255 \mu H$$

۳-۲- شبکه کوپلینگ

شبکه کوپلینگ فرستنده لورن در شکل (۱) نشان داده شده است. به منظور تطبیق امپدانس و عایق‌بندی در مولدهای فشرده‌ساز از ترانسفورماتور تطبیق استفاده می‌شود. اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی، خازن پراکندگی و مقاومت معادل تلفات هسته این ترانسفورماتور در المان‌های شبکه کوپلینگ و مقاومت اهمی سیم‌پیچ‌ها و اندوکتانس‌های پراکندگی آن در سمت اولیه ترانسفورماتور یعنی در پارامترهای مدار فشرده‌ساز مدل شده‌اند. مدار معادل ساده شده نورتن مولد جریانی لورن از دید شبکه کوپلینگ به صورت شکل (۵) می‌باشد. شبکه کوپلینگ یک مدار RLC موازی است و دارای پهنای باند و ضریب کیفیتی به صورت زیر می‌باشد.

$$Q_c = R_c C_c \omega_0 \quad (8)$$

$$BW_c = 1 / (2\pi L_c R_c) \quad (9)$$



شکل (۵): مدار معادل ساده شده مولد فشرده‌ساز

پوش جریان نورتن i_g-env و پوش ولتاژ آنتن v_g-env به صورت زیر از جریان آنتن i_{ant} محاسبه می‌شود. از ضرب $\sin(2\pi f_0 t)$ در این روابط، می‌توان جریان i_g و ولتاژ v_g را محاسبه نمود.

$$v_g-env(t) = (i_p/k_{12})\sqrt{X_c X_{ant}} \{d_{ant} y_0 + (y_1/\pi)\} \quad (10)$$

$$i_g-env(t) = (i_p/k_{12})\sqrt{(X_{ant}/X_c)} (1/f_0 t_p) \{ (k_{12}^2 + d_c d_{ant}) y_0 + (d_{ant} + d_c)(y_1/\pi) + (y_2/\pi^2) \} \quad (11)$$

که در آن داریم:

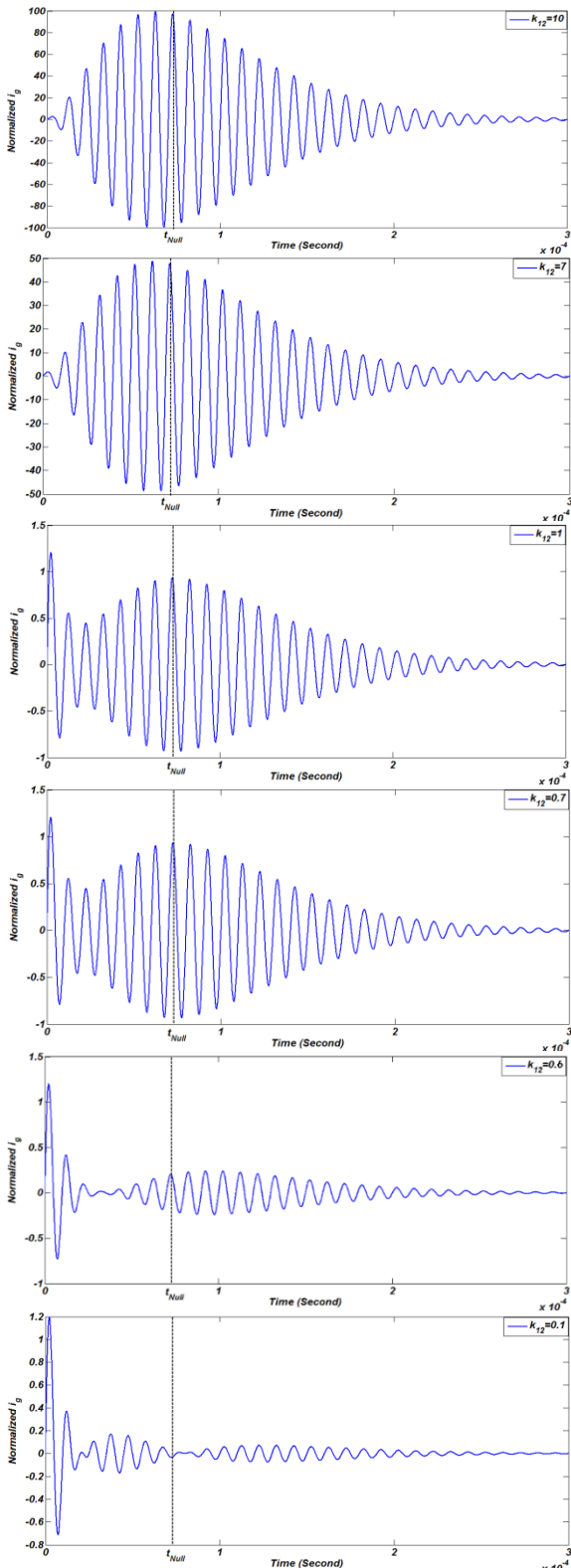
$$K = \sqrt{C_{ant}/C_c}$$

$$k_{12} = K f_0 t_p$$

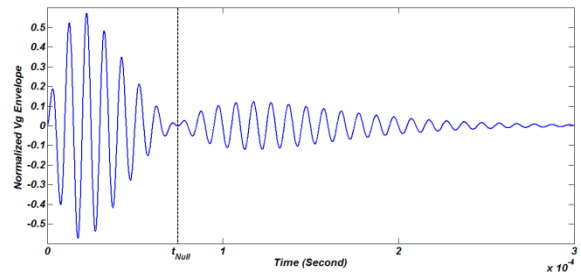
$$d_c = f_0 t_p / Q_c$$

$$d_{ant} = f_0 t_p / Q_{ant}$$

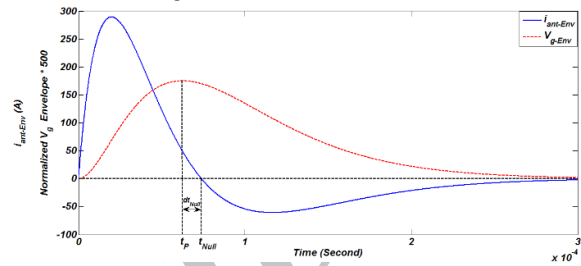
پایان هر نیم‌سیکل (اعداد زوج $C.No$) یکسان نمی‌باشد. یعنی هر مولد انرژی متفاوتی را به آنتن انتقال می‌دهد. بنابراین، طراحی چهار مولد یکسان نمی‌باشد. این شکل بیان می‌کند که تا زمان t_p منفی شدن انرژی یعنی برگشت انرژی صورت نمی‌پذیرد.



شکل ۸: جریان i_g نرمالیزه شده به‌ازای مقادیر مختلف k_{12}



شکل (۶): ولتاژ نرمالیزه شده v_g



شکل (۷): موج v_g-Env و i_g-Env

$$E_g(t + 0.5T) = \int_t^{t+0.5T} i_g(\xi) v_g(\xi) d\xi \quad (15)$$

$$E_g = (0.25 i_p^2 / f_0) X_{ant} (1 / f_0 t_p k_{12}^2) \{ d_2 y_0 + (y_1 / \pi) \} \{ (k_{12}^2 + d_c d_{ant}) y_0 + (d_c + d_c) (y_1 / \pi) + (y_2 / \pi^2) \} \quad (16)$$

در شکل (۹)، i_g-Env نرمالیزه شده نیز ترسیم شده است. توجه به شکل‌های (۹-۸) مشاهده می‌شود که تغییر k_{12} سبب تغییرات چشمگیری در جریان i_g می‌شود. از این اشکال عدم امکان پیاده‌سازی عملی مولد فشرده‌ساز برای مقادیر بالای k_{12} به‌علت بزرگی دامنه جریان (بیش از یک پریودیت) و نامناسب بودن مقادیر کوچک k_{12} (کوچکتر از ۰/۶) به‌علت تغییر فاز جریان قبل از t_{null} مشهود است. برای انتخاب مقدار مناسب k_{12} انرژی خروجی منبع جریان i_g یعنی E_g را می‌توان به‌صورت زیر برحسب زمان بررسی نمود. معادله (۱۶) برحسب t/t_p به‌ازاء مقادیر k_{12} ، یعنی ۰/۷، ۰/۶ و ۰/۷ در شکل (۱۰) ترسیم شده است.

اعداد زوج محور افقی در بالای شکل (۸) پایان هر نیم‌سیکل جریانی مولد فشرده‌ساز را نشان می‌دهد. در مقادیر بالای k_{12} ($k_{12} = 7$) ماکزیمم انرژی E_g بسیار کوچک بوده و از لحاظ اقتصادی به‌کارگیری مولد فشرده‌ساز با این ضریب k_{12} مقرون به‌صرفه نمی‌باشد. برای انتخاب مناسب k_{12} دو رهیافت طراحی وجود داشته که به تعداد مولدهای فشرده‌ساز بستگی دارد.

رهیافت اول طراحی (رهیافت نوین پیشنهادی): در این رهیافت هدف به‌کارگیری حداقل تعداد مولد فشرده‌ساز می‌باشد. از شکل (۱۰) مشاهده می‌شود که برای $k_{12} = 0.6$ انرژی E_g در

۳/۴۴) برابر، انرژی منتقل می‌شود. به عبارت دیگر برای انتقال انرژی یکسان به آنتن به جای چهار مولد فشرده‌ساز در رهیافت اول، به بیش از ۱۲ مولد فشرده‌ساز در رهیافت دوم نیاز می‌باشد.

پس به‌ازاء $k_{12} = 0.51$ برای پارامترهای شبکه کوپلینگ داریم:

$$K = k_{12}/(f_0 t_p) = 0.51/6.25 \cong 0.0816 \quad (17)$$

$$C_c = C_{ant}/K^2 \cong 1.47 \mu F \quad (18)$$

$$L_c = 1/(\omega_0^2 C_c) = 1.72 \mu H \quad (19)$$

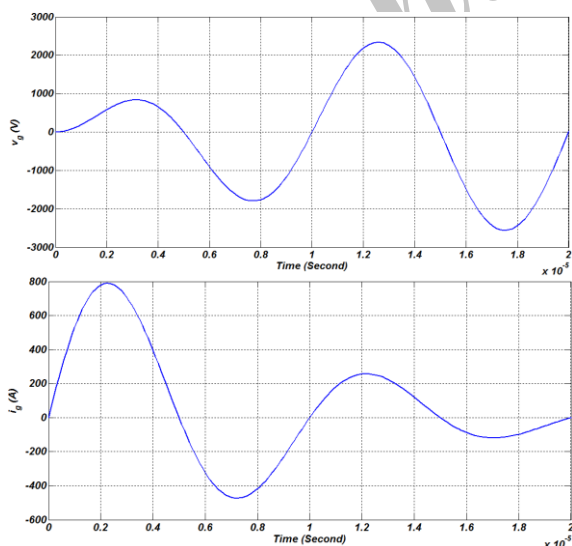
۳-۲- شبکه میراکننده

روش‌های متعددی از قبیل روش‌های فعال و غیرفعال برای جذب انرژی برگشتی از t_{null} به بعد وجود دارد [۱۷-۱۸]. در این مقاله از روش غیرفعال یعنی مدار RLC سری مانند شکل ۱ استفاده می‌شود. سوئیچ این مدار در زمان t_{null} فعال می‌شود و تا زمان $300 \mu s$ یعنی پایان جریان لورن در آنتن بسته می‌ماند. شبکه میراکننده به صورت زیر از مرجع [۱۷] قابل استخراج است.

$$C_d = 0.33 \mu F, L_d = 7.6 \mu H, R_d = 5.16 \Omega \quad (20)$$

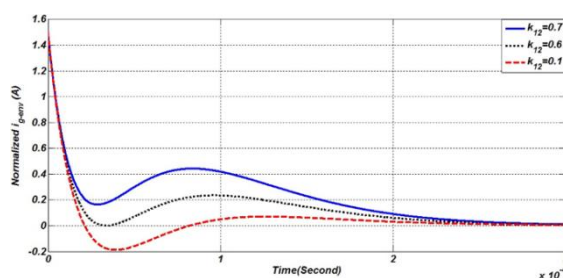
۴-۲- ترانسفورماتور تطبیق

این ترانسفورماتور، وظیفه تطبیق امپدانس بین مولد فشرده‌ساز و مقاومت دیده شده آنتن را برعهده دارد. در این مقاله از چهار مولد فشرده‌ساز استفاده شده است. شکل موج ولتاژ آنتن و جریان نورتین i_g در چهار سیکل اول در شکل (۱۲) نشان داده شده است.

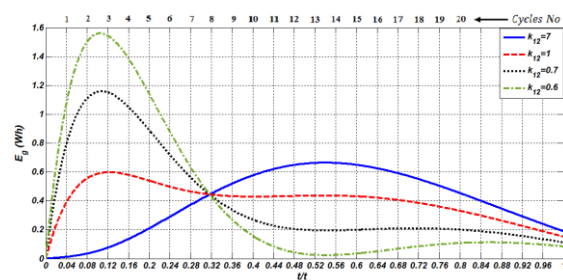


شکل (۱۲): ولتاژ آنتن و جریان نورتین i_g در چهار نیم‌سیکل ابتدایی

با توجه به این که تمامی مدارات رزونانسی کاملاً مناسب تنظیم شده‌اند، لذا شکل موج ولتاژ و جریان با یکدیگر هم‌فاز می‌باشند. بنابراین، هر مولد فشرده‌ساز تنها نیم‌سیکل v_g و i_g خود را

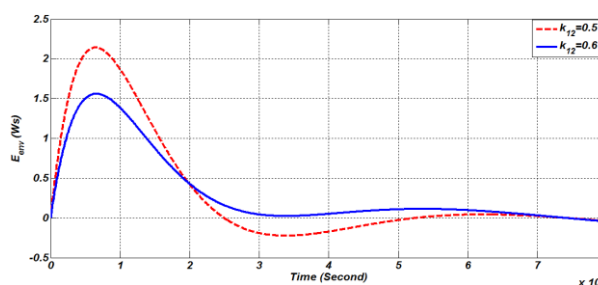


شکل (۹): موج i_g -env نرمالیزه شده به‌ازاء مقادیر کوچک k_{12}



شکل (۱۰): تغییرات زمانی انرژی E_g

از شکل (۱۱) استنباط می‌شود که برای $k_{12} = 0.51$ انرژی E_g تا پایان چهار نیم‌سیکل (بعد از مدار باز شدن اولیه ترانسفورماتور تطبیق مولد فشرده‌ساز چهارم) بدون تغییر فاز باقی می‌ماند. شایان ذکر است جذب انرژی برگشتی بعد از پایان چهار نیم‌سیکل تا t_{null} می‌بایست در مقاومت اهمی سیم‌پیچ ثانویه ترانسفورماتور صورت پذیرد. همچنین اگر k_{12} از این مقدار کمتر انتخاب شود، برگشت انرژی قبل از مدار باز شدن اولیه ترانسفورماتور در مولدها رخ داده که مخرب می‌باشد. بنابراین، بیشترین انرژی E_g بدون برگشت انرژی مخرب با توجه به شکل (۱۱) در حوالی $k_{12} = 0.51$ رخ می‌دهد.



شکل (۱۱): پیک انرژی منتقل شده به آنتن به‌ازای k_{12} بحرانی

رهیافت دوم طراحی (رهیافت مرسوم): در این رهیافت هدف تولید مولدهای فشرده‌ساز با توان نامی یکسان است. با این هدف می‌توان گفت که $k_{12} = 1$ بهترین گزینه می‌باشد، زیرا که تقریباً به ازاء تمامی نیم‌سیکل‌ها انرژی یکسانی به آنتن انتقال می‌یابد. ضعف این رهیافت این است که تعداد مولدهای فشرده‌ساز بیشتری را نسبت به رهیافت اول طراحی به‌منظور انتقال انرژی یکسان می‌بایست به کار برد. مثلاً برای $k_{12} = 1$ در پایان سیکل اول ۵۸ ژول برای $k_{12} = 0.51$ در پایان سیکل اول ۲ ژول

اما در رهیافت دوم همه چهار ترانسفورماتور مولدهای فشرده‌ساز دارای نسبت دور برابر می‌باشند (به‌منظور تولید انبوه).

۲-۵- مدار فشرده‌ساز و مدار شارژر خازن‌ها

این مدار وظیفه فشرده‌سازی نیم‌موج سینوسی تولید شده توسط مدارات رزونانسی قبلی خود را به‌عهده دارد. این مدار به‌همراه مدارهای شارژر خازن C_1 و C_2 به‌ترتیب در شکل (۱) نشان داده شده است. از آنجایی که مقاومت داخلی این مدارها کوچک بوده در مرحله طراحی از آنها صرف‌نظر می‌شود [۲۰-۲۱]. مدار شارژر خازن C_1 یک مدار ساده LC با منبع DC ثابت که همان خروجی یک‌سوساز تک‌فاز است می‌باشد. بنابراین داریم:

$$i_{L1}(t) = ((V_s - V_{c10})/\omega_0 L_1) \sin \omega_1 t \quad (29)$$

$$v_{c1}(t) = (V_s - V_{c10})(1 - \cos \omega_1 t) + V_{c10} \quad (30)$$

$$\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1} \quad (31)$$

که در آن، V_{c10} ولتاژ اولیه خازن اول می‌باشد. از مدار شارژر خازن C_2 داریم:

$$i_{L2}(t) = ((V_{c10} - V_{c20})/\omega_2 L_2) \sin \omega_2 t \quad (32)$$

$$v_{c1}(t) = (C/C_1)(V_{c20} - V_{c10})(1 - \cos \omega_2 t) + V_{c10} \quad (33)$$

$$v_{c2}(t) = (C/C_2)(V_{c10} - V_{c20})(1 - \cos \omega_2 t) + V_{c20} \quad (34)$$

$$C = ((C_1 C_2)/(C_1 + C_2)) \quad (35)$$

$$\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C} \quad (36)$$

همچنین از مدار فشرده‌ساز داریم:

$$i_{L3}(t) = (V_{c20}/\omega_0 L_3) \sin \omega_0 t \quad (37)$$

$$v_{c2}(t) = V_{c20}(1 - \cos \omega_0 t) + V_{c20} \quad (38)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_3 C_2} \quad (39)$$

در شکل (۱۲) پیک جریان مورد نیاز اولین فشرده‌ساز نیم‌موج سینوسی با $f_0 = 100 \text{ kHz}$ برابر 800 A می‌باشد. البته پیک جریان در طرف اولیه ترانسفورماتور 20000 A با توجه به نسبت دور آن، است. با فرض $V_{c20} = 1000 \text{ V}$ از مدار فشرده‌ساز داریم:

$$L_3 = V_{c20}/(\omega_0 i_{L3-peak}) = 79.57 \text{ nH} \quad (40)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_3 C_2} \rightarrow C_2 = 31.83 \text{ } \mu\text{F} \quad (41)$$

$$v_{c2}(\pi/\omega_0) = -1000 \text{ V} \quad (42)$$

با توجه به اصول عملکرد فشرده‌سازی C_1 با C_2 برابر است [۲۰]. لذا با فرض $f_2 = 33.3 \text{ kHz}$ ، $V_{c10} = 1000 \text{ V}$ و $V_{c20} = -400 \text{ V}$ از مدار شارژر خازن C_2 داریم:

$$C = ((C_1 C_2)/(C_1 + C_2)) \rightarrow C = 15.915 \text{ } \mu\text{F} \quad (43)$$

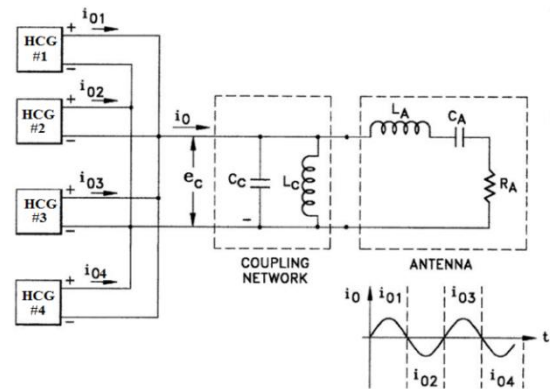
می‌بیند (شکل (۱۳)). پس مقاومت اهمی دیده شده در ثانویه ترانسفورماتور هر مولد فشرده‌ساز از تقسیم حداکثر ولتاژ همان سیکل بر حداکثر جریان همان سیکل به‌دست می‌آید که عبارتند از:

$$R_{in1} = v_{g-max\#1}/i_{g-max\#1} = 0.99 \Omega \quad (21)$$

$$R_{in2} = v_{g-max\#2}/i_{g-max\#2} = 3.82 \Omega \quad (22)$$

$$R_{in3} = v_{g-max\#3}/i_{g-max\#3} = 9.25 \Omega \quad (23)$$

$$R_{in4} = v_{g-max\#4}/i_{g-max\#4} = 22.5 \Omega \quad (24)$$



شکل (۱۳): نحوه اتصال ۴ مولد فشرده‌ساز نیم‌سیکل

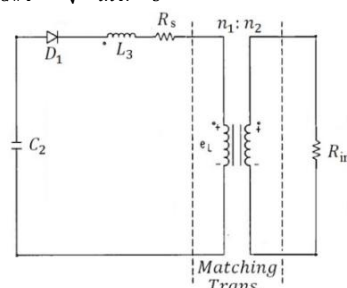
مدار معادل ساده شده آنتن و مدار کوپلینگ در شکل (۱۴) نشان داده شده است. مقاومت R_s این شکل برابر با مقاومت دیود D_1 ، مقاومت داخلی خازن، سلف اشباع‌پذیر و مقاومت سیم‌پیچی‌های ترانسفورماتور می‌باشد. بنابراین، نسبت دور ترانسفورماتور به‌نحوی محاسبه می‌شود تا تطبیق امپدانس بین R_{in} و R_s وجود داشته باشد. در رهیافت پیشنهادی اگر از دیود WESTCODE، F1500NC200 استفاده شود (به‌صورت موازی دو دیود)، مقاومت داخلی آن در حدود $0.535 \text{ m}\Omega$ می‌باشد [۱۹]. اگر مقاومت داخلی بقیه عناصر مجموعاً $1/25 \text{ m}\Omega$ فرض شود، مقاومت R_s در مجموع $1/6 \text{ m}\Omega$ می‌باشد. بنابراین، نسبت دور اولیه به ثانویه‌ها به‌صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$(n_2/n_1)_{HCG\#1} = \sqrt{R_{in1}/R_s} \cong 25 \quad (25)$$

$$(n_2/n_1)_{HCG\#2} = \sqrt{R_{in2}/R_s} \cong 48 \quad (26)$$

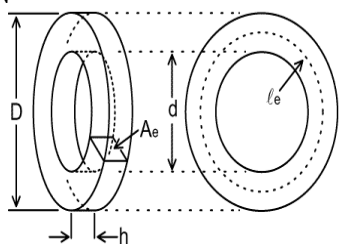
$$(n_2/n_1)_{HCG\#3} = \sqrt{R_{in3}/R_s} \cong 76 \quad (27)$$

$$(n_2/n_1)_{HCG\#4} = \sqrt{R_{in4}/R_s} \cong 118 \quad (28)$$



شکل (۱۴): مدار معادل ساده‌شده آنتن و مدار کوپلینگ

$$N = \sqrt{\frac{2\pi L_s}{\mu_0}} \sqrt{\frac{1}{h \ln \frac{D}{d}}} \quad (۶۲)$$



شکل (۱۶): هسته تورویید و مشخصات آن

با فرض $B_{sat} = 1.45T$, $\mu_{rs} = 1$, $T_{sat} = 15\mu s$, $C/C_2 = 0.5$ و $V_{c20} = -400V$, $V_{c10} = 1000V$, $L_s = L_3 = 79.57nH$ مشخصه هسته موجود در بازار (جدول ۲) تعداد دور سیم پیچ سلف اشباع پذیر عبارتند از:

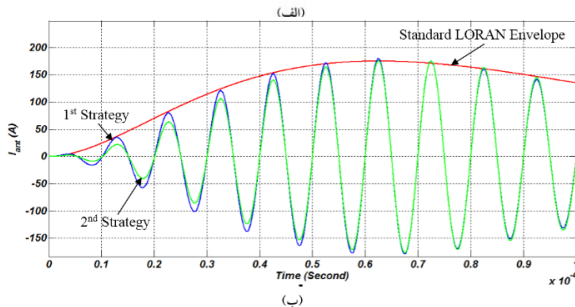
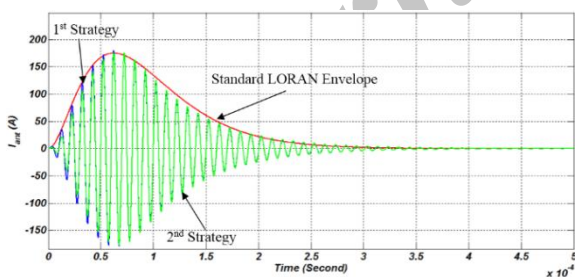
$$N = \sqrt{2\pi L_s / (\mu_0 h \ln(D/d))} = 9.63$$

جدول (۲): مشخصات سلف اشباع پذیر [۲۲]

شماره محصول	قطر داخلی (mm)	قطر خارجی (mm)	ارتفاع (mm)
۰۱۵۲۱۲۸۲	۶۳/۵	۸۸/۹	۱۲/۷

۳- شبیه سازی مولد فشرده ساز

شکل (۱۷) جریان آنتن در هر دو رهیافت را نشان می دهد. با توجه به این شکل می توان به راحتی مشاهده نمود که شرایط سیگنال لورن مورد نظر، یعنی $t_p = 62.5\mu s$ و $i_p = 175A$ کاملاً رعایت شده است.



شکل (۱۷): جریان آنتن در هر دو رهیافت

$$\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C} \rightarrow L_2 = 1.43\mu H \quad (۴۴)$$

$$i_{L_2-peak} = (V_{c10} - V_{c20})/(\omega_2 L_2) = 4674A \quad (۴۵)$$

$$v_{c1}(\pi/\omega_2) = -400V \quad (۴۶)$$

$$v_{c2}(\pi/\omega_2) = 1000V \quad (۴۷)$$

با فرض $V_{c10} = -400V$ و $V_s = 300V$, $f_1 = 3.3kHz$ شارژ خازن C_1 داریم:

$$\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1} \rightarrow L_1 = 71.62\mu H \quad (۴۸)$$

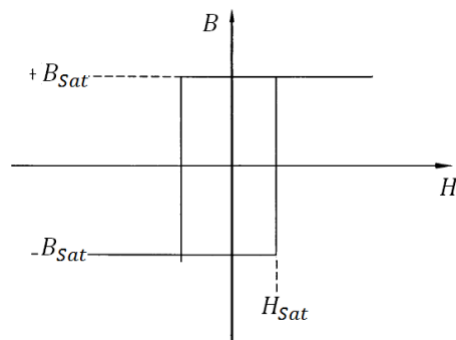
$$v_{c1}(\pi/\omega_1) = 1000V \quad (۴۹)$$

$$i_{L_1-peak} = (V_s - V_{c10})/(\omega_1 L_1) = 467.4A \quad (۵۰)$$

به همین ترتیب می توان برای رهیافت دوم نیز مدار فشرده ساز را طراحی نمود. تنها تفاوت این است که در هر چهار مولد فشرده ساز جریان ورودی $10000A$ می باشد.

۲-۶- سلف اشباع پذیر

در مدار فشرده ساز سلف اشباع پذیر همانند کلید کنترل شونده را ولتاژ عمل می کند. این سلف دارای منحنی B-H به صورت شکل (۱۵) است. ضریب نفوذ پذیری مغناطیسی نسبی این سلف در ناحیه اشباع برای محصولات با کیفیت نزدیک یک است [۲۰].



شکل (۱۵): منحنی B-H سلف اشباع پذیر

معمولاً هسته این سلف توروییدی و مانند شکل (۱۶) است [۲۲]. اندوکتانس قبل و بعد از اشباع برابر L_s و L_u و روابط طراحی آن عبارتند از:

$$L_u = \mu_0 \mu_{ru} (N^2/2\pi) h \ln(D/d) \quad (۵۱)$$

$$L_s = \mu_0 \mu_{rs} (N^2/2\pi) h \ln(D/d) \quad (۵۷)$$

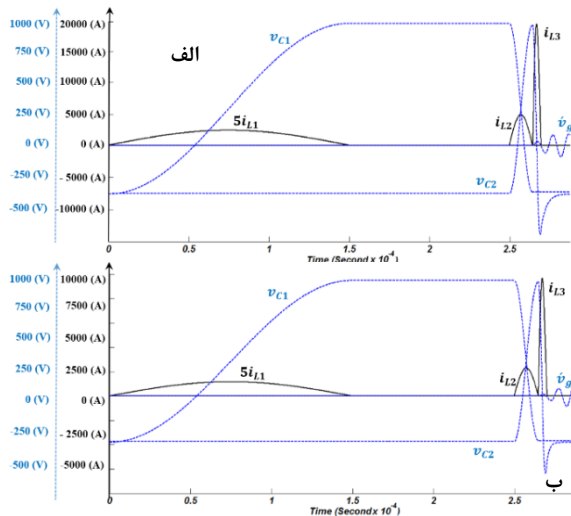
$$(1/N) \int_0^{T_{sat}} v_{c2}(t) dt = \int_{A_c} B \cdot ds = 2B_{sat} A_c \quad (۵۸)$$

$$A_c = (T_{sat}/2B_{sat}N) \{ (C/C_2)(V_{c10} - V_{c20}) + V_{c20} \} \quad (۵۹)$$

$$A_c = 0.5(D - d)h \quad (۶۰)$$

$$\frac{B_{sat} \sqrt{\frac{2\pi L_s}{\mu_0}}}{T_{sat} \{ \frac{C}{C_2} (V_{c10} - V_{c20}) + V_{c20} \}} = \sqrt{\frac{\ln \frac{D}{d}}{h(D - d)^2}} \quad (۶۱)$$

می‌توان گفت که مراحل طراحی به درستی انجام شده است.



شکل (۲۰): موج‌های مولد فشرده‌ساز. (الف) رهیافت اول، (ب) رهیافت دوم

شکل (۱۷) جریان آنتن حاصل از هر دو رهیافت به همراه پوش جریان لورن استاندارد (معادله (۱)) را نشان می‌دهد. در جدول (۳) مقایسه کمی رعایت استاندارد لازم در هر دو رهیافت ارائه شده است.

جدول (۳): نتایج استانداردها در هر دو رهیافت

میزان خطا حداکثر دامنه		مقدار جریان موثر ۸ سیکل اول	رهیافت
سیکل‌های ۹ تا ۱۳	سیکل‌های ۱ تا ۸		
≤ 0.08	≤ 0.02	۰/۰۰۲۵	رهیافت پیشنهادی
≤ 0.1	≤ 0.03	۰/۰۰۸۵	رهیافت دوم

انرژی منتقل شده به آنتن و راندمان انرژی در دو رهیافت با یکدیگر در جدول (۴) مقایسه شده است.

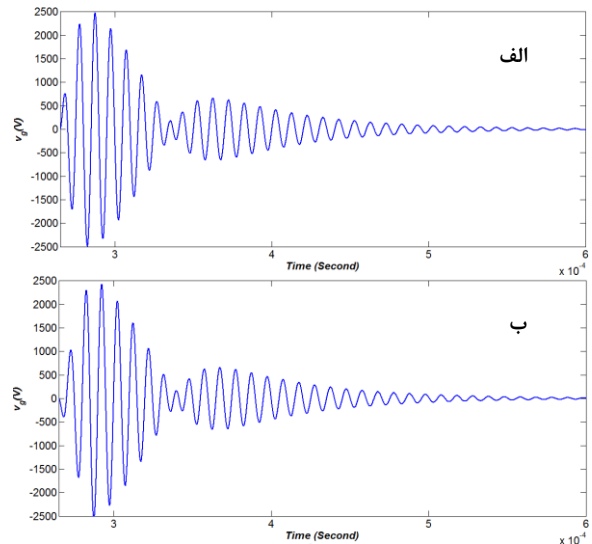
جدول (۴): مقایسه دو رهیافت از نظر انرژی انتقالی و بازده انرژی

رهیافت	انرژی ورودی (ژول)	انرژی خروجی (ژول)	راندمان انرژی
رهیافت پیشنهادی	۴۹/۵۸۱	۷/۹۳	٪ ۱۵/۹۹
رهیافت دوم	۲۷/۱۶	۲/۶۳۶	٪ ۹/۷۱

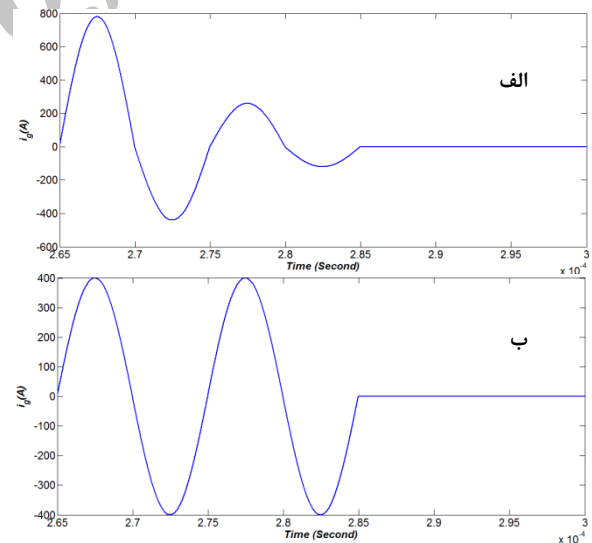
۴- نتیجه‌گیری

برای تولید سیگنال لورن در بخش دوم مقاله دو رهیافت طراحی مطرح شد. مقایسه کمی بین این دو رهیافت در طراحی مولد فشرده‌ساز در این مقاله مورد ارزیابی قرار گرفت. نشان داده شده که در هر دو رهیافت نقطه عبور از صفر استاندارد (SZC) با یکدیگر برابر بوده و $30 \mu s$ می‌باشد. علاوه بر این، مقدار اختلاف پوش و سیکل (ECD) نیز در هر دو با هم برابر و معادل صفر است.

شکل (۱۸) ولتاژ مولدهای فشرده‌ساز (v_g) را در هر دو رهیافت نشان می‌دهد. با توجه به این شکل، تقریباً حداکثر ولتاژها در هر دو رهیافت با یکدیگر برابر و معادل $2500 V$ می‌باشد. جریان معادل نورتنی در هر دو رهیافت در شکل (۱۹) نشان داده شده است.



شکل (۱۸): ولتاژ آنتن. (الف) رهیافت پیشنهادی، (ب) رهیافت دوم



شکل (۱۹): جریان ثانویه ترانسفورماتور. (الف) رهیافت اول، (ب) رهیافت دوم

در رهیافت پیشنهادی از چهار مولد فشرده‌ساز با مقادیر حداکثر جریان مختلف و در رهیافت دوم از چهار مولد فشرده‌ساز با مقادیر حداکثر جریان یکسان استفاده شده است. شکل (۲۰) موج‌های $v_{C1}, v_{C2}, v_g, i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}$ را در هر دو رهیافت نشان می‌دهد. ولتاژ آنتن انتقال‌یافته به اولیه ترانسفورماتور تطبیق می‌باشد. در این شکل برای مشخص شدن جریان i_{L1} ، با مقیاس ۵ برابر ترسیم شده است. با توجه به این شکل، نتایج ترسیم شده با نتایج محاسبات انجام شده در بخش دوم مطابقت داشته و

- [11] D. Bruckner, "Automatic Pulse Shaping with the AN/FPN-42 and AN/FPN-44 LORAN-C Transmitters," M.S. Thesis, Naval Postgraduate School, 1992.
- [12] A. Kishk, "Fundamental of Antennae," Department of Electrical Engineering, University of Mississippi, 2000.
- [13] T. Hardy, "Next Generation LF Transmitter for (e)LORAN Systems," Nautel limited Company, 2001.
- [14] R. M. Foster, "A Reactance Theorem," Available on line.
- [15] M. Heathcote, "J & P Transformer," Elsevier Publication, 13th edition, 2005.
- [16] J. Barranger, "Hysteresis and a Transformer an Application Eddy-Current Losses of Lamination Viewed as of the Poynting Theorem," Lewis Research Center, Cleveland, Ohio, 1965.
- [17] M. Dishal, "Design of Dissipative Band-Pass Filters Producing Desired Exact Amplitude-Frequency Characteristics," Proceedings of the I. R. E., 1949.
- [18] M. Dishal, "Alignment and Adjustment of Synchronously Tuned Multiple-Resonant-Circuit Filters," Proceedings of the I. R. E., 1951.
- [19] "Technical datasheet, F1500NC200 datasheet", Westcode Company.
- [20] J. Warren, "Magnetic Switches and Circuits", Los Alamos National Laboratory, 1982.
- [21] E. Johannssen, P. R. Johannssen, A. Grebnev, "Accufix System Enhancements for eLORAN", Megapulse Incorporated, 2010.
- [22] "www.mag-inc.com"

همچنین ملاحظه گردید که هر دو رهیافت استاندارد لازم را رعایت می‌نمایند. اما وضعیت رهیافت پیشنهادی به مراتب بهتر از رهیافت دوم است.

مضافاً مشاهده شد که انرژی منتقل شده به آنتن و راندمان انرژی (حدود ۰.۶٪) در رهیافت اول بیشتر است. لازم به ذکر است هرچه انرژی انتقالی به آنتن بزرگتر باشد برد مسافتی سیگنال انتشار یافته نیز وسیع‌تر خواهد شد

۵- مراجع

- [1] D. L. Mills, "Consideration in LORAN C/D Receiver Design," Cooley Electronic Laboratory, Michigan, 1964.
- [2] K. Gillo, "LORAN Navigation," National Imagery and Mapping Agency, Washington DC, 1980.
- [3] S. C. Lo, "Broadcasting GPS Integrity Information Using Loran-C," Ph.D Thesis, Stanford University, 2002.
- [4] A. J. Fisher, "The Loran-C Cycle Identification Problem," Department of Computer Science, University of York, Heslington, UK, 2000.
- [5] M. Dishal, "LORAN Transmitters Using High Power Half Cycle Generators," Second Annual Symposium, Washington DC, 1973.
- [6] J. Wood, "MIMO Recursive Least Squares Control Algorithm for the AN/FPN-44A Loran-C Transmitter," Thesis, Monterey California, 1993.
- [7] J. E. Fox, "Performance Study of the Loran-C System in the Presence of Wideband Interference," Thesis, University of Tennessee, Knoxville, 2006.
- [8] P. Williams and D. Last, "Modelling LORAN-C Envelope-to-Cycle Differences in Mountains Terrains," Technical Report, University of Wales, Bangor, UK, 2006.
- [9] W. Ecker, "Loran-C User Handbook," Technical Report, Office of Navigation Safety and Waterway Services, 2006.
- [10] D. Bruckner, "Specification of the Transmitted Loran-C Signal, USCG Commandant Instruction M16562.4," July 1981.

A New Approach for Designing Current Compression Generators with the Aim of Energy Efficiency Improvement and the Quality of LORAN Signal in Local Positioning System

M. R. Alizadeh Pahlevan*

Malek-Ashtar University of Technology

(Received: 09/01/2016, Accepted: 13/01/2017)

Abstract

In this paper, a local positioning system based on LORAN positioning system is investigated. A radio foundation LORAN system accurately gains the position by measuring the difference in arrival times of vehicles which are far from each other and are moving from the transmitter station. LORAN transmitter station consists of power supply, antenna coupling network, and antenna damping network. Power supply in local positioning system is in charge of generating half sine wave through the current compression generator. In this paper, the principle of designing current compression generators (CCG) is proposed with the aim of transferring the maximum energy utilizing the least number of CCG modules. This approach is in contrast with the conventional ones in which the same CCG modules are employed. Accordingly, in the same number of CCGs, the proposed strategy is capable of transferring more energy to antennae circuit as well as higher quality in LORAN signal. The analytical design of CCGs is carried out to make the antenna current being the maximum of 175 amps at 62.5 microseconds. To this end, both strategies are examined and their results will be quantitatively and qualitatively compared with each other.

Keywords: Local Based Positioning System, Current Compression Generators, LORAN Transmitter, Analytic Designing.

* Corresponding author E-mail: mr_alizadehp@mut.ac.ir