

طراحی و شبیه‌سازی مولد سیگنال لورن در فرستنده موقعیت‌یاب محلی

با به‌کارگیری تقویت‌کننده کلاس I

طاهر آقازاده^۱، احمد عیفی^{۲*}، سید ادیب ابریشمی^۳

۱- دانشجوی دکتری، ۲- دانشیار، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، ۳- دانشیار، دانشگاه علم و صنعت ایران

(دریافت: ۹۸/۳/۱، پذیرش: ۹۸/۷/۱۰)

چکیده

فرستنده لورن در سامانه موقعیت‌یابی محلی (LPS) یکی از اصلی‌ترین بخش‌هاست که نقش آن تولید و ارسال پالس‌های توان بالا با شکل موج خاص و دقت بالا می‌باشد. در این مقاله، روش جدیدی برای طراحی و ساخت فرستنده LPS بر مبنای تقویت‌کننده‌های سوئیچینگ کلاس I ارائه شده است. هر بلوک فرستنده از واحدهای تقویت‌کننده ترانزیستوری ماسفت که از طریق مدولاسیون عرض پالس تحریک می‌شوند تشکیل شده است. عرض پالس در سیکل‌های مختلف به کمک الگوریتمی بر مبنای کمترین مجموع مربعات خطا تعیین می‌شود. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان‌دهنده پیاده‌سازی دقیق سیگنال لورن به‌خصوص در لبه‌های پسر و است. به‌طوری‌که حداکثر خطای عبور از صفر در نیم‌سیکل چهارم تا دوازدهم ۱۸ ns، پهنای باند پالس تولیدی ۴/۹ kHz و MMSE آن که ارتباط مستقیم با ECD سیگنال لورن دارد؛ برابر با ۰/۰۰۹ است که همگی شرایط موردنیاز پالس لورن در فرستنده LPS را دارند. با استفاده از این روش که ذاتاً دارای راندمان بالایی است امکان ساخت سامانه‌های تاکتیکی موقعیت‌یابی با دقت و انعطاف‌پذیری بالا و حجم کوچک فراهم می‌شود.

کلید واژه‌ها: سامانه موقعیت‌یابی محلی، ناوبری، تقویت‌کننده کلاس I، مدولاسیون عرض پالس، سیگنال لورن

۱- مقدمه

در گذشته و برای سال‌های متمادی فرستنده‌های لورن با استفاده از مدارات تولیدکننده نیم‌سیکل (HCG^۳) ساخته می‌شدند، که مهم‌ترین آن‌ها فرستنده‌های تولیدشده در شرکت مگا پالس آمریکا بود [۸-۹]. راندمان پایین و انعطاف‌پذیری پایین سامانه از جمله نقاط ضعف فرستنده HCG است. از سال ۲۰۰۰ به بعد شرکت‌های دیگری برای ساخت فرستنده‌های لورن بر اساس تقویت‌کننده‌های سوئیچینگ وارد کار شدند که معروف‌ترین آن‌ها شرکت ناتل می‌باشد [۱۰-۱۱]. تولید پالس در این فرستنده‌ها به روش مدولاسیون پله‌ای انجام می‌شود. برای این کار لازم است تعداد خاصی از واحدهای تقویت‌کننده در هر سیکل در مدار قرار گرفته و سایر تقویت‌کننده‌ها خاموش باشند [۱۲]. در روش سوئیچینگ پله‌ای برای ساخت پالس لورن حداقل به ۱۵ واحد تقویت‌کننده نیاز است و دقت دامنه سیگنال ساخته شده با افزایش تعداد تقویت‌کننده‌ها افزایش می‌یابد. برای افزایش دقت دامنه سیگنال، فرستنده‌های سوئیچینگ کلاس D مبتنی بر روش مدولاسیون عرض پالس^۴ توسط این گروه تحقیقاتی ارائه و

امروزه موقعیت‌یابی رادیویی یکی از روش‌های بسیار پرکاربرد برای ناوبری در حوزه‌های مختلف دفاعی و غیردفاعی محسوب می‌شود. استفاده از سامانه لورن، به دلیل مصونیت در مقابل جیمینگ و قابلیت نفوذ به مکان‌های مسقف یک روش پدافندی مقاوم برای ناوبری است. این سامانه به‌عنوان یک سامانه کمک ناوبری، به‌ویژه در زمان بحران و قطع GPS، توانایی ناوبری را به‌طور مستقل دارد [۱]. بر این اساس ساخت، نصب و راه‌اندازی سامانه‌های موقعیت‌یابی محلی (LPS) مبتنی بر فرستنده‌های لورن^۲ اصلاح‌شده بسیار ضروری است، به‌طوری‌که این سامانه در بسیاری از کشورهای جهان نصب‌شده و در حال کار هستند [۲-۳]. سامانه LPS، که مبتنی بر فرستنده لورن توان بالا و فرکانس پایین است، یک سامانه موقعیت‌یابی دقیق است که می‌تواند موقعیت، سرعت، اطلاعات مربوط به زمان‌بندی دقیق و داده‌های اضافی را به کاربران انتقال دهد [۴-۷].

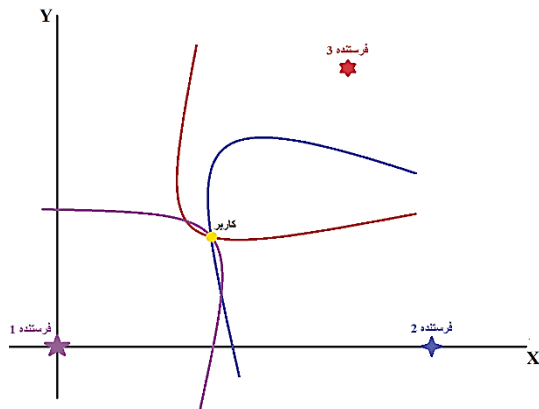
* رایانامه نویسنده پاسخگو: afifi@mut.ac.ir

³ Half Cycle Generator

⁴ Pulse Width Modulation

¹ Local Positioning System

² Long Range Navigation (LORAN)

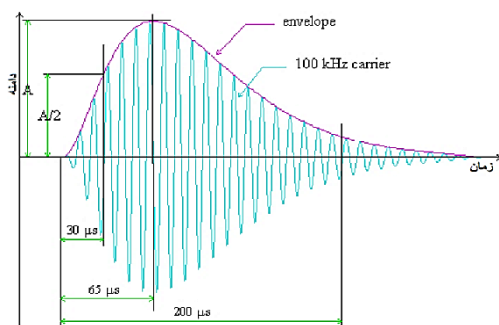


شکل (۱): ساختار شماتیک موقعیت‌یابی در سامانه لورن.

هر پالس لورن در حوزه زمان دارای گسترش زمانی تا حدود $200 \mu\text{s}$ می‌باشد و پارامترهای مهمی برای آن تعریف می‌شود که شامل تفاضل پوش به سیکل ECD^۱، پهنای باند، مجموع خطای نقطه اوج در ۸ نیم‌سیکل اول، خطای نقاط اوج در ۱۳ نیم‌سیکل اول، زمان‌های عبور از صفر لبه پیشروی پالس و میزان خطای آن‌ها و نسبت دامنه پس از $50 \mu\text{s}$ از شروع سیگنال نسبت به دامنه بیشینه است [۱۶-۱۸]. معادله (۱) سیگنال پالس جریان لورن را بیان می‌کند.

$$i(t) = e^2 \times \left(\frac{t}{65\mu}\right)^2 e^{-\frac{2t}{65\mu}} \sin(2\pi \times 10^5 t) \quad (1)$$

در رابطه (۱)، A ضریب دامنه و e^2 ضریب نرمالیزاسیون می‌باشد. شکل (۲) سیگنال جریان لورن ایده‌آل را نشان می‌دهد. نقطه عبور از صفر مرجع در نصف دامنه بیشینه سیگنال رخ می‌دهد که در گیرنده‌ها به عنوان نقطه مرجع برای محاسبات اختلاف‌زمانی بین فرستنده‌ها و به دست آوردن مکان استفاده می‌شود. دقت عبور از صفرها نسبت به نقطه عبور از صفر مرجع، تعیین‌کننده دقت محاسبه مکان می‌باشد. این دقت، برای عبور از صفرهای نزدیک نقطه مرجع باید کمتر از 50 نانوثانیه باشد [۱۹-۲۱].



شکل (۲): سیگنال جریان لورن ایده‌آل [۲۲].

نمونه‌هایی از آن ساخته شده است [۱۴-۱۳]. در این مقاله، برای تولید پالس لورن، تقویت‌کننده‌های توان سوئیچینگ کلاس I پیشنهاد شده است که تنها با دو واحد تقویت‌کننده می‌تواند پالس لورن را با دقت بالایی تولید نماید و با جمع‌کردن خروجی چندین واحد از این تقویت‌کننده‌ها که فرکانس سوئیچینگ هر یک برابر 100 کیلوهرتز است می‌توان توان‌های بالاتری را تولید کرد.

در ادامه مقاله، سامانه موقعیت‌یابی رادیویی مبتنی بر فرستنده‌های لورن معرفی می‌گردد. سپس، تولید سیگنال‌های لورن با کمک تکنیک PWM شرح داده می‌شود. در قسمت بعد، روش کمترین مربعات (LSM) خطا مورد بررسی قرار گرفته و نحوه استفاده از این روش در محاسبه عرض پالس در هر نیم‌سیکل توضیح داده خواهد شد. جزئیات مداری و ارائه نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری در بخش بعدی اشاره شده است. در بخش نتیجه‌گیری به صورت خلاصه به موارد مورد بحث و نتایج به دست آمده پرداخته شده و مزایای استفاده از طرح پیشنهادی بیان خواهد گردید.

۲- سامانه موقعیت‌یابی رادیویی LPS

در عملیات ناوبری سامانه LPS، کاربر با دریافت سیگنال از حداقل سه ایستگاه فرستنده و محاسبه اختلاف‌زمانی پالس‌های دریافتی، که معمولاً صدها مایل از هم فاصله دارند، برای استخراج موقعیت مکانی خود استفاده می‌کند. روش مکان‌یابی در گیرنده، پیدا کردن نقطه اوج پوش سیگنال و دامنه متناظر آن است. سپس، بر اساس آن، زمان عبور از صفر سیگنال برای سیکل با نصف دامنه بیشینه استخراج می‌شود. بر اساس استانداردهای تعریف شده این نقطه در زمان $30 \mu\text{s}$ (نیم‌سیکل ششم) از ابتدای شکل موج سیگنال رخ خواهد داد [۶]. هرگونه خطایی در تولید صحیح شکل موج لورن در فرستنده منجر به ایجاد خطا در موقعیت‌یابی خواهد شد. فاصله گیرنده از فرستنده بر مبنای تأخیر زمانی این مکان نسبت به زمان $30 \mu\text{s}$ مرجع به دست می‌آید. در نهایت با داشتن حداقل سه فرستنده و تقاطع مکان هندسی نقاطی که از این سه فرستنده فاصله معلومی را دارند، گیرنده قادر به تعیین مکان خود خواهد بود. شکل (۱) چگونگی موقعیت‌یابی در سامانه لورن را به صورت شماتیک نشان می‌دهد [۸]. ثبات مناسب، دقت بالا (20 m الی 50 m) و اطلاعات زمان‌بندی دقیق (حدود 50 ns به کمک UTC) از ویژگی‌های بارز سامانه LPS است [۳-۶].

¹ Envelope-to-Cycle Difference (ECD)

بیان می‌کند. با معادل کردن آنتن با بار RLC سری برای ولتاژ دو سر آنتن می‌توان نوشت:

$$V(t) = R \times i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (۴)$$

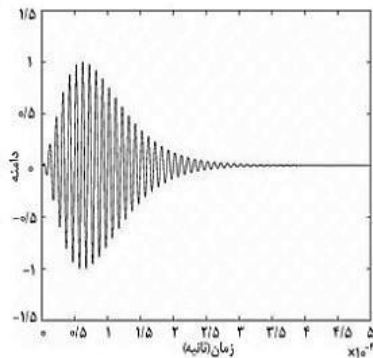
که در آن $i(t)$ همان جریان عبوری از آنتن یا سیگنال لورن می‌باشد. با جایگذاری جریان $i(t)$ از معادله (۱) در معادله (۴) و حل آن ولتاژ دو سر آنتن برابر است با:

$$V(t) = C[Rt_1^2 + 2Lt_1(1-t_1) - \frac{1}{\omega C}(t_1^2 + t_1 + \frac{1}{\omega^2 C})] \quad (۵)$$

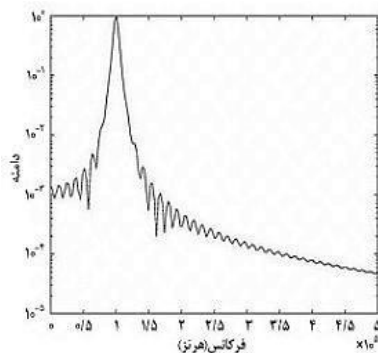
که در آن $C = Ae^{-2t}$ و $t_1 = \frac{t}{\omega L}$ می‌باشد.

شکل (۴-الف) سیگنال جریان آنتن TLM (پورت ورودی آنتنی با طول ۱۹۲ m) و شکل (۴-ب) تغییرات فرکانسی جریان در آنتن را نشان می‌دهند. لازم به ذکر است که فرکانس تشدید آنتن کمی از ۱۰۰ kHz بیشتر است و برای تنظیم دقیق آن باید یک سلف به مقدار ۴۰ uH به آن اضافه کرد.

(الف)



(ب)



شکل (۴): (الف) جریان لورن برای بار معادل آنتن ۱۹۲m، (ب) طیف فرکانسی جریان آنتن.

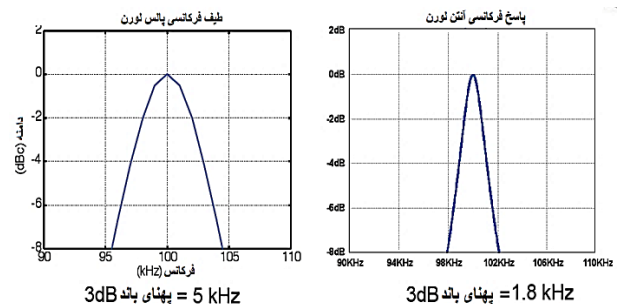
به دلیل فرکانس بسیار پایین فرستنده‌های لورن (۱۰۰ KHz)، طول موج سیگنال ارسالی بسیار بزرگ و حدود ۳ Km خواهد بود. با توجه به این فرکانس، طول آنتن لازم حدود ۷۵۰m است که در عمل ساخت چنین آنتنی بسیار پرهزینه و مشکل می‌باشد. آنتن‌های معمول برای فرستنده‌های لورن ۱۹۲ m طول دارند که حدود ۶ درصد طول موج سیگنال ارسالی است. بنابراین، مشخصات بار معادل آنتن تنها یک بار اهمی نخواهد بود. چنانچه بار معادل آنتن به صورت یک RLC سری فرض شود، مقادیر آن برای یک آنتن ۱۹۲ m به طور تقریبی برابر صورت $L=179 \mu H$ و $C=11/5 nF$ ، $R=2/5 \Omega$ است. با توجه به این مقادیر RLC، ضریب کیفیت^۱ آنتن برابر است با:

$$Q = \omega \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega CR} = 55.56 \quad (۲)$$

بنابراین، می‌توان پهنای باند مدار معادل آنتن را مطابق معادله (۳) به دست آورد

$$BW = \frac{f_c}{Q} = \frac{100 \text{ kHz}}{55.56} = 1.8 \text{ kHz} \quad (۳)$$

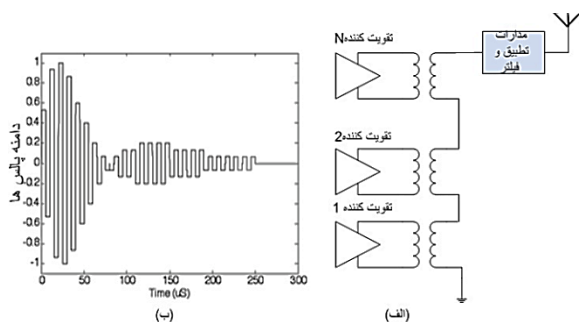
برای چنین آنتنی مشخصه پهنای باند نیم‌توان حدود ۱/۸ kHz خواهد بود در حالی که پهنای باند سیگنال لورن حدود ۵ kHz می‌باشد. معادله (۲) مقدار امپدانس برای آنتن لورن را $2/5 - j25 \frac{\Omega}{\text{kHz}}$ اهم با مقدار شیب راکتانسی $2/5 + j25 \frac{\Omega}{\text{kHz}}$ بیان می‌کند که نشان از تفاوت بسیار زیاد آن با آنتن‌های موج‌بلند دارد. شکل (۳) پهنای باند سیگنال لورن (سمت چپ) و آنتن (سمت راست) را نشان می‌دهد.



شکل (۳): مقایسه پهنای باند آنتن و سیگنال لورن.

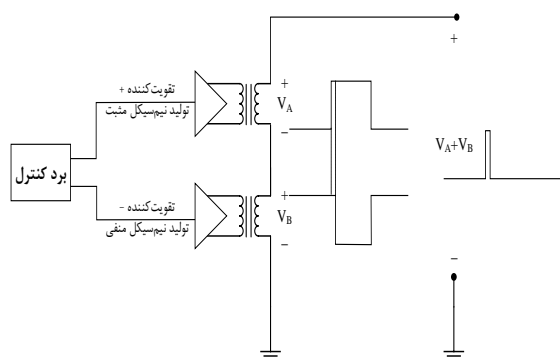
به دلیل پهنای باند کم آنتن، سیگنال ولتاژ اعمالی به آنتن متفاوت از سیگنال جریان عبوری از آنتن خواهد بود و برای طراحی فرستنده، سیگنال ولتاژ اعمالی با توجه به جریان عبوری از آنتن بایستی محاسبه شود. معادله (۱) جریان عبوری از آنتن را

^۱ Quality Factor



شکل (۶): الف- نحوه ترکیب تقویت کننده‌ها جهت افزایش توان ب- ولتاژ خروجی تقویت کننده‌های سوئیچینگ.

در این مقاله، اصول کار مدار پیشنهادی مبتنی بر تغییر عرض پالس در هر نیم‌سیکل به‌جای تغییر دامنه‌ی آن‌ها و تولید پالس‌های با عرض کم به کمک دو تقویت‌کننده است که پالس‌هایی با عرض مناسب و مخالف هم تولید می‌کنند و از تفاضل این پالس‌ها می‌توان پالس‌های باریک با عرض دلخواه را تولید کرد که در حالت معمول به دلیل محدودیت سوئیچینگ ترانزیستورها قابل تحقق نیستند. بر این اساس به‌جای چندین تقویت‌کننده کلاس D برای تولید سیگنال لورن که در فرستنده‌های سوئیچینگ رایج مورد نیاز هستند [۸]، دو بلوک از این مدار نیاز است که به این آرایش کلاس I گفته می‌شود [۲۴]. در این روش انتخاب مکان و عرض پالس‌های اعمال شده به پایه‌های ترانزیستورها در کیفیت سیگنال تولیدشده تأثیر بسزایی دارد. شکل (۷) این آرایش را نشان می‌دهد.

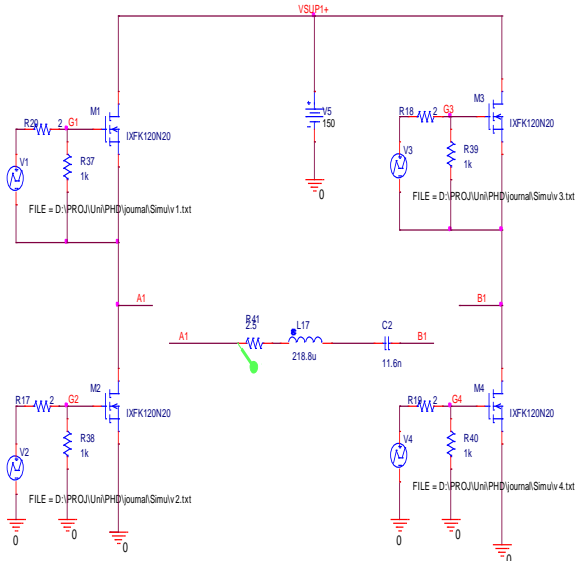


شکل (۷): آرایش تقویت کننده کلاس I با قابلیت ساخت پالس‌های باریک.

به‌عنوان نمونه چنانچه قرار باشد پالسی با عرض $0.4 \mu\text{s}$ در وسط یک نیم‌سیکل با عرض $5 \mu\text{s}$ تولید شود شروع آن پالس در لحظه $2/3 \mu\text{s}$ و پایان آن در لحظه $2/7 \mu\text{s}$ است. بنابراین یک پالس مثبت از لحظه $2/3 \mu\text{s}$ تا پایان نیم‌سیکل در تقویت‌کننده + و یک پالس منفی از لحظه $2/7 \mu\text{s}$ تا پایان نیم‌سیکل در تقویت‌کننده - تولید می‌گردد که تفاضل این دو، پالسی با عرض مورد نظر خواهد بود. با توجه به محدودیت در نظر گرفته شده (حداکثر عرض قابل پیاده‌سازی میکروثانیه است) هر دو پالس، عرض قابل پیاده‌سازی دارند.

۳- فرستنده مبتنی بر تقویت کننده‌های کلاس I

روش پیشنهاد شده در این مقاله برای تولید پالس لورن، استفاده از طبقات تقویت کننده توان سوئیچینگ کلاس I تمام پُل با چهار ترانزیستور توان در هر طبقه و اعمال PWM مناسب به گیت ترانزیستورها، به ازای بار معین برای تولید پالس لورن است. شکل (۵) نحوه اتصال ترانزیستورها را نشان می‌دهد.



شکل (۵): تقویت کننده سوئیچینگ کلاس I.

در تقویت کننده‌های معمول سوئیچینگ، برای تولید ولتاژ با دامنه‌های مختلف از فرکانس سوئیچینگ بالاتر از فرکانس کاری استفاده می‌شود تا بتوان با تغییر زمان وظیفه در هر سیکل دامنه‌های متفاوتی را ایجاد کرد. این روش نیاز به فرکانس کاری حداقل ۱۰ برابر بیشتر از فرکانس معمول دارد که باعث نیاز به قطعات خاص و گران‌قیمت می‌شود [۱۹]. در این مقاله برای حل این مشکل، فرکانس سوئیچینگ ترانزیستورها، برابر با فرکانس سیگنال خروجی (100 kHz) در نظر گرفته شده است در حالی که عرض پالس، متناسب با ولتاژ مورد نیاز تغییر می‌کند.

در فرستنده سوئیچینگ پله‌ای، برای افزایش توان از چندین تقویت کننده استفاده می‌شود که خروجی آن‌ها با هم سری شده‌اند. مدار کنترل مرکزی، تعداد مشخصی از تقویت کننده‌ها را در هر سیکل بسته به روش طراحی روشن می‌کند. شکل (۶) الف)) نحوه اتصال تقویت کننده‌ها برای ایجاد ولتاژهای مختلف در خروجی را نشان می‌دهد. خروجی هر یک از تقویت کننده‌های سوئیچینگ به صورت یک پالس مربعی مطابق شکل (۶) ب)) می‌باشد.

مشخص در هر نیم‌سیکل محاسبه می‌شود. دامنه تمام این پالس‌ها یکسان بوده، ولی پلاریته آن‌ها مشابه پلاریته سیگنال ولتاژ در شکل (۴-الف) می‌باشد.

طیف فرکانسی رابطه ولتاژ به صورت زیر است.

$$V(f) = \sum_k w_k \exp(-j2\pi f(\tau_k - w_k/2)) \sin c(w_k f) \quad (8)$$

اکنون تمام ضرایب w_k باید به نحوی تعیین شوند که تابع YV بر تابع I منطبق گردد. برای این منظور از بسط تابع e در رابطه (۷) استفاده می‌شود. در حقیقت به کمک این بسط می‌توان تابع e را برای تغییرات بسیار کوچک ضرایب w_k ها خطی فرض کرده و مقدار w_k ها را برای تکرار بعدی تخمین زد.

$$e\left(f, \bar{w}^{-m+1}\right) \approx e\left(f, \bar{w}^{-m}\right) - 2 \sum_k \sum_i (I_i - Y_i V_i) Y_i \frac{\partial V_i}{\partial w_k} \Delta w_k \quad (9)$$

بازنویسی معادله فوق به رابطه زیر به فرم ماتریسی منجر می‌شود.

$$e\left(f, \bar{w}^{-m+1}\right) \approx e\left(f, \bar{w}^{-m}\right) - 2(\bar{I} - \bar{Y}\bar{V})^T J \Delta \bar{w}_k \quad (10)$$

که در آن J ماتریس ژاکوبین است و بردارهای \bar{I} ، \bar{Y} و \bar{V} عبارت‌اند از:

$$\bar{I} = \begin{bmatrix} I(f_1) \\ I(f_2) \\ \vdots \end{bmatrix}, \bar{Y} = \begin{bmatrix} Y(f_1) \\ Y(f_2) \\ \vdots \end{bmatrix}, \bar{V} = \begin{bmatrix} V(f_1) \\ V(f_2) \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (11)$$

هر یک از درایه‌های ماتریس ژاکوبین میزان تغییرات تابع V نسبت به هر یک از ضرایب در هر نقطه فرکانسی می‌باشد.

$$J = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial V(f, \bar{w})}{\partial w_1} \right|_{f_1} & \left. \frac{\partial V(f, \bar{w})}{\partial w_2} \right|_{f_1} & \dots \\ \left. \frac{\partial V(f, \bar{w})}{\partial w_1} \right|_{f_2} & \left. \frac{\partial V(f, \bar{w})}{\partial w_2} \right|_{f_2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \quad (12)$$

همچنین:

$$\frac{\partial V}{\partial w_k} = \exp(-j2\pi f \tau_k) \quad (13)$$

با استفاده از معادله (۱۱) مقادیر جدید w_k ها به صورت رابطه زیر تخمین زده می‌شوند.

۴- استخراج عرض پالس با روش کمترین مربعات (LSM)

برای استخراج عرض پالس در هر نیم‌سیکل می‌توان از برازش منحنی استفاده کرد. برای این کار در ابتدا طیف فرکانسی تابع جریان به ازای اعمال سیگنال PWM به پورت آنتن را به دست آورده و در گام بعد این تابع به طیف فرکانسی تابع جریان لورن منطبق می‌گردد. به بیان دیگر هدف از برازش منحنی پیدا کردن تابع هدف نزدیک به نقاط تابع اصلی است. روش‌های مختلفی برای برازش منحنی توابع موجود می‌باشد که هر یک از آن‌ها دارای مزایا و معایبی هستند. انتخاب نوع روش برازش به نوع و ماهیت مسئله بستگی دارد. روش به کار گرفته شده در این مقاله استفاده از روش کمترین مربعات (LSM) است [۲۵]. استفاده از این روش به معنای کمینه کردن مقدار خطا با تغییر کمیت‌های ورودی می‌باشد. در مسئله مورد نظر مقدار خطا به صورت اختلاف جریان به دست آمده ناشی از اعمال سیگنال ولتاژ به آنتن (یا بار معادل) با جریان لورن در حالت ایده‌آل می‌باشد و کمیت‌های ورودی تشکیل دهنده مسئله، همان عرض پالس‌ها (w_k ها) هستند.

$$e = \min \sum_i (I_i - Y_i V_i)^2 \quad (6)$$

همان‌گونه که در رابطه (۶) دیده می‌شود، مقدار خطا در این رابطه به صورت مجموع مربعات اختلاف بین تابع اصلی و تابع تخمینی تعریف می‌شود. \bar{I} ، \bar{Y} و \bar{V} طیف فرکانسی سیگنال اصلی و سیگنال تخمینی به ازای ضرایب w_k ها، از تکرار قبلی، می‌باشند. Y_i ، I_i و V_i همان $Y(f_i)$ ، $I(f_i)$ و $V(f_i)$ می‌باشند. نقاط فرکانسی از پیش انتخاب شده می‌باشند. به بیان دیگر، در این روش هدف کمینه کردن اختلاف بین جریان اصلی با تابع تخمینی در نقاط از پیش تعیین شده، با انتخاب صحیح ضرایب w_k می‌باشد. برای پیاده‌سازی این الگوریتم، ابتدا یک طیف فرکانسی از سیگنال PWM براساس یک حدس اولیه از مقادیر \bar{w} (برداری از مقادیر مختلف w_k ها) ایجاد می‌شود.

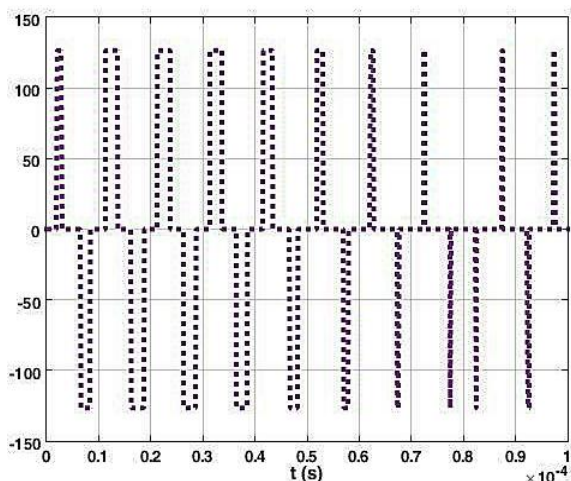
$$v(t) = \sum_k \Pi \left(\frac{t - (\tau_k - w_k/2)}{w_k} \right) \quad (7)$$

در این رابطه τ_k برابر ابتدای نیم‌سیکل در هر دوره بوده، که در اینجا برابر ضرب صحیحی از نصف نیم‌سیکل (۵μs) است.

کلیه ضرایب w_k مثبت بوده و مقداری کمتر از ۵μs دارند. سیگنال $v(t)$ به صورت مجموعه‌ای از پالس‌های مربعی با عرض

جدول (۱): مقادیر عرض پالس برحسب میکروثانیه با دامنه نرمالیزه متناسب با انتگرال ولتاژ در نیم‌سیکل‌های اول تا چهارم.

شماره نیم‌سیکل	عرض پالس (us)	شماره نیم‌سیکل	عرض پالس (us)
۱	۱/۵۳	۲۱	۰/۶۴
۲	۲/۹۸	۲۲	۰/۶۸
۳	۳/۷۸	۲۳	۰/۷۲
۴	۴	۲۴	۰/۷۲
۵	۳/۹۷	۲۵	۰/۷۶
۶	۳/۸۷	۲۶	۰/۷۶
۷	۳/۷۱	۲۷	۰/۷۲
۸	۳/۳۹	۲۸	۰/۷۲
۹	۲/۹۴	۲۹	۰/۶۸
۱۰	۲/۴۳	۳۰	۰/۶۸
۱۱	۱/۹۴	۳۱	۰/۶
۱۲	۱/۴۳	۳۲	۰/۶
۱۳	۰/۹۸	۳۳	۰/۵۶
۱۴	۰/۶۴	۳۴	۰/۵۲
۱۵	۰/۳۶	۳۵	۰/۴۸
۱۶	۰/۱۲	۳۶	۰/۴۴
۱۷	۰/۱۲	۳۷	۰/۴
۱۸	۰/۲۸	۳۸	۰/۴
۱۹	۰/۴	۳۹	۰/۳۶
۲۰	۰/۵۲	۴۰	۰/۳۲



شکل (۹): سیگنال خروجی شبیه‌سازی شده برای ۱۰۰ us.

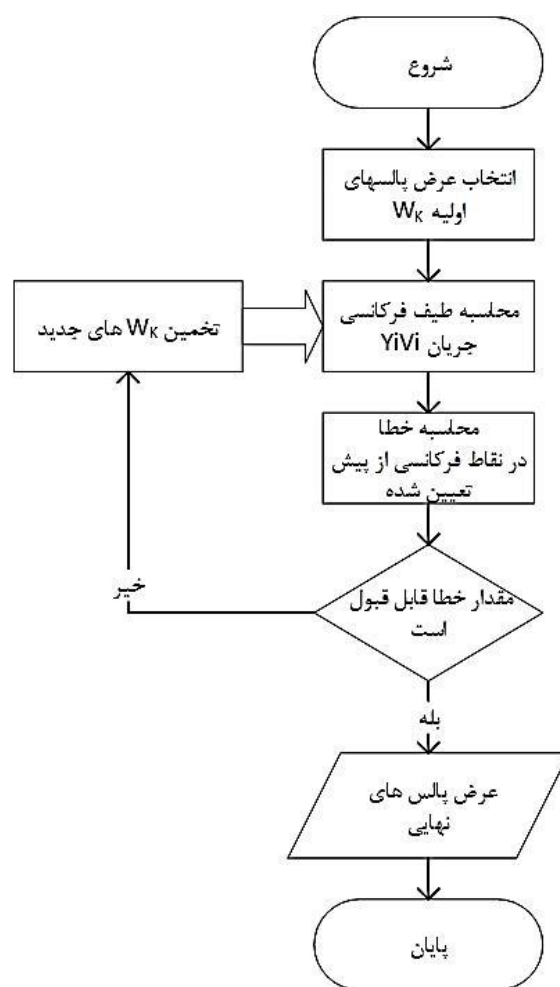
برای شبیه‌سازی آرایش شکل (۷) از نرم‌افزار ORCAD Capture استفاده شده است. برای اعمال پالس‌هایی با عرض بزرگ‌تر از یک میکروثانیه مشکل خاصی وجود ندارد و تنها با یک تقویت‌کننده این پالس تولید خواهد شد ولی در پالس‌های با

$$w_k^{m+1} = w_k^m + \Delta w_k$$

$$e^{-2(\bar{y}-\bar{v})^T J \Delta w_k} = 0 \rightarrow \quad (14)$$

$$\Delta w_k = \frac{1}{2} e \left(J^T (\bar{y}-\bar{v})(\bar{y}-\bar{v})^T J \right)^{-1} J^T (\bar{y}-\bar{v})$$

اکنون می‌توان رابطه بازگشتی اخیر را تا رسیدن به حداقل خطای ممکن تکرار کرد. اگر حدس اولیه درست انتخاب شده باشد می‌توان انتظار داشت که با طی کردن مراحل مختلف خطا کاهش پیدا کند. در شکل (۸) الگوریتم ساده‌ای از روش کمترین مربعات آورده شده است.

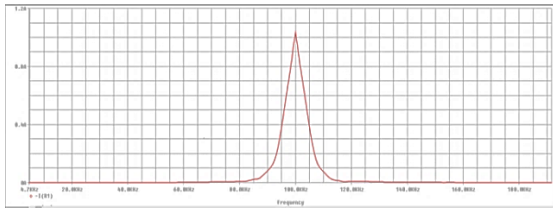


شکل (۸): الگوریتم روش LSM.

۵- شبیه‌سازی

با پیاده‌سازی روابط بخش قبل در محیط MATLAB، عرض پالس‌ها برحسب میکروثانیه مطابق با جدول (۱) تعیین می‌شود.

شکل (۹) ولتاژ خروجی شبیه‌سازی شده برای ۱۰۰ us را در محیط MATLAB، نشان می‌دهد.



شکل (۱۳): طیف جریان لورن در حوزه فرکانس.

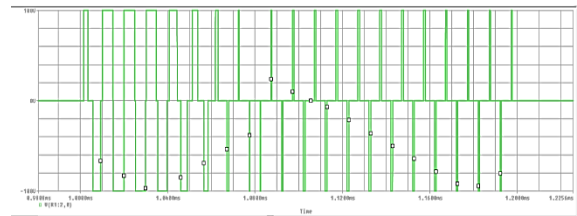
جدول (۲): مقایسه سیگنال لورن ساخته شده نسبت به پالس لورن مطلوب.

شبه‌سازی	حداکثر مقدار مطلوب [۱۸]	پارامتر
۰/۰۰۱	۰/۰۱۶	حداکثر دامنه در ۵۰۰µs نسبت به بیشینه دامنه
۶۲ ns	۱۰۰۰ ns	حداکثر خطای عبور از صفر در نیم‌سیکل اول
۲۷ ns	۱۰۰ ns	حداکثر خطای عبور از صفر در نیم‌سیکل دوم
۱۹ ns	۷۵ ns	حداکثر خطای عبور از صفر در نیم‌سیکل سوم
۱۸ ns	۵۰ ns	حداکثر خطای عبور از صفر در نیم‌سیکل چهارم تا دوازدهم
۴/۹۵ KHz	۵ kHz	پهنای باند
۰/۰۰۹	۰/۰۱	متوسط مجموع مربع خطای نقاط اوج در ۸ نیم‌سیکل اول (MMSE)
۰/۰۲۷	۰/۰۳	حداکثر خطای نقاط اوج در ۸ نیم‌سیکل اول
۰/۰۳	۰/۱	خطای نقاط اوج در نیم‌سیکل نهم تا سیزدهم

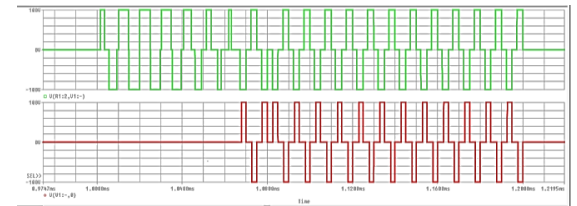
با توجه به جدول (۲)، افت دامنه در زمان ۵۰۰ میکروثانیه بعد از شروع سیگنال به‌اندازه‌ای است که اثری بر روی سیگنال بعدی نداشته باشد. همچنین، خطای دامنه سیگنال‌ها نسبت به دامنه ایده‌آل در محدوده‌ی استاندارد است تا در مکان‌یابی نقطه عبور از صفر نیم‌سیکل ششم، گیرنده دچار خطا نشود. دلیل خطای کم دامنه سیگنال تولید شده نسبت به سیگنال ایده‌آل (ECD) در قابلیت ساخت عرض پالس‌های کوچک و دقیق توسط مدار پیشنهادی است که باعث می‌شود ECD در گیرنده بسیار کم بوده و مکان‌یابی با دقت و سرعت بالایی انجام شود. حداکثر خطای عبور از صفر در تمام نیم‌سیکل‌ها نیز در محدوده تعیین شده هستند.

عرض کمتر، پیاده‌سازی به این صورت است که هم‌زمان با شروع پالس قسمت ایجادکننده تولید می‌شود و بعد از پایان عرض پالس دلخواه بخش خنثی‌ساز تولید خواهد شد. بنابراین، ضمن اینکه هر دو پالس قابلیت پیاده‌سازی دارند تفاضل این دو، پالسی با عرض کوتاه و موردنظر خواهد بود.

با توجه به مطالب گفته‌شده برای تقویت‌کننده کلاس A، پالس موردنیاز هر یک از تقویت‌کننده‌ها مطابق با شکل (۱۰) خواهد بود و با اعمال این پالس به آرایش مداری شکل (۷)، جریان و ولتاژ خروجی مطابق با شکل‌های (۱۱-۱۳) به‌دست می‌آید. نتایج حاصل از این شبیه‌سازی و مقایسه آن با شکل پالس لورن مطلوب در جدول (۲) آمده است.

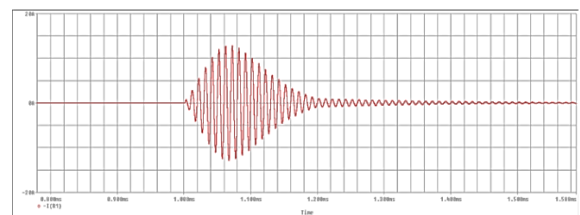


(الف)

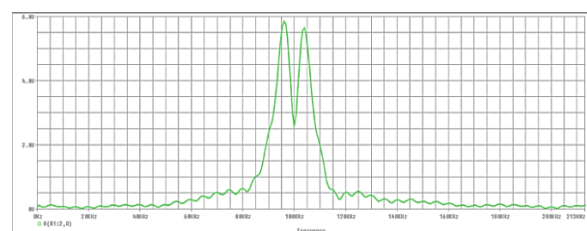


(ب)

شکل (۱۰): الف- ولتاژ خروجی حاصل از تفاضل ولتاژ در هر یک از بلوک‌ها ب- ولتاژ خروجی هر یک از بلوک‌ها.



شکل (۱۱): سیگنال جریان لورن در حوزه زمان.



شکل (۱۲): ولتاژ خروجی مشاهده‌شده در حوزه فرکانس.

- [5] Z. Lili, X. Xi, J. Zhang, and Y. Pu, "A New Method for Loran-C ASF Calculation over Irregular Terrain," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 49, no. 3, July 2013.
- [6] L. Wang and W. Ou-Yang, "The Research of Timing Application and Synchronization Technology of Chinese Loran-C System," The 2nd IEEE International Conference on Industrial and Information Systems, 2010.
- [7] M. Bayat and M. H. Madani, "Provide a Hybrid improved algorithm to estimate the delay in the heavenly wave in the LORAN's receivers," Adv. Electronic & Cyber Defense Sci. & Technol., vol.04, pp. 55-63, 2014. (In Persian)
- [8] A. John, "Final Report: Vulnerability Assessment of the Transportation Infrastructure Relying on the Global Positioning System," U. S. Department of Transportation, 2001.
- [9] "UrsaNav to Buy Megapulse Assets including Loran-C and GPS Backup Candidate eLoran," available at: <http://www.insidegnss.com/node/3361>.
- [10] H. Tim, "Next Generation LF Transmitter for (e)LORAN Systems," Nautel Limited, 2008.
- [11] Z. Yinbing, J. Xu, T. Qiu, and G. Cui, "Carrier Wave Interference Suppression Based on Accumulation and Average in Loran-C," The Ninth IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments, 2009.
- [12] Xi. Xiaoli, L. Zhou, J. Zhang, J. Liu, and L. Wang, "Combined IE-FDTD Algorithm for Long-Range Loran-C Ground-Wave Propagation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, no. 8, August 2012.
- [13] A. Khorrami, A. Afifi, P. Amiri, and T. Aghazadeh, "Design and Fabrication of a Loran Pulse Based on PWM Method for LPS Navigation System," Radar, vol. 2, pp. 51-58, 2014. (In Persian)
- [14] A. Khorrami and A. Afifi, "Extraction of Optimum PWM Levels in LORAN Switching Transmitter for Using in Ground-Based Positioning System," Advanced Defence Sci. & Tech. Accepted. (In Persian)
- [15] P. Liatos and A. M. Hussein, "Characterization of 100-kHz Noise in the Lightning Current Derivative Signals Measured at the CN Tower," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 47, no. 4, November 2005.
- [16] C. B. Dean, "Automatic Pulse Sharpening with the AN/FPN-42 and AN/FPN-44A Loran-C Transmitters," M.Sc thesis in Electrical Engineering, Naval Postgraduate School, 1992.
- [17] C. Lo Sherman, B. P. Benjamin, K. E. Per, and P. Swaszek, "Loran data modulation: extensions and examples," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 43, no. 2, April 2007.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله روشی جدید مبتنی بر تقویت کننده کلاس I برای طراحی و شبیه سازی فرستنده سوئیچینگ لورن ارائه شد. مهم ترین نقطه قوت این روش تولید عرض پالس های کوچک محاسبه شده برای پالس لورن، تنها به کمک دو تقویت کننده توان در قالب آرایش کلاس I است. در محاسبه مکان و عرض پالس های لازم، روش کمترین مربعات (LSM) مطرح گردید که روش مذکور و نوع پیاده سازی هر دو به عنوان یک نوآوری برای اولین بار در این مقاله ارائه شده است.

در مقایسه با روش سوئیچینگ پله ای، این روش دارای انعطاف پذیری، قابلیت اطمینان و دقت بالاتر به سبب استفاده از دو واحد تقویت کننده، برای ساخت تمام پالس لورن و تغییر عرض پالس بجای تغییر پله ای دامنه است. مزیت این روش نسبت به روش PWM مبتنی بر تقویت کننده های کلاس D در قابلیت ساخت عرض پالس های کوچک تر تنها با استفاده از دو واحد تقویت کننده است. به این دلیل، این روش در مقایسه با سایر روش ها می تواند دقت و قابلیت اطمینان بالاتر و حجم کمتری (در توان مشابه) را در اختیار کاربر قرار دهد. همچنین، الگوریتم کنترل مرکزی و محاسبات لازم در مقایسه با روش PWM چندسطحی ساده تر خواهد بود. نتایج حاصل از شبیه سازی ها نشان می دهد که مدل بیان شده برای فرستنده LPS بخصوص در نمونه های تاکتیکی (حجم کم با توان محدود) دارای نتایج بسیار مطلوبی در مقایسه با سایر روش ها است.

۷- مراجع

- [1] G. Johnson, R. Shalaev, R. Hartnett, P. Swaszek, and M. Narins, "Can Loran meet GPS backup requirements?," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 20, no. 2, February 2005.
- [2] C. L. Sherman, B. B. Peterson, C. O. Lee Boyce Jr, and P. K. Enge, "Loran coverage availability simulation tool," In Proceedings of the Royal Institute of Navigation NAV08/International Loran Association 37th Annual Meeting, London, UK, October 2008.
- [3] G. W. Johnson, P. F. Swaszek, R. J. Hartnett, R. Shalaev, and M. Wiggins, "An evaluation of eLoran as a backup to GPS," IEEE Conference on Technologies for Homeland Security, May 2007.
- [4] C. L. Sherman, R. Wenzel, G. Johnson, and P. K. Enge, "Assessment of the methodology for bounding Loran temporal ASF for aviation," In Proceedings of the Institute of Navigation National Technical Meeting, San Diego, CA, 2008.

- [22] W. Ecker, "Loran-C User Handbook," Technical Report, Office of Navigation Safety and Waterway Services, 2006.
- [23] M. Bayat and M. H. Madani, "Design and Simulation of a Linear Adaptive System to Remove the CWI in Loran Navigation System Receivers," *Adv. Defence Sci. & Technol.*, vol. 04, pp. 267-277, 2018. (In Persian)
- [24] Z. Peng, S. Yang, Y. Feng, Y. Liu, and Z. Hong, "High efficiency class-I audio power amplifier using a single adaptive supply," *Chinese Institute of Electronics Journal of Semiconductors*, vol. 33, no. 9, 2012.
- [25] S. L. Arlinghaus, "Practical Handbook of Curve Fitting," CRC Press, P. 249, 1994. Persistent URL (URI): <http://hdl.handle.net/2027.42/58759>.
- [18] S. H. Yang, C. B. Lee, Y. K. Lee, J. K. Lee, Y. J. Kim, and S. J. Lee, "Accuracy Improvement Technique for Timing Application of LORAN-C Signal," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 7, July 2011.
- [19] "Specification of the Transmitted Loran-C Signal," U.S. Department of Transportation, United States Coast Guard, May 1994.
- [20] G. W. Johnson, M. Wiggins, K. Dykstra, P. F. Swaszek, and R. Hartnett, "Test and Evaluation of a New eLoran Transmitter," Nautel Limited, 2008.
- [21] Y. J. Tu, T. L. Jong, and C. M. Liaw, "Development of a Class-D Audio Amplifier with Switch Mode Rectifier Front-end and its Waveform Control," *IET Power Electronics*, vol. 4, pp. 1002-1014, 2011.

Design and Simulation of a LORAN Signal Generator for LPS Transmitter Using Class I Amplifier

T. Aghazadeh, A. Afifi*, S. A. Abrishamifar

*Faculty of Electrical and Computer Engineering, Malek Ashtar University of Technology

(Received: 22/05/2019, Accepted: 02/10/2019)

ABSTRACT

Long-Range-Navigation (LORAN) transmitter is an essential part of a local positioning system (LPS) that provides high power and high precision pulses with a specific waveform. In this paper, a new method for design and implementation of the LPS transmitter, based on class I amplifiers, has been proposed. Each block of the transmitter includes MOSFET amplifier modules driven by pulse width modulation (PWM). The pulse width at each cycle has been calculated by an algorithm based on the least square method (LSM). Simulation results show that the obtained maximum zero crossing error in the 4th to 12th half-cycles is 18 ns, the generated pulse width is 4.9 kHz and the MMSE of the pulse, which is directly proportional to the ECD, is equal to 0.009, demonstrating that with the proposed method it is possible to produce an accurate LORAN pulse with all the required parameters. High efficiency of class I amplifiers, makes this method a good candidate for light-weighted, highly accurate and flexible tactical LPS transmitters.

Keywords: Local Positioning System, LPS, PWM, LORAN Signal, Navigation, Class I Amplifier

* Corresponding Author Email: afifi@mut.ac.ir