

## استخراج سطوح بهینه مدولاسیون عرض پالس در فرستنده سوئیچینگ لورن جهت سامانه موقعیت یاب زمین پایه

اباذر خرمی<sup>۱</sup>، احمد عیفی\*<sup>۲</sup>، محمدحسین قزلایاغ<sup>۳</sup>، احمدرضا امین<sup>۴</sup>

۱- دانشجوی دکتری، ۲- دانشیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، ۳- دانشیار، ۴- استادیار، دانشگاه جامع امام حسین(ع)

(دریافت: ۹۷/۰۸/۱۵، پذیرش: ۹۷/۱۰/۱۸)

### چکیده

یکی از مهم‌ترین بخش‌های سامانه لورن، مولد سیگنال ارسالی است که نقش آن تولید پالس‌های با توان بالا و شکل موج استاندارد است و برای ساخت آن روش‌های متعددی وجود دارد. یکی از این روش‌ها استفاده از تقویت‌کننده‌های سوئیچینگ مبتنی بر مدولاسیون عرض پالس (PWM) می‌باشد. در این مقاله اصلاح تقویت‌کننده‌های PWM ساده به تقویت‌کننده‌های PWM چندسطحی (با تعداد سطوح بهینه) جهت به‌کارگیری در فرستنده‌های لورن مورد توجه است. به همین منظور برای ایجاد توان ۱MW از سه تا یازده سطح PWM با استفاده از ۱۶ بلوک تقویت‌کننده کلاس D با ثابت نگه‌داشتن تعداد المان‌های قدرت و در نظر گرفتن شرایط و ملاحظات پیاده‌سازی سخت‌افزاری شبیه‌سازی شده است. بر اساس نتایج شبیه‌سازی‌ها در بهترین حالت (۱۱ سطحی) حداکثر خطای عبور از صفر در نیم‌سیکل چهارم تا دوازدهم  $۱۶/۶ns$  و پهنای باند آن  $۵kHz$  می‌باشد. همچنین MMSE و حداکثر خطای نقاط اوج در هشت نیم‌سیکل اول به ترتیب  $۰/۰۰۹$  و  $۰/۰۲۲۱$  است که استانداردهای موردنیاز را تأمین می‌کند.

**کلیدواژه‌ها:** سامانه موقعیت‌یابی زمین‌پایه، مدولاسیون عرض پالس چندسطحی، سیگنال لورن، ناوبری، تقویت‌کننده کلاس D

## Extraction of Optimum PWM Levels in LORAN Switching Transmitter for Ground-Based Positioning System

A. Khorrami, A. Afifi\*, M. H. Ghezelayagh, A. R. Amin

Malek Ashtar University of Technology

(Received: 06/11/2018; Accepted: 08/01/2019)

### Abstract

*Long-Range-Navigation (LORAN) pulse generator is an essential part of ground-based Local Positioning System (LPS) that provide a specific standard waveform. There are several solutions for design and implementation of the pulse generator. Switching amplifiers using Pulse-Width-Modulation (PWM) technique is one of the solutions that can be used for this purpose. In this paper, the simple PWM was modified to a multi-level PWM and its optimum levels are extracted to provide a high power LORAN transmitter. Multi-level PWM provides essential standards of LORAN pulse waveform. In order to provide a transmitter with 1MW power, three- to- eleven levels of PWM using 16 Class D amplifiers has been considered. At constant conditions, such as power and number of amplifier modules, the requirements and specifications of transmitter have been simulated. Simulation results show that in the best case, using eleven levels for PWM, the maximum zero crossing error in the 4<sup>th</sup> to 12<sup>th</sup> half-cycle is 16.6 ns and the bandwidth of provided pulse is 5 kHz. Moreover, MMSE and maximum error of peak points in the first eight half-cycles are 0.009 and 0.021 respectively, which are appropriate standards of a LORAN transmitter.*

**Keywords:** Local Positioning System (LPS), Multi-level PWM, LORAN Signal, Navigation, Class-D Amplifier

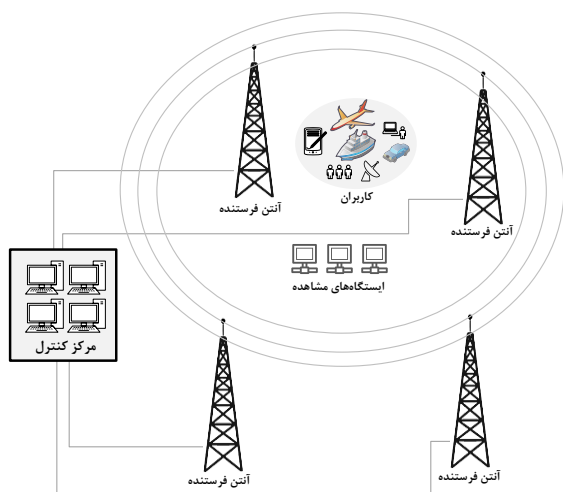
## ۱. مقدمه

آزمایشگاهی صورت پذیرفت. علی‌رغم نتایج مطلوب به‌دست‌آمده، توان بسیار کم، وجود پالس‌های غیرقابل پیاده‌سازی با عرض بسیار کوچک و قابلیت اطمینان پائین از جمله مشکلات این نمونه بود. بر این مبنای تغییر رویکرد به PWM چندسطحی با در نظر گرفتن تعداد طبقات و توان موردنیاز در فرستنده عملیاتی و نحوه چیدمان طبقات تقویت‌کننده به‌عنوان یک نوآوری در این مقاله مورد توجه قرار گرفت تا مشکلات استفاده از PWM برای به‌کارگیری در فرستنده توان بالای سامانه لورن مرتفع گردد. برای این منظور پس از شناخت و بررسی استانداردهای سیگنال ارسالی از فرستنده سامانه لورن، چگونگی تولید آن و نحوه استخراج عرض پالس در فرستنده مبتنی بر PWM بیان می‌شود و با بررسی آرایش‌ها و تعداد سطوح قابل استفاده، آرایش مطلوب و نحوه مدل کردن آن تبیین می‌گردد.

## ۲. فرستنده سامانه لورن

### ۲-۱- اجزا

سامانه لورن شامل ایستگاه‌های فرستنده (آنتن، تقویت‌کننده و ژنراتور)، ایستگاه‌های کنترل، سایت‌های پایش منطقه‌ای، تجهیزات مربوط به هم‌زمان کردن فرستنده‌ها و گیرنده‌هایی است که در اختیار کاربران قرار گرفته و متناسب با کاربردها و میزان دسترسی‌های متفاوت طراحی شده‌اند. شکل (۱) اجزای سامانه لورن را نشان می‌دهد.



شکل ۱. اجزای سامانه لورن [۱۵]

### ۲-۲. رابطه سیگنال لورن

شکل سیگنال ارسالی از فرستنده سامانه لورن به‌صورتی است که توانایی برآورده کردن انتظارات برای استخراج زمان دریافت را دارد. این سیگنال از شکل زمانی خاص، دقیق و توان کافی برخوردار است به‌گونه‌ای که می‌توان در فواصل دور و با خطای

سامانه موقعیت‌یابی زمین‌پایه یکی از سامانه‌های مهم در ناوبری، موقعیت‌یابی و زمان‌سنجی است که کاربردهای مختلف دفاعی و غیردفاعی دارد. از منظر دفاعی ویژگی‌های یک سامانه موقعیت‌یابی با قابلیت اتکا، مقاومت مناسب نسبت به جنگ الکترونیک و امکان بهره‌برداری و دسترسی به آن در تمام شرایط است. با این رویکرد سامانه موقعیت‌یابی جهانی (GPS)<sup>۱</sup> نمی‌تواند یگانه تکیه‌گاه کشورها در حوزه موقعیت‌یابی باشد [۵-۱]. در چند دهه اخیر سامانه‌های موقعیت‌یابی بومی به‌عنوان یک پشتیبان قابل اطمینان برای سایر موقعیت‌یابی‌ها - از جمله GPS که کنترل و مدیریت آن‌ها در اختیار دولت‌ها نیست - مورد توجه قرار گرفته است [۶].

یک سامانه موقعیت‌یابی پشتیبان باید بتواند به‌عنوان یک مکمل و جایگزین قابل‌انکا برای سایر موقعیت‌یابی‌ها در شرایط مختلف عمل کند [۸-۶]. یکی از این سامانه‌ها که در چند سال اخیر مورد توجه قرار گرفته و با استفاده از فناوری‌های نوین نسبت به نسل‌های قبلی خود ارتقاء و بهبود یافته، سامانه لورن است که با نصب تجهیزات به‌روز و ایستگاه‌های فرستنده زمینی در بسیاری از کشورهای جهان - از جمله کشورهای همسایه با جمهوری اسلامی ایران - راه‌اندازی شده و در حال بهره‌برداری می‌باشد [۹-۱۱].

با نصب و راه‌اندازی نسخه به‌روز و ارتقاء یافته سامانه لورن امکان پوشش ملی و منطقه‌ای در تمام کشور به وجود خواهد آمد. این سامانه متشکل از زیرسامانه‌هایی مبتنی بر فناوری‌های نوین از جمله فرستنده‌های پر قدرت چند مگاواتی با راندمان بالا، آنتن‌های زمینی و سازوکارهای هم‌زمانی فرستنده‌ها با دقت چند ده پیکوثانیه است. یکی از نقاط تمایز و ارتقاء قابل توجهی که در این سامانه پیش‌بینی شده، تغییر در پیکربندی ساخت فرستنده با هدف ارتقاء راندمان، افزایش کارایی و بهبود قابلیت اطمینان است.

روش‌های رایج برای تولید پالس لورن که عمدتاً توسط دو شرکت مگا پالس و ناتل گزارش شده‌اند، مبتنی بر مولد نیم‌سیکل (HCG)<sup>۲</sup> و تقویت‌کننده‌های سوئیچینگ مبتنی بر مدولاسیون دامنه است [۱۵-۱۲]. برای اولین بار فرستنده سوئیچینگ لورن مبتنی بر روش مدولاسیون PWM<sup>۳</sup> توسط این گروه تحقیقاتی ارائه شد [۱۶]. در گام اول طراحی و ساخت مولد پالس لورن توان پایین بر مبنای روش PWM سه سطحی در حد یک نمونه

<sup>۱</sup> Global Positioning System

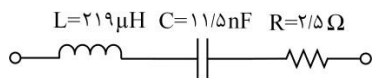
<sup>۲</sup> Half Cycle Generator

<sup>۳</sup> Pulse Width Modulation

نخست) و بخش دوم «لبه‌های پسرو» است که از نقطه اوج دامنه سیگنال تا زمان افت کامل آن (از ۶۵μs تا زمان افت کامل سیگنال در ۲۵۰ μs یعنی ۱۸۵μs بعد) را شامل می‌شود. پارامترهایی که در استانداردها برای ارسال این سیگنال از فرستنده لحاظ گردیده شامل تفاضل پوش به سیکل، پهنای باند، مجموع خطای نقطه اوج در ۸ نیم‌سیکل اول، خطای نقاط اوج در ۱۳ نیم‌سیکل اول، میزان خطای زمان‌های عبور از صفر در لبه‌های پیشرو و نسبت دامنه در ۵۰۰μs از شروع سیگنال نسبت به دامنه بیشینه است [۲۱].

#### ۲-۴. بار معادل با آنتن فرستنده

آنتن فرستنده از نوع TLM<sup>۱</sup> با طول ۱۹۲m در نظر گرفته شده است که در شبیه‌سازی یک بار RLC سری معادل به مقدار امپدانس واقعی اندازه‌گیری شده آنتن جایگزین می‌شود. مقادیر RLC به صورت  $R=2/5\Omega$ ,  $C=11/5nF$  و  $L=179\mu H$  است [۱۲]. البته از آنجاکه محدوده فرکانسی جریان عبوری از آنتن بین ۹۰ - ۱۱۰ kHz با فرکانس مرکزی ۱۰۰ kHz است [۲۲-۲۵] برای به حداقل رساندن مقاومت راکتانسی آن یک سلف ۴۰ μH به مدار آنتن اضافه می‌شود و از این‌رو سلف معادل ۲۱۹ μH خواهد بود. شکل (۴) مدار معادل آنتن را نشان می‌دهد.



شکل ۴. مدار معادل آنتن [۱۲]

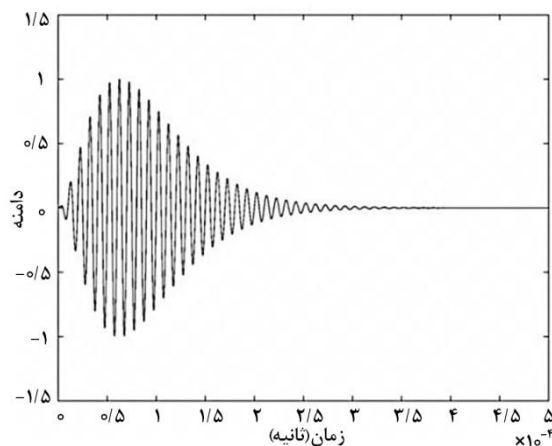
#### ۳. تولید سیگنال لورن

امپدانس آنتن TLM با بار RLC در نظر گرفته شده برابر است و باید جریان لورن مطلوب با رعایت استانداردهای بیان شده در آنتن جاری شود. برای این منظور روش‌های متنوعی وجود دارد. در فرستنده‌های قدیمی که ساخت شرکت مگاپالس هستند [۱۳ و ۱۵]، تولید سیگنال لورن توسط یک منبع جریان سینوسی مبتنی بر مولد نیم‌سیکل HCG صورت می‌پذیرد. برای این کار حداقل به چهار HCG نیاز است که دو HCG به صورت موازی برای شکل‌دهی نیم‌سیکل مثبت و دو HCG موازی دیگر برای شکل‌دهی نیم‌سیکل منفی به کار می‌روند. هر HCG شامل دیودها، سلف‌ها، خازن‌ها و یک سوسازهای کنترل شده سیلیکونی (SCR) است و همه آن‌ها به یک فیلتر تنظیم‌کننده برای ساختن پالس لورن بسته می‌شوند. شکل (۵) بلوک دیاگرام مولد HCG را نشان می‌دهد. در ساختار فرستنده‌های لورن مبتنی

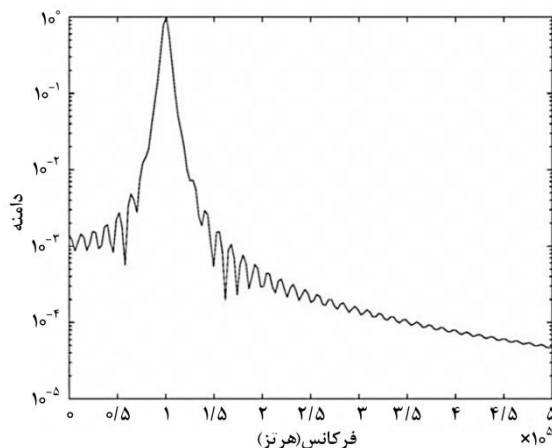
پائین آن را آشکار کرد. رابطه مربوط به سیگنال لورن نرمالیزه به صورت زیر است [۱۷-۱۸]:

$$i(t) = e^{\gamma} \times \left( \frac{t}{65 \times 10^{-6}} \right)^2 e^{-\frac{2t}{65 \times 10^{-6}}} \sin(2\pi \times 10^5 t) \quad (1)$$

در رابطه اخیر،  $e^{\gamma}$  ضریب نرمالیزاسیون است و به گونه‌ای تعیین گردیده که حداکثر دامنه جریان لورن به یک نرمالیزه شود. همان گونه که از رابطه (۱) پیدا است، تابع دامنه با یک موج سینوسی ۱۰۰ kHz مدوله شده است [۱۹]. سیگنال لورن نرمالیزه ایده‌آل در شکل (۲) و طیف سیگنال لورن در شکل (۳) نشان داده شده است. این شکل مربوط به FFT سیگنال لورن با حذف مقادیر خارج از محدوده صفر تا ۲۵۰ μs و نرخ ۱۰ ns می‌باشد.



شکل ۲. سیگنال لورن نرمالیزه ایده‌آل [۲۰]



شکل ۳. طیف سیگنال لورن نرمالیزه [۲۰]

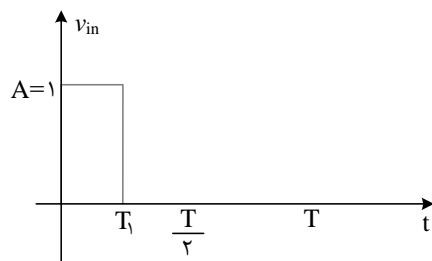
#### ۲-۳. استانداردهای سیگنال لورن

سیگنال لورن به دو بخش تقسیم می‌شود و برای هر یک از این قسمت‌ها قیودی در نظر می‌گیرند. بخش اول «لبه‌های پیشرو» شامل محدوده زمانی از صفر تا بیشینه دامنه سیگنال (۶۵μs)

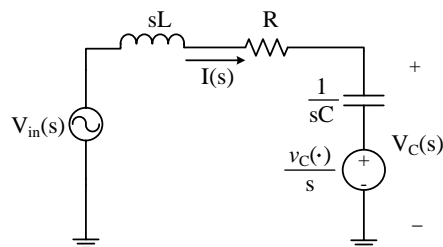
<sup>۱</sup> Top Loaded Monopole

<sup>۲</sup> Silicon-Controlled Rectifier

عبوری و بار معادل با آنتن، عرض پالس لازم برای رسیدن به دامنه مورد نیاز در هر نیم‌سیکل استخراج خواهد شد. به بیان ساده‌تر، با اعمال یک پالس ولتاژ به یک بار RLC، با توجه به فرکانس تشدید یک جریان سینوسی میراشونده در آن جاری می‌شود و چنانچه لازم باشد دامنه سیگنال به‌جای میراشوندگی، حالت فزاینده‌گی داشته باشد ضروری است یک پالس هم‌فاز در سیکل‌های دیگر به بار اعمال شود که در این‌بین باید ولتاژ اولیه (حالت صفر) مدار -ناشی از ولتاژ اعمال‌شده در پالس قبلی- در لحظه اعمال هر پالس مدنظر قرار گیرد. با این توضیحات شکل (۶) پالس در نظر گرفته شده برای اعمال در نیم‌سیکل اول و شکل (۷) مدار معادل در نظر گرفته شده برای محاسبه عرض هر یک از پالس‌ها را در حوزه لاپلاس نشان می‌دهد.



شکل ۶. پالس اعمال‌شده در نیم‌سیکل اول



شکل ۷. مدار در نظر گرفته‌شده برای محاسبه عرض هر یک از پالس‌ها با توجه به شکل (۶) رابطه ولتاژ ورودی و تبدیل لاپلاس آن به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$v_{in}(t) = u(t) - u(t - T_1) \quad \leftrightarrow \quad V_{in}(s) = \frac{1}{s}(1 - e^{-T_1 s}) \quad (2)$$

از رابطه اخیر، جریان عبوری از مدار و ولتاژ دو سر خازن شکل (۷) در حوزه لاپلاس به‌صورت زیر قابل استخراج است:

$$I(s) = \frac{1 - v_C(s) - e^{-T_1 s}}{L \left[ \left(s + \frac{R}{2L}\right)^2 + \left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}\right) \right]} \quad (3)$$

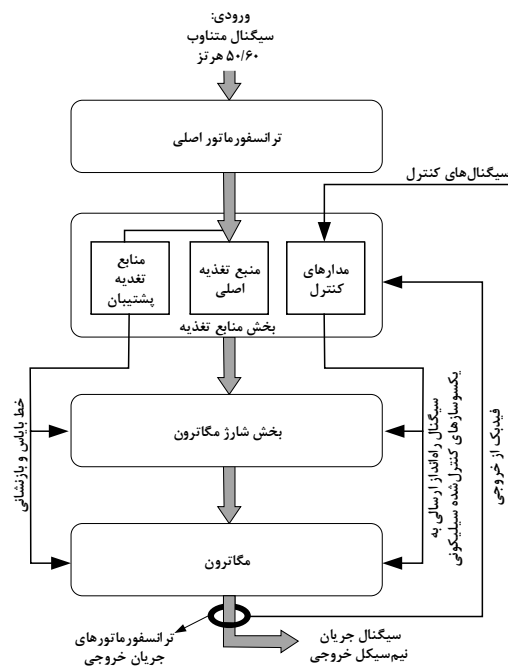
$$V_C(s) = V_1(s)(1 - e^{-T_1 s}) - v_C(s) + \frac{v_C(s)}{s} \quad (4)$$

پس:

$$v_C(t) = v_1(t) - v_1(t - T_1) + v_C(s) \cdot [u(t) - v_1(t)] \quad (5)$$

بر این روش، در عین وجود مزیت موازی‌سازی ساده طبقات برای رسیدن به توان مطلوب، عیوبی مانند راندمان پائین، اندازه بزرگ و انعطاف‌پذیری کم مشاهده می‌شود.

از سال ۲۰۰۰ به بعد شرکت‌های دیگری برای ساخت فرستنده‌های سامانه لورن به روش سوئیچینگ دست‌به‌کار شدند که معروف‌ترین آن‌ها شرکت ناتل است [۱۲ و ۱۵]. مبنای کار این شرکت به‌کارگیری تقویت‌کننده‌های سوئیچینگ مبتنی بر مدولاسیون دامنه است. در این ساختار تعداد مشخصی تقویت‌کننده سری شده توسط ترانسفورماتور وجود دارد و با توجه به انرژی موردنیاز در هر نیم‌سیکل، تعدادی از این تقویت‌کننده‌ها روشن خواهند شد. مزیت‌های مهم این روش انعطاف‌پذیری، راندمان بالا و حجم نسبتاً کوچک است. معایب آن‌هم وابستگی طبقات به یکدیگر در ایجاد سیگنال لورن، وابستگی دقت سیگنال به تعداد طبقات، نویز EMI نسبتاً بالا و نیاز به روش‌های موازی‌سازی پیچیده است.



شکل ۵. بلوک دیاگرام مولد HCG [۱۳]

#### ۴. استخراج عرض پالس در فرستنده مبتنی بر

##### PWM

تولید سیگنال لورن به کمک تقویت‌کننده‌های سوئیچینگ از دو روش قابل پیاده‌سازی است. روش اول که توسط شرکت ناتل مورد استفاده قرار گرفته به‌کارگیری تعدادی تقویت‌کننده کلاس D بر مبنای مدولاسیون دامنه است [۱۲ و ۱۵]. روش دیگر مدولاسیون عرض پالس است که در این مقاله مورد توجه قرار می‌گیرد. برای این منظور با توجه به مشخص بودن جریان

از این رو جریان اولیه سلف برای اعمال در سیکل بعدی صفر خواهد بود ولی باید ولتاژ خازن به عنوان مقدار اولیه نیم سیکل بعدی لحاظ گردد. همچنین حداکثر دامنه جریان در هر نیم سیکل باید در زمان های  $t = T/4 + nT/2$  باشد. بر این اساس با توجه به رابطه (۶) برای نیم سیکل اول با فرض  $T_1 < T/4$  نتیجه می شود که:

$$i\left(\frac{T}{4}\right) = Ke^{-\frac{\alpha T}{4}} \left\{ \underbrace{\left[1 - v_C(\cdot)\right] - e^{\alpha T_1} \sin \beta \left(\frac{T}{4} - T_1\right)}_{*} \right\} \quad (16)$$

چنانچه  $T_1 \geq T/4$  باشد، قسمت دوم رابطه اخیر - که با علامت \* مشخص گردیده - صفر خواهد شد و باید به این موضوع در محاسبه عرض پالس ها توجه شود. با فرض  $m_3 = Ke^{-\alpha T/4}$  از بسط رابطه (۱۶) به ازای  $T_1 < T/4$  می توان به رابطه (۱۷) رسید:

$$i\left(\frac{T}{4}\right) = m_3 \left[ 1 - v_C(\cdot) - e^{\alpha T_1} (\sin \beta \frac{T}{4} \cos \beta T_1 - \sin \beta T_1 \cos \beta \frac{T}{4}) \right] \quad (17)$$

که  $m_3 = 7/174849 \times 10^{-3}$  است. با توجه به این که حداکثر مقدار دامنه جریان در هر نیم سیکل باید در زمان های  $t = nT/2 - T/4 = (2n-1)T/4$  باشد، از رابطه (۱۷) جریان پیشینه هر نیم سیکل به صورت زیر قابل تعمیم است:

$$i\left[(2n-1)\frac{T}{4}\right] = m_3 \left\{ 1 - v_C\left[(n-1)\frac{T}{2}\right] - e^{\alpha T_n} \cos \beta T_n \right\} \quad (18)$$

همان گونه که در قبل هم بیان شد رابطه (۱۸) به ازای  $T_1 < T/4$  صادق است و در غیر این صورت رابطه (۱۹) برقرار می باشد:

$$i\left[(2n-1)\frac{T}{4}\right] = m_3 \left\{ 1 - v_C\left[(n-1)\frac{T}{2}\right] \right\} \quad (19)$$

با توجه به توضیحات داده شده راهبرد محاسبه عرض پالس به این صورت بیان می شود که از رابطه (۱۸) با فرض  $T_n < T/4$  داشتن مقادیر  $i\left[(2n-1)T/4\right]$  و  $v_C\left[(n-1)T/2\right]$  می توان  $v_C(\cdot)$  را به دست آورد. البته باید مقدار اولیه  $v_C(\cdot) = 0$  را برای  $n = 1$  لحاظ نمود. چنانچه فرض صحیح باشد، در ادامه با جایگزینی  $T_n$  در رابطه (۱۵) می توان  $v_C(nT/2)$  را محاسبه کرد و این چرخه را ادامه داد. در غیر این صورت ابتدا  $v_C(nT/2)$  از رابطه (۱۹) محاسبه می شود و با داشتن  $v_C(nT/2)$  و  $v_C\left[(n-1)T/2\right]$  مقدار  $T_n$  از رابطه (۱۵) به دست می آید. این روند در شکل (۸) نشان داده شده است. همچنین شکل (۹) ولتاژ PWM

بر اساس رابطه اخیر و با فرض  $\alpha = R/2L$ ،  $\beta = \sqrt{(1/LC) - (R^2/4L^2)}$  و  $K = 1/L\beta$  رابطه جریان عبوری از مدار و ولتاژ دو سر خازن در حوزه زمان به دست می آید:

$$i(t) = K \left[ 1 - v_C(\cdot) \right] e^{-\alpha t} \sin \beta t u(t) - Ke^{-\alpha(t-T_1)} \sin \beta(t-T_1) u(t-T_1) \quad (6)$$

$$v_1(t) = (1 - e^{-\alpha t} \cos \beta t - \frac{\alpha}{\beta} e^{-\alpha t} \sin \beta t) u(t) \quad (7)$$

در این روابط:

$$K = 7/278 \times 10^{-3}, \alpha = 5/707 \times 10^3, \beta = 6/274 \times 10^5 \quad (8)$$

ولتاژ خازن در لحظه  $t = T/2$  از رابطه (۹) به دست می آید:

$$v_C\left(\frac{T}{2}\right) = v_1\left(\frac{T}{2}\right) - v_1\left(\frac{T}{2} - T_1\right) + v_C(\cdot) \left[ 1 - v_1\left(\frac{T}{2}\right) \right] \quad (9)$$

به ازای ولتاژ اولیه صفر برای خازن در لحظه اعمال پالس اول می توان نتیجه گرفت که:

$$v_1(\cdot) = 0, T = \frac{\pi}{\beta} \Rightarrow v_1\left(\frac{T}{2}\right) = 1 + e^{-\frac{\alpha T}{2}} \quad (10)$$

با توجه به اینکه  $T/2 > T_1$  است، همواره  $u(T/2 - T_1) = 1$  خواهد بود و می توان نوشت:

$$v_1\left(\frac{T}{2} - T_1\right) = 1 + e^{-\alpha\left(\frac{T}{2} - T_1\right)} \cos \beta T_1 - \frac{\alpha}{\beta} e^{-\alpha\left(\frac{T}{2} - T_1\right)} \sin \beta T_1 \quad (11)$$

از روابط (۹-۱۱) نتیجه می شود که:

$$v_C\left(\frac{T}{2}\right) = e^{-\frac{\alpha T}{2}} (1 - e^{\alpha T_1} \cos \beta T_1) + \frac{\alpha}{\beta} e^{-\alpha\left(\frac{T}{2} - T_1\right)} \sin \beta T_1 - v_C(\cdot) e^{-\frac{\alpha T}{2}} \quad (12)$$

بنابراین، با فرض  $m_2 = e^{-\alpha T/2}$  و  $m_3 = \frac{\alpha}{\beta} e^{-\alpha T/2}$

$$v_C\left(\frac{T}{2}\right) = m_2 \left[ 1 - e^{\alpha T_1} \cos \beta T_1 - v_C(\cdot) \right] + m_3 e^{\alpha T_1} \sin \beta T_1 \quad (13)$$

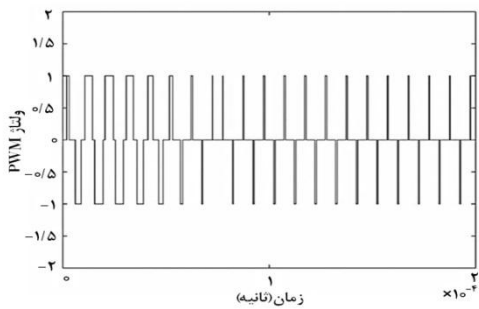
که:

$$m_2 = 0/971868, m_3 = 0/0263 \quad (14)$$

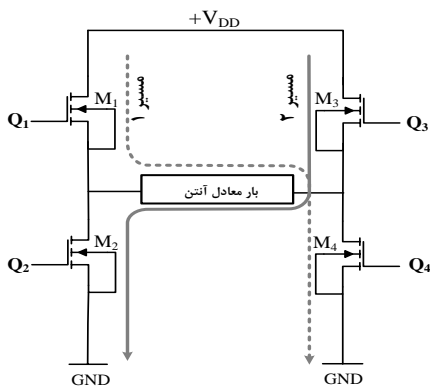
در رابطه اخیر،  $v_C(\cdot)$  ولتاژ خازن در لحظه اعمال ولتاژ در ابتدای نیم سیکل است. بنابراین، ولتاژ اولیه خازن به صورت دائم از رابطه زیر در پایان هر نیم سیکل قابل محاسبه است:

$$v_C\left(n\frac{T}{2}\right) = m_2 \left\{ 1 - e^{\alpha T_n} \cos \beta T_n - v_C\left[(n-1)\frac{T}{2}\right] \right\} + m_3 e^{\alpha T_n} \sin \beta T_n \quad (15)$$

در پایان هر نیم سیکل جریان عبوری از مدار صفر می شود،



شکل ۹. ولتاژ PWM سه سطحی نرمالیزه مورد نیاز برای تحقق جریان لورن در آنتن



شکل ۱۰. تقویت کننده توان کلاس D مورد استفاده در فرستنده لورن

البته در پیاده سازی این ساختار موارد مهمی وجود دارد که در ادامه بیان خواهد شد.

الف- با وجود یک طبقه تنها امکان تأمین توان ناچیزی وجود دارد که مقدار آن بر اساس ولتاژ تغذیه مدار و توان قابل تحمل ترانزیستورها مشخص می شود. با توجه به اینکه در فرستنده مورد نظر توان ۱MW مدنظر قرار گرفته شده است، به طور حتم برای ساخت فرستنده عملیاتی باید تعداد مناسبی از این تقویت کننده ها با یکدیگر ترکیب شوند.

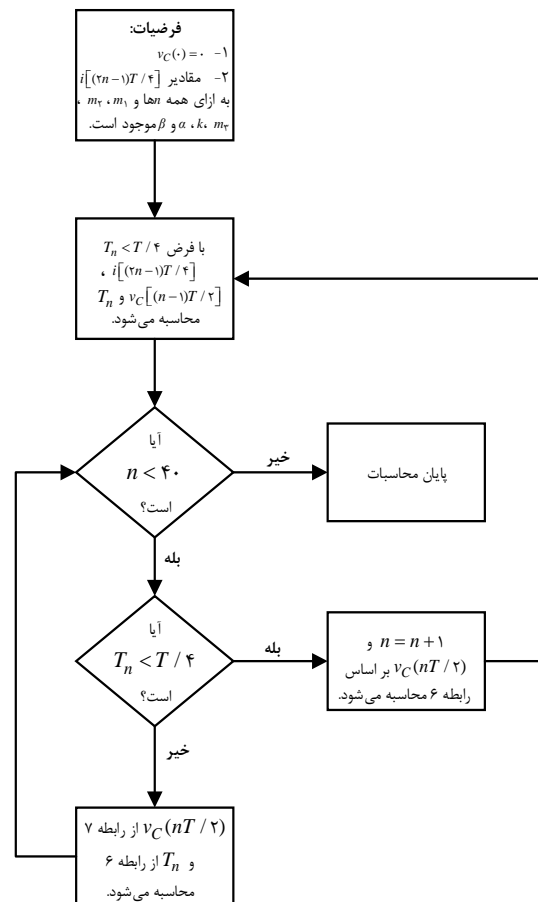
ب- با توجه به زمان های روشن و خاموش شدن ترانزیستورها و دامنه ولتاژ خروجی، حداقل عرض پالس قابل پیاده سازی قابل محاسبه است. از این منظر تعدادی از پالس ها قابل پیاده سازی نیستند و در صورتی که قابل حذف نباشند لازم است راه کارهایی برای جبران و تأمین آن ها پیش بینی شود. این مشکل با راه حل های مختلف از جمله چندسطحی کردن PWM مرتفع می گردد.

ج- در بسیاری از زمان ها همه ترانزیستورهای مدار خاموش هستند. در این صورت با توجه به وجود سلف در بار، مسیر برگشتی برای جریان وجود نخواهد داشت و ولتاژ در پایه های متصل به ترانزیستور از حد مجاز فراتر می رود. برای حل این مشکل، ترانزیستورهای  $M_2$  و  $M_4$  (یا  $M_1$  و  $M_3$ ) به صورت

سطحی به دست آمده تا زمان  $200 \mu s$  را بر مبنای جریان لورن نرمالیزه مطابق با شکل (۲) نشان می دهد.

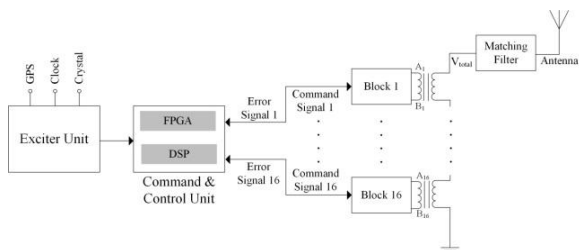
برای پیاده سازی ولتاژ PWM می توان یک طبقه تقویت کننده توان کلاس D را مطابق با شکل (۱۰) به کارگیری کرد [۱۶ و ۲۶]. با توجه به اینکه مسافت های توان سرعت سوئیچینگ مناسب با کمترین مقاومت ممکن در شرایط خواسته شده را تأمین می کنند از این المان مداری به عنوان بازوی سوئیچینگ استفاده شده است.

در این ساختار برای ایجاد PWM مورد نظر زمان روشن و خاموش بودن هر یک از ترانزیستورها مشخص می شود و با کنترل ولتاژ گیت آن ها، ولتاژ مورد نیاز در خروجی به دست می آید. برای این منظور پالس های مثبت از مسیر ۱ و پالس های منفی از مسیر ۲ تأمین می گردند. بر این اساس برای به دست آوردن پالس های مثبت کافی است به ازای زمان های حضور پالس مثبت ترانزیستورهای  $M_1$  و  $M_4$  روشن شوند. همچنین در تأمین ولتاژ منفی باید به ازای زمان های وجود پالس منفی ترانزیستورهای  $M_2$  و  $M_3$  روشن گردند.

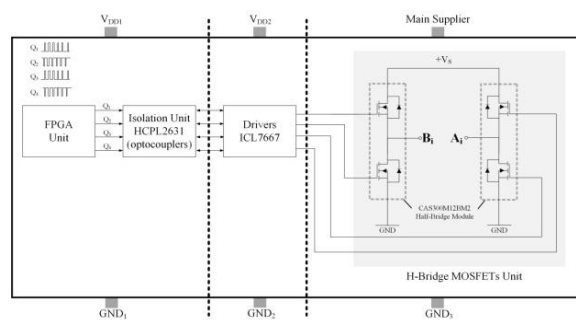


شکل ۸. الگوریتم محاسبه عرض پالس بر اساس روابط بازگشتی

سوئیچینگ مورد استفاده قرار گیرد این ساختار قابل پیاده سازی است. شکل (۱۲) ساختار فرضی با پیکربندی سری کردن طبقات در پیاده سازی آرایش PWM چندسطحی بیان شده و شکل (۱۳) ساختار کلی داخل هر یک از بلوک ها را نشان می دهد.



شکل ۱۲. آرایش مداری در تحقق مولد پالس مبتنی بر PWM



شکل ۱۳. ساختار داخلی هر یک از بلوک ها در مولد PWM

## ۲-۵. بررسی تعداد سطوح PWM

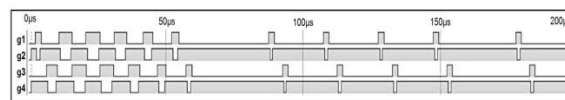
چالش های مهم پیاده سازی ولتاژ شکل (۹) به کمک آرایش مداری نشان داده شده در شکل (۱۳) وجود پالس های با عرض بسیار کوچک و عدم امکان سوئیچینگ ترانزیستورها در این بازه زمانی، خاموش شدن همه ترانزیستورها در زمان های طولانی در کنار وجود بار سلفی و روشن شدن هم زمان ترانزیستورهای  $M_1$  و  $M_2$  یا  $M_3$  و  $M_4$  است که مشکلات دوم و سوم با تنظیم زمان سوئیچینگ ترانزیستورها برطرف می شود ولی عرض پالس های کوچک را نمی توان با این ایده مرتفع کرد.

یکی از روش های حل این مسئله استفاده از PWM چندسطحی است. این کار با انتخاب تعداد سطوح مناسب، انتخاب یک نسبت برای کاهش دامنه و افزایش عرض پالس به همان نسبت انجام می شود. این موضوع در حالی صورت می پذیرد که افزایشی در تعداد المان های بخش قدرت صورت نمی پذیرد. البته برخلاف ایده PWM سه سطحی که هر بلوک به طور مجزا سیگنال لورن را تولید می کند، ترکیب عملکرد بلوک ها منجر به تولید یک ولتاژ PWM با بیش از سه سطح خواهد شد و این وابستگی باید در طراحی مورد توجه قرار گیرد. چنانچه فرضیات زیر برای عرض پالس لحاظ گردد می توان تعداد سطوح را به میزان دلخواه تا رسیدن به مدار بهینه افزایش داد:

متناوب برای افزایش عمر مدار - علاوه بر زمان های تعیین شده در سایر زمان های مجاز هم روشن می شوند. این زمان های مجاز باید به گونه ای انتخاب گردند که ترانزیستورهای  $M_1$  یا  $M_2$  یا  $M_3$  و  $M_4$  به طور هم زمان روشن نباشند.

د- ترانزیستورهای  $M_1$  و  $M_2$  یا  $M_3$  و  $M_4$  نباید به طور هم زمان روشن باشند چراکه در غیر این صورت یک مسیر با مقاومت خیلی کم (در حد میلی اهم بر اساس مشخصات ترانزیستورها) ایجاد می شود که باعث عبور جریان بسیار زیادی از ترانزیستورها و آسیب آن ها می شود. برای رفع این مشکل کافی است عرض پالس های انتخاب شده، حداقل به اندازه زمان روشن و خاموش شدن ترانزیستورها دارای مقدار صفر باشد.

شکل (۱۱) پالس مورد نیاز در پایه های هر یک از ترانزیستورهای  $M_1$  تا  $M_4$  را در نظر گرفتن شرایط مطرح شده نشان می دهد.



شکل ۱۱. پالس اعمال شده به گیت ترانزیستورهای  $M_1$  تا  $M_4$  [۱۶]

## ۵. آرایش پیشنهادی

### ۱-۵. تعداد طبقات

هدف نهایی تحقق توان خروجی ۱MW در فرستنده سامانه لورن است. بنابراین، برای محاسبه ولتاژ مورد نیاز دو سر آنتن ابتدا حداکثر جریان بار از رابطه (۲۰) محاسبه می شود:

$$P_{max} = RI_{max}^2 \Rightarrow \sqrt{M} = \sqrt{2/5} \times I_{max}^2 \Rightarrow I_{max} \cong 632/46A \quad (20)$$

نسبت ولتاژ به جریان بر اساس شبیه سازی صورت گرفته در نرم افزار MATLAB برابر با ۹/۴ است، بنابراین:

$$V_{DD} = 9/4 I_{max} \Rightarrow V_{DD} = 9/4 \times 632/46 \cong 5/95kV \quad (21)$$

بنابراین، باید ولتاژی در حدود ۶kV در دو سر بار تأمین شود و بر اساس میزان ولتاژ قابل تأمین در هر طبقه می توان تعداد طبقات را از تقسیم این دو عدد بر یکدیگر مشخص کرد. چنانچه فرض شود ۱۶ طبقه وظیفه تأمین این ولتاژ را بر عهده دارند، لازم است هر طبقه ۳۷۵V از ولتاژ مذکور را تأمین کند تا توان ۱MW محقق گردد. به عنوان نمونه اگر ماژول ترانزیستور قدرت به شماره CAS300M12BM2<sup>۱</sup> به عنوان بازوی

<sup>۱</sup> این ماژول یک نیم طبقه تقویت کننده کلاس D متشکل از دو ماسفت کانال n است که با توجه به اطلاعات مندرج در دفترچه اطلاعات فنی و نیازهای احصاء شده، قابلیت به کارگیری در تقویت کننده برای تولید سیگنال مورد نیاز را دارد.

پالس ۱ μs می‌توان تمام پالس‌ها را پیاده‌سازی نمود و پس از آن ضرورتی در افزایش تعداد سطوح وجود ندارد.

ب- برای تمام حالت‌ها پارامترهای خطای عبور از صفر در نیم‌سیکل نخست، دوم، سوم و چهارم تا دوازدهم، حداکثر خطای نقاط اوج در ۸ نیم‌سیکل اول، حداکثر خطای نقاط اوج در ۸ نیم‌سیکل‌های نهم تا سیزدهم و متوسط مجموع مربع خطای نقاط اوج در ۸ نیم‌سیکل نخست-که به لبه‌های پیشرو سیگنال مربوط می‌شود (در این بازه پالس‌ها از عرض و دامنه قابل قبولی برخوردار هستند)- در حد قابل قبول و بسیار نزدیک به هم قرار دارد.

ج- پهنای باند با افزایش تعداد سطوح، به مقدار ایده‌آل نزدیک‌تر می‌شود و این مقدار در حالت‌های نه سطحی و یازده سطحی از کمترین خطای ممکن برخوردار است. البته با فرض پذیرش خطای کمتر از ۲۰٪ حالت‌های ۳، ۴ و ۵ نیز قابل قبول هستند.

د- نسبت دامنه در ۵۰۰ μs نسبت به بیشینه دامنه نرمالیزه در حالت‌های ۱ و ۲ از حد مجاز فراتر رفته است. از این رو حداقل تعداد سطوح ۷ خواهد بود و حالت‌های ۳، ۴ و ۵ قابل قبول هستند. بر مبنای نتایج شبیه‌سازی، در جمع‌بندی ابتدایی می‌توان ساختارهای ۷ تا ۱۱ سطحی را به‌عنوان انتخاب اولیه لحاظ نمود. برای ایجاد آرایش‌های با بیش از سه سطح، خروجی بلوک‌ها متفاوت با همدیگر خواهد بود و به‌گونه‌ای برنامه‌ریزی می‌شود که با ترکیب سیگنال خروجی تمام طبقات، سیگنال با تعداد سطوح موردنظر به‌دست آید. البته این موضوع تأثیری بر توان خروجی ندارد و در نهایت توان موردنظر در همه آرایش‌ها قابل حصول است.

### ۵-۳. آرایش PWM یازده سطحی

در تولید PWM یازده سطحی لازم است سطوح ولتاژ خروجی علاوه بر مقادیر اصلی که با  $\pm V$  و ۰ نشان داده می‌شود، شامل  $\pm \frac{V}{2}$ ،  $\pm \frac{V}{4}$ ،  $\pm \frac{V}{8}$  و  $\pm \frac{V}{16}$  هم باشد. برای تحقق این چنین ساختاری کافی است در تأمین  $\pm V$  تمام بلوک‌ها، در تأمین  $\pm \frac{V}{2}$  نیمی از بلوک‌ها، در تأمین  $\pm \frac{V}{4}$  یک‌چهارم بلوک‌ها، در تأمین  $\pm \frac{V}{8}$  یک‌هشتم بلوک‌ها و در تأمین  $\pm \frac{V}{16}$  یک شانزدهم بلوک‌ها روشن شوند. با این رویکرد شکل (۱۴) نحوه ایجاد PWM یازده سطحی با کمک آرایش بلوکی شکل (۱۲) را نشان می‌دهد. همان‌گونه که از این شکل پیداست با ترکیب ۱۶ بلوک امکان تأمین ولتاژ در یازده سطح فراهم خواهد شد.

الف- پالس‌های نیم‌سیکل اول تا چهارم لحاظ می‌گردند و از اثر بقیه پالس‌ها صرف‌نظر می‌شود.

ب- با توجه به ترانزیستورهای موجود و قابل‌استفاده، حداکثر عرض پالس قابل پیاده‌سازی ۴ μs فرض می‌شود.

ج- حداقل عرض پالس قابل پیاده‌سازی ۱ μs است و پالس‌های با عرض کمتر از این مقدار حذف می‌شوند.

د- در هر گام با نصف‌کردن دامنه، عرض پالس دو برابر می‌شود. به‌بیان‌دیگر با هدف افزایش عرض پالس‌های کوچک برای رسیدن به مقدار قابل پیاده‌سازی، با نصف‌کردن دامنه در هر مرحله عرض پالس دو برابر می‌گردد و این کار تا جایی که با فرض محدودیت-های فوق همه پالس‌ها با عرض بیشتر از ۱ μs باشند ادامه پیدا می‌کند. این افزایش منجر به ایجاد یازده سطح خواهد شد. بر اساس دامنه واحد برای ساختار سه سطحی و در نظر گرفتن فرضیات مذکور، مطابق با شکل (۱۴) می‌توان مدار را در پنج حالت زیر در نظر گرفت:

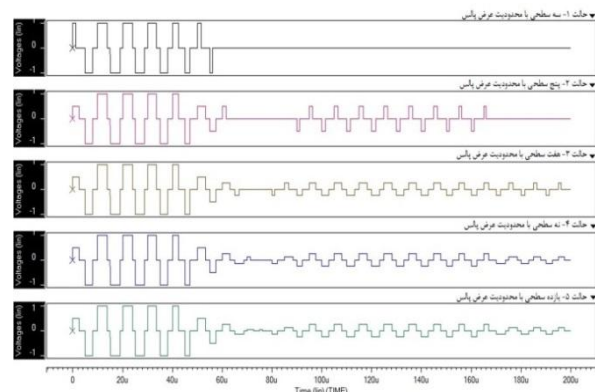
حالت ۱: سه سطحی با دامنه‌های ۱، ۰ و -۱

حالت ۲: پنج سطحی با دامنه‌های ۱، ۰/۵، ۰، -۰/۵ و -۱

حالت ۳: هفت سطحی با دامنه‌های ۱، ۰/۵، ۰/۲۵، ۰، -۰/۲۵، -۰/۵ و -۱

حالت ۴: نه سطحی با دامنه‌های ۱، ۰/۵، ۰/۲۵، ۰/۱۲۵، ۰، -۰/۱۲۵، -۰/۲۵ و -۱

حالت ۵: یازده سطحی با دامنه‌های ۱، ۰/۵، ۰/۲۵، ۰/۱۲۵، ۰، -۰/۱۲۵، -۰/۲۵، -۰/۱۲۵ و -۱



شکل ۱۴. حالت‌های PWM سه تا یازده سطحی قابل پیاده‌سازی

پس از استخراج حالت‌های موجود باید PWM حاصل به بار معادل با آنتن اعمال گردد و با تحلیل نتایج یک حالت بهینه برای ساخت پالس لورن پیشنهاد شود. با اعمال پالس‌های نشان داده‌شده در شکل (۱۵) می‌توان پارامترهای حاصل را مطابق با آنچه در جدول (۱) آمده است بیان کرد. نتایج تحلیل این جدول به‌صورت زیر قابل بیان است:

الف- در حالت یازده سطحی (حالت ۵) با فرض حداقل عرض



پارامترهای حاصل از تحلیل هر یک از این آرایش‌ها مطرح گردید. در نهایت مشخص شد آرایش PWM یازده سطحی می‌تواند بدون حذف هیچ‌یک از پالس‌ها، با تأمین استانداردهایی مانند افت دامنه در  $500 \mu s$  نسبت به بیشینه دامنه به میزان  $0.0014$ ، متوسط مجموع مربع خطای نقاط اوج در ۸ نیم‌سیکل نخست به میزان  $0.009$  و پهنای باند  $5 kHz$  تمام خواسته‌های مطلوب در تولید سیگنال لورن را برآورده سازد. از مزایای این روش، امکان طراحی و ساخت فرستنده تاکتیکی با توان کم، کاهش وابستگی شکل سیگنال به تعداد طبقات، بهبود پارامترهای سیگنال لورن، حجم کوچک، انعطاف‌پذیری بسیار زیاد و راندمان بالا است. البته برای مدل در نظر گرفته شده به‌جز مواردی مانند پیکربندی ساخت، انتخاب قطعات مداری و هم‌زمان‌سازی سامانه که در این پژوهش مورد توجه قرار گرفته است، لازم است در طراحی نمونه مهندسی موارد دیگری مانند اثر حذف ناخواسته هر یک از بلوک‌های تقویت‌کننده، اثر تغییرات بار ناشی از عوامل محیطی مانند رطوبت، فشار، دما و لرزش پالس<sup>۱</sup> بر پارامترهای سیگنال لورن بررسی و لحاظ گردد که برای ادامه پژوهش پیشنهاد می‌شود.

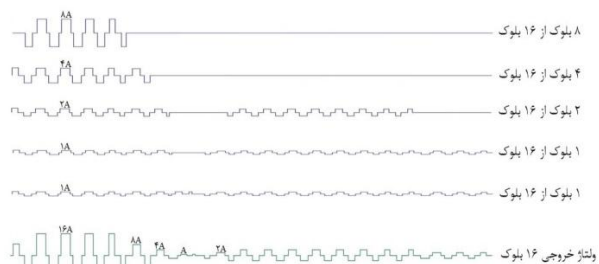
### ۷. مراجع‌ها

- [1] Nunes, F. D.; Sousa, F. M. G. "GNSS Blind Interference Detection Based on Fourth-Order Autocumulants"; IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2016, 52, 2547-2586.
- [2] Wildemeersch, M.; Slump, C. H.; Rabbachin, A. "Acquisition of GNSS Signals in Urban Interference Environment"; IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2014, 50, 1078-1091.
- [3] Axelle, E.; Eklof, F. M.; Johansson, P.; Alexandersson, M.; Akos, D. M. "Jamming Detection in GNSS Receivers: Performance Evaluation of Field Trials"; Navigation 2015, 62, 73-82.
- [4] Motella, B.; Presti, L. L. "Methods of Goodness of Fit for GNSS Interference Detection"; IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2104, 50, 1690-1700.
- [5] Abdizadeh, M.; Curran, J. T.; Lachapelle, G. "New Decision for GNSS Acquisition in the Presence of CW Interference"; IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2014, 50, 2794-2806.
- [6] Johnson, G.; Shalaev, R.; Hartnett, R.; Swaszek, P.; Narins, M. "Can Loran Meet GPS Backup Requirements?"; IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2005, 20, 3-12.
- [7] Johnson, G. W.; Swaszek, P. F.; Hartnett, R. J.; Shalaev, R.; Wiggins, M. "An Evaluation of eLoran as a Backup to GPS"; IEEE Conf. Technologies for Homeland Security 2007, 95-100.
- [8] Lili, Z.; Xi, X.; Zhang, J.; Pu, Y. "A New Method for Loran-C ASF Calculation over Irregular Terrain"; IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2013, 49, 1738-1744.
- [9] Bayat, M.; Madani, M. H. "Analysis and Simulation of a Hybrid Filter to Cancel Cross Rate Interference in Loran System"; Advanced Defence Sci. & Technol. 2017, 4, 51-60.

<sup>1</sup> Jitter

جدول ۱. تحلیل پارامترهای سیگنال لورن ناشی از اعمال PWM سه تا یازده سطحی

پارامتر	تعداد سطوح				
	۲	۳	۴	۵	۶
نسبت دامنه در $500 \mu s$ نسبت به بیشینه دامنه	۰/۰۰۱۴	۰/۰۰۲	۰/۰۰۰۳	۰/۰۰۳۸	۰/۰۰۶۷
حداکثر خطای عبور از صفر در نیم‌سیکل نخست (ns)	۶۱۱۱۵	۶۱۱۱۵	۶۱۱۱۵	۶۱۱۱۵	۱۳۰۸۶
حداکثر خطای عبور از نیم‌سیکل دوم (ns)	۴۸۹	۴۸۹	۴۸۹	۴۸۹	۶۴۹
حداکثر خطای عبور از صفر در نیم‌سیکل سوم (ns)	۳۵۸	۳۵۸	۳۵۸	۳۵۸	۳۳۴
حداکثر خطای عبور از صفر در نیم‌سیکل چهارم تا دوازدهم (ns)	۱۶۶	۱۶۶	۱۶۶	۱۶۶	۳۲۲
پهنای باند (kHz)	۵	۵	۴	۳/۹	۳/۱
متوسط مجموع مربع خطای نقاط اوج در ۸ نیم‌سیکل نخست (MMSE)	۰/۰۰۹	۰/۰۰۹	۰/۰۰۹	۰/۰۰۹	۰/۰۰۹
حداکثر خطای نقاط اوج در ۸ نیم‌سیکل نخست	۰/۰۰۳۳۱	۰/۰۰۳۳۱	۰/۰۰۳۳۱	۰/۰۰۳۳۱	۰/۰۰۳
خطای نقاط اوج در نیم‌سیکل نهم تا سیزدهم	۰/۰۰۳	۰/۰۰۳	۰/۰۰۳	۰/۰۰۱	۰/۰۰۳۵
تعداد پالس‌های حذف‌شده	۰	۱	۲	۱۱	۲۸
میانگین عرض پالس‌ها در بین پالس‌های قابل پیاده‌سازی (ns)	۲/۸۳۱	۲/۸۱۳	۲/۵۹۱	۲/۱۱۵	۲/۵۲۸



شکل ۱۵. نحوه ایجاد PWM یازده سطحی با ترکیب ۱۶ بلوک تقویت‌کننده توان کلاس D

### ۶. نتیجه‌گیری

به‌کارگیری ترکیبی از تقویت‌کننده‌های کلاس D و ترکیب آن‌ها با لحاظ کردن مدولاسیون عرض پالس یکی از روش‌های عملی ساخت فرستنده لورن است که به‌عنوان یک نوآوری در این مقاله مورد توجه قرار گرفت. در آرایش پیشنهادی این مقاله توپولوژی طراحی یک فرستنده  $1 MW$  برای به‌کارگیری در سامانه موقعیت‌یاب زمین پایه با ترکیبی از ۱۶ بلوک تقویت‌کننده بیان شد و با توسعه آن چگونگی ایجاد PWM سه تا یازده سطحی و

- [19] Xiaoli, Xi; Zhou, L.; Zhang, J.; Liu, J.; Wang, L. "Combined IE-FDTD Algorithm for Long-Range Loran-C Ground-Wave Propagation"; IEEE Trans. Antennas Propag. 2012, 60, 3802-3808.
- [20] Liatos, P.; Hussein, A. M. "Characterization of 100-kHz Noise in the Lightning Current Derivative Signals Measured at the CN Tower"; IEEE Trans. Electromagn. Compat. 2005, 47, 986-997.
- [21] Dean, C. B. "Automatic Pulse Sharpening with the AN/FPN-42 and AN/FPN-44A Loran-C Transmitters"; Master's Thesis, Naval Postgraduate School, 1992.
- [22] Bayat, M.; Madani, M. H. "Loran Phase Code Revisited for Continuous Wave Interference Cancellation"; IET Sci. Measurement & Tech. 2017, 11, 322-330.
- [23] Arthur, H.; Gerard, O.; Chris, S.; Charles, S. "Design and Performance of a Low Frequency Time and Frequency Dissemination Service"; Proc. Int. Meeting, FAA APNT Public 2013, 75-84.
- [24] Helwig, A.; Offermans, G.; Schue, C. "Low Frequency (LF) Solutions for Alternative Positioning, Navigation, Timing and Data (APNT&D) and Associated Receiver Technology"; Proc. Int. Meeting, ION 2011, 166-183.
- [25] Narins, M. "Alternative Positioning, Navigation, and Timing Initiative Assumptions and Requirements"; Proc. Int. Meeting, FAA APNT Public 2010, 41-49.
- [26] Tu, Y. J.; Jong, T. L.; Liaw, C. M. "Development of a Class-D Audio Amplifier with Switch Mode Rectifier Front-end and its Waveform Control"; IET Power Electronics 2011, 4, 1002-1014.
- [10] Helwig, A.; Offermans, G.; Stout, C.; Schue, C. "Next Generation Low Frequency Solutions for Alternative Positioning, Navigation, Timing, and Data(PNT&D) Services and Associated Receiver Technology"; Proc. Int. Meeting, ION 2012, 1221-1232.
- [11] Zhou, L. L.; Xi, X. L.; Liu, J. F.; Yu, N. M. "LF Ground Wave Propagation Over Irregular Terrain"; IEEE Trans. Antennas Propag. 2011, 59, 1254-1260.
- [12] Tim, H. "Next Generation LF Transmitter for (e)Loran Systems"; Nautel Limited. 2008.
- [13] Inside GNSS "UrsaNav to Buy Megapulse Assets Including Loran-C and GPS Backup Candidate eLoran"; <http://insidegnss.com/ursanav-to-buy-megapulse-assets-including-loran-c-and-gps-backup-candidate-eloran>, 2013.
- [14] Fox, J. E. "Performance Study of the Loran-C System in the Presence of Wideband Interference"; Master's Thesis, University of Tennessee, Knoxville, 2006.
- [15] Ecker, W. "Loran-C User Handbook"; Technical Report, Office of Navigation Safety and Waterway Services, 2006.
- [16] Khorrami, A.; Afifi, A.; Amiri, P.; Aghazade, T. "Design and Fabrication of a Loran Pulse Based on PWM Method for LPS Navigation System"; Radar 2014, 2, 51-58.
- [17] Wei, X.; Yan, L.; Qing, L. "Loran-C Synchronous Interference Suppression Using Improved Adaptive Algorithms"; IEEE Trans. Audio, Speech, Language Process. 2007, 57, 47-49.
- [18] Yinbing, Z.; Xu, J.; Qiu, T.; Cui, G. "Synchronous Carrier Wave Interference Suppression Based on Accumulation and Average in Loran-C"; Ninth IEEE Int. Conf. on Electronic Measurement & Instruments, 2009.