

استخراج پیام در استاندارد پالس نهم سیستم ناوبری eLoran

مهری لطفعلی زاده، مرتضی شفیع و محمدباقر نظافتی

مشابه مدولاسیون دامنه (AM) را به صورت تقسیم زمانی (TDMA) ارسال می‌کند. گیرنده‌های سامانه نیز در بخش‌های دریایی، هوایی و زمینی، موقعیت خود را با دریافت و مقایسه امواج رادیویی ارسال شده از فرستنده‌های ثابت به دست می‌آورند. استاندارد لورن بهبود یافته (eLoran) برای افزایش قابلیت‌های سیستم Loran-C که آخرین نسخه بدون کانال داده از لورن است، توسعه یافته و در آن، کانال داده (LDC) نیز با نرخ محدود به سیگنال فرستنده اضافه شده است [۶] تا [۸].

اگرچه مدولاسیون داده در سیستم‌های مخابراتی روش‌های مختلفی دارد، ولی فقط برخی از آنها برای سیستم لورن مناسب است. در سیستم لورن، مدولاسیون داده باید با ساختار فرستنده سازگار بوده و قابلیت‌های ناوبری و زمان‌بندی سیستم را حفظ کند و از طرف دیگر با سیستم‌های قدیمی‌تر نیز سازگار باشد. برای این منظور سه روش مدولاسیون قابل استفاده هستند. روش اول IFM^۱ نامیده می‌شود که در آن برای ایجاد شیفت فاز، فرکانس پالس‌ها تغییر می‌کند. اگرچه این روش نرخ انتقال داده و عملکرد خطای خوبی دارد، پیاده‌سازی آن در فرستنده‌های لورن چالش‌برانگیز است [۹]. روش دوم، مدولاسیون مکان پالس (PPM)^۲ است. در این روش شیفت محدود زمانی در مکان پالس مجاز است و بنابراین نرخ انتقال داده محدودی دارد. استاندارد اروپایی انتقال داده eLoran که یوروفیکس^۳ نامیده می‌شود، بر مبنای روش مدولاسیون ۳S-PPM یا PPM سه‌حالتی^۴ روی پالس‌های سوم تا هشتم هر فرستنده است. در روش سوم که SIM^{۱۰} نامیده می‌شود، پالس‌های جدیدی به سیستم اضافه شده و انتقال داده به یکی از دو روش بیان شده انجام می‌گردد. اشکال این روش ناسازگاری آن با سیستم‌های قدیمی‌تر است [۱۰] تا [۱۳].

استاندارد آمریکایی انتقال داده eLoran که استاندارد پالس نهم نامیده می‌شود، با اضافه کردن یک پالس پس از پالس هشتم و بر مبنای روش مدولاسیون ۳۲S-PPM یا PPM ۳۲ حالتی تعریف شده است [۱۴] و [۱۵]. در سیستم eLoran داده‌های محدود که به صورت پیام‌های مختلف تعریف شده، قابل انتقال است. این پیام‌ها به منظور انتقال زمان هماهنگ جهانی^{۱۱} (UTC)، بهبود دقت موقعیت‌یابی، شناسایی فرستنده و ... به کار می‌روند. فرستنده پیام‌ها را تولید و در کانال داده برای گیرنده ارسال می‌کند. گیرنده نیز به منظور دریافت پیام و استفاده از آن باید داده را استخراج نماید [۱۶] و [۱۷].

چکیده: در سیستم لورن بهبود یافته (eLoran) مبتنی بر پالس نهم، به منظور افزودن سازوکار انتقال داده به سیستم ناوبری، پالسی به گروه پالس‌های ناوبری افزوده شده که حاوی پیام است. استخراج پیام از سیگنال لورن شامل دو مرحله محاسبه تأخیر زمانی پالس داده نسبت به محل اصلی آن و کدبرداری داده است. در این مقاله روشی برای استخراج پیام سیگنال لورن در استاندارد پالس نهم پیشنهاد شده است. برای این منظور تأخیر زمانی پالس داده در دو مرحله شیفت پوش و شیفت فاز با استفاده از فیلترهای منطبق و تأخیر کسری محاسبه می‌شود. سپس کدبردار رید سولومون (RS) بر روی سمبل‌ها اعمال و نهایتاً پیام استخراج می‌گردد. همچنین در مقاله به منظور بهبود تخمین تأخیر پالس، به خصوص در محیط‌های نویزی و در حضور تداخلات، پالس مرجع به صورت میانگین هشت پالس قبل از پالس داده پیشنهاد شده و به این ترتیب پالس مرجع برای استخراج هر سمبل متفاوت خواهد بود. مطابق نتایج ارزیابی، نرخ خطا قبل از کدبرداری حدود ۰/۰۸ تا ۰/۰۳ در نسبت سیگنال به نویزهای ۷ تا ۱۵ دسی‌بل است که بعد از تصحیح خطای کدبرداری به طور محسوسی کاهش می‌یابد.

کلیدواژه: پالس نهم، شیفت پوش، شیفت فاز، لورن بهبود یافته (eLoran)، مدولاسیون مکان پالس (PPM).

۱- مقدمه

سیستم موقعیت‌یابی، ناوبری و زمان‌بندی^۱ (PNT) از زیرساخت‌های کلیدی هر کشوری است. ناوبری لورن^۲ (Loran)، یکی از سیستم‌های PNT زمینی با دقت مناسب است که دارای مزایای انتشار در فواصل بسیار طولانی، فرکانس کاری کم (۱۰۰ کیلوهرتز) و توان ارسالی بالا (از چند صد کیلووات تا چند مگاوات) می‌باشد [۱] و [۲]. گرچه با توسعه سامانه‌های ناوبری ماهواره‌ای^۳ GNSS، ناوبری‌های زمینی به تدریج برتری خود را از دست دادند، اما در دهه‌های اخیر با ظهور جنگ‌های نوین الکترونیک مانند جنگ ناوبری و جنگ زمان‌بندی و همچنین آشکار شدن آسیب‌پذیری GNSS نسبت به اختلال و فریب، کشورهای توسعه‌یافته ناوبری زمینی خود را ارتقا داده و به عنوان پشتیبان سامانه‌های GNSS مورد استفاده قرار می‌دهند [۳] تا [۵]. لورن، یک سامانه ناوبری رادیویی با مجموعه‌ای از فرستنده‌های پرتوان زمینی می‌باشد که سیگنال‌های

این مقاله در تاریخ ۲۴ اسفند ماه ۱۴۰۲ دریافت و در تاریخ ۳۱ شهریور ماه ۱۴۰۳ بازنگری شد.

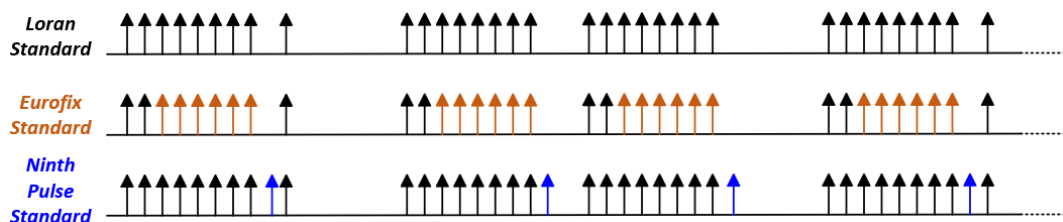
مهری لطفعلی زاده، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک‌اشتر، تهران، ایران، (email: lotfalizadeh@mut.ac.ir).

مرتضی شفیع (نویسنده مسئول)، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک‌اشتر، تهران، ایران، (email: mshafiee@mut.ac.ir).

محمدباقر نظافتی، پژوهشگاه دانش‌های بنیادی، تهران، ایران، (email: nezafati@ipm.ir).

4. Enhanced Loran
5. Loran Data Channel
6. Intra-Pulse Frequency Modulation
7. Pulse Position Modulation
8. Eurofix
9. Tri-State PPM
10. Supernumerary Inter-Pulse Modulation
11. Coordinated Universal Time

1. Positioning, Navigation, and Timing
2. LORAN RANGe Navigation
3. Global Navigation Satellite Systems



شکل ۱: مقایسه استانداردهای Loran-C، یوروفیکس و پالس نهم.

رفته است. در روش دوم از همبستگی منطبق $(MC)^6$ بر روی پالس مرجع اول و پالس‌های حاوی داده استفاده می‌شود. در هر دو روش با مقایسه فاز خروجی توابع همبستگی با مقادیر آستانه، داده دمدوله شده است.

در [۲۴] دو پیاده‌سازی مختلف از روش فیلتر منطبق برای دمدولاسیون داده استاندارد یوروفیکس بیان شده است. در هر دو پیاده‌سازی، فیلتر منطبق بر اساس پالس‌های بدون تأخیر، با تأخیر و با تقدم مورد استفاده قرار گرفته و پالس حاوی داده پس از عبور از فیلترهای مذکور، نمونه‌برداری می‌شود. در روش اول با انتخاب حداکثر مقدار در خروجی فیلتر، داده دمدوله می‌شود؛ اما در روش دوم در خروجی فیلتر، تابع احتمالات برای مقادیر مختلف بیت‌ها محاسبه و با مقایسه نسبت احتمالات لگاریتمی، داده دمدوله می‌گردد.

در [۲۵] یک الگوریتم یادگیری عمیق برای پیش‌بینی داده سیگنال eLoran پیشنهاد شده که در آن با تبدیل سیگنال یک‌بعدی به تصویر دوبعدی و استفاده از شبکه CNN^۷، داده شناسایی شده است.

روش‌های ارائه‌شده در مراجع مذکور بر روی کانال داده با استاندارد یوروفیکس اعمال شده که سیگنال‌دهی متفاوتی با استاندارد پالس نهم که در این مقاله مورد نظر است، دارد. در این مقاله با توجه به استفاده از استاندارد پالس نهم در سامانه لورن بسیاری از مناطق، روش نوینی برای استخراج پیام در استاندارد پالس نهم پیشنهاد داده‌ایم.

۳- استاندارد داده پالس نهم

سامانه ناوبری eLoran زنجیره‌ای از یک فرستنده اصلی^۸ و چندین فرستنده ثانویه (پیرو^۹) است و در آن سیگنال فرستنده‌ها به صورت رشته پالسی متناوب با دوره تناوب PCI^{10} برابر با $2GRI$ ارسال می‌شود که در آن GRI دوره تناوب گروهی^{۱۱} نامیده شده و ضریبی از 10 میکروثانیه است. هر دوره دارای دو گروه پالس A و B با فاصله زمانی GRI بوده و هر گروه دارای 8 (در فرستنده ثانویه) یا 9 (در فرستنده اصلی) پالس ناوبری می‌باشد [۲۶]. در استاندارد یوروفیکس، پالس‌های سوم تا هشتم هر فرستنده برای ارسال داده استفاده شده و با تأخیر 1 میکروثانیه، تقدم 1 میکروثانیه یا بدون تأخیر و تقدم ارسال می‌شوند. در استاندارد پالس نهم که توسط انجمن بین‌المللی SAE^{۱۲} در سال 2018 استاندارد شده است [۲۷]، به‌منظور جداسازی سازوکار انتقال داده از ناوبری، یک پالس به پالس‌های ناوبری افزوده شده که حاوی داده‌های مورد نیاز بوده و کاربرد ناوبری ندارد. در شکل 1 استاندارد پالس نهم با استانداردهای یوروفیکس

در این مقاله روش جدیدی برای استخراج پیام‌های ارسالی در گیرنده با استاندارد پالس نهم پیشنهاد شده است. بررسی‌ها نشان می‌دهند که روش پیشنهادی در محیط‌های نویزی دارای عملکرد مناسبی است.

در بخش دوم، فعالیت‌های پیشین مرتبط با مقاله بررسی شده است. استاندارد پالس نهم و خصوصیات پالس حاوی داده در بخش سوم معرفی می‌شود. در بخش چهارم نیز روش پیشنهادی مقاله جهت استخراج پیام، ارائه و در بخش پنجم نتایج حاصل از پیاده‌سازی روش پیشنهادی، بررسی و ارزیابی شده است. در نهایت مقاله با بخش جمع‌بندی و پیشنهادهایی برای ادامه کار در بخش ششم خاتمه می‌یابد.

۲- فعالیت‌های مرتبط

در بیشتر مطالعات حوزه لورن، توجه زیادی به تشخیص محل عبور از صفر پالس‌ها و حذف تداخلات شده است [۱۸] و [۱۹]. با این حال با اضافه‌شدن کانال داده، دمدولاسیون سیگنال و استخراج پیام اهمیت بیشتری پیدا کرده است.

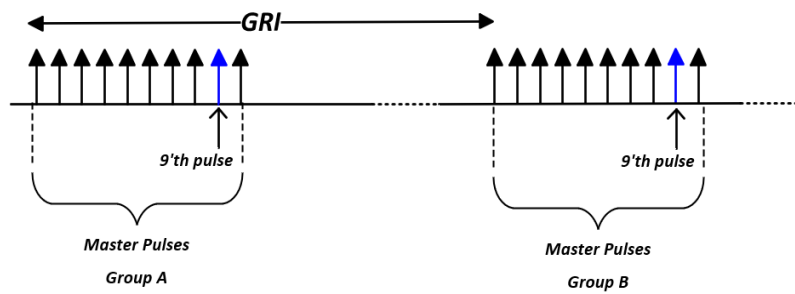
در [۲۰] دو روش PPM و IFM برای انتقال داده در سیستم لورن معرفی و فیلتر منطبق^۱ برای دمدولاسیون کانال داده لورن پیشنهاد شده است. تحلیل‌ها روی سیگنال M تایی انجام شده و منحنی نرخ احتمال خطای بیت به دست آمده است. روش پیشنهادی این مرجع برای دمدولاسیون داده استاندارد یوروفیکس از فیلترهای منطبق روی سیگنال بدون تأخیر، سیگنال‌های با تأخیر 1 میکروثانیه و سیگنال‌های با تقدم 1 میکروثانیه استفاده کرده و با مقایسه خروجی فیلترها در لحظه نمونه‌برداری، داده دمدوله شده و همچنین کران خطای روش در کانال گوسی به صورت تحلیلی به دست آمده است. در [۲۱] سیستم دمدولاسیون بیان شده در [۲۰] توسعه یافته و روش SIM نیز مورد استفاده قرار گرفته است. همچنین اثر تداخلات بین زنجیره‌های^۲ و موج آسمانی^۳ در عملکرد دمدولاسیون‌های بیان‌شده، تحلیل گردیده است.

در [۲۲] از تکنیک مقایسه فاز برای دمدولاسیون داده استاندارد یوروفیکس استفاده شده که در آن فاز نمونه‌های دو پالس اول به عنوان مقادیر مرجع استفاده گردیده است. سپس فاز پالس‌های حاوی داده با فاز پالس‌های مرجع مقایسه و بر اساس آن داده‌ها دمدوله می‌شوند.

در [۲۳] دو روش مختلف برای دمدولاسیون داده یوروفیکس ارائه شده و روش دمدولاسیون مناسب‌تر برحسب سطح نویز انتخاب می‌شود. در روش اول از همبستگی متقابل^۴ بین پالس اول و پالس‌های داده استفاده شده و پردازش متوسط متحرک^۵ (MA) قبل از تابع همبستگی به کار

6. Matched Correlation
7. Convolutional Neural Network
8. Master
9. Slave
10. Phase Code Interval
11. Group Repetition Interval
12. Society of Automotive Engineers

1. Matched Filter
2. Cross Rate Interference
3. Sky Wave Interference
4. Cross Correlation
5. Moving Average



شکل ۲: محل پالس نهم در سیگنال‌های فرستنده اصلی.

جدول ۲: تأخیر سمبل‌ها در دو حالت ایده‌آل و پالس ساعت ۵ MHz.

سمبل	t_d ایده‌آل	t_d واقعی (۵ MHz)	سمبل	t_d ایده‌آل	t_d واقعی (۵ MHz)
۰	۰	۰	۱۶	۱۰۱٫۲۵	۱۰۱٫۲
۱	۱٫۲۵	۱٫۲	۱۷	۱۰۲٫۵	۱۰۲٫۶
۲	۲٫۵	۲٫۶	۱۸	۱۰۳٫۷۵	۱۰۳٫۸
۳	۳٫۷۵	۳٫۸	۱۹	۱۰۵	۱۰۵
۴	۵	۵	۲۰	۱۰۶٫۲۵	۱۰۶٫۲
۵	۶٫۲۵	۶٫۲	۲۱	۱۰۷٫۵	۱۰۷٫۶
۶	۷٫۵	۷٫۶	۲۲	۱۰۸٫۷۵	۱۰۸٫۸
۷	۸٫۷۵	۸٫۸	۲۳	۱۱۰	۱۱۰
۸	۱۰٫۰۰	۱۰٫۰۶	۲۴	۱۱۱٫۲۵	۱۱۱٫۸
۹	۱۱٫۲۵	۱۱٫۸	۲۵	۱۱۲٫۵	۱۱۲٫۲
۱۰	۱۲٫۵	۱۲٫۲	۲۶	۱۱۳٫۷۵	۱۱۳٫۴
۱۱	۱۳٫۷۵	۱۳٫۴	۲۷	۱۱۵	۱۱۵٫۶
۱۲	۱۵٫۰۰	۱۵٫۰۶	۲۸	۱۱۶٫۲۵	۱۱۶٫۸
۱۳	۱۶٫۲۵	۱۶٫۰۸	۲۹	۱۱۷٫۵	۱۱۷٫۲
۱۴	۱۷٫۵	۱۷٫۰۲	۳۰	۱۱۸٫۷۵	۱۱۸٫۴
۱۵	۱۸٫۷۵	۱۸٫۰۴	۳۱	۱۲۰	۱۲۰٫۶

جدول ۳: ساختار پیام‌ها در کانال داده استاندارد پالس نهم.

بیت توازن	محموله داده	نوع پیام	تعداد بیت
۷۵	۴۱	۴	تعداد بیت
۴۵-۱۱۹	۴-۴۴	۰-۳	محل بیت

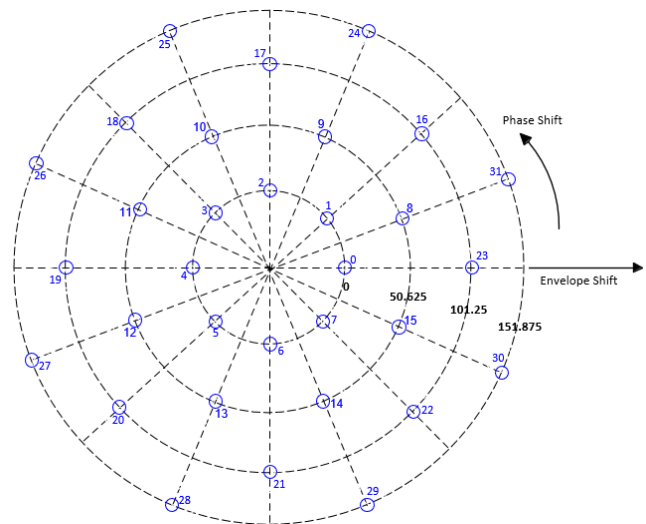
تأخیر شیفت فاز هستند. بنابراین فاصله زمانی سمبل حالت d از سمبل حالت اول ($d=0$) از (۲) به دست خواهد آمد [۳۱]. در واقع تأخیر هر یک از ۸ حالت شیفت فاز (۱٫۲۵ میکروثانیه)، یک سیکل از سیگنال (۱۰ میکروثانیه) را به ۸ قسمت مساوی تقسیم می‌کند. در صورتی که فرستنده از پالس ساعت با فرکانس ۵ MHz استفاده نماید، به دلیل پایین بودن دقت پالس ساعت، مقادیر تأخیرها به نزدیک‌ترین مقدار ممکن گرد می‌شوند. گردش این تأخیرها، مقدار واقعی آنها را با مقدار ایده‌آل متفاوت می‌کند. در این صورت با فرض پالس ساعت ۵ MHz در فرستنده، مقدار شیفت سمبل‌ها مطابق جدول ۲ خواهد بود [۳۱]

$$t_d = T_v \times m + T_r \times n \text{ (}\mu\text{s)} \quad (1)$$

$$t_d = T_v \text{ floor}\left(\frac{d}{\lambda}\right) + T_r \text{ mod}(d, \lambda) \quad (2)$$

۳-۱ انواع پیام

طبق جدول ۳، همه پیام‌های ارسالی دارای طول ثابت ۱۲۰ بیت شامل



شکل ۳: فضای سمبل ۳۲ حالت مدولاسیون PPM.

جدول ۱: کدبندی فاز پالس حاوی داده.

گروه	پالس‌های اصلی	پالس‌های ثانویه
A	++++++	++++++
B	++++++	++++--

و Loran-C مقایسه گردیده است. همان طور که مشاهده می‌شود در سیگنال Loran-C که انتقال پیام وجود ندارد، تمام پالس‌ها در محل اصلی خود ارسال می‌شوند؛ اما در استاندارد یوروفیکس پالس‌های سوم تا هشتم با شیفت فازی متناسب با داده ارسال می‌شوند. در استاندارد پالس نهم، یک پالس، اضافه شده و با یکی از ۳۲ حالت تأخیر فرستاده می‌شود. پالس داده اضافه‌شده که پالس نهم نامیده می‌شود، در شکل ۲ نشان داده شده است [۲۷].

در فرستنده اصلی، پالس اضافه‌شده حداقل ۱۰۰۰ میکروثانیه با پالس هشتم فاصله زمانی دارد و بین دو پالس هشتم و دهم قرار می‌گیرد. در فرستنده‌های ثانویه، پالس اضافه‌شده حداقل ۱۰۰۰ میکروثانیه با آخرین پالس فاصله دارد. بدین ترتیب پالس‌های حاوی اطلاعات ناوبری در هیچ یک از فرستنده‌های اصلی یا ثانویه تغییر نمی‌کند. این پالس داده، مطابق جدول ۱ دارای کدبندی فاز مشابه با پالس هشتم خواهد بود [۲۸] تا [۳۰]. برای مدولاسیون پالس داده، فضای سمبل ۳۲ حالت مطابق شکل ۳ در نظر گرفته می‌شود. این ۳۲ حالت از ۸ شیفت فاز (تأخیر کوچک) و ۴ شیفت پوش (تأخیر بزرگ) سیگنال ایجاد می‌شود. اگر شیفت فاز با $n = 0, 1, \dots, 7$ و شیفت پوش با $m = 0, 1, 2, 3$ نشان داده شوند، تأخیر پالس داده که با t_d نشان داده می‌شود در حالت $d = \lambda m + n$ از (۱) به دست می‌آید که $T_v = 50.625 \mu\text{s}$ تأخیر شیفت پوش و $T_r = 1.25 \mu\text{s}$

جدول ۴: پیام‌های کانال داده لورن.

شماره	کد	توضیحات پیام
۰	۰۰۰۰	تصحیح فاز سایت مرجع
۱	۰۰۰۱	تقویم (تقسیم به پیام فرعی در آینده)
۲	۰۰۱۰	فقط برای استفاده دولتی
۳	۰۰۱۱	فقط برای استفاده دولتی
۴-۱۴	۰۱۰۰-۱۱۱۰	تعریف نشده
۱۵	۱۱۱۱	شناسه ایستگاه و زمان روز

بخش‌های نوع پیام، محموله^۱ داده و بیت‌های توازن هستند. برای تعیین نوع پیام از ۴ بیت استفاده می‌شود و محموله داده ۴۱ بیت است. ۷۵ بیت نیز برای بررسی توازن مورد استفاده قرار می‌گیرد. از آنجا که نرخ بیت به صورت ۵ bits/GRI است، برای انتقال هر پیام به ۲۴ GRI نیاز است [۳۱]. بنابراین نرخ کلی انتقال داده در استاندارد پالس نهم بر حسب تعداد بیت در واحد زمان با (۳) مشخص می‌شود که در آن T_{GRI} طول GRI بر حسب میلی‌ثانیه است

$$R = \Delta(\text{bit}) \times \frac{1000}{T_{GRI}} \text{bps} \quad (3)$$

انتقال هر پیام در طولانی‌ترین GRI که برابر ۹۹/۹۹ میلی‌ثانیه است، حداکثر ۲/۴ ثانیه زمان می‌برد. همچنین با توجه به تخصیص ۴ بیت برای نوع پیام، ۱۶ نوع پیام قابل تعریف است که مطابق جدول ۴، تعدادی از آنها تعریف شده و تعدادی دیگر به صورت تعریف نشده یا رزرو می‌باشند [۳۲] و [۳۳].

۳-۲ تصحیح خطا و همزمان سازی

یکی از بخش‌های مهم استخراج پیام، بخش بررسی توازن است که بدین منظور از کدهای تصحیح خطای FEC^۲ استفاده می‌شود. پیام‌های ارسالی در سمت فرستنده کدگذاری می‌شود. یکی از کدهای مورد استفاده، کد تصحیح خطای بلوکی رید سولومون (RS)^۳ است. این کد برای تصحیح خطاهای پی‌درپی که به علت تداخلات بین زنجیره‌ای به وجود می‌آید، مناسب است. کد RS مورد استفاده سه نقش تصحیح خطا، بررسی صحت پیام دریافت‌شده و همزمان سازی را با هم ایفا می‌کند [۳۴] تا [۳۷]. کد مورد استفاده در این سیستم، $RS(24, 9)$ با چندجمله‌ای مولد $f(x) = x^8 + x^7 + 1$ روی میدان گالوای $GF(2^4)$ است که با حذف ۸ سمبل از کد $RS(31, 16)$ به دست آمده است. در کد تصحیح خطای $RS(31, 16)$ ، سمبل‌ها هبیتی بوده و ۹ سمبل داده (۴۵ بیت) با ۷ سمبل تمام صفر، کد شده و ۱۵ سمبل توازن تولید می‌شود. به عبارت دیگر نرخ واقعی کد ۹/۲۴ است [۳۱] و [۳۷]؛ بنابراین نرخ مؤثر انتقال داده در استاندارد پالس نهم بر حسب تعداد بیت در واحد زمان را می‌توان با (۴) مشخص کرد. این کد قابلیت تصحیح ۷ سمبل خطا یا شناسایی ۱۵ سمبل خطای پاک‌شدگی^۴ را دارد. اگر r تعداد سمبل خطای پاک‌شدگی و e تعداد خطاها باشد، قابلیت تصحیح خطای کد با رابطه کراندار (۵) محدود می‌شود [۳۱]

$$R_e = \Delta(\text{bit}) \times \frac{1000}{T_{GRI}} \times \frac{9}{24} \text{bps} \quad (4)$$

1. Payload
2. Forward Error Correction
3. Reed-Solomon
4. Erasure

$$2e + r \leq 15 \quad (5)$$

از آنجا که کد RS یک کد دوره‌ای است، در صورت شیفت آن، ممکن است پیام به درستی کدبرداری شود، ولی پیام معتبری حاصل نخواهد شد. به عنوان مثال اگر کد به صورت بردار $R1$ ارسال شود، در سمت گیرنده، کد $R1$ به صورت یک کد معتبر ۲۴ سمبلی در نظر گرفته می‌شود که بدون خطا به پیام زمان کدبرداری می‌شود. اما اگر کد فوق به اندازه یک سمبل شیفت پیدا کند، کد $R2$ به دست خواهد آمد. در این صورت در سمت گیرنده، کد $R2$ با دو سمبل خطا می‌تواند کدبرداری شود، ولی پیام معتبری از آن حاصل نمی‌شود. به همین ترتیب $R1$ با دو سمبل شیفت با ۴ خطا و سه سمبل شیفت با ۶ خطا قابل کدبرداری بوده، ولی باز هم پیام معتبری حاصل نمی‌شود

$$R1 = \begin{bmatrix} 30 & 25 & 14 & 21 & 10 & 16 & 5 & 0 & 10 & 31 & 13 & 4 & 29 \\ & & 27 & 26 & 3 & 19 & 0 & 1 & 12 & 22 & 4 & 17 & \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$R2 = \begin{bmatrix} 25 & 14 & 21 & 10 & 16 & 5 & 0 & 10 & 31 & 13 & 4 & 29 & 27 \\ & & 26 & 3 & 19 & 0 & 1 & 12 & 22 & 4 & 17 & 30 & \end{bmatrix} \quad (7)$$

برای حل این مسئله از بردار کاست^۵ استفاده می‌شود که یک الگوی مشخص به طول ۲۴ سمبل است و با سمبل‌های ارسالی جمع و سپس سمبل‌های حاصل ارسال می‌شوند. در سمت گیرنده باید کاست اضافه‌شده از سمبل‌های دریافتی کم شده و سپس حاصل به دست‌آمده کدبرداری شود. در این سیستم کاست‌های مختلفی قابل استفاده است که یکی از آنها به صورت بردار (۸) می‌باشد. بر این اساس استخراج پیام از سیگنال لورن شامل دو مرحله اصلی خواهد بود. در مرحله اول محاسبه شیفت زمانی پالس داده نسبت به محل اصلی آن یا تخمین مکان پالس نهم و در مرحله دوم کدبرداری انجام می‌شود [۳۸]

$$\text{coset} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 & 13 \\ & 14 & 15 & 16 & 17 & 18 & 19 & 20 & 21 & 22 & 23 & & & \end{bmatrix} \quad (8)$$

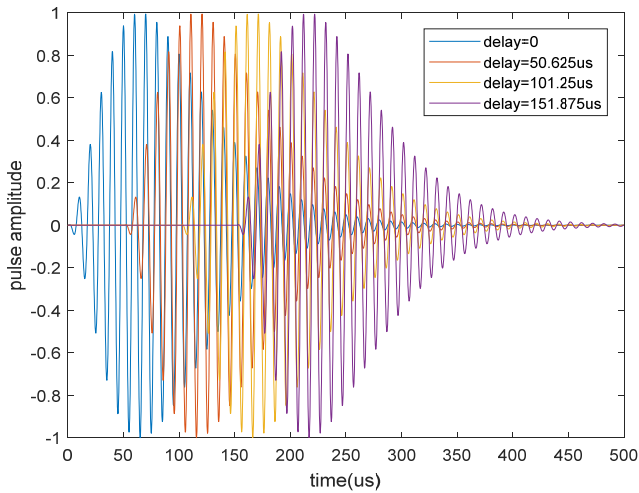
۳-۳ پالس eLoran

سیگنال ایستگاه‌های فرستنده eLoran به صورت پالسی ارسال می‌شود. پالس‌های ارسالی بر اساس محدودیت پهنای باند طراحی شده و پوش آنها به صورت (۹) تعریف می‌شود که در آن $t_p = 65 \mu\text{s}$ زمانی است که پالس به حداکثر مقدار خود می‌رسد و $t_e = 500 \mu\text{s}$ طول پالس است. پالس RF ارسالی نیز به صورت (۱۰) خواهد بود که $f_c = 100 \text{KHz}$ فرکانس حامل سیگنال eLoran است [۲۱] و [۲۵]

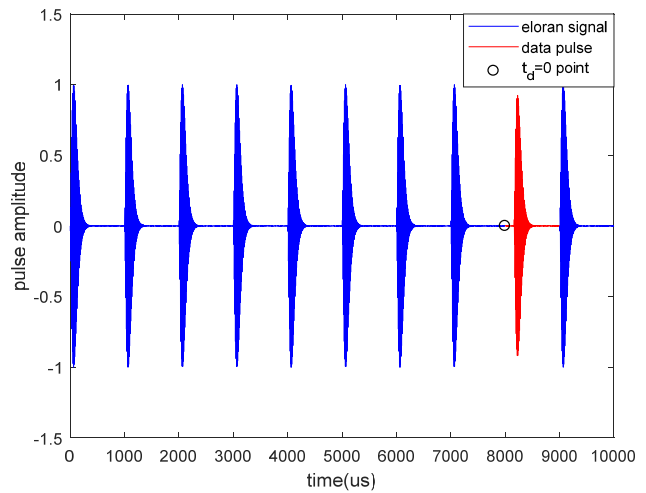
$$e(t) = \begin{cases} \left(\frac{t}{t_p}\right)^2 \exp\left[2\left(1 - \frac{t}{t_p}\right)\right], & 0 \leq t \leq t_p \\ 0, & t_p \leq t \leq t_e \end{cases} \quad (9)$$

$$p(t) = e(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (10)$$

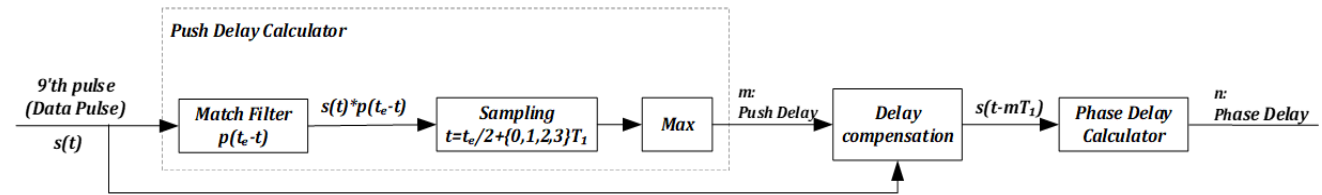
همان طور که ذکر شد، پالس‌های eLoran به صورت گروهی با فاصله زمانی GRI ارسال می‌شوند. فاز حامل هر یک از پالس‌ها صفر یا 180° درجه است که در همزمان سازی و حذف تداخلات در گیرنده نقش مهمی



شکل ۵: نمایش تأخیر بزرگ سبیل‌های مختلف.



شکل ۴: محل اصلی و با تأخیر پالس داده.



شکل ۶: بلوک دیاگرام پیشنهادی دمدولاسیون PPM.

است. همان‌طور که مشاهده می‌شود پالس نهم که حاوی داده است، نسبت به مکان اصلی آن (علامت دایره داخل شکل) دارای شیفت زمانی است؛ در نتیجه قبل از کدبرداری داده، ابتدا باید این شیفت زمانی در هر GRI شناسایی و محاسبه شود. بنابراین برای محاسبه شیفت زمانی پالس داده نسبت به محل اصلی، دو مرحله محاسبه شیفت پوش با استفاده از فیلترهای منطبق و محاسبه شیفت فاز از طریق همبستگی با فیلترهای تأخیر کسری^۱ را پیشنهاد می‌دهیم. از طرف دیگر استفاده از سیگنال مرجع خاص به صورت میانگین ۸ پالس قبل از پالس داده نیز به منظور بهبود تخمین تأخیر پالس به خصوص در محیط‌های نویزی پیشنهاد می‌شود.

۴-۱ محاسبه شیفت پوش

شیفت پوش در واقع تأخیر بزرگی است که مطابق جدول ۲ دارای گام‌های 50.625 میکروثانیه است. شکل ۵ این تأخیرها را در پالس نهم نشان می‌دهد. در شکل ۶ بلوک دیاگرام کلی دمدولاسیون PPM برای روش پیشنهادی ارائه شده است. مطابق شکل برای محاسبه شیفت پوش استفاده از فیلتر منطبق را پیشنهاد می‌دهیم. بنابراین با عبور پالس داده $s(t)$ از فیلتر منطبق $H_{MF}(t)$ ، تأخیر بزرگ پالس داده به صورت (۱۴) و (۱۵) محاسبه می‌شود که در آنها $s(t)$ پالس نهم، $p(t_e - t)$ تابع تبدیل فیلتر منطبق و m میزان شیفت پوش محاسبه شده هستند

$$H_{MF}(t) = p(t_e - t) \quad (14)$$

$$m = \max \{ H_{MF}(t) * s(t) \}_{t = \frac{t_e}{2} + kT_1, k = -1, 2, 3} \quad (15)$$

در این صورت شکل ۷ نمونه پالس داده و شکل ۸ نمونه متناظر پاسخ ضربه فیلتر منطبق مورد استفاده را نشان می‌دهند و همان‌طور که بیان شد مطابق (۱۵)، پس از عبور پالس داده از فیلتر منطبق، با محاسبه محل ماکسیمم تابع خروجی $s(t) * p(t_e - t)$ می‌توان مقدار تقریبی شیفت

دارد. اثر کدگذاری فاز به صورت (۱۱) در نظر گرفته می‌شود که در آن $C = \{C_m\}_{m=-1}^{10} \in B = \{-1, 1\}$ تابع دلتای دیراک، $T_p = 1ms$ فاصله بین پالس‌ها و t_{d_A} و t_{d_B} تأخیر زمانی پالس‌های داده (پالس نهم) در دو گروه A و B مطابق (۱) هستند

$$c(t, t_{d_A}, t_{d_B}) = \sum_{m=-1}^y [\underbrace{C_m \delta(t - mT_p)}_{Group.A} + \underbrace{C_{m+\lambda} \delta(t - mT_p - T_{GRI})}_{Group.B}] + \underbrace{C_y \delta(t - \lambda T_p - t_{d_A})}_{data.pulse.A} + \underbrace{C_{10} \delta(t - \lambda T_p - t_{d_B} - T_{GRI})}_{data.pulse.B} \quad (11)$$

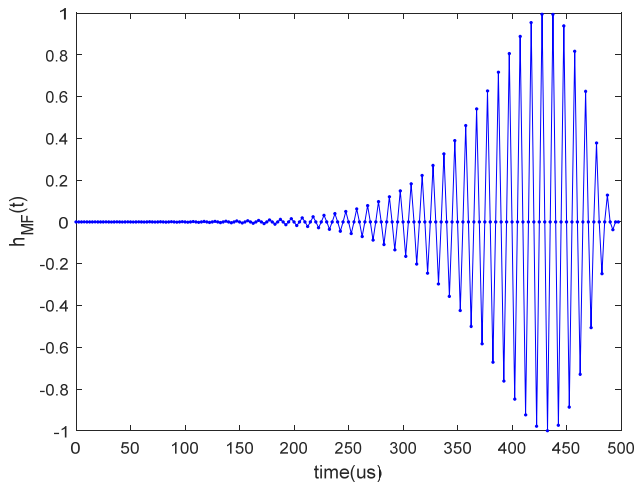
رابطه (۱۱) یک دوره تناوب کامل سیگنال eLoran فرستنده ثانویه را نشان می‌دهد که شامل ۸ پالس ناوبری و یک پالس داده در هر دو گروه A و B است. این رابطه با استفاده از تابع دلتای دیراک تعریف شده است. دامنه هر پالس توسط کدگذاری فاز و محل پالس‌ها بر اساس تأخیر بین پالس، مقدار GRI و تأخیر پالس داده تعیین می‌شوند. از آنجا که سیگنال eLoran دارای دوره تناوب $PCI = 2GRI$ است، با استفاده از تابع کمکی (۱۲) می‌توان ویژگی تناوب را نشان داد. بنابراین با فرض این که سیگنال eLoran با تأخیر τ به گیرنده برسد، سیگنال دریافتی توسط گیرنده از کانولوشن خطی توابع تعریف شده به صورت (۱۳) حاصل می‌شود

$$g(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t - \nu m T_{GRI}) \quad (12)$$

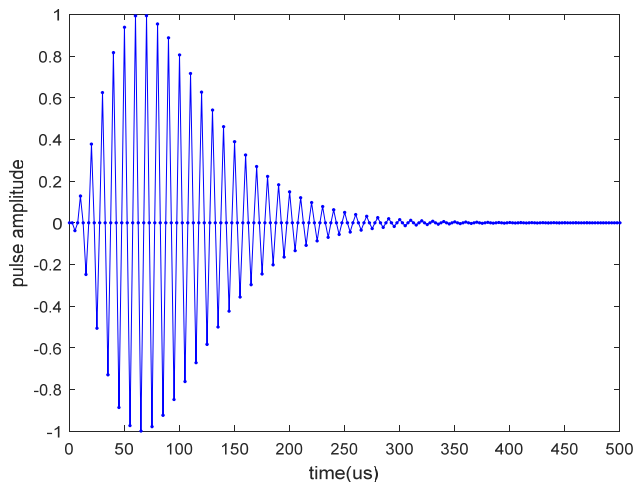
$$r(t, \tau, t_d) = p(t - \tau) * c(t - \tau) * g(t - \tau) \quad (13)$$

۴-۲ پیشنهاد روش برای تخمین مکان پالس نهم

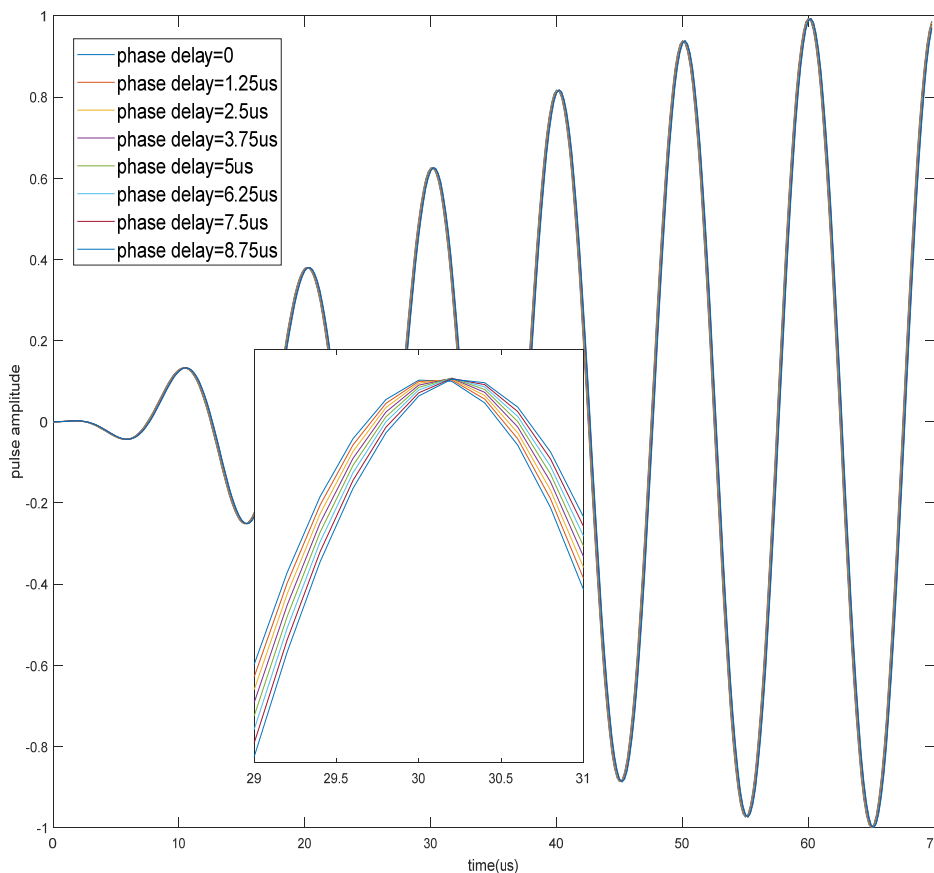
اولین مرحله در استخراج پیام از سیگنال لورن، محاسبه شیفت زمانی پالس داده نسبت به محل اصلی آن است. بدین منظور ابتدا باید محل عبور از صفر پالس‌ها شناسایی شود تا مرجع محاسبه پالس داده حاصل شود [۳۹] و [۴۰]. در شکل ۴ پالس‌های فرستنده اصلی نشان داده شده



شکل ۸: پاسخ ضربه فیلتر منطبق.



شکل ۷: پالس داده $s(t)$.



شکل ۹: نمایش شیفت فازهای مختلف پالس نهم.

برای هر GRI متفاوت خواهد بود. شکل ۱۰ بلوک دیاگرام پیشنهادی برای محاسبه شیفت فاز را نشان می‌دهد که در آن n نشانگر شیفت فاز محاسبه شده بوده و سمبل دریافتی به صورت (۱۷) محاسبه خواهد شد. نهایتاً پس از محاسبه m و n می‌توان شیفت زمانی پالس داده را مطابق (۱) محاسبه نمود

$$\bar{p}(t) = \frac{1}{\lambda} \sum_{m=-}^{\vee} p_m(t) \tag{۱۶}$$

$$\hat{d} = \lambda m + n \tag{۱۷}$$

روش پیشنهادی محاسبه شیفت زمانی پالس داده نسبت به محل اصلی که در دو مرحله محاسبه شیفت پوش با استفاده از فیلترهای منطبق و محاسبه شیفت فاز از طریق همبستگی انجام شد، از تخمینگرهای شباهت

پوش حاصل را به دست آورد. پس از محاسبه شیفت پوش، این تأخیر به پالس داده اعمال شده و وارد بلوک محاسبه شیفت فاز می‌شود.

۴-۲ محاسبه شیفت فاز

شیفت فاز، تأخیر کوچکی است که طبق جدول ۲ دارای گام‌های ۱/۲۵ میکروثانیه است. شکل ۹ این تأخیرها را در پالس نهم نشان می‌دهد. پیشنهاد ما استفاده از فیلتر تأخیر کسری برای محاسبه شیفت فاز می‌باشد. گرچه برای طراحی فیلترهای تأخیر کسری می‌توان از پالس مرجع لورن استفاده نمود، اما به‌منظور بهبود تخمین تأخیر پالس به‌خصوص در محیط‌های نویزی و در حضور تداخلات، استفاده از میانگین ۸ پالس قبل از پالس داده را به عنوان پالس مرجع پیشنهاد می‌کنیم. بنابراین پالس مرجع پیشنهادی مطابق (۱۶) تعریف می‌شود و به این ترتیب پالس مرجع

سیگنال ارسالی از فرستنده‌های رادیویی eLoran را به منظور تست آزمایشگاهی گیرنده و تجهیزات یا اهداف آموزشی تولید می‌کند. این شبیه‌ساز با دریافت تنظیمات کاربر، سیگنال eLoran را همراه با تداخلات و نویزهای محیطی مد نظر کاربر شبیه‌سازی، تولید و ارسال می‌کند. بدین منظور کاربر تنظیماتی مانند مقدار GRI ، اختلاف‌های زمانی، تداخلات، نویز AWGN، کانال داده و ... را از طریق صفحه نمایش لمسی یا از طریق درگاه USB به شبیه‌ساز اعمال کرده و در خروجی شبیه‌ساز، سیگنال آنالوگ eLoran با مشخصات مورد نظر کاربر تولید می‌شود. در سمت گیرنده، دریافت سیگنال آنالوگ و نمونه‌برداری توسط دستگاه USRP^۵ مدل $N-210$ انجام و سپس نمونه‌های دیجیتال در محیط نرم‌افزار Matlab@R۲۰۲۱b پردازش می‌شود. در شبیه‌سازی و ارزیابی از $GRI = 70\text{ms}$ و فرکانس نمونه‌برداری $F_s = 400\text{KHz}$ استفاده کرده‌ایم. همچنین کانال را AWGN در نظر گرفته و برای داشتن امکان تغییرات و ارزیابی نتایج، نویز گوسی جمع‌شونده در محیط شبیه‌سازی به سیگنال اضافه شده است.

همان‌طور که در شکل ۱۱ مشاهده می‌شود، ابتدا پیام ثابتی از نوع پیام زمانی انتخاب گردیده و پس از کدگذاری RS با استفاده از مدولاسیون PPM مدوله و با رعایت دقیق زمان‌بندی به عنوان پالس نهم به سیگنال لورن اضافه می‌شود. سپس سیگنال در کانال AWGN به گیرنده ارسال شده و در سمت گیرنده پس از نمونه‌برداری، محل شروع سیگنال در بخش پردازش سیگنال لورن استخراج و سپس دمدولاسیون PPM انجام می‌شود. مطابق آنچه در (۳) و (۴) ذکر گردید، نرخ داده ارسالی برابر (۱۸) و (۱۹) خواهد بود

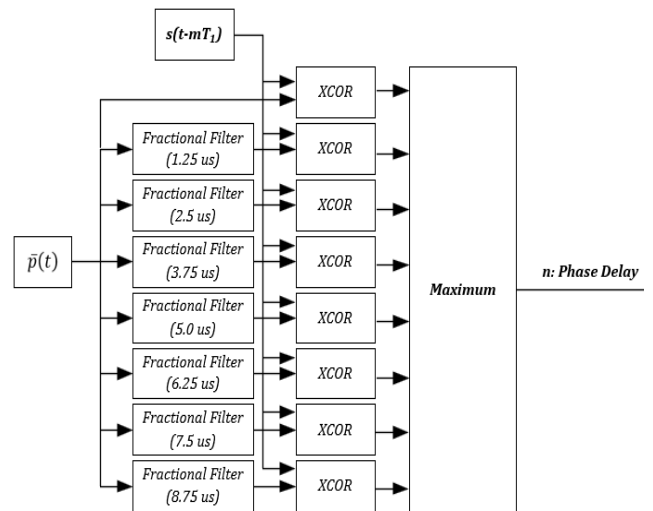
$$R = 5 \times \frac{1000}{70} = 71,4 \text{ bps} \quad (18)$$

$$R_e = 5 \times \frac{1000}{70} \times \frac{9}{24} = 26,8 \text{ bps} \quad (19)$$

بر این اساس شکل ۱۲-الف فریم دریافتی حاوی پالس‌های لورن و پالس داده را نشان می‌دهد. پس از استخراج محدوده پالس نهم مطابق شکل ۱۲-ج و محاسبه تأخیر پوش و فاز با استفاده از پالس مرجع که در شکل ۱۲-ب مشاهده می‌شود، تأخیر پالس نهم نسبت به محل اصلی آن به دست می‌آید. پس از این مرحله نیز سمبل مربوط به هر GRI محاسبه و تعیین می‌گردد.

شکل ۱۳ نمونه‌ای از سمبل‌های استخراج‌شده در بازه‌های زمانی متوالی را نشان می‌دهد. همان‌طور که ذکر شد، پس از دریافت هر سمبل جدید باید کدبرداری RS بر روی آخرین ۲۴ سمبل دریافتی منتهی به آن سمبل انجام شود. بر این اساس شکل ۱۴ نیز چند پیام متوالی استخراج و کدبرداری شده معتبر ناشی از ارسال و دریافت داده‌های ارزیابی را نشان می‌دهد. بنابراین با توجه به استخراج و کدبرداری داده‌های پالس نهم می‌توان عملکرد گیرنده پیاده‌سازی شده طبق روش پیشنهادی را نیز در کانال AWGN و بر اساس نسبت‌های مختلف SNR بررسی نمود.

برای محاسبه SNR باید مقدار rms در نقطه نمونه‌برداری استاندارد (SSP) سیگنال لورن نسبت به توان نویز به صورت (۲۰) محاسبه شود که در آن SSP توان در فاصله زمانی ۲۵ میکروثانیه از ابتدای پالس که دامنه سیگنال ۰,۵۰۶ برابر پیک سیگنال است، می‌باشد [۴۳]



شکل ۱۰: بلوک دیاگرام پیشنهادی برای محاسبه شیفیت فاز.

حداکثر (ML) و مربعات حداقل (LS) بهره می‌برد. در واقع فیلتر منطبق که وجود سیگنال را از طریق حداکثرسازی نسبت سیگنال به نویز تخمین می‌زند، پیاده‌سازی تخمینگر ML و تابع همبستگی که در آن مجموع مربع اختلاف‌ها حداقل می‌شود، پیاده‌سازی تخمینگر LS را محقق کرده‌اند. بنابراین در الگوریتم پیشنهادی از این دو روش تخمین استفاده کرده‌ایم [۴۱] و [۴۲].

۴-۳ کدبرداری و تصحیح خطا

پس از محاسبه شیفیت زمانی پالس داده نسبت به محل اصلی آن باید عملیات کدبرداری بر روی سمبل‌های دریافتی انجام شود. با توجه به این که در فرستنده، کدگذاری $RS(24,9)$ بر روی هر پیام در $GRI = 24$ متوالی انجام می‌شود، در گیرنده نیز باید کدبرداری روی ۲۴ سمبل متوالی انجام شده و پیام از آنها استخراج شود.

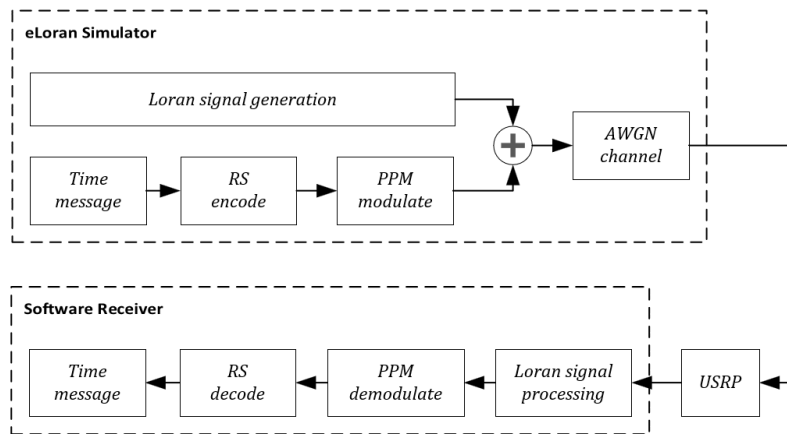
همان‌طور که ذکر گردید، کدبردار مورد استفاده قابلیت تصحیح تا ۷ سمبل خطا را دارد. در گیرنده ابتدا از پیام دریافتی، چندجمله‌ای میدان گالوی $GF(32)$ محاسبه می‌شود. سپس چندجمله‌ای سندروم^۳ از محاسبه چندجمله‌ای دریافتی با ریشه‌های چندجمله‌ای مولد به دست می‌آید. غیرصفر بودن سندروم نشان‌دهنده وجود خطا در سمبل‌های دریافتی است. در صورت وجود خطا نیز چندجمله‌ای خطا محاسبه و از طریق الگوریتم‌های جستجو، محل سمبل خطا و مقدار آن تعیین می‌شوند.

۵- پیاده‌سازی و ارزیابی نتایج

در این بخش استخراج پیام سیگنال ارسالی eLoran با استفاده از روش پیشنهادی را به صورت سخت‌افزار در حلقه (HIL) پیاده‌سازی کرده و نتایج حاصل از آن را مورد ارزیابی قرار می‌دهیم. شکل ۱۱ بلوک دیاگرام سخت‌افزار در حلقه شامل تولید و ارسال سیگنال eLoran، دریافت سیگنال و همچنین استخراج داده بر اساس روش پیشنهادی را نشان می‌دهد.

در سمت فرستنده برای تولید سیگنال از دستگاه شبیه‌ساز eLoran استفاده شده است. شبیه‌ساز eLoran دستگاهی است که سیگنالی مشابه

1. Maximum Likelihood
2. Least Squares
3. Syndrome
4. Hardware in the Loop



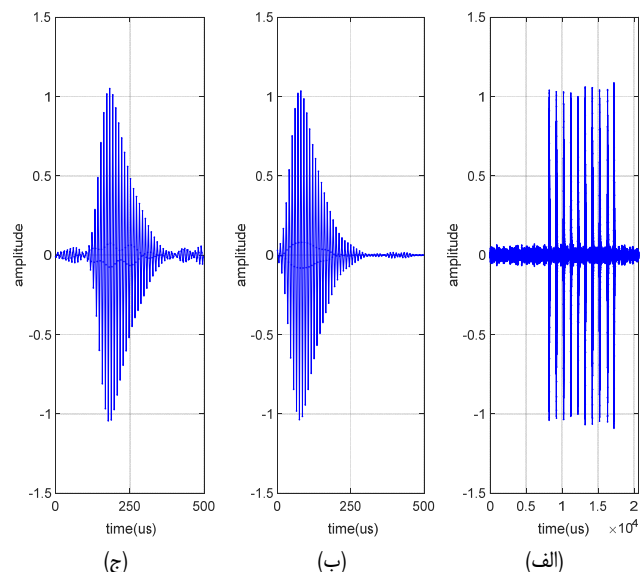
شکل ۱۱: بلوک دیاگرام سخت‌افزار در حلقه برای ارزیابی روش پیشنهادی.

خطای بیت را به صورت قابل توجهی بهبود داده است. مثلاً در سیگنال به نویز ۹ dB خطای بیت روش، قبل از تصحیح خطا $5,1 \times 10^{-3}$ و بعد از آن به $3,7 \times 10^{-3}$ کاهش یافته است. برای مقایسه نرخ خطای بیت حاصل از روش پیشنهادی با یک مدولاسیون مرجع، منحنی نرخ خطای بیت برای مدولاسیون استاندارد ۳۲QAM نیز در شکل ۱۶ رسم شده است.

در شکل ۱۷ نتایج حاصل از روش پیشنهادی قبل از تصحیح خطا با روش ارائه شده در [۲۵] در شرایط نویز AWGN و استاندارد یوروفیکس مقایسه شده است. همان طور که مشاهده می‌شود برای نسبت سیگنال به نویز ۱۵ dB احتمال خطا در [۲۵] برابر 2×10^{-3} و در روش پیشنهادی برابر $3,5 \times 10^{-3}$ شده است. همچنین روش [۲۵] به دلیل استفاده از پردازش زمان-فرکانس به صورت تصویر دوبعدی، دارای پیچیدگی پیاده‌سازی بیشتری است. از سوی دیگر استفاده از پنج لایه کانولوشن، سه لایه تمام متصل و ماژول ECA به پیچیدگی پیاده‌سازی آن افزوده است. در این روش، مرحله آموزش شبکه هوش مصنوعی نیز وجود دارد که به داده زیادی نیاز داشته و به پیچیدگی پیاده‌سازی روش می‌افزاید. البته اگرچه این روش نسبت به روش پیشنهادی پیچیده‌تر بوده و در کانال گوسی عملکرد ضعیف‌تری دارد، ولی ممکن است در کانال‌های پیچیده‌تر عملکرد بهتری داشته باشد که در فعالیتهای آتی قابل بررسی خواهد بود.

۶- جمع بندی

در این مقاله روشی برای استخراج پیام در سامانه ناوبری eLoran مبتنی بر پالس نهم ارائه شد. استخراج پیام در دو مرحله محاسبه تأخیر زمانی پالس داده و کدبرداری پیشنهاد گردید. در مقاله برای محاسبه تأخیر زمانی پالس داده، دو مرحله محاسبه شیفت پوش و شیفت فاز با استفاده از فیلترهای منطبق و تأخیر کسری پیشنهاد شده و به صورت آزمایشگاهی پیاده‌سازی شد. برای بهبود عملکرد روش پیشنهادی در محیط‌های نویزی و در حضور تداخلات از میانگین هشت پالس قبل از پالس داده به عنوان پالس مرجع استفاده شد. همچنین پس از محاسبه و حذف اثر تأخیر زمانی پالس داده، کدبرداری RS برای تصحیح خطای سمبل به کار گرفته شد. نتایج پیاده‌سازی آزمایشگاهی به صورت سخت‌افزار در حلقه، نرخ خطای بیت $0,08$ تا $0,003$ را قبل از تصحیح خطای کدبرداری و برای نسبت سیگنال به نویزهای ۷ dB تا ۱۵ dB نشان داد. همچنین از آنجا که کدبرداری RS مورد استفاده می‌تواند تا ۷ سمبل خطا را تصحیح نماید، مشاهده شد که همه سمبل‌های خطا در سیگنال به نویزهای بیش از



شکل ۱۲: (الف) فریم حاوی ۱۰ پالس، (ب) پالس مرجع و (ج) پالس نهم.

$$SNR = \frac{SSP_{rms}}{Noise_{rms}} \quad (20)$$

همچنین باید توجه داشت که در سیستم eLoran به دلیل ماهیت کاربردی و سیگنال ارسالی، توان فرستنده‌ها زیاد و از مرتبه مگاوات است. در سمت گیرنده نیز برای حصول دقت بالا در موقعیت‌یابی یا استخراج داده به سیگنال به نویزهای بزرگ نیاز است [۸]. بر این اساس عملکرد روش پیشنهادی را در محدوده سیگنال به نویزهای ۷ dB تا ۱۵ dB بررسی و ارزیابی می‌کنیم.

شکل ۱۵ توزیع زمانی تعداد سمبل‌های دارای خطا در سیگنال به نویزهای مختلف را نشان می‌دهد. در پیاده‌سازی آزمایشگاهی به ازای هر سیگنال به نویز، ۱۰۰ پیام ارسال شده که معادل حدود ۳ دقیقه است. مطابق شکل در سیگنال به نویز ۱۵ dB، تعداد سمبل‌های خطا محدود به یک یا دو سمبل است؛ اما با کاهش سیگنال به نویز، تعداد سمبل‌های خطا افزایش می‌یابد. همچنین از آنجا که کد تصحیح خطا می‌تواند تا ۷ سمبل را تصحیح نماید، همه سمبل‌های خطا در سیگنال به نویزهای بیش از ۱۰ dB تصحیح می‌شود.

شکل ۱۶ نیز منحنی خطای بیت را قبل و بعد از تصحیح خطا با استفاده از کدبرداری RS نشان می‌دهد. مطابق این شکل با افزایش نسبت سیگنال به نویز از ۷ dB تا ۱۵ dB، مقدار خطای بیت روش پیشنهادی از $7,9 \times 10^{-3}$ تا $3,5 \times 10^{-3}$ کاهش می‌یابد. همچنین تصحیح خطا، نرخ


```

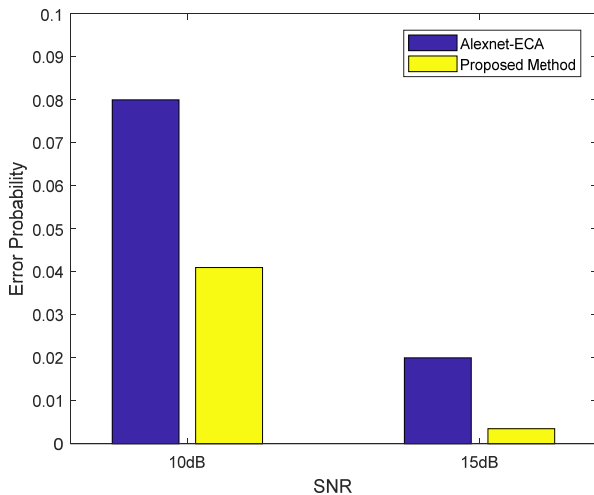
GRI1 : 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30
GRI2 : 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1
GRI3 : 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2
GRI4 : 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31
GRI5 : 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31
GRI6 : 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7
GRI7 : 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27
GRI8 : 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16
GRI9 : 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22
GRI10: 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21
GRI11: 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18
GRI12: 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28
GRI13: 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19
GRI14: 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12
GRI15: 13 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21
GRI16: 21 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13
GRI17: 9 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21
GRI18: 5 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9
GRI19: 4 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5
GRI20: 30 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4
GRI21: 30 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30
GRI22: 12 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30
GRI23: 7 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12
GRI24: 30 1 2 31 31 7 27 16 22 21 18 28 19 12 21 13 21 9 5 4 30 30 12 7
mes symbols : 30 0 0 28 27 2 21 9 14
    
```

شکل ۱۳: آخرین ۲۴ سمبل دریافتی در زمان‌های متوالی.

```

GRI24 mes symbols: 30 0 0 28 27 2 21 9 14
time mes: 01-Jan-2023
GRI48 mes symbols: 30 0 0 28 27 2 21 9 14
time mes: 01-Jan-2023
GRI72 mes symbols: 30 0 0 28 27 2 21 9 14
time mes: 01-Jan-2023
    
```

شکل ۱۴: پیام‌های استخراج‌شده.

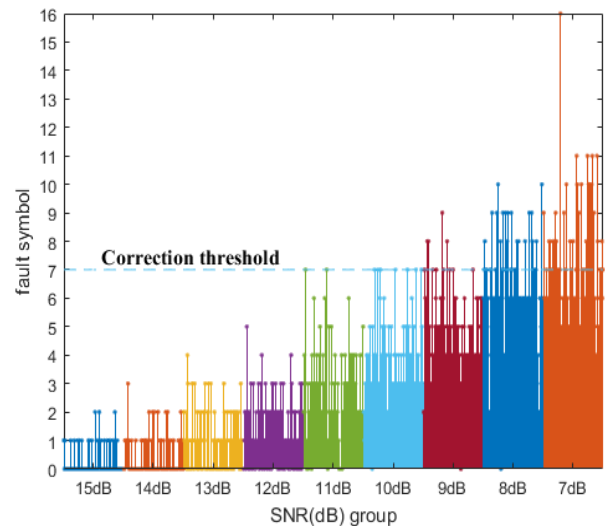


شکل ۱۷: مقایسه نتایج روش پیشنهادی و روش [۲۵].

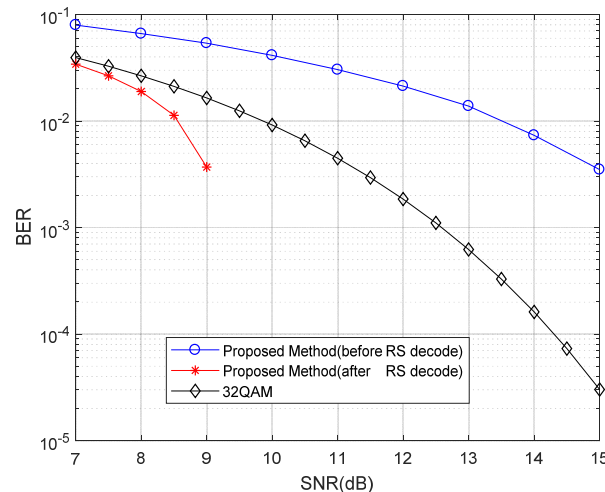
۱۰ dB تصحیح می‌شود و در سیگنال به نویزهای کمتر از ۱۰ dB نیز نرخ خطا به طور محسوسی کاهش می‌یابد؛ به گونه‌ای که روش پیشنهادی در نسبت سیگنال به نویز ۹ dB به نرخ خطای بیت ۰/۰۰۳ دست یافته است.

مراجع

- [1] Z. Zuo, X. Qiao, and Y. Wu, "Concepts of comprehensive PNT and related key technologies," in *Proc. of the Int. Conf. on Modeling, Analysis, Simulation Technologies and Applications*, pp. 365-370, Hangzhou, China, 26-29 2019.
- [2] W. Pelgrum and C. Schue, *Navigation with Low-Frequency Radio Signals, Position, Navigation, and Timing Technologies in the 21st Century*, 1st Ed, pp. 1281-1333, 2021.
- [3] Y. Yang, X. Ren, X. Jia, and B. Sun, "Development trends of the national secure PNT system based on BDS," *Sci. China Earth Sci.*, vol. 66, no. 5, pp. 929-938, May 2023.
- [4] C. Yang, S. Li, and Z. Hu, "Analysis of the development status of eLoran time service system in China," *Applied Sciences*, vol. 13, no. 23, Article ID: 12703, Nov. 2023.



شکل ۱۵: توزیع زمانی تعداد سمبل‌های دارای خطا.



شکل ۱۶: نرخ خطای بیت قبل و بعد از تصحیح خطا.

- [28] Q. Liang, W. Xiong, and Y. Li, "Research on modulation technique of high-speed Loran-C data channel," in *Proc. 8th Int. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, 3 pp., Shanghai, China, 21-23 Sept. 2012.
- [29] C. Yang, Y. Wang, S. Li, and W. Yan, "Experimental study of a signal modulation method to improve eLoran data channel communications," *Sensors*, vol. 20, no. 22, Article ID: 6504, Nov.-2 2020.
- [30] D. P. F. Swaszek, et al., "Improved signal processing methodologies for the loran data channel," in *Proc. of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation*, pp. 948-959, San Diego, CA, USA, 28-30 Jan. 2008.
- [31] K. Dykstra and B. Peterson, "The Loran data channel: progress to date and future plans," in *Proc. of 35th Annual Technical Symp., Int. Loran Association*, Groton, 8 pp., San Diego, CA, USA, 22-25 Oct. 2006.
- [32] P. W. Son, S. Lee, T. H. Fang, and K. Seo, "Analysis of LDC message reception performance of korean eLoran pilot service according to modulation methods," *J. of Navigation and Port Research*, vol. 46, no. 6, pp. 525-529, Dec. 2022.
- [33] B. Peterson, K. Dykstra, D. Lown, and K. Shmihluk, *Loran Data Channel Communications Using 9th Pulse Modulation*, Peterson Integrated Geopositioning, LLC, and USCG Loran Support Unit, White Paper, Version 1.3, 20 Oct. 2006.
- [34] S. Mamidi, D. Iancu, A. Iancu, M. J. Schulte, and J. Glossner, "Instruction set extensions for reed-solomon encoding and decoding," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Application-Specific Systems, Architecture Processors*, pp. 364-369, Samos, Greece, 23-25 Jul. 2005.
- [35] W. Liu, Z. Jiang, Z. Huang, L. Song, and H. Hou, *Reed-Solomon Codes over Cyclic Polynomial Ring with Lower Encoding/Decoding Complexity*, arXiv preprint arXiv: 2405.01043, May 2024.
- [36] P. Mursanto, "Performance evaluation of Galois field arithmetic operators for optimizing Reed Solomon codec," in *Proc. Int. Conf. on Instrumentation, Communication, Information Technology, and Biomedical Engineering*, 6 pp., Bandung, Indonesia, 23-25 Nov. 2009.
- [37] S. Nabipour, "Arithmetic Operators over Finite Field GF(2m) for Error Correction Codes Application," arXiv e-prints arXiv:2310, Oct. 2023.
- [38] K. Carroll, et al., "Differential Loran-C," in *Proc. of GNSS, the European Navigation Conf.*, 15 pp., Rotterdam, Netherland, May 2004.
- [39] W. Yan, K. Zhao, S. Li, X. Wang, and Y. Hua, "Precise Loran-C signal acquisition based on envelope delay correlation method," *Sensors*, vol. 20, no. 8, Article ID: 2329, Apr.-2 2020.
- [40] J. Safar, P. Williams, A. Grant, and F. Vejrzka, "Analysis, modeling, and mitigation of cross-rate interference in eLoran: analysis of cross-rate interference in eloran," *J. Inst. Navig.*, vol. 63, no. 3, pp. 295-319, Sep. 2016.
- [41] C. Lubeigt, F. Vincent, L. Ortega, J. Vilà-Valls, and E. Chaumette, "Approximate maximum likelihood time-delay estimation for two closely spaced sources," *Signal Processing*, vol. 210, no. C, Article ID: 109056, Sept. 2023.
- [42] Y. Zhang, Y. Jin, Y. Wu, C. Hao, and D. Orlando, "Sparsity-based time delay estimation through the matched filter outputs," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 29, pp. 1769-1773, 2022.
- [43] C. L. Boyce, J. D. Sherman Lo, and P. E. Powell, *Analysis of Noise and Cycle Selection in a Loran Receiver*, Stanford University, 2001.
- [44] **مهري لطفعلی زاده** تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۵ و ۱۳۹۱ از دانشگاه علم و صنعت ایران و دانشگاه صنعتی مالک اشتر به پایان رسانده است و هم‌اکنون دانشجوی دکتری برق الکترونیک در دانشگاه صنعتی مالک اشتر می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: پردازش سیگنال، طراحی سیستم‌های نهفته مبتنی بر FPGA و SOC، طراحی و سنتز مدارهای سخت‌افزاری دیجیتال و رادیو نرم‌افزار.
- مرتضی شفیعی** استادیار مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر (MUT)، تهران، ایران است. او دکترای مهندسی برق را در سال ۱۳۹۷ از دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران (IUST)، تهران، ایران دریافت کرد. علایق تحقیقاتی او مخابرات طیف گسترده، مخابرات ماهواره‌ای، شبکه‌های حسگر بی‌سیم (WSNs)، پردازش ابری، پردازش مه و لبه (FEC)، سنجش طیف و رادیوی شناختی (CR)، پیاده‌سازی رادیوی نرم‌افزاری، مخابرات پنهان (CC) و شبکه‌های مخابرات زیرآب بوده است.
- [5] J. Li and H. Wu, "The Loran-C pseudorange positioning and timing algorithm based on the vincenty formula," *Remote Sensing*, vol. 16, no. 17, Article ID: 3227, Aug. 2024.
- [6] Available online: <https://rntfnd.org/wp-content/uploads/eLoran-Definition-Document-0-1-Released.pdf> International Loran Association, Enhanced Loran (eLoran) Definition Document, Version 1.0, Jan. 2007.
- [7] A. P. Grunin, S. V. Sai, and B. P. Zakirov, "All-in-view time difference solution for eLoran," in *Proc. Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems*, 4 pp., St. Petersburg, Russia, 13 May-4 Jun. 2021.
- [8] P. W. Son, S. G. Park, Y. Han, and K. Seo, "ELoran: resilient positioning, navigation, and timing infrastructure in maritime areas," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 193708-193716, 2020.
- [9] S. Lo, B. Peterson, P. Enge, and P. Swaszek, "Loran data modulation: extensions and examples," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 43, no. 2, pp. 628-644, Apr. 2007.
- [10] B. B. Peterson, C. A. Schue, J. M. Boyer, and J. R. Betz, "Enhanced Loran-C data channel project," in *Proc. of the Int. Symp. on Integration of Loran-C/Eurofix and EGNOS/Galileo*, pp. 186-197, Bonn, Germany, 20-21 Feb. 2001.
- [11] S. C. Lo and P. Enge, "Analysis of the enhanced loran data channel," in *Proc. of the Int. Symp. on Integration of Loran-C/Eurofix and EGNOS/Galileo*, pp. 159-168, Bonn, Germany, 20-21 Feb. 2001.
- [12] D. Van Willigen, G. W. A. Offermans, and A. W. S. Helwig, "Eurofix: definition and current status," in *Proc. of the IEEE 1998 Position Location and Navigation Symp.*, pp. 101-108, Palm Springs, CA, USA, 20-23 Apr. 1996.
- [13] T. H. Jorgensen, "Loran-C/eurofix in europe-status and future plans," in *Proc. of the 13th Int. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation*, pp. 2464-2467, Salt Lake City, UT, USA, 19-22 Sept. 2000.
- [14] E. E. Elsayed, "Performance enhancement in FSO relay systems with MISO via multi-hop M-ary PPM integrating and spatial modulation over gamma-gamma channels," *J. Opt.*, vol. 2024, 16 pp., 2024.
- [15] L. Hartshorn, P. Swaszek, G. Johnson, M. Wiggins, and R. Hartnett, "Performance of Loran-C 9th pulse modulation techniques," in *Proc. of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation*, pp. 384-395, Monterey, CA, USA, 18-20 Jan. 2006.
- [16] P. W. Son and T. Hyun Fang, "Enhancing coastal air navigation: eloran 3-D positioning and cycle slip mitigation," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 100230-100239, 2024.
- [17] C. Yang, X. Guo, S. Li, and Z. Hu, "Design and performance evaluation of eloran monitoring system," *Applied Sciences*, vol. 14, no. 16, Article ID: 7350, Aug. 2024.
- [18] W. Ma, J. Gao, Y. Yuan, Z. Shi, and X. Xi, "Suppression of continuous wave interference in Loran-C signal based on sparse optimization using tunable Q-factor wavelet transform and discrete cosine transform," *Sensors*, vol. 21, no. 21, Article ID: 7153, Oct. 2021.
- [۱۹] ا. عقیفی، ا. خرمی و س. عزیزی، "بهبود الگوریتم گیرنده داده لورن برای کانال‌های نویزی،" *صنایع الکترونیک*، سال ۱۱، شماره ۲، صص. ۳۳-۴۱، تابستان ۱۳۹۹.
- [20] S. C. Lo and P. Enge, "Data transmission using Loran-C," in *Proc. of the Int. Loran Association 29th Annual Meeting*, 11 pp., Washington, DC, USA, Nov. 2000.
- [21] S. C. Lo, B. B. Peterson, and P. K. Enge, "Loran data modulation: a primer," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 22, no. 9, pp. 31-51, Sept. 2007.
- [22] S. F. Li, Y. L. Wang, Y. Hua, and Y. L. Xu, "Research of Lloran-C data demodulation and decoding technology," *Chin. J. Sci. Instrum.*, vol. 33, no. 6, pp. 1407-1413, Jun. 2012.
- [23] J. Yuan, W. Yan, S. Li, and Y. Hua, "Demodulation method for Loran-C at low SNR based on envelope correlation-phase detection," *Sensors*, vol. 20, no. 16, Article ID: 4535, Aug. 2020.
- [24] B. Lyu, Y. Hua, W. Yan, J. Yuan, and S. Li, "Data demodulation algorithm of enhanced Loran system," in *Proc. Int. Conf. on Electronic Information Technology*, Article ID: 1225434, Chengdu, China, 19-21 May 2022.
- [25] K. Zhang, F. Yang, W. Wang, and X. Ye, "Eloran signal message prediction algorithm based on Alexnet-ECA," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 18, no. 3, pp. 500-513, Mar. 2024.
- [26] Z. Zhao, et al., "Measurement and analysis of Loran-C sky waves throughout the day," *Electronics*, vol. 13, no. 7, Article ID: 1240, Mar. 2024.
- [27] SAE International, SAE 9990: Transmitted Enhanced Loran (eLoran) Signal Standard, 2018.

محمد باقر نضافتی تحصیلات خود را در رشته مخابرات سیستم در مقطع کارشناسی ارشد از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی در سال ۱۳۸۲ به پایان رسانده است. زمینه‌های پژوهشی مورد علاقه ایشان عبارتند از: کدینگ کانال، مدولاسیون و دسترسی چندگانه، بهینه‌سازی و تطبیق لینک، شبکه رله‌ای، ارتباطات ۵G.