

# تخمین هم‌زمان شروع فریم و آفست فرکانس حامل در کانال فیدینگ فرکانس‌گزین برای مدولاسیون CPM

حجت‌اله زمانی<sup>۱</sup>، دانشجوی دکتری؛ آرش امینی<sup>۲</sup>، استادیار؛ قاسم عصارزاده<sup>۳</sup>، کارشناسی ارشد

۱- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه صنعتی شریف- تهران - ایران - hojatollah.zamani@ee.sharif.ir

۲- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه صنعتی شریف- تهران- ایران- aamini@sharif.ir

۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه تهران- تهران- ایران- gh.assarzade@gmail.com

**چکیده:** در این مقاله، به مسئله هم‌زمان‌سازی فریم و تخمین آفست فرکانس حامل (CFO) برای سیگنال‌های مبتنی بر مدولاسیون فاز پیوسته پرداخته می‌شود. انتقال اطلاعات به صورت فریم‌به‌فریم است. روشی برای تخمین نقطه شروع سیگنال و تخمین CFO به صورت هم‌زمان ارائه می‌شود. در اکثر روش‌هایی که تاکنون مطرح شده‌اند، مدل‌سازی کانال به صورت نویز سفید گوسی جمع‌شونده است که در حالت کانال چندمسیره فرکانس‌گزین، افت کارایی دارند. تخمین نقطه شروع سیگنال در روش پیشنهادی با جست‌وجو بر روی یک طول مشخص از دنباله دریافتی و بر مبنای تحلیل‌های طیفی حاصل می‌شود که نسبت به کانال‌های چندمسیره فرکانس‌گزین مقاوم است. در الگوریتم پیشنهادی، پردازش در بازه‌ای شامل ابتدای فریم انجام می‌شود و زمانی که شروع فریم تخمین زده شد، با توجه به دنباله ارسالی معلوم اولیه (دنباله یکتا) تخمین CFO در حوزه فرکانس محاسبه می‌شود. شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که الگوریتم پیشنهادی با احتمال خطای کمتر از  $2 \times 10^{-5}$  ابتدای فریم را حتی در سیگنال به نویزهای پایین (SNR < 0dB) تخمین می‌زند. در نتیجه الگوریتم پیشنهادی نسبت به روش‌های پیشین علاوه بر سادگی، دقت بالاتری در هم‌زمان‌سازی در حالت کانال چندمسیره متغیر با زمان دارد.

**واژه‌های کلیدی:** مدولاسیون فاز پیوسته، هم‌زمان‌سازی فریم، تخمین آفست فرکانس حامل، کانال چندمسیره فرکانس‌گزین.

## Joint Frame Synchronization and CFO Estimation in Frequency Selective Fading Channels for Continuous Phase Modulation

H. Zamani<sup>1</sup>, PhD Student; A. Amini<sup>2</sup>, Assistant Professor; G. Asarzadeh<sup>3</sup>, MSc

1- Faculty of Electrical Engineering, Sharif University of Technology, Tehran, Iran, Email: hojatollah.zamani@ee.sharif.ir

2- Faculty of Electrical Engineering, Sharif University of Technology, Tehran, Iran, Email: aamini@sharif.ir

3- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran, Email: gh.assarzade@gmail.com

**Abstract:** In this paper, we address the problem of frame synchronization and Carrier Frequency Offset (CFO) estimation for Continuous Phase Modulation (CPM) in frame-based transmission. We present an efficient algorithm to estimate the start of signal and CFO simultaneously. The state of art methods for frame synchronization mostly adopt the AWGN channel model and suffer from real-world multipath and frequency-selective channels to estimate the start of signal. By using spectral analysis in the estimation procedure over a specific length of the received signal, we propose a method which is robust to multipath channels. When the start of signal is detected, the CFO estimation is performed on the preamble part of the received frame in the frequency domain. Simulation results show that the proposed algorithm detects the start of signal at signal-to-noise ratios (SNRs) below 0dB with a probability not exceeding  $2 \times 10^{-5}$ . We show that our algorithm outperforms the pervious methods in the frame synchronization even with short preamble lengths.

**Keywords:** Continuous phase modulation (CPM), Frame synchronization, Carrier frequency offset (CFO) estimation, Multipath channel.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۷/۰۵

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۱۰/۱۲ و ۱۳۹۷/۰۱/۱۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۳/۲۸

نام نویسنده مسئول: آرش امینی

نشانی نویسنده مسئول: ایران- تهران- خیابان آزادی- دانشگاه صنعتی شریف- دانشکده مهندسی برق.

## ۱- مقدمه

روش سوم در مقاله [۱۰] به مسئله همزمان‌سازی سیستم‌های TDM/TDMA در حضور آفست فرکانسی پرداخته است. انتقال اطلاعات در این سیستم‌ها همراه با داده‌های کمکی<sup>۷</sup> و دنباله معلوم (دنباله یکتا) است. روش مطرح شده، از معیار بیشینه شباهت همراه با روش ادغام آشکارسازی پسین<sup>۸</sup> (PDI) استفاده می‌کند و فرض بر همدوس بودن فرستنده و گیرنده کرده است. مقاله [۱۱]، سمبل‌های دریافتی را به صورت زنجیره مارکوف<sup>۱۰</sup> نویزی مدل کرده و عملکرد همزمان‌سازی فریم را بهبود داده است. روش ارائه شده، کلی است و هم مدولاسیون‌های خطی با حافظه (مانند مدولاسیون کدشده) و هم CPM را شامل می‌شود. اما فقط نویز گوسی سفید جمع شونده بدون آفست فاز و فرکانس در نظر گرفته شده است.

مقاله [۱۲]، الگوریتمی بر اساس داده‌های کمکی برای تخمین همزمان آفست فرکانسی و سمبل زمانی برای سیگنال‌های گوسی MSK ارائه داده است. مقاله [۱۳]، روش بیشینه شباهت برای همزمان‌سازی با هم فاز و سمبل زمانی برای کانال AWGN ارائه شده است. در این الگوریتم فرض بر این است که آفست زمانی خیلی کوچک‌تر از طول سمبل است تا عملکرد مناسب حاصل شود. این امر در حالت گیرنده قطاری<sup>۱۱</sup> محدودیت ایجاد می‌کند چرا که سمبل هم زمانی می‌تواند هر مقدار دلخواهی را به خود بگیرد. روش دیگری بر اساس داده‌های کمکی در [۱۴] برای CPM کدشده در فضا-زمان برای کانال‌های رایلی پیشنهاد شده است که فقط تخمین زمانی سمبل را شامل می‌شود. معمولاً در روش‌های مبتنی بر داده کمکی مسئله تخمین آفست فرکانس حامل مورد بررسی قرار نمی‌گیرد. حسینی و پرنس در مقاله [۱۵]، بر روی همزمان‌سازی فریم یک مرحله‌ای با استفاده از دنباله یکتا طراحی شده بحث می‌کنند. نتیجه روشی مانند روش همبستگی دوگانه است که در [۸] مطرح شد و همچنین شامل یک اصلاحیه است که زمانی به کار می‌رود که دنباله دریافتی فقط نویز باشد. مقاله [۱۶]، با استفاده از خصوصیات دنباله یکتای استاندارد iNET و سیستم SOQPSK-TG با نرخ ۲ نمونه بر سمبل، دو نسخه با پیچیدگی پایین از دو روش‌های همبستگی و همبستگی دوگانه را ارائه داده است. همچنین چندین روش یافتن ابتدای سیگنال قبلاً ارائه شده با بازنگری می‌کند. در شبیه‌سازی سیستم SOQPSK-TG با استفاده از دنباله یکتا استاندارد iNET این روش‌ها را با هم مقایسه کرده و نتیجه قابل قبولی برای  $E_b/N_0 > 0\text{dB}$  حاصل شده و حداکثر خطای آفست فرکانسی تقریباً ۳ درصد از نرخ بیت است. روش پیشنهادی این مقاله با چند روش مطرح‌شده در [۱۶] که برگرفته از مقالات پیشین است، در بخش شبیه‌سازی مقایسه خواهد شد.

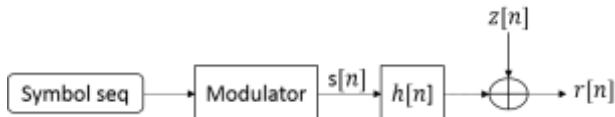
## ۱-۱- نوآوری‌های مقاله

۱- در این مقاله، با استفاده از تبدیل فوریه دنباله یکتا، روشی برای تخمین سمبل شروع دنباله دریافتی ارائه می‌شود. این روش نسبت به اثر کانال چندمسیره و فرکانس‌گزین مقاوم است.

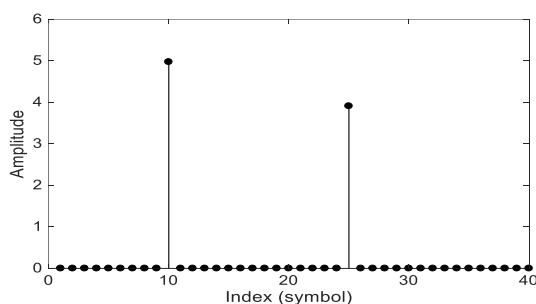
سیستم سیگنال‌دهی مدولاسیون فاز پیوسته (CPM) در سال‌های اخیر به دلیل مزیت‌های طیفی مورد توجه قرار گرفته است. در این سیستم اطلاعات در فاز سیگنال قرار گرفته می‌شود و میزان پوش سیگنال ثابت است. این ویژگی‌ها مزیت‌هایی از جمله از نظر میزان توان ارسالی در فرستنده و پهنای باند مصرفی را به همراه دارد. ویژگی بارز پیوستگی فاز در این سیستم جلوگیری از پرش‌های ناگهانی سیگنال و ممانعت از گستردگی طیف است. لذا گزینه مناسبی برای شبکه‌های دسترسی چندگانه با تخصیص زمانی است که داده یا صدا به صورت فریم‌به‌فریم ارسال می‌شود. از جمله این سیستم‌ها می‌توان به استاندارد سلولی GSM و استاندارد مسافت سنجی هوانوردی<sup>۲</sup> نسل بعد اشاره کرد [۱]. اگرچه استفاده از این مدولاسیون مزیت‌هایی دارد، اما طراحی گیرنده بهینه برای CPM دارای پیچیدگی‌های زیادی است که به‌عنوان اولین ایراد بر این سیستم وارد است. تعیین فاز هر سمبل نیازمند فاز سمبل‌های قبلی است که به حافظه فاز شناخته می‌شود. بنابراین گیرنده بهینه نمی‌تواند بر روی هر سمبل به صورت جداگانه تصمیم بگیرد و این امر نیازمند تخمین گر دنباله بیشینه شباهت برای ارائه بهترین عملکرد است [۲]. قسمت دیگری از پیچیدگی گیرنده مسئله همزمان‌سازی است، به خصوص در حالتی که داده به صورت فریم‌به‌فریم ارسال می‌شود و زمان دست‌یابی باید در حد امکان پایین باشد. تشخیص دقیق نقطه شروع سیگنال به تصحیح خطای کد مانند کدهای LDPC کمک شایانی می‌کند [۳، ۴]. از این رو مسئله همزمان‌سازی اهمیت بسیاری دارد [۵]. از جمله کارهای مرتبط انجام‌شده با مسئله همزمان‌سازی می‌توان به موارد ذیل اشاره کرد.

برای اولین بار استفاده از همبستگی در حالت BPSK (سمبل‌های  $\pm 1$ ) جهت همزمان‌سازی در مقاله [۶] مطرح شد. مقاله [۷]، همزمان‌سازی فریم با استفاده از بیشینه شباهت را برای سیستم BPSK مطرح کرد که روش [۶] و یک تصحیح غیرخطی را شامل می‌شود. ساختار فریم ارسالی شامل دنباله معلوم (دنباله یکتا<sup>۱۲</sup> (UW)) و در پی آن داده تصادفی در نظر گرفته شده است. همزمان‌سازی باید با در نظر گرفتن آفست فرکانسی انجام شود. در اینجا به سه روش اشاره می‌شود. روش اول در مقاله [۸] ذکر شده و برای حالت MPSK است. در این روش فرض بر این است که فاز  $\theta$  و فرکانس  $\omega$  مستقل از هم و دارای توزیع یکنواخت بین  $[-\pi, \pi]$  است. سپس بیشینه شباهت را برای همزمان‌سازی فریم به کار می‌گیرد و از تابع چگالی احتمال حاشیه‌ای سمبل‌های دریافتی استفاده می‌کند. نتیجه روش همبستگی دوگانه<sup>۴</sup> بود که جایگزین روش سنتی همبستگی شد. روش دوم در [۹] ارائه شد که یک روش بیشینه شباهت برای تخمین با هم آفست فرکانس و فاز با فرض کانال نویز گوسی سفید جمع شونده<sup>۵</sup> (AWGN) مطرح می‌کند. در این روش، ابتدا یک تخمین نادقیق از بخش AGC<sup>۶</sup> برای شروع فریم به همراه یک ناحیه ابهام در نظر می‌گیرد، سپس با انجام یک آزمایش بر روی نمونه‌های دریافتی صحت آن را بررسی می‌کند.

به دنباله یکتا از سیگنال دریافتی کنار گذاشته می‌شود. در نتیجه پیوستگی فاز از بین می‌رود. برای حل این مسئله، از یک بخش تصحیح کننده فاز ثانویه با طول ثابت استفاده می‌شود تا فاز را به حالت اولیه مدولاتور برگرداند. لذا ساختار فریم ارائه شده در شکل ۱، شامل دو قسمت تصحیح کننده فاز با نام‌های IF1 و IF2، یک دنباله یکتا (UW) و داده تصادفی (Data) است. در این مقاله، تمرکز بر روی بخش همزمان سازی با استفاده از دنباله یکتا است.



شکل ۲: مدل گسسته سیستم مخابراتی



شکل ۳: کانال چندمسیره  $h[n]$

سیگنال ارسالی CPM مختلط در باند پایه به صورت زیر است

$$s(t) = e^{j\phi(t)} \quad (1)$$

و

$$\phi(t) = 2\pi h \int_{-\infty}^t \sum_k a_k g(x - kT) dx \quad (2)$$

که  $a_k$  امین سمبل،  $h$  شاخص مدولاسیون اعمال شده،  $T$  بازه زمانی سمبل و  $g(t)$  پالس شکل دهی با طول زمانی  $L_g$  سمبل است. انتگرال پالس  $g(t)$  تابعی افزایشی است که برای  $t < 0$  برابر با صفر و مقدار نهایی آن برای  $t > L_g T$  برابر  $\frac{1}{2}$  است.

شکل ۲ و ۳ حالت گسسته سیستم مخابراتی و نمونه کانال چندمسیره را نشان می‌دهد. سیگنال ارسالی از کانال عبور کرده (کانالوا شده) و نویز سفید گوسی جمع شونده  $z[n]$  به آن اضافه می‌شود. در ابتدای گیرنده، سیگنال دریافتی به صورت معادله (۳) خواهد بود.

$$r[n] = y[n - n_0] e^{j2\pi\nu n + \theta} + z[n] \quad (3)$$

$$y[n] = s[n] \otimes h[n] = \sum_{k=1}^{L_h} h[k] s[n - k]$$

که در آن،  $\otimes$  نماد عملیات کانولوشن خطی و  $L_h$  طول کانال است.  $\nu$  آفست فرکانس حامل،  $\theta$  آفست فاز و  $n_0$  زمان رسیدن نمونه است.  $h[n]$  پاسخ ضربه کانال است که به صورت جمع وزنی چند تابع دلتا مدل می‌شود.

۲- این روش قابلیت تخمین آفست فرکانسی حامل را به صورت همزمان با تخمین شروع داده دارا است. همچنین، با تعیین طول FFT در بلوک تبدیل فوری، دقت تخمین آفست فرکانسی قابل تنظیم است.

۳- الگوریتم پیشنهادی به دلیل سادگی، زمان اجرای قابل قبولی برای پیاده سازی در سیستم‌های عملی دارد.

ساختار این مقاله به صورت زیر است: در بخش ۲ فرمول بندی مسئله بیان می‌شود. روش پیشنهادی برای همزمان سازی و تخمین CFO در بخش ۳ ارائه می‌شود. بخش ۴ به شبیه سازی‌ها و مقایسه روش ارائه شده با روش‌های پیشین پرداخته می‌شود. در انتها، جمع بندی در بخش ۵ انجام می‌گیرد.



شکل ۱: ساختار ارسال داده

## ۲- مدل ریاضی مسئله

ساختاری که برای ارسال داده در نظر گرفته شده است، به صورت ارسال فریم به فریم است که در شکل ۱ نمایش داده شده است. اطلاعات ساختار فریم در نظر گرفته شده طبق قرارداد در اختیار فرستنده و گیرنده از پیش قرار داده شده است. انتخاب این ساختار به این دلیل است که قابلیت تحلیل جداگانه هر فریم در گیرنده فراهم شود. به دلیل استفاده از مدولاسیون CPM، تغییرات فاز سمبل‌های مدوله شده در خروجی مدولاتور به صورت پیوسته است. در گیرنده برای آشکار سازی سمبل‌ها از سیگنال مدوله شده دریافتی، پیوستگی فاز باید حفظ شود. در غیر این صورت، تحلیل جداگانه فریم امکان پذیر نخواهد بود. راه کاری جهت تحلیل جداگانه فریم‌ها به صورت ذیل پیشنهاد می‌شود. برای حفظ پیوستگی فاز و امکان تحلیل مجزای فریم‌ها، ابتدا مدولاتور از فاز اولیه‌ای مانند فاز صفر شروع به مدوله کردن سمبل‌های ورودی می‌کند. اگر بتوان فاز شروع سمبل اول هر فریم را با فاز اولیه مدولاتور برابر کرد، پیوستگی فاز حفظ خواهد شد. در نتیجه، آشکار سازی هر فریم می‌تواند جداگانه انجام گیرد. از طرفی به دلیل اینکه سمبل‌های انتهایی هر فریم داده تصادفی است، فاز انتهایی داده‌های هر فریم تصادفی خواهد بود. برای برگرداندن فاز تصادفی به فاز اولیه، یک قسمت تصحیح کننده فاز شامل چند سمبل به صورت وقتی به انتهای داده در هر فریم به گونه‌ای اضافه می‌شود که طول فریم ثابت بماند و فاز انتهایی فریم با فاز اولیه مدولاتور برابر شود. تعیین تعداد و مقدار این سمبل‌ها وابسته به پارامترهای مدولاسیون است و در [۱۷] شرح داده شده است.

در گیرنده جهت همزمان سازی و تخمین کانال، از دنباله یکتا استفاده می‌شود. این دنباله به صورت تناوبی در میان داده‌های تصادفی قرار می‌گیرد. به عبارتی، در ابتدای هر فریم این دنباله قرار داده می‌شود. گیرنده با داشتن این دنباله، از روی سیگنال دریافتی عمل مورد نظر را انجام می‌دهد. برای آشکار سازی در گیرنده، بخش مربوط

هم ضرب شود و سپس از نتیجه تبدیل فوریه گرفته شود، با فرض درست بودن آفست‌ها و اینکه دنباله پنجره، دنباله مورد نظر باشد، یک مؤلفه دارای در صد بیشتی از انرژی دریافتی و متمایز از بقیه مؤلفه‌ها در خروجی تبدیل فوریه ایجاد می‌شود که نشان‌دهنده آن است که ابتدای پنجره همان ابتدای دنباله یکتا و فریم است. از منظر ریاضی چنین است:

$$L(i) = \max_{i=1, \dots, L_f - L_p} \left| \mathcal{F} \left\{ \mathbf{r}[r_1, \dots, r_{i+L_p-1}] \odot \text{conj}(\mathbf{p}) \right\} \right| \quad (8)$$

ابتدای شروع فریم یا دنباله یکتا برابر با اولین مقدار قابل توجه مشاهده شده در بردار  $L$  است.  $\text{conj}(\cdot)$  نماد مزدوج،  $\mathcal{F}$  نماد تبدیل فوریه و  $\odot$  نشان‌دهنده ضرب عنصر به عنصر است که برای دو بردار  $\mathbf{x}$  و  $\mathbf{y}$  با طول برابر  $N \times 1$  صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{z}_{N \times 1} = [x_1 y_1, x_2 y_2, \dots, x_N y_N]^T \quad (9)$$

زمانی که اولین قله انرژی شنا سایی شد، تخمین CFO نیز هم‌زمان با تخمین ابتدای سیگنال انجام می‌شود. هنگامی که گیرنده به‌ازای یک پنجره داده ورودی تبدیل فوریه را اعمال می‌کند و در آن به دنبال اولین قله سیگنال است، مکان قله ایجاد شده سیگنال در آن پنجره ( $I_{\text{peak of window}}$ ) با ضربی به صورت زیر میزان CFO را نشان می‌دهد:

$$\text{CFO}_{\text{Est}} = \frac{I_{\text{peak of window}}}{N_{\text{FFT}} T_{\text{Sampling}}} \quad (10)$$

$N_{\text{FFT}}$  طول پنجره تبدیل فوریه است.  $T_{\text{Sampling}}$  زمان نمونه‌برداری است. دقت تخمین CFO برابر با  $\frac{1}{N_{\text{FFT}} T_{\text{Sampling}}}$  است.

ذکر دو نکته در روش پیشنهادی حائز اهمیت است. اول اینکه، اگر کانال دارای چند مؤلفه باشد با انجام روند بالا بر روی سیگنال دریافتی در خروجی تبدیل فوریه چند قله دیده می‌شود که همان اثر کانال است. اولین قله دیده شده، ابتدای فریم و دنباله یکتا است چرا که برای اولین بار شبیه‌ترین دنباله به دنباله یکتا دیده شده است. و قله‌های بعدی اثر تکرار سیگنال به دلیل مؤلفه‌های نا صفر کانال است. دوم، در واقعیت همواره تحلیل‌ها با آفست همراه است. اگر اثر آفست فرکانسی حامل CFO در نظر گرفته شود، در پنجره تبدیل گرفته شده جای قله عوض می‌شود ولی همچنان قله سیگنال در همان پنجره است، و از آنجایی که بزرگ‌ترین قله پنجره‌ها با هم مقایسه می‌شوند، لذا پنجره‌ای که شامل ابتدای فریم باشد انتخاب می‌شود. در نتیجه روش پیشنهادی نسبت به تغییرات CFO مقاوم است. مراحل تخمین نقطه شروع سیگنال و مقدار آفست فرکانس حامل را می‌توان به شرح الگوریتم ۱ خلاصه نمود.

#### الگوریتم ۱: روش تخمین نقطه شروع سیگنال و آفست فرکانس حامل

ورودی‌ها:  $r$  بردار نمونه‌های سیگنال دریافتی به طول  $F + P$ ، بردار نمونه‌های مدوله شده دنباله یکتا به طول  $P$ .

$$h[n] = \sum_{k=1}^{L_p} h_k \delta[n-k] \quad (4)$$

$z[n]$  نویز جمع‌شونده است که به صورت فرآیند تصادفی گوسی متقارن ایستاد گردشی به معنای عام با مقدار مختلط مدل می‌شود و دارای میانگین صفر و واریانس  $(\delta)$  است.

$$E \{ z[n+m] z[n] \} = 2N_0 \delta[m] \quad (5)$$

فرض بر این است که ارسال به صورت پیوسته باشد و دنباله یکتا با  $L_p$  سمبل به صورت دوره‌ای هر  $L_f - L_p$  سمبل در میان سمبل‌های داده قبل مدولاتور جاگذاری شده تا فریم‌های  $L_f$  سمبلی تشکیل شود که در شکل ۱ نمایش داده شده است. با فرض نرخ  $N$  نمونه‌بر سمبل  $P = NL_p$  نمونه‌بر سمبل مربوط به سمبل‌های دنباله یکتا در شکل موج مدوله شده CPM و  $F = NL_f$  نمونه‌بر سمبل مربوط به سمبل‌های هر فریم است. فرض کنید نمونه‌های سیگنال دریافتی به اندازه یک طول فریم به علاوه یک طول دنباله یکتا  $(F + P) \times 1$  در دسترس باشد:

$$\mathbf{r} = [r[1], r[2], \dots, r[F+P]]^T \quad (6)$$

و نمونه‌های مربوط به دنباله یکتا در شکل موج CPM، برداری به طول  $P \times 1$  باشد

$$\mathbf{p} = [p[1], p[2], \dots, p[P]]^T \quad (7)$$

فرض بر این است که نقطه شروع دنباله یکتا در نمونه‌های به طول یک بلوک ( $\mathbf{r}$ ) وجود دارد. هدف یافتن نقطه شروع سیگنال از روی دنباله نمونه‌های دریافتی به طول یک فریم و تخمین آفست فرکانسی  $\nu$  است.

### ۳- الگوریتم پیشنهادی هم‌زمان‌سازی فریم و تخمین آفست فرکانسی

با توجه به این نکته که ساختار ارسال داده به صورت فریم به فریم است، هدف اصلی یافتن ابتدای هر فریم خواهد بود. از طرفی در این ساختار، فریم‌ها از هم مستقل‌اند، لذا در گیرنده هر فریم را به صورت جداگانه می‌توان تحلیل نمود. بر اساس ساختاری که برای ارسال داده در بخش ۲ پیشنهاد شد، در اینجا هدف استفاده از قسمت دنباله یکتا در فریم برای هم‌زمان‌سازی است.

ایده اصلی روش پیشنهادی بدین صورت است که زمانی که سیگنال از کانال چندم سیره با طول  $L_p$  سمبل که شامل چند مؤلفه غیر صفر است عبور می‌کند، تکرارهایی از سیگنال به فاصله‌های متفاوتی بر اساس شکل کانال ایجاد می‌شود. از طرفی هدف یافتن ابتدای دنباله یکتا است. از آنجایی که گیرنده دنباله یکتا را در اختیار دارد، می‌تواند در سیگنال دریافتی به دنبال شبیه‌ترین دنباله به دنباله یکتا باشد. بنابراین، اگر به اندازه طول یک بلوک شامل فریم و دنباله یکتا جست‌وجو انجام شود، ابتدای فریم را می‌توان تخمین زد. برای این کار، بر روی دنباله ورودی پنجره‌ای به طول دنباله یکتا در نظر گرفته و داده این پنجره را با دنباله یکتا گیرنده مقایسه می‌شود. اگر این دو دنباله در

ابتدای فریم است، جستجو را به اندازه کمی بیشتر از طول کانال، زودتر شروع کند. در این صورت همواره اثر دو مؤلفه را مشاهده می‌کند. بدین ترتیب ضمن تغییرات زمانی کانال همزمان سازی به درستی انجام می‌شود. به عبارتی طول بازه جستجو برابر با  $L_h + L_f + L_p + L_e$  که  $L_e$  مقدار مثبت کوچکی (مثلاً ۲ یا ۳) به واحد سمبل است.

### ۳-۲- پیچیدگی محاسباتی روش پیشنهادی

در اینجا، پیچیدگی محاسباتی الگوریتم پیشنهادی بررسی می‌شود. میزان عملیات (ضرب/جمع) مورد نیاز برای الگوریتم در هر تکرار عبارت است از  $P$  ضرب و یک تبدیل فوریه (FFT)  $P$  نقطه‌ای ( $P \log P$ ). در نتیجه، هر تکرار نیازمند  $P + P \log P$  عملیات است. با انجام  $F$  تکرار میزان کل عملیات لازم برابر با  $(F)(P + \log P)$  خواهد بود. استفاده از FFT برای محاسبه تبدیل فوریه، سرعت انجام عملیات را بالا می‌برد.

### ۴- نتایج شبیه سازی‌ها

در این بخش، روش پیشنهادی مورد آزمایش قرار می‌گیرد و عملکرد آن با روش‌های پیشین مقایسه می‌شود. بدین منظور آزمایش‌های مختلفی در نظر گرفته شده است که در ذیل بدان پرداخته می‌شود. تنظیمات سیستم در نظر گرفته شده برای شبیه سازی‌ها در جدول ۱ آورده شده است. در این جدول، متغیرهای مدولاتور فاز پیوسته،  $h$  شاخص مدولاسیون،  $M$  مرتبه مدولاسیون،  $L_g$  طول پالس شکل دهی و  $N_{sps}$  نرخ نمونه بر سمبل است. دو کانال در شبیه سازی‌ها استفاده شده است یکی کانال نویز گوسی جمع‌شونده و دیگری کانال چندمسیره مرسوم باند HF با دو مؤلفه غیر صفر. طول این کانال به اندازه  $L_h = 7$  سمبل است که دارای مقادیر  $h[n] = [0.823, 0, 0, 0, 0, 0, 0.647]^T$  است.  $CFO$  میزان آفست فرکانسی و  $PhaseOffset$  میزان آفست فاز است. مکان شروع فریم را از ابتدای سیگنال دریافتی به صورت تصادفی اختیار شده است و نویز قبل از ابتدای دنباله یکتا از جنس خود سیگنال مدوله شده در نظر گرفته شده که بدترین حالت است. برای الگوریتم پیشنهادی نیز طول پنجره FFT ( $L_{FFT}$ ) بر حسب سمبل برابر با طول دنباله یکتا ( $L_{IW}$ ) در نظر گرفته شده است. همچنین  $L_{Data}$  طول دنباله داده‌های تصادفی و بر حسب سمبل است. به ازای طول دنباله یکتا و طول دنباله داده و وضعیت منظومه مدولاتور در این شبیه سازی، طول هر کدام از دو تصحیح کننده فاز فریم ارسالی برابر با ۲ سمبل خواهد بود و مقدار آن نیز از روی وضعیت مدولاتور برای بازگرداندن فاز به مقدار اولیه محاسبه می‌شود.

رابطه نسبت توان سیگنال به توان نویز ( $SNR$ (dB)) جهت اعمال نویز جمع‌شونده به سیگنال بعد از کانال، از روی انرژی بیت به چگالی طیف توان نویز ( $E_b N_0$ (dB)) با در نظر گرفتن  $k = \log_2 M$  از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$SNR(dB) = EbN_0 + 10 \log_{10}(k) - 10 \log_{10}(N_{sps}) \quad (14)$$

**خروجی‌ها:** SOS نقطه شروع فریم و CFO\_Est تخمین آفست فرکانس حامل

**گام ۱:** محاسبه مزدوج بردار  $p$ .

**گام ۲:** برای  $i = 1$  تا  $F$

آ محاسبه ضرب عنصر به عنصر  $p$  و  $r$

$$WND = \mathbf{r}[r_i, \dots, r_{i+L_p-1}] \odot \text{conj}(\mathbf{p}) \quad (11)$$

ب) محاسبه قدر مطلق تبدیل فوریه پنجره  $WND$  و یافتن مقدار بیشینه خروجی

$$L(i) = \max |\mathcal{F}\{WND\}| \quad (12)$$

ج) نگاه داشتن مکان مقدار بیشینه  $L(i)$  در قدر مطلق تبدیل فوریه پنجره

$$C(i) = \text{argmax} |\mathcal{F}\{WND\}| \quad (13)$$

**گام ۳:** جستجو در بردار  $L$  و انتخاب مکان مؤلفه اولین قله مشاهده شده در بردار  $L$  به عنوان نقطه شروع سیگنال (SOS) و مقدار متناظر با آن

مکان در بردار  $C$  جهت تخمین آفست فرکانس حامل  $I_{peak\ of\ wnd}$

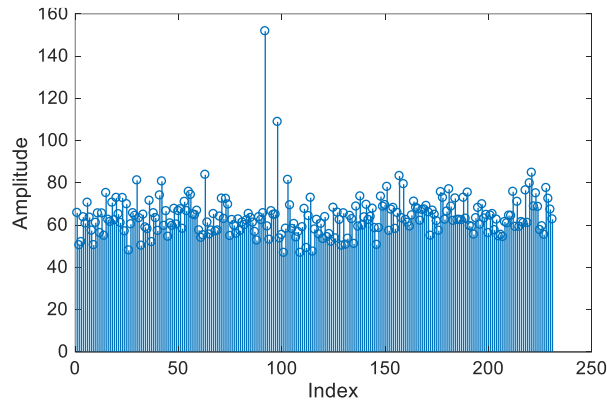
**گام ۴:** تخمین آفست فرکانس حامل با محاسبه رابطه (۱۰)

### ۳-۱- بررسی عملکرد روش پیشنهادی در کانال چندمسیره

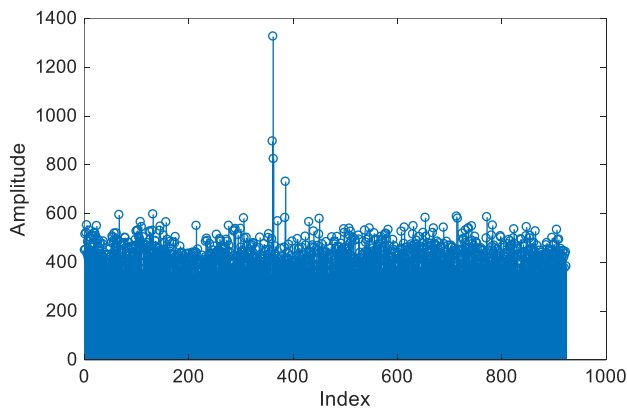
#### متغیر با زمان

در عمل کانال‌های چندمسیره با زمان تغییر می‌کند. این واقعیت بر کارایی سیستم مخابراتی به ویژه قسمت همزمان سازی تأثیر منفی می‌گذارد. سیگنال خروجی کانال چندمسیره نرمالیزه عبارت است از سیگنال اصلی به علاوه چند نسخه تضعیف شده و انتقال یافته آن. مؤثرترین نسخه سیگنال در خروجی نتیجه بزرگترین مؤلفه ناصفر کانال است. در همزمان سازی، یافتن ابتدای سیگنال در اکثر روش‌ها و نیز روش ارائه شده در این مقاله بر اساس یافتن بزرگترین مؤلفه در خروجی است. با در نظر گرفتن کانال چندمسیره متغیر با زمان، جای این بزرگترین مؤلفه عوض می‌شود. در نتیجه، این جابجایی همزمان سازی را با مشکل مواجه می‌کند. به بیان دقیق تر، فرض کنید کانال دو مؤلفه غیر صفر دارد که یکی مقدار کوچکتری از دیگری را اختیار کرده است. چون کانال با زمان تغییر می‌کند ممکن است مؤلفه کوچک با تغییر زمان مقدار بزرگتری از مؤلفه دیگر اختیار کند. از آنجایی که در همزمان سازی، تصمیم گیری بر اساس بزرگترین مؤلفه انجام می‌گیرد در روند زیر ممکن است ابتدای سیگنال از دست برود.

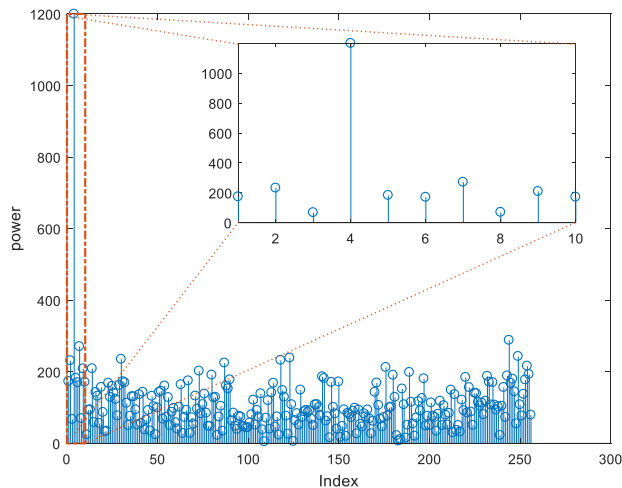
ابتدا مؤلفه اول بزرگتر از دوم باشد در این صورت ابتدای فریم بر اساس بزرگترین مؤلفه (مؤلفه اول) تعیین می‌شود. حال با تغییر زمان مؤلفه دوم بزرگتر می‌شود. در نتیجه، تصمیم گیری بر اساس مؤلفه دوم صورت می‌گیرد. در ادامه با گذر زمان مؤلفه اول مقدار بزرگتری نسبت به مؤلفه دوم به خود می‌گیرد. به دلیل اینکه همزمان سازی بر اساس مؤلفه دوم صورت گرفته بود، اثر مؤلفه اول در همزمان سازی دیده نمی‌شود. از این رو، همزمان سازی با شکست مواجه می‌شود. راه حلی که در این حالت پیشنهاد می‌شود، این است که هر بار که گیرنده به دنبال



شکل ۴: خروجی روش پیشنهادی در  $EbN0(dB) = 0$  و  $N_{sps} = 1$



شکل ۵: خروجی روش پیشنهادی در  $EbN0(dB) = 0$  و  $N_{sps} = 4$



شکل ۶: پنجره تخمین CFO متناظر با اولین قله در  $EbN0(dB) = 0$

بر اساس این نمودار می‌توان دید که روش پیشنهادی با تقریب خوبی از  $EbN0$  برابر با  $-5$  dB به بعد ابتدای سیگنال را به خوبی تشخیص داده است. همچنین اثر نرخ نمونه برداری تغییر زیادی در احتمال تشخیص ایجاد نمی‌کند. حال زمانی که کانال چندمسیره با دو مؤلفه ناصفر در مسیر سیگنال اضافه شود، انتظار می‌رود وجود کانال و نویز گوسی، بر کارایی روش پیشنهادی اثر منفی بگذارد. نتیجه آزمایش در شکل ۸ نمایش داده شده است. نتایج به دست آمده حاکی از افت عملکرد روش

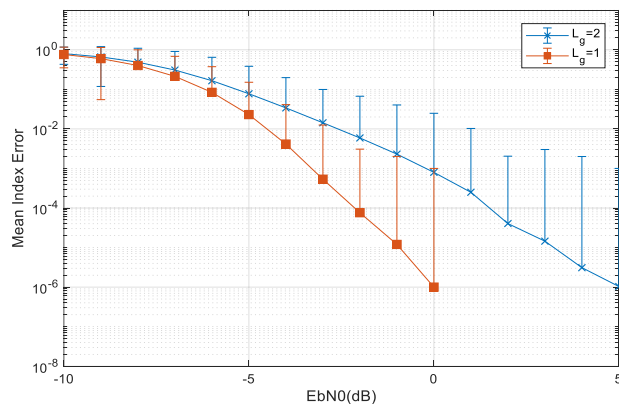
جدول ۱: متغیرهای شبیه‌سازی

مقدار	نماد	متغیر
۰/۵	H	شاخص مدولاسیون
۴	M	مرتبه مدولاسیون
۱ یا ۲	$L_g$	طول پالس مدولاسیون
۱ یا ۴	Nsps	نرخ نمونه بردار (نمونه برسمبل)
$\frac{1}{2400}$	Tsampling	زمان نمونه برداری (ثانیه)
۱۱۰	CFO	آفست فرکانس حامل (هرتز)
$\frac{\pi}{8}$	PhaseOffset	آفست فاز (رادیان)
۶۴	$L_{FFT}$	طول پنجره FFT
۶۴	$L_{UW}$	طول دنباله یکتا (سمبل)
۲۰۰	$L_{Data}$	طول داده (سمبل)

در اولین آزمایش، خروجی الگوریتم پیشنهادی بررسی می‌شود. بدین منظور  $EbN0(dB) = 0$  در نظر گرفته و کانال چندمسیره ذکر شده به کار گرفته شده است. از آنجایی که کانال دارای دو مقدار غیر صفر است، انتظار می‌رود در گام ۳ الگوریتم پیشنهادی دو مقدار قابل توجه دیده شود که به معنای عبور سیگنال دنباله یکتا از دو مؤلفه کانال است. مکان اولین قله همان نقطه شروع دنباله یکتا خواهد بود. شکل ۴ خروجی در حالت نرخ  $N_{sps} = 1$  نمونه برسمبل و شکل ۵ در حالت  $N_{sps} = 4$  نمونه برسمبل است. همان گونه که مشاهده می‌شود در حالت نرخ نمونه برسمبل بالاتر، تمایز اندازه قله‌ها نسبت به سایر مؤلفه‌ها بیشتر است و دقت تخمین بیشتر می‌شود و در کنار آن پیچیدگی محاسباتی نیز افزایش می‌یابد. مقدار تخمین آفست فرکانس حامل الگوریتم پیشنهادی در شکل ۶ نشان داده شده است که مربوط به پنجره حاوی اولین قله در تخمین نقطه شروع سیگنال است. شماره مکان‌ها در تخمین CFO از صفر شروع می‌شود، لذا مقدار CFO تخمین زده شده با دقت  $37/5$  Hz برابر با  $112/5$  Hz است.

در آزمایش دوم، به بررسی اثر توان نویز در تخمین نقطه شروع سیگنال پرداخته می‌شود تا مقاومت الگوریتم پیشنهادی در مقابل با  $SNR(dB)$  های مختلف سنجیده شود. زمانی که کانال دارای محوشدگی نباشد، فقط اثر نویز گوسی بر داده‌های ارسالی اعمال می‌شود. نمودار احتمال تشخیص درست ابتدای سیگنال برحسب تغییرات  $EbN0(dB)$  از  $-20$  تا  $5$  dB با گام ۱ برای نرخ‌های مختلف نمونه برداری ۱ و ۴ برای میانگین ۸۰۰۰ اجرا در شکل ۷ رسم شده است.

محاسبه احتمال تشخیص درست به این صورت است که اگر سمبل پیشنهادی مطابق با سمبل شروع واقعی نباشد خطا صورت گرفته است. از تقسیم تعداد آزمایش‌های با تشخیص درست به تعداد کل آزمایش‌ها احتمال تشخیص درست حاصل می‌شود.



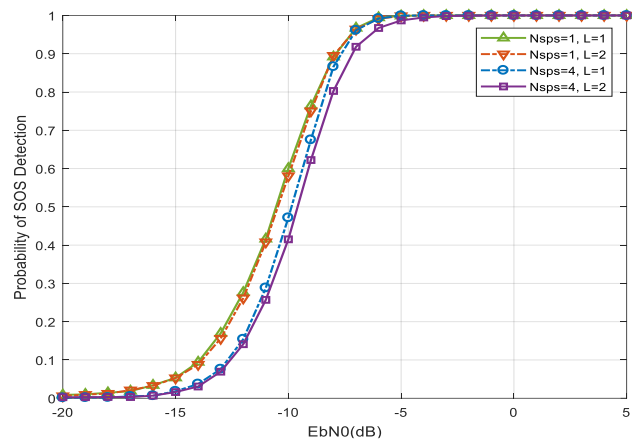
شکل ۹: بررسی اثر کانال‌های متفاوت بر هم‌زمان‌سازی روش پیشنهادی به‌ازای ۱۰۰۰ کانال فرکانس‌گزين مختلف و طول پالس‌های  $L_g = 1, 2$

برای آزمایش چهارم، میانگین خطای مکان شروع سیگنال را برای روش پیشنهادی و چند روشی که تاکنون معرفی شده‌اند در شرایط دو کانال AWGN و کانال چندمسیره مقایسه می‌کنیم. شکل ۱۰ و شکل ۱۱، بیانگر عملکرد بهتر روش پیشنهادی نسبت به سایر روش‌های پیشین در تشخیص درست نقطه شروع دنباله یکتا است. تنظیمات در نظر گرفته‌شده در حالت کانال AWGN روش پیشنهادی تقریباً از  $-5\text{dB}$  به بعد با احتمال خطای کمتر از  $2 \times 10^{-5}$  مکان دنباله یکتا را تخمین می‌زند. همچنین، در حضور کانال چندمسیره نیز از  $1\text{dB}$  به بعد تخمین دقیق حاصل می‌شود. لازم به ذکر است که روش‌های  $L0$ ،  $L0h$  در زمان عدم حضور آفست عملکرد معقولی دارند و زمانی که آفست فاز و فرکانس اضافه می‌شود، عملکرد آن‌ها به‌شدت افت می‌کند [۱۴].

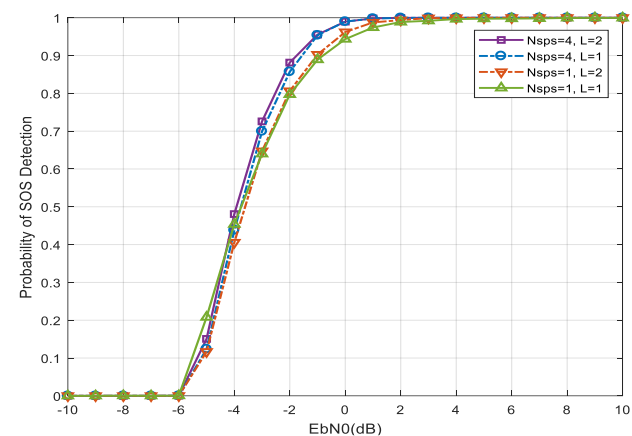
در آزمایش آخر به بررسی عملکرد روش پیشنهادی برای تخمین CFO پرداخته می‌شود. ضمن به‌کارگیری تنظیمات جدول ۱ برای این آزمایش، میزان  $EbN0$  برای ۵ حالت با مقادیر  $[-10, -8, -5, -3, 0]\text{dB}$  و نرخ نمونه‌برداری  $N_{\text{sps}}$  برابر با ۴ نمونه بر سنبل در نظر گرفته‌شده است. میزان CFO از ۰ تا  $11\text{KHz}$  به قدم  $1\text{Hz}$  تغییر داده شده و عملکرد روش پیشنهادی بررسی می‌شود. نتیجه حاصل شده در شکل ۱۲ رسم شده است. مشاهده می‌شود که روش پیشنهادی قدرت دنبال کردن آفست فرکانسی تا نزدیک به  $10\text{KHz}$  را برای  $EbN0=0\text{dB}$  دارد. پله‌ای بودن تخمین به‌سبب دقت تخمین‌گر است. همچنین مشاهده می‌شود با افزایش نویز، دقت تخمین آفست کاهش می‌یابد.

جدول ۲: مقایسه پیچیدگی زمانی روش پیشنهادی با سایر روش‌ها برای نرخ نمونه‌برداری مختلف

Nsps	پیشنهادی(sec)	$L0(sec)$	$L0h(sec)$	$L1(sec)$	$L2(sec)$	$L3(sec)$	$L4(sec)$	$L5(sec)$
۱	۰/۰۰۴۴	۰/۰۰۱۵	۰/۰۰۲۵	۰/۱۹۳۱	۰/۰۹۳۹	۰/۰۰۴۶	۰/۰۰۱۹	۰/۱۹۶۷
۲	۰/۰۱۳۸	۰/۰۰۶۱	۰/۰۰۵۲	۰/۹۰۱۴	۰/۴۴۳۹	۰/۰۱۰۶	۰/۰۰۳۳	۰/۴۵۳۵
۴	۰/۰۱۸۳	۰/۰۰۶۹	۰/۰۱۳۸	۵/۱۶۲۵	۲/۳۳۴۳	۰/۰۲۸۳	۰/۰۰۹۴	۰/۹۷۷۶



شکل ۷: منحنی احتمال تشخیص صحیح مکان شروع سیگنال برحسب  $EbN0(\text{dB})$  برای روش پیشنهادی برای حالت‌های مختلف تعداد نمونه‌برسمبل و طول پالس شکل‌دهی در حضور کانال AWGN.



شکل ۸: منحنی احتمال تشخیص صحیح مکان شروع سیگنال برحسب  $EbN0(\text{dB})$  برای روش پیشنهادی برای حالت‌های مختلف تعداد نمونه‌برسمبل و طول پالس شکل‌دهی در حضور کانال چندمسیره.

پیشنهادی در شرایط کانال چندمسیره نسبت به کانال AWGN است. ولی همچنان در  $EbN0(\text{dB})$ ‌های نزدیک صفر و بالاتر عملکرد خوبی دارد. برای آزمایش سوم، عملکرد روش پیشنهادی با معیار میانگین خطای مکان شروع سیگنال برحسب  $EbN0$  مورد بررسی قرار می‌گیرد. بدین منظور تعداد ۱۰۰۰ کانال فرکانس‌گزين به‌صورت تصادفی انتخاب می‌شود و به‌ازای هر کانال، خطای ایجادشده برای مقادیر  $EbN0$  از  $10\text{dB}$  تا  $-10\text{dB}$  محاسبه می‌شود. به‌ازای هر مقدار  $EbN0$ ، ۱۰۰۰ اجرای مستقل صورت می‌پذیرد. بازه تغییرات خطای این ۱۰۰۰ کانال از کمینه تا بیشینه به همراه مقدار متوسط خطا در شکل ۹ رسم شده است.

در انتها از نظر زمان اجرای، روش پیشنهادی با روش مختلف مقایسه و در جدول ۲ آورده شده است. طبق نتایج به دست آمده، مشاهده می‌شود که با افزایش نرخ نمونه برداری پیچیدگی زمانی روش‌ها بیشتر می‌شود. با این حال، روش پیشنهادی در مقایسه با دو روش  $L_2$  و  $L_5$  که عملکرد تخمین بهتری نسبت به بقیه دارند، زمان اجرای الگوریتم پیشنهادی بسیار کمتر از دو الگوریتم دیگر است.

### ۵- نتیجه گیری

در این مقاله به مسئله هم‌زمان‌سازی فریم در سیگنال CPM پرداخته و الگوریتمی برای یافتن ابتدای سیگنال با استفاده از نمونه‌های دنباله یکتا درگیرنده و تخمین آفست فرکانس حامل ارائه شد. معمولاً تخمین نقطه شروع سیگنال و تخمین آفست فرکانس حامل به صورت مجزا اعمال می‌شود. روش پیشنهادی به صورت هم‌زمان دو مسئله را حل می‌کند. روش ارائه شده در حین سادگی، دقت بالایی دارد و در مقابل با کانال متغیر با زمان چندمسیره نیز مقاوم است. در شبیه سازی نشان داده شد که روش پیشنهادی عملکرد بهتری در هم‌زمان سازی نسبت به روش‌های پیشین دارد.

### پیوست

در شبیه سازی‌ها روش پیشنهادی با روش‌های پیشین مقایسه شد. روابط مربوط به روش‌های پیشین طبق مرجع [۱۶] در این بخش ارائه می‌شود:

#### روش $L_0$ :

$$L_0(m) = \left| \sum_{k=0}^{P-1} r((k+m)T) p^*(kT) \right| \quad (۱پ)$$

#### روش $L_{0h}$ :

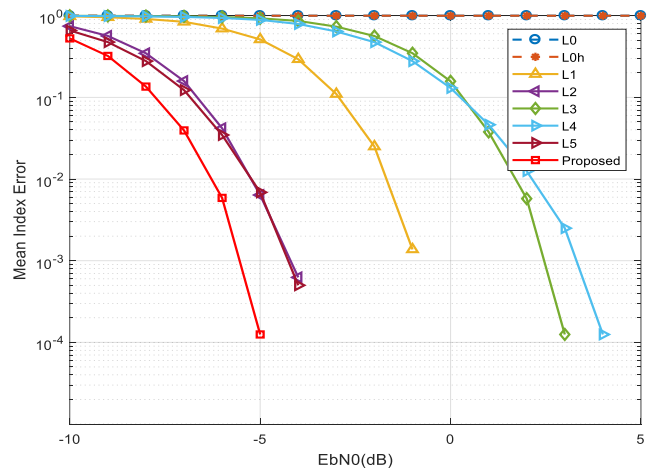
$$L_{0h}(m) = \left| \sum_{k=0}^{P-1} r((k+m)T) p^*(kT) \right| - \sum_{n=m}^{m+P-1} |r(nT)| \quad (۲پ)$$

#### روش $L_1$ :

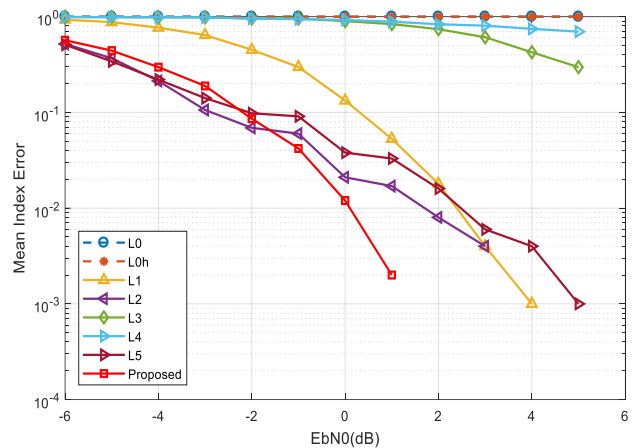
$$L_1(m) = \sum_{i=1}^{P-1} \left[ \sum_{k=0}^{P-1} r((k+m)T) p^*(kT) r((k+m-i)T) p^*((k-i)T) \right] - \sum_{n=m}^{m+P-1} |r(nT)| |r(n-i)T| \quad (۳پ)$$

#### روش $L_2$ :

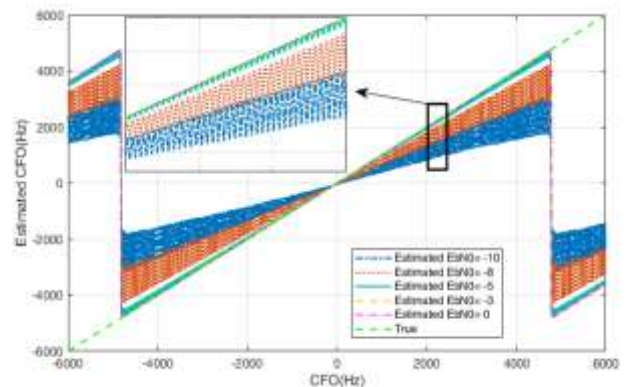
$$L_2(m) = \sum_{i=1}^{P-1} \sum_{k=0}^{P-1} r((k+m)T) p^*(kT) r((k+m-i)T) p^*((k-i)T) \quad (۴پ)$$



شکل ۱۰: منحنی میانگین خطای مکان شروع سیگنال برحسب  $EbN_0$  (dB) برای روش پیشنهادی و روش‌های مطرح شده در [۱۶] برای حالت  $N_{sps} = 4$  و  $L_g = 1$  و کانال AWGN



شکل ۱۱: منحنی میانگین خطای مکان شروع سیگنال برحسب  $EbN_0$  (dB) برای روش پیشنهادی و روش‌های مطرح شده در [۱۶] برای حالت  $N_{sps} = 4$  و  $L_g = 2$  و کانال چندمسیره



شکل ۱۲: تخمین آفست فرکانس حامل با استفاده از روش پیشنهادی به ازای نرخ نمونه برداری ۴ نمونه بر سمبل و  $EbN_0 = [-10, -8, -5, -3, 0] dB$



## روش L3:

[۴] احمد قلی زاده سوته، حسین خالقی بیژکی. تخمین پارامترهای

کد کانولوشنال نرخ  $k/n$  در شرایط نویزی. مجله مهندسی برق

دانشگاه تبریز، دوره ۴۶، شماره ۴، صفحه ۲۴۷-۲۵۸، ۱۳۹۵.

[5] U. Mengali and A. N. D'Andrea, "Synchronization Techniques for Digital Receivers". Plenum Press, 1997.

[6] R. H. Barker, "Group synchronization of binary digital systems. In Communication Theory", W. Jackson, Ed. London, United Kingdom: Butterworth, pp. 273-287, 1953.

[7] J. Massey, "Optimum frame synchronization". IEEE Transactions on Communications, vol. 20, no. 2, pp. 115-119, 1972.

[8] Z. Choi, and Y. Lee, "Frame synchronization in the presence of frequency offset". IEEE Transactions on Communications, vol. 50, no. 7, pp. 1062-1065, 2002.

[9] Y. Koo, and Y. Lee, "A joint maximum likelihood approach to frame synchronization in presence of frequency offset". In Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, New York, 28 Apr.-2, pp. 1546-1550, 2002.

[10] R. Pedone, M. Villanti, A. Vanelli-Coralli, G. Corazza, and P. T. Mathiopoulos, "Frame synchronization in frequency uncertainty". IEEE Transactions on Communications, vol. 58, no. 4, pp. 1235-1246, 2010.

[11] H. Huh, and J. Krogmeier, "A unified approach to optimum frame synchronization". IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, no. 12, pp. 3700-3711, 2006.

[12] Y.-I. Huang, S. Member, K.-d. Fan, and C.-c. Huang, "A fully digital noncoherent and coherent GMSK receiver architecture with joint symbol timing error and frequency offset estimation," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 49, pp. 863-874, 2000.

[13] J. Huber and W. Liu, "Data-aided synchronization of coherent CPM receivers," IEEE Transactions on Communications, vol. 40, pp. 178-189, 1992.

[14] W. Shen, M. Zhao, P. Qiu, and A. Huang, "Data aided symbol timing estimation in space-time coded CPM systems over Rayleigh fading channels," in IEEE 66th Vehicular Technology Conference Proceedings, pp. 556-560, IEEE, 2007.

[15] E. Hosseini, and E. Perrins, "Timing, carrier, and frame synchronization of burst-mode CPM". IEEE Transactions on Communications, vol. 61, no. 12, pp. 5125-5138, 2013.

[16] M. Rice and A. McMurdie, "On frame synchronization in aeronautical telemetry," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 52, no. 5, pp. 2263-2280, 2016.

[17] F. Pancaldi and G. M. Vitetta, "Equalization algorithms in the frequency domain for continuous phase modulations," in IEEE Transactions on Communications, vol. 54, no. 4, pp. 648-658, 2006.

$$L_3(m) =$$

$$\left| \sum_{k=0}^{P-1} r((k+m)T) p^*(kT) r((k+m-1)T) p^*((k-1)T) \right| \quad (۵پ)$$

$$- \sum_{n=m}^{m+P-1} |r(nT)| |r((n-1)T)|$$

## روش L4:

$$L_4(m) =$$

$$\left| \sum_{k=0}^{P-1} r((k+m)T) p^*(kT) r((k+m-1)T) p^*((k-1)T) \right| \quad (۶پ)$$

## روش L5:

$$L_5(m) = \sqrt{\Lambda_0(m) + \sum_{n=1}^{L_{PDI}-1} \bar{\Lambda}_n(m) - \sum_{n=m}^{m+P-1} |r(nT)|}$$

$$\Lambda_0(m) = \sum_{i=0}^{L_{PDI}-1} \left| \sum_{k=iL_{coh}}^{(i+1)L_{coh}-1} r((k+m)T) p^*(kT) \right|^2 \quad (۷پ)$$

$$\bar{\Lambda}_n(m) = 2 \left| \sum_{i=0}^{L_{PDI}-1-n} \sum_{k=(i+n)L_{coh}}^{(i+n+1)L_{coh}-1} r((k+m)T) p^*(kT) \right. \\ \left. \times \sum_{k'=iL_{coh}}^{(i+1)L_{coh}-1} r^*((k'+m)T) p(k'T) \right|.$$

دو پارامتر  $L_{PDI}$  و  $L_{coh}$  به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که  $P = L_{PDI} L_{coh}$  باشد. در شبیه‌سازی‌ها  $L_{PDI} = 16$ ،  $L_{coh} = P/16$  طبق مرجع مقدار داده شده است.

## مراجع

- [1] 3GPP, "GSM/EDGE Radio Access Network (GERAN) overall description; Stage 2," TS 43.051, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 2012
- [2] J. B. Anderson, T. Aulin, and C.-E. Sundberg, Digital Phase Modulation. New York: Plenum Press, 1986.

[۳] احسان اولیائی ترشیزی، حسین شریفی. ارائه دو الگوریتم

دی‌کدینگ هیبرید جدید با عملکرد بسیار خوب و پیچیدگی بسیار

کم برای دی‌کدینگ کدهای LDPC. مجله مهندسی برق دانشگاه

تبریز، دوره ۴۵، شماره ۲، صفحه ۲۷-۳۷، ۱۳۹۳.

## زیرنویس‌ها

<sup>7</sup>Data Aided

<sup>8</sup>Post Detection Integration

<sup>9</sup>Coherent

<sup>10</sup>Markov Chain

<sup>11</sup>Burst Mode

<sup>1</sup>Continues Phase Modulation

<sup>2</sup>Aeronautical Telemetry Standard

<sup>3</sup>Unique Word

<sup>4</sup>Double Correlator

<sup>5</sup>Additive White Gaussian Noise

<sup>6</sup>Automatic Gain Control