

جداسازی سیگنال های متداخل زمان - فرکانس در ارتباط ماهواره های CNC با استفاده از الگوریتم ویتربی توسعه یافته

حبیب علی زاده^۱، مرتضی بابائی^{۲*}، محسن رضایی^۳

۱. دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، تهران، ایران.

۲. استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، تهران، ایران.

۳. استادیار، پژوهشگاه ارتباطات و فناوری اطلاعات، تهران، ایران

چکیده

در سال های اخیر، ارتباطات ماهواره ای مبتنی بر فناوری CNC به دلیل استفاده بهینه از پهنای باند بسیار مورد توجه قرار گرفته است. در این ارتباطات گیرنده های همکار با وجود تداخل هم باند و بدون کاهش کارایی می توانند حداکثر تا نیمی از پهنای باند مصرفی را صرفه جویی کنند. ولی تحلیل این نوع ارتباطات در گیرنده های غیرهمکار، به سبب ماهیت تداخل زمان-فرکانس با چالش های زیادی همراه شده است. به علاوه، در این مسئله اطلاعاتی از پارامترهای سیگنالی در دسترس نیست. تاکنون، روش هایی برای جداسازی این سیگنال های متداخل در گیرنده های غیرهمکار پیشنهاد شده است. اما همه روش های پیشنهادی با آگاهی از پارامترهای سیگنالی نظیر آفست فاز و فرکانس و تأخیر و تضعیف دامنه سیگنال انجام می شوند. به همین دلیل در این مقاله پس از مدل سازی ریاضی سیگنال دریافتی در گیرنده غیرهمکار، تخمین پارامترهای سیگنالی با استفاده از آمارگان های مرتبه بالای مدل سیگنال دریافتی محاسبه شده است. در ادامه، فرایند جداسازی توسط ساختاری پیشنهادی به نام "الگوریتم ویتربی توسعه یافته" انجام شده است. در این ساختار از الگوریتم ویتربی با هدف تخمین نهایی دنباله سمبل های متداخل زمان-فرکانس استفاده شده است. مقایسه و ارزیابی ها برای سیگنال های متداخل با دو مدولاسیون BPSK و QPSK نشان می دهد، تخمین پارامترها تأثیر به سزایی در نرخ خطای دنباله سمبل های آشکارسازی شده دارد به طوری که در نسبت سیگنال به نویزهای بالاتر از صفر نرخ خطای سمبل (SER) با شیب بیشتری در روش پیشنهادی نسبت به الگوریتم پردازش در هر بازمانده (PSP) کاهش می یابد. نتایج شبیه سازی ها نشان می دهد، نرخ خطای سمبل در روش پیشنهادی در سیگنال به نویز ۳۰ dB برای مدولاسیون BPSK به میزان ۳۰ درصد و برای مدولاسیون QPSK به میزان ۶۰ درصد کاهش می یابد. البته در روش پیشنهادی با افزایش مرتبه مدولاسیون میزان پیچیدگی روش جداسازی به اندازه 2^{L-1} افزایش می یابد.

واژه های کلیدی: ارتباطات ماهواره ای حامل در حامل (CNC)، آمارگان مرتبه بالا، تداخل زمان-فرکانس، الگوریتم ویتربی.

Separation of Interfering Time-Frequency Signals in CNC Satellite Communication Using the Extended Viterbi algorithm

Habib Alizadeh¹, Morteza Babaei^{2*}, Mohsen Rezaei³

1. 1PhD Student, Faculty of Electrical Engineering Department, Imam Hossein University, Tehran, Iran.

2. Assistant Professor, Faculty of Electrical Engineering Department, Imam Hossein University, Tehran, Iran.

3. Assistant Professor, ICT Research Institute, Tehran, Iran

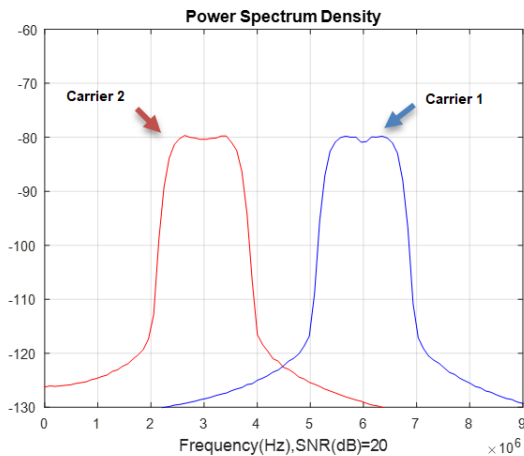
Abstract

In recent years, the new technology of satellite communication based on CNC has received much attention due to the optimal bandwidth usage. In this communication, the Cooperative receivers can save up to half of the bandwidth despite co-band interference and without reducing efficiency. However, the analysis of this type of communication in non-cooperative receivers is associated with many challenges due to the nature of time-frequency interference. Additionally, in this problem, no information about signal parameters is not available. So far, methods have been proposed to separate these interfering signals. However, all of the proposed methods are performed with knowledge of signal parameters such as phase and frequency offset, delay, and signal amplitude attenuation. In this article, after the mathematical modeling of the received signal in the non-cooperative receiver, the Signal parameters estimation is conducted using higher-order statistics of the received signal. Next, the separation process is performed by a proposed structure called the "Extended Viterbi algorithm". In this structure, the Viterbi algorithm is used to estimate the final sequence of time-frequency interfering symbols. The comparison and evaluations for interfering signals with two modulations BPSK and QPSK show that, parameters estimation has a significant impact on the error rate of the detected symbol, such that at signal-to-noise ratios higher than zero, the symbol error rate (SER) decreases more steeply in the proposed method than in the Per-Survivor Processing (PSP) algorithm. The simulation results show that the symbol error rate in the proposed method at a signal-to-noise ratio of 30 dB for BPSK modulation is reduced by 30% and for QPSK modulation by 60%. However, in the proposed method, the complexity of the separation method increases by 2^{L-1} with increasing the modulation order.

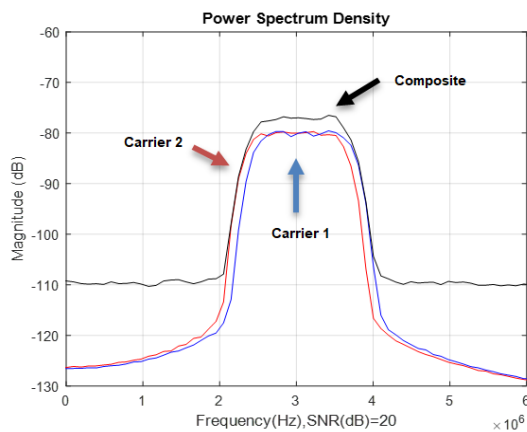
Key words: CNC Satellite Communication, High-Order Statistics, Time-Frequency Interference, Viterbi Algorithm.

۱- مقدمه

به عبارت دیگر هر دو ایستگاه از یک نوع مدولاسیون با پارامترهای یکسان استفاده کنند. زیرا گیرنده نمی‌تواند از وجود اختلاف در نوع پارامترها برای جداسازی بهره‌برداری کند. آخرین چالش، تعداد مجهولاتی است که گیرنده غیرهمکار برای جداسازی دو سیگنال با آنها روبرو می‌شود. آفست فاز، آفست فرکانس، تأخیر، تضعیف دامنه سیگنال و دنباله سمبل‌ها از پارامترهای مجهول در گیرنده غیرهمکار محسوب می‌شوند.



(الف)



(ب)

شکل ۱- ارتباط دوطرفه ماهواره‌ای: (الف) SCPC (ب) CNC [۴]

به همین دلیل تحلیل این سیگنال‌ها هنوز از موضوعات دارای پیچیدگی محسوب می‌شوند که توجه محققان را به خود جلب کرده است. بنابراین، پس از مقدمه، در بخش دوم پیشینه روش‌های جداسازی در این حوزه مورد بررسی قرار می‌گیرد. در بخش سوم مدل ریاضی سیگنال متداخل زمان-فرکانس دریافت شده در گیرنده غیرهمکار مورد بررسی قرار گرفته است. سپس در بخش چهارم به تخمین پارامترهای سیگنالی با استفاده از آمارگان‌های مرتبه بالا پرداخته و در بخش پنجم سیگنال‌های متداخل با استفاده از الگوریتم ویتربی توسعه یافته‌ای جداسازی

پهنای باند و استفاده بهینه از آن در ارتباطات ماهواره‌ای از اهمیت فراوانی برخوردار است و محققان سعی در ابداع روش‌هایی به منظور کاهش هرچه بیشتر پهنای باند مصرفی هستند. یکی از مهم‌ترین پیشرفت‌ها در زمینه استفاده بهینه از پهنای باند ارتباطات ماهواره‌ای، فناوری است که حامل در حامل^۱ (CNC) نامیده می‌شود [۱]. در شیوه مرسوم ارتباطات دو طرفه ماهواره‌ای یک کانال در هر حامل^۲ (SCPC) که در شکل ۱(الف) نشان داده شده است، از دو فرکانس حامل متفاوت در دو پهنای باند مجزا برای ارسال و دریافت استفاده می‌شود. اما بر اساس آنچه در شکل ۱(ب) نشان داده شده است، فناوری CNC به ارتباطات ماهواره‌ای دوطرفه اجازه می‌دهد در همان بخش از پهنای باند به صورت هم‌زمان به تبادل اطلاعات بپردازند [۲]. بنابراین پهنای باند مورد نیاز با استفاده از این فناوری، می‌تواند حداکثر تا ۵۰٪ کاهش یابد. دستیابی به چنین بازدهی طیفی در ارتباطات CNC با الگوریتم پردازش سیگنالی به نام حذف تطبیقی^۳ محقق شده است. شکل ۲ گیرنده همکار CNC را نشان می‌دهد که از الگوریتم حذف تطبیقی استفاده می‌کند. این شکل، گیرنده همکار ایستگاه دوم را نشان می‌دهد که دارای دو ورودی است. یکی از ورودها، سیگنال دریافتی از ماهواره را نشان می‌دهد که از مجموع سیگنال ارسالی از ایستگاه اول S_1^* و سیگنال ارسالی از ایستگاه دوم S_2^* تشکیل شده است. ورودی دیگر، سیگنال ارسالی ایستگاه دوم را نشان می‌دهد. تخمین بهره، آفست فاز، تأخیر و آفست فرکانسی سیگنال‌ها پس از دریافت و انتقال به باند پایین، توسط فیلترهای وقتی و حلقه‌های قفل فاز پیشرفته محاسبه می‌شود و با استفاده از آن، سیگنال S_2^* تخمین زده می‌شود که با کسر کردن از ترکیب سیگنال‌های دریافتی از ماهواره، سیگنال ارسالی از ایستگاه اول S_1^* در خروجی باقی خواهد ماند. در حقیقت ایستگاه زمینی با آگاهی از سیگنال ارسالی خود و با استفاده از فرایند حذف تطبیقی، سیگنال ارسالی ایستگاه مقابل دریافتی را استخراج می‌کند.

با توجه به اینکه گیرنده‌های غیرهمکار^۴ تنها سیگنال ارسالی از ماهواره یعنی $S_1^* + S_2^*$ را دریافت می‌کند، جداسازی سیگنال‌های ارتباطات ماهواره‌ای CNC در این گیرنده‌ها با چهار چالش عمده مواجه است. اولین چالش، تداخل زمان-فرکانس دو سیگنال است که از شکل ۱(ب) به راحتی قابل مشاهده است. زیرا آنچه که گیرنده دریافت می‌کند مجموع دو سیگنال است که در دو حوزه زمان و فرکانس متداخل هستند و جداسازی با وجود تداخل در دو حوزه پیچیده‌تر از تداخل در تنها یکی از حوزه‌ها است. دومین چالش، عدم توانایی گیرنده غیرهمکار در بکارگیری تکنیک حذف تطبیقی است. زیرا مطابق با شکل ۲، گیرنده غیرهمکار نمی‌تواند همانند گیرنده‌های همکار از اطلاعات پیشین در فرایند جداسازی سیگنال‌ها توسط فیلترهای وقتی استفاده کند [۳]. چالش سوم زمانی رخ خواهد داد که سیگنال‌های ارسالی متقارن باشند.

³ Adaptive Cancellation

⁴ Non-Cooperative

¹ Carrier in Carrier

² Single Channel Per-Carrier

می‌شوند. در نهایت در بخش ششم روش پیشنهادی با داده‌های شبیه‌سازی شده مورد مقایسه و ارزیابی قرار گرفته است.

از سیگنال‌ها توسعه یافته است که دانش و آگاهی در این مورد برای گیرنده‌های غیرهمکار همیشه امکان‌پذیر نیست.

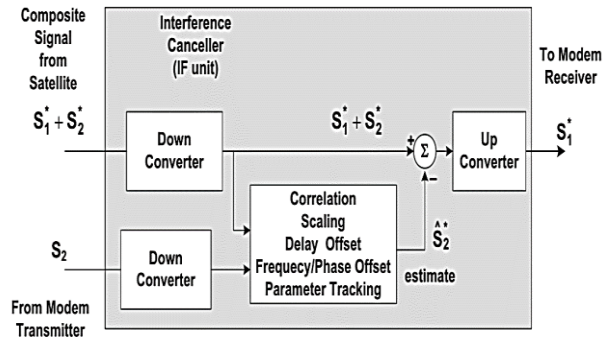
دسته سوم روش‌هایی هستند که مبتنی بر الگوریتم‌های پردازش سیگنال هستند. در [۱۰] جداسازی سیگنال‌های مخابراتی با فرکانس‌های نزدیک به یکدیگر و به‌صورت تک کاناله را مورد توجه قرار داده است. جداسازی با بکارگیری الگوریتم پردازش در هر بازمانده^۶ (PSP) در ساختار ویتربی صورت گرفته است. هدف اصلی در این روش کاهش حجم محاسباتی با حذف بخشی از حافظه کانال است. اما الگوریتم PSP به مقادیر اولیه پارامترهای کانال حساسیت دارد و جداسازی با خطای زیادی انجام می‌شود. در [۱۱] از الگوریتم PSP به‌منظور جداسازی سیگنال‌های هم‌فرکانس استفاده کرده است. روش پیشنهادی در این مقاله از اطلاعات تصحیح خطا همراه با دو الگوریتم PSP برای افزایش کارایی جداسازی استفاده می‌کند که در این فرایند باید تخمین مناسبی از پارامترهای کانال در دسترس باشد زیرا نتایج حذف این تداخل به‌دقت پارامترهای تخمینی بستگی دارد.

همه روش‌های پیشنهادی مذکور در شرایطی مورد استفاده قرار می‌گیرد که بین سیگنال‌های متداخل در نوع مدولاسیون و پارامترهای آن تفاوت وجود داشته باشد یا با آگاهی از پارامترهایی همچون آفست فرکانسی، سمبل‌های متوالی، اختلاف توان به‌منظور جداسازی سیگنال‌های متداخل بهره برده شود. اما در این مقاله جداسازی سیگنال‌های متداخل زمان-فرکانسی در نظر گرفته شده است که نوع مدولاسیون و پارامترهای آنها یکسان است. یعنی در حالت متقارن قرار دارند و هیچ آگاهی ویژه‌ای در مورد پارامترهای سیگنال به‌جز نوع مدولاسیون در اختیار نیست. در روش پیشنهادی از الگوریتم ویتربی با ساختار ترلیس بهره برده شده است. مقادیر اولیه این الگوریتم هم با توسعه آمارگان‌های مرتبه بالا روی مدل ریاضی ترکیب زمان-فرکانس سیگنال‌های متداخل تخمین زده می‌شود.

۳- مدل ریاضی ارتباطات ماهواره‌ای CNC در گیرنده غیرهمکار

در این بخش سیگنال‌های متداخل زمان-فرکانس ارتباطات CNC دریافتی در گیرنده غیرهمکار مدل‌سازی شده است. اگر فرض شود هر یک از ایستگاه‌های زمینی سیگنال‌هایی با مشخصات یکسان ارسال کنند، می‌توان مدل سیگنال ارسالی از هر یک از ایستگاه‌ها و سیگنال دریافتی در گیرنده غیر همکار را به‌صورت **Error!** **Reference source not found.** نشان داد.

همان‌طور که در **Error! Reference source not found.** نشان داده شده، $C_n^{(1)}, C_n^{(2)}$ به ترتیب دنباله بیت‌های هر یک از ایستگاه‌های زمینی است و با مدولاسیون به سمبل‌های $s_n^{(1)}, s_n^{(2)}$ نگاشته می‌شوند. سمبل‌ها پس از عبور از فیلترهای شکل‌دهنده^۷ ارسال می‌شوند.



شکل ۲- بلوک دیاگرام حذف حامل در گیرنده CNC [۴-۵]

۲- پیشینه روش‌های جداسازی

در سال‌های اخیر روش‌هایی برای جداسازی سیگنال‌های متداخل زمان-فرکانس پیشنهاد شده است. این روش‌ها را می‌توان در سه دسته تقسیم‌بندی کرد.

دسته اول روش‌هایی هستند که مبتنی بر داده‌کاوی است و بر پایه الگوریتم‌های جداسازی کور منابع و شبکه عصبی پایه‌گذاری شده‌اند. در [۶] جداسازی کور منابع نامعین^۱ برای سیستم‌های مخلوط خطی لحظه‌ای در مخابرات بی‌سیم غیرهمکار با روش تصویر زیرفضا^۲ بررسی شده است. اما روش پیشنهادی در شرایط تک سیگنال‌های متداخل قابل استفاده است. در [۷] به منظور به‌کارگیری مشاهدات بیشتر، مدل مخلوط شدن سیگنال‌های مخابراتی با استفاده از ویژگی فرایندهای تصادفی^۳ AR برای بسط سیگنال‌های مخابراتی استفاده شده است تا با تولید مشاهدات شبه MIMO و بکارگیری الگوریتم تحلیل مولفه‌های مستقل^۴ (ICA) سیگنال‌های متداخل را جداسازی کند. روش پیشنهادی در حالتی که فرکانس سیگنال‌های متداخل متفاوت باشد مناسب است.

دسته دوم روش‌هایی هستند که مبتنی بر ویژگی مخابراتی سیگنال‌های متداخل پایه‌گذاری شده است. در [۸] به جبران‌سازی کور سیگنال مطلوب در حضور تداخل هم‌فرکانس و با مدولاسیون یکسان پرداخته است. برای این منظور از روش جبران‌سازی کور بهبود یافته‌ای مبتنی بر الگوریتم توسعه یافته بردار ویژه^۵ (GEA) استفاده شده است. روش پیشنهادی در این مقاله از ویژگی تفاوت در آفست فرکانسی برای جداسازی سیگنال مطلوب بهره برده است. به همین دلیل باید از آفست فرکانسی سیگنال مطلوب اطلاع دقیقی داشته باشد. در [۹] جداسازی کور تک کانال سیگنال‌های 16-QAM هم‌فرکانس مورد بررسی قرار گرفته است. روش پیشنهادی بر اساس آگاهی از سه سمبل متوالی یکی

^۵ Generalize Eigenvector Algorithm

^۶ Per-Survivor Processing

^۷ Shaping Filter

^۱ Underdetermined Blind Source Separation

^۲ Subspace Projection method

^۳ Autoregressive Processes

^۴ Independent Component Analysis

که در این رابطه β_i برای $i = 1, 2$ ضریب خمشی^۲ فیلتر شکل دهنده است. اگر از سیگنال خروجی فیلتر منطبق با نرخ $1/T$ نمونه برداری شود، مدل زمان گسسته سیگنال در گیرنده غیرهمکار به صورت رابطه (۲) به دست خواهد آمد:

$$y_k = h_1 e^{j(2\pi\Delta f_1 kT + \theta_1)} x_k^{(1)} + h_2 e^{j(2\pi\Delta f_2 kT + \theta_2)} x_k^{(2)} + v_k \quad (2)$$

که $y_k = y(kT)$ و $v_k = v(kT)$ است و سیگنال ارسالی به صورت رابطه (۳) بازنویسی می شود:

$$x_k^{(i)} = x_i(kT) = \sum_{n=1-L}^L s_{k+n}^{(i)} g_i(-nT + \tau_k^{(i)}) \quad (3)$$

که در معادله فوق $\tau_k^{(i)} = \tau_i(kT)$ و $k = 0, 1, \dots, K-1$ در مدت زمانی محدود خواهد بود. می توان بردار $2L \times 1$ سمبل های هر یک از دو ایستگاه را به صورت رابطه (۴) در نظر گرفت:

$$\vec{S}_k^{(i)} = [s_{k-L}^{(i)}, s_{k-L+1}^{(i)}, \dots, s_{k+L}^{(i)}]^T \quad (4)$$

بنابراین بردار پاسخ ضربه کانال نیز به صورت رابطه (۵) خواهد شد:

$$\vec{F}_k^{(i)} = [h_i e^{j(\Delta\omega_i kT + \theta_i)} [g_i((L-1)T + \tau_k^{(i)}), \dots, g_i((L-2)T + \tau_k^{(i)})], \dots, g_i(-LT + \tau_k^{(i)})]^T \quad (5)$$

که $[\cdot]^T$ نماد ترانهاده است. با قرار دادن بردارهای $\vec{S}_k^{(1)}$ و $\vec{S}_k^{(2)}$ در ماتریس سمبل های S_k و بردارهای $\vec{F}_k^{(1)}$ و $\vec{F}_k^{(2)}$ در ماتریس پاسخ ضربه های کانال F_k ، می توان سیگنال دریافتی در گیرنده غیرهمکار را به صورت (۶) خلاصه نویسی کرد.

$$y_k = F_k^T S_k + v_k \quad (6)$$

هدف از جداسازی سیگنال ها در اینجا عبارت است از آشکارسازی دنباله سمبل های زیر:

$$s_{0:k-1}^{(i)} = \{s_0^{(i)}, s_1^{(i)}, \dots, s_{k-1}^{(i)}\} \quad (7)$$

با استفاده از مجموعه مشاهدات دریافت شده زیر در گیرنده غیرهمکار:

$$y_{0:k-1} = \{y_0, y_1, \dots, y_{k-1}\} \quad (8)$$

به عبارت دیگر آشکارسازی دنباله سمبل های دو سیگنال با رابطه زیر معین می شود:

$$\{s_{0:k-1}^{(1)}, s_{0:k-1}^{(2)}\} = \quad (9)$$

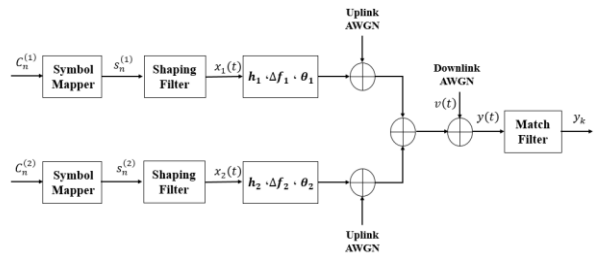
سیگنال های ارسالی پس از افزوده شدن نویز کانال فراسو همراه با تضعیف دامنه، آفست فاز و فرکانس در ترانسپوندر ماهواره دریافت می شوند. سپس ترانسپوندر پس از جایجایی فرکانسی، سیگنال ها را در یک پهنای باند مشترک در کانال فرسو ارسال می کند و همراه با نویز کانال فرسو در گیرنده غیرهمکار با نام $y(t)$ دریافت می شود. با توجه به **Error! Reference source not found.** معادل باندپایه دریافت شده در گیرنده به صورت ترکیبی از دو سیگنال خواهد شد که می تواند به صورت رابطه **Error! Reference source not found.** بیان شود [۱۲-۱۳]:

$$y(t) = h_1 e^{j(2\pi\Delta f_1 t + \theta_1)} x_1(t) + h_2 e^{j(2\pi\Delta f_2 t + \theta_2)} x_2(t) + v(t) \quad (1)$$

که در عبارت فوق h_i ، Δf_i و θ_i برای $i = 1, 2$ حقیقی و به ترتیب تضعیف دامنه سیگنال های دریافت شده، آفست فرکانسی و آفست فازی در مسیر هستند و $v(t)$ نویز سفید گوسی جمع شونده است. **Error! Reference source not found.** سیگنال های ارسالی هستند که به صورت رابطه **Error! Reference source not found.** تعریف می شود:

$$x_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_n^{(i)} g_i(t - nT + \tau_i(t)), \quad i = 1, 2 \quad (2)$$

در صورتی که از مدولاسیون های PSK - که در ارتباطات ماهواره ای مرسوم است - استفاده شده باشد، $s_n^{(i)}$ متغیرهای تصادفی ایستادن با توزیع یکسان و مستقل^۱ (iid) هستند که از احتمال و انرژی یکسانی برخوردارند. $g_i(t)$ فیلتر شکل دهنده پالس است با فرض اینکه در بازه زمانی محدود بین $-LT$ تا LT قرار دارد، $0 < \tau_i(t) < T$ تأخیر زمانی نسبی بین دو سیگنال مدوله شده و T نیز مدت زمان یک سمبل است.



شکل ۳- مدل سیگنال های ارسالی از دو ایستگاه و سیگنال دریافتی در گیرنده غیرهمکار.

در اینجا فیلتر شکل دهنده پالس از نوع کسینوسی افزایش یافته فرض شده است و تابع آن به صورت رابطه (۳) تعریف می شود.

$$g_i(t) = \frac{\cos(\frac{\beta_i \pi t}{T})}{1 - 4(\frac{\beta_i t}{T})^2} \times \frac{\sin(\frac{\pi t}{T})}{\frac{\pi t}{T}} \quad (1)$$

³ Roll off Factor

¹ Independent and Identically Distributed

Sixth Order Cumulants	C_{61}	$M_{61} - 5M_{21}M_{40} - 10M_{20}M_{41}$ $+ 30M_{20}^2M_{21}$
	C_{62}	$M_{62} - 6M_{20}M_{42} - 8M_{21}M_{41}$ $- M_{22}M_{40} + 6M_{20}^2M_{22}$ $+ 24M_{21}^2M_{20}$
	C_{63}	$M_{63} - 9M_{21}M_{42}$ $+ 12 M_{20} ^2M_{21} + 12M_{21}^3$

در عمل مقادیر تئوری ممان‌های مرتبه بالا با استفاده از دنباله بلندی از N نمونه سیگنال y_k به صورت زیر تخمین زده می‌شود:

$$\hat{M}_{pq} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y_k^{p-q} y_k^{*q} \quad (13)$$

که با استفاده از نتایج این تخمین و جدول ۱، می‌توان کومولان‌های مرتبه بالا را نیز تخمین زد. در ارتباطات ماهواره‌ای CNC از مدولاسیون‌های BPSK و QPSK به صورت گسترده استفاده می‌شود که مقادیر تئوری ممان‌های نرمالیزه مرتبه بالا این مدولاسیون‌ها در جدول ۲ نشان داده شده است [۱۷].

جدول ۲- ممان‌های نرمالیزه مرتبه بالای مدولاسیون BPSK و

[۱۷] QPSK		
	BPSK	QPSK
M_{20}	1	0
M_{21}	1	1
M_{40}	1	1
M_{41}	1	0
M_{42}	1	1
M_{60}	1	0
M_{61}	1	1
M_{62}	1	0
M_{63}	1	1

با استفاده از روابط ریاضی جدول ۱ و مقادیر ممان‌های جدول ۲، کومولان‌های مرتبه بالای این دو مدولاسیون به صورت جدول ۳ تخمین زده می‌شود [۱۷] و [۱۹].

جدول ۳- کومولان‌های مرتبه بالای مدولاسیون BPSK و QPSK

[۱۷] و [۱۹]		
	BPSK	QPSK
C_{20}	1	0
C_{21}	1	1
C_{40}	-2	1
C_{41}	-2	0
C_{42}	-2	-1
C_{60}	16	0
C_{61}	16	-4
C_{62}	16	0
C_{63}	16	4

$$\arg \max_{\substack{s_{0:K-1}^{(1)} \\ s_{0:K-1}^{(2)}}} \Pr (s_{0:K-1}^{(1)}, s_{0:K-1}^{(2)} | y_{0:K-1})$$

البته با توجه به مدل ریاضی، پارامترهای تضعیف دامنه سیگنال‌ها، آفست فاز، آفست فرکانس، تأخیر زمانی سمبل‌های مدوله شده به سبب نویز و خطای تجمعی^۱ دارای تغییرات زمانی آرامی هستند [۱۴]. ولی برای بازیابی دنباله سمبل‌ها، محاسبه و تخمین این پارامترها نیز ضروری است.

۳- مبانی نظری روش پیشنهادی

۳-۱- مفاهیم پایه کومولان و ویژگی آن‌ها

کومولان‌های مرتبه بالا توصیفی از آمارگان‌های مرتبه بالای فرایندهای تصادفی هستند که در برابر نویز و چرخش منظومه سیگنال‌های مخبراتی مقاوم هستند. به عنوان نمونه در [۱۷-۱۵] از کومولان‌های مرتبه بالا به عنوان روشی مبتنی بر ویژگی در طبقه‌بندی مدولاسیون‌ها استفاده شده است. پیش از تعریف کومولان ابتدا باید ممان توصیف شود. ممان سیگنال تصادفی y با متوسط آماری صفر از مرتبه p و با q مزدوج به صورت رابطه زیر تعریف می‌شود [۱۷]:

$$M_{pq} = E\{y^{p-q} y^{*q}\} \quad (10)$$

و کومولان مرتبه p و با q مزدوج نیز به صورت رابطه (۱۱) تعریف می‌شود [۱۷]:

$$C_{pq} = \text{Cum}\left\{ \underbrace{y, \dots, y}_{p-q}, \underbrace{y^*, \dots, y^*}_q \right\} \quad (11)$$

که می‌تواند برحسب ممان‌ها به صورت رابطه (۱۲) تعریف شود [۱۷]:

$$\text{Cum}\{y_1, y_2, \dots, y_p\} \quad (12)$$

$$= \sum_{\psi} (\eta - 1)! (-1)^{\eta-1} \prod_{\phi \in \psi} E\left\{ \prod_{i \in \phi} y_i \right\}$$

در تعریف بالا، ψ شامل همه افزایش‌های $1, \dots, p$ و ϕ نیز شامل همه بلوک‌های افزایش شده از ψ است. تعداد عناصر در افزایش ϕ با نشان η داده می‌شود. از آنجایی که با افزایش مرتبه کومولان حجم محاسباتی نیز افزایش می‌یابد، در این مقاله از کومولان‌ها تا مرتبه ششم استفاده می‌شود که در جدول زیر بر حسب ممان‌ها تعریف شده‌اند [۱۸].

جدول ۱- کومولان‌های مرتبه بالا و ممان‌های مرتبه بالا [۱۸]

	HOCs	HOMs
Second Order Cumulants	C_{20}	M_{20}
	C_{21}	M_{21}
Fourth Order Cumulants	C_{40}	$M_{41} - 3M_{20}^2$
	C_{41}	$M_{40} - 3M_{20}M_{21}$
	C_{42}	$M_{42} - M_{20} ^2 - 2M_{21}^2$
	C_{60}	$M_{60} - 15M_{20}M_{40} + 30M_{20}^3$

¹ Error Accumulation

۳-۲- چگالی طیف چرخشی

سیگنال‌های مخابراتی اگرچه سیگنال‌هایی متناوب نیستند، اما خواص آماری آن‌ها به صورت تناوبی تکرار می‌شود و به همین دلیل این سیگنال‌ها، فرایندهای تصادفی چرخشی نامیده می‌شوند [۲۰]. ویژگی تناوبی سیگنال‌های مخابراتی در چگالی طیف توان آن‌ها منعکس نمی‌شود. اما با ارزیابی همبستگی طیفی بین محدوده‌های فرکانسی مختلف، ویژگی تناوبی بودن این سیگنال‌ها آشکار می‌شود. البته از این ویژگی می‌توان برای استخراج فرکانس حامل و نرخ سمبل سیگنال مخابراتی نیز بهره برد [۲۱]. برای توصیف ریاضی فرایندهای تصادفی ایستاد چرخشی از آمارگان‌ها با مرتبه‌های مختلف استفاده می‌شود. اگر $x(t)$ سیگنال ایستاد چرخشی باشد، آمارگان مرتبه اول و دوم آن به ترتیب به صورت رابطه زیر تعریف می‌شود [۲۲]:

$$m_x(t) = E\{x(t)\} = m_x(t + T_0)$$

$$R_x(t, \tau) = E\left\{x\left(t + \frac{\tau}{2}\right)x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right\} = R_x(t + T_0, \tau) \quad (14)$$

که در این رابطه عملگر $E\{\cdot\}$ ، امید ریاضی فرایند تصادفی و T_0 دوره تناوب آمارگان مرتبه اول و دوم است. از آنجایی که آمارگان مرتبه دوم که تابع خودهمبستگی سیگنال ایستاد چرخشی نیز نامیده می‌شود، تابعی متناوب با دوره تناوب T_0 است، می‌توان برای این تابع سری فوریه رابطه زیر را در نظر گرفت [۲۳]:

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\alpha} R_x^{\alpha}(\tau) e^{j2\pi\alpha t} \quad (15)$$

که در این عبارت، $R_x^{\alpha}(\tau)$ ضرایب سری فوریه تابع خودهمبستگی است که تابع خودهمبستگی چرخشی^۱ می‌نامند و به صورت رابطه زیر تعریف می‌شود [۲۴]:

$$R_x^{\alpha}(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt$$

$$= \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right)x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha t} dt$$

که $\alpha = \frac{m}{T_0}$ است و فرکانس چرخشی^۲ نامیده می‌شود [۲۳]. با محاسبه تبدیل فوریه تابع خودهمبستگی چرخشی، چگالی طیف چرخشی به دست خواهد آمد که به صورت رابطه زیر تعریف می‌شود [۲۴]:

$$S_x^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^{\alpha}(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (17)$$

۳-۳- تخمین حداکثر درست‌نمایی دنباله^۳

آشکارساز بهینه در کانال‌های دارای تداخل بین سمبلی^۴ (ISI)، البته با فرض آگاهی کامل از پارامترهای کانال، الگوریتم تخمین‌گر حداکثر درست‌نمایی دنباله (MLSE) است. به کارگیری این الگوریتم به عنوان همسان‌ساز در حضور ISI اولین بار در [۲۵] پیشنهاد شد و هنوز به عنوان روشی مناسب برای آشکارسازی در [۲۶-۲۹] مورد بررسی قرار می‌گیرد. این الگوریتم، آشکارسازی را نه بر اساس سمبل به سمبل بلکه از بین همه دنباله‌های سمبل ممکن، دنباله‌ای را به عنوان سمبل‌های ارسال شده از فرستنده انتخاب می‌کند که بیشترین احتمال را داشته باشند. در واقع آشکارسازی دنباله سمبل‌های ارسالی تنها با مشاهده سیگنال دریافتی در گیرنده و آگاهی از پارامترهای کانال انجام می‌گیرد. بر همین اساس اگر بردار سیگنال دریافتی با \mathbf{r} و دنباله ارسالی با \mathbf{s} و کانال با \mathbf{h} نشان داده شود. معیار تصمیم‌گیری دنباله تخمینی $\hat{\mathbf{s}}$ به صورت زیر خواهد بود [۳۰]:

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \max_{\mathbf{s} \in M^N} \{p(\mathbf{s}|\mathbf{r}, \mathbf{h})\} \quad (18)$$

که در رابطه فوق M تعداد سمبل‌ها و N طول حافظه کانال است. بنابراین تعداد حالت‌های ممکن از دنباله سمبل‌ها M^N خواهد بود.

۴- روش جداسازی پیشنهادی

روش پیشنهادی برای جداسازی سیگنال‌های متداخل زمان-فرکانس CNC از توسعه مبانی نظری بیان شده روی مدل ریاضی سیگنال دریافتی در گیرنده غیرهمکار تشکیل شده است. شکل ۴ ساختار مفهومی روش پیشنهادی را نشان می‌دهد.

۴-۱- تخمین پارامترهای سیگنالی با استفاده از آمارگان‌های مرتبه بالا

۴-۱-۱- محاسبه کومولان سیگنال دریافتی مدل ریاضی گیرنده غیرهمکار

یکی از ویژگی‌های کومولان‌ها قابلیت تفکیک‌پذیری در حالت جمع است. اگر فرض شود X و Y متغیرهای تصادفی مستقل آماری باشند، کومولان مجموع آنها به صورت زیر تفکیک می‌شود [۳۱]:

$$C_{pq}(\alpha X + \beta Y) = \alpha^{p-q} \alpha^{*q} C_{pq}(X) + \beta^{p-q} \beta^{*q} C_{pq}(Y) \quad (19)$$

که α و β ضرایب ثابت مختلط هستند. از این ویژگی می‌توان برای توسعه کومولان مرتبه بالا روی مدل ریاضی رابطه (۲) استفاده کرد. بنابراین کومولان مرتبه p با q مزدوج سیگنال متداخل زمان-فرکانس دریافتی y_k در گیرنده غیرهمکار با فرض استقلال آماری بین

³ Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE)

⁴ Inter-Symbol Interference

¹ Cyclic Autocorrelation Function

² Cycle Frequency

در ادامه چگالی طیف چرخشی سیگنال‌های دریافتی نیز با استفاده از تبدیل فوریه رابطه (۲۱) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$S_y^\alpha(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_y^\alpha(l) e^{-j2\pi fl} \quad (23)$$

$$= h_1^2 S_{x^{(1)}}^\alpha(f) \otimes \delta(f - (2\Delta f_1 - \alpha))$$

$$+ h_2^2 S_{x^{(2)}}^\alpha(f) \otimes \delta(f - (2\Delta f_2 - \alpha))$$

$$+ \sigma^2 \delta(f - \alpha)$$

که \otimes نماد کانولوشن است. با توجه به اینکه $x^{(i)}, i = 1, 2$ سیگنال‌های باندپایه هستند و چگالی طیف چرخشی $S_{x^{(i)}}^\alpha(f), i = 1, 2$ در فرکانس چرخشی $\alpha = 0$ دارای بیشینه است، بر اساس رابطه (۲۳) این بیشینه توسط توابع ضربه به فرکانس‌های چرخشی $\alpha = 2\Delta f_1$ و $\alpha = 2\Delta f_2$ منتقل می‌شوند و باعث تفکیک دو بیشینه می‌شود. از این ویژگی علاوه بر اینکه برای شناسایی وجود دو سیگنال متداخل هم‌بند در ارتباطات ماهواره‌ای CNC استفاده می‌گردد، از بیشینه‌های موجود در مقادیر فرکانس چرخشی می‌توان فرکانس‌های حامل هر یک از سیگنال‌های متداخل را تخمین زد.

۴-۱-۳- تخمین آفست فاز

در این زیر بخش تخمین آفست فازی با به‌کارگیری روش مطرح شده در [۳۳] توسعه یافته است. پس از تخمین فرکانس حامل و آفست‌های فرکانسی هر یک از سیگنال‌های متداخل، می‌توان مدل ریاضی رابطه (۲) سیگنال دریافتی در گیرنده غیرهمکار را به صورت زیر توسعه داد.

$$e^{-j2\pi\Delta f_n k T} y_k = \quad (24)$$

$$h_n e^{j\theta_n} x_k^{(n)} + h_m e^{j(2\pi(\Delta f_m - \Delta f_n)kT + \theta_m)} x_k^{(m)}$$

که $n, m \in \{1, 2\}$ و $n \neq m$ است. در اینجا Δf_n آفست فرکانس تخمین زده شده در یکی از دو سیگنال متداخل است. با محاسبه ممان مرتبه دوم رابطه (۲۴) خواهیم داشت:

$$M_{20}(e^{-j2\pi\Delta f_n k T} y_k) = E\{e^{-j4\pi\Delta f_n k T} y_k^2\} \quad (25)$$

$$= h_n^2 E\{x_k^{(n)}\}^2$$

$$+ 2h_n h_m E\{e^{j(2\pi(\Delta f_m - \Delta f_n)kT + \theta_n + \theta_m)}\} E\{x_k^{(n)} x_k^{(m)}\}$$

$$+ h_m^2 E\{e^{j2(2\pi(\Delta f_m - \Delta f_n)kT + \theta_m)}\} E\{x_k^{(m)}\}^2$$

که در این رابطه با توجه به اینکه متوسط آماری $x_k^{(n)}$ و $x_k^{(m)}$ برابر صفر است، با فرض استقلال آماری بین آنها خواهیم داشت:

$$E\{x_k^{(n)} x_k^{(m)}\} = E\{x_k^{(n)}\} E\{x_k^{(m)}\} = 0 \quad (26)$$

همچنین، با فرض اینکه آفست فرکانسی گیرنده ترانسپوندر ماهواره برای دو سیگنال ارسالی زمینی یکسان نیست یعنی:

$$\Delta f_m \neq \Delta f_n \quad (27)$$

سیگنال‌های $x_k^{(1)}$ ، $x_k^{(2)}$ و v_k به‌گونه‌ای که $p = 2q$ باشد، به صورت زیر تفکیک خواهد شد:

$$C_{pq}(y_k) = \quad (20)$$

$$h_1^p C_{pq}(x_k^{(1)}) + h_2^p C_{pq}(x_k^{(2)}) + C_{pq}(v_k)$$

که با توجه به صفر بودن کومولان مرتبه بالای نویز گوسی، می‌توان در ادامه روابط از عبارت $C_{pq}(v_k)$ صرف‌نظر کرد. رابطه (۲۰) نشان می‌دهد که کومولان سیگنال دریافتی در گیرنده غیرهمکار از مجموع کومولان سیگنال‌های متداخل تشکیل شده است. بنابراین می‌توان از نتیجه این رابطه به منظور محاسبه تخمین پارامترهای مجهول مدل ریاضی سیگنال دریافتی در گیرنده غیرهمکار بهره برد.

۴-۱-۲- تخمین آفست فرکانس

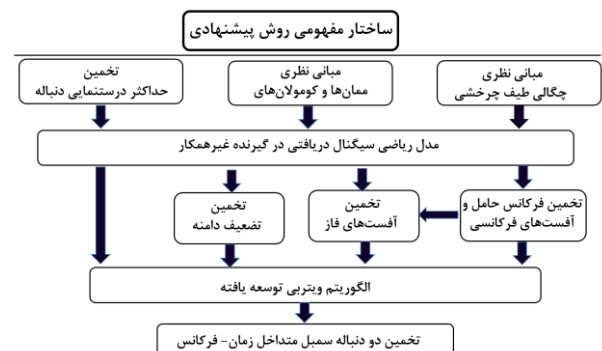
سیگنال‌های مخابراتی اگرچه سیگنال‌هایی متناوب نیستند، اما خواص آماری آنها به صورت تناوبی تکرار می‌شود و به همین دلیل این سیگنال‌ها، فرایندهای تصادفی ایستادن چرخشی نامیده می‌شوند. ویژگی تناوبی سیگنال‌های مخابراتی در چگالی طیف توان آنها منعکس نمی‌شود. اما با ارزیابی همبستگی طیفی بین محدوده‌های فرکانسی مختلف، ویژگی تناوبی بودن این سیگنال‌ها آشکار می‌شود. از این ویژگی می‌توان برای استخراج فرکانس حامل و نرخ سمبل سیگنال مخابراتی بهره‌برد. در [۳۲] تشخیص سیگنال‌های متداخل و تخمین فرکانس حامل آنها در ارتباط ماهواره‌ای CNC با استفاده از چگالی طیف چرخشی مورد بررسی قرار گرفته است. برای این منظور ابتدا تابع خودهمبستگی چرخشی سیگنال دریافتی را با استفاده از رابطه (۱۶) به صورت رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$R_y^\alpha(l) = \langle y_{k+\frac{l}{2}} y_{k-\frac{l}{2}}^* e^{-j2\pi\alpha k T} \rangle \quad (21)$$

$$= \langle y_{k+l} y_k^* e^{-j2\pi\alpha k T} \rangle e^{-j\pi\alpha l T}$$

که در عبارت فوق نماد $\langle \cdot \rangle$ متوسط گیری زمانی است که به صورت رابطه (۲۲) تعریف می‌شود:

$$\langle \cdot \rangle = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{k=-N}^N (\cdot) \quad (22)$$



شکل ۴- ساختار مفهومی روش پیشنهادی

عبارت رابطه زیر یک تابع متناوب مثلثاتی خواهد شد.

$$e^{j2(2\pi(\Delta f_m - \Delta f_n)kT + \theta_m)} = \cos 2(2\pi(\Delta f_m - \Delta f_n)kT + \theta_m) + j \sin 2(2\pi(\Delta f_m - \Delta f_n)kT + \theta_m) \quad (28)$$

با توجه به اینکه $E\{\cdot\}$ یک عملگر انتگرالی است، حاصل آن در یک دوره تناوب برابر صفر خواهد شد.

$$E\{e^{j2(2\pi(\Delta f_m - \Delta f_n)kT + \theta_m)}\} = 0 \quad (29)$$

بنابراین می‌توان رابطه (25) را به صورت زیر ساده کرد:

$$M_{20}(e^{-j2\pi\Delta f_n kT} y_k) = h_n^2 e^{j2\theta_n} E\{(x_k^{(n)})^2\} = h_n^2 e^{j2\theta_n} M_{20}(x_k^{(n)}) \quad (30)$$

از رابطه بالا می‌توان مؤلفه فازی سیگنالی که دارای آفست فرکانسی Δf_n است را به صورت رابطه (31) تخمین زد:

$$e^{j2\theta_n} = \frac{M_{20}(e^{-j2\pi\Delta f_n kT} y_k)}{h_n^2 M_{20}(x_k^{(n)})} \quad (31)$$

ممان مرتبه دوم متخرج کسر رابطه بالا بر اساس جدول 1 مقداری حقیقی دارد و با توجه به حقیقی بودن تضعیف دامنه و عدم تاثیر آن در محاسبه فاز، آفست فازی تخمینی به صورت رابطه (32) بازنویسی می‌شود:

$$\hat{\theta}_n = \frac{1}{2} \text{angle}(M_{20}(e^{-j2\pi\Delta f_n kT} y_k)) \quad (32)$$

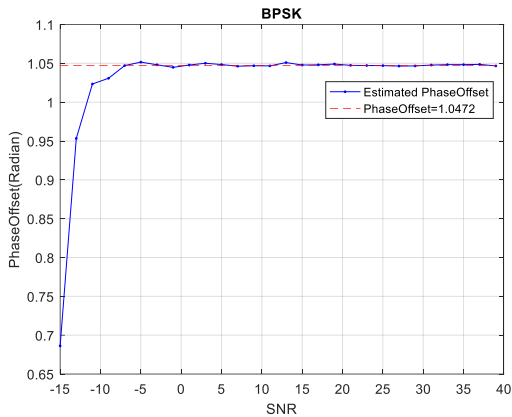
رابطه (25) را می‌توان با ممان مرتبه چهارم و ششم نیز محاسبه کرد و آفست فازی را به صورت روابط زیر تخمین زد:

$$\hat{\theta}_n = \frac{1}{4} \text{angle}(M_{40}(e^{-j2\pi\Delta f_n kT} y_k)) \quad (33)$$

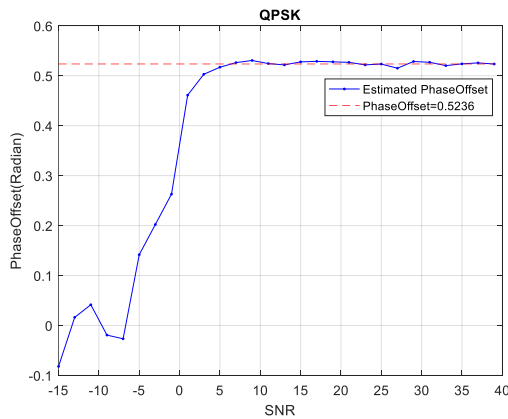
$$\hat{\theta}_n = \frac{1}{6} \text{angle}(M_{60}(e^{-j2\pi\Delta f_n kT} y_k)) \quad (34)$$

تا با استفاده از آن‌ها آفست فاز هر یک از سیگنال‌های متداخل را محاسبه کرد. تخمین آفست فازی با کمترین میزان خطا در تخمین دنباله سمبل‌ها به ویژه در مدولاسیون‌های PSK از اهمیت زیادی برخوردار است. به همین منظور از بین رابطه‌های (32) تا (34) زمانی که از نتیجه بهتری برخوردار است انتخاب می‌شود. تاثیر سطح سیگنال به نویز در محاسبه تخمین آفست فازی دو سیگنال متداخل با آفست‌های $\frac{\pi}{6}$ و $\frac{\pi}{3}$ برای مدولاسیون‌های BPSK و QPSK به ترتیب در شکل 5 و شکل 6 مورد بررسی قرار گرفته است و نتیجه تخمین در هر سطح سیگنال به نویز بر اساس میانگین نتایج در 100 مرتبه تکرار نشان داده شده است. شکل 5 نشان می‌دهد در مدولاسیون BPSK نتایج تخمین آفست فازی $\frac{\pi}{3}$ سیگنال متداخل با افزایش از سطح سیگنال به نویز -5dB به ثبات می‌رسد، اما همانطور که در شکل 6 نشان داده شده تخمین آفست فازی $\frac{\pi}{6}$ سیگنال متداخل در مدولاسیون QPSK از سیگنال به نویز 5dB این اتفاق رخ می‌دهد. آفست فازی می‌تواند

مقادیری بین 0 تا 2π به خود اختصاص دهد. ولی تخمین آن به دلیل استفاده از ممان مرتبه دوم و ضریب $\frac{1}{2}$ در رابطه محاسبه، مقادیری بین $-\frac{\pi}{2}$ تا $+\frac{\pi}{2}$ به خود اختصاص خواهد داد. با همین دلیل در تخمین با استفاده از ممان مرتبه چهارم، نتایج مقادیری بین $-\frac{\pi}{4}$ تا $+\frac{\pi}{4}$ به دنبال خواهد داشت. این موضوع باعث ایجاد ابهام در نتایج تخمین خواهد شد. به منظور رفع ابهام آفست فاز تخمینی، ابتدا باید مدولاسیون PSK را با رابطه (37) مورد بررسی قرار داد.



شکل 5- تخمین آفست فازی $\frac{\pi}{3}$ در دو سیگنال متداخل زمان-فرکانس BPSK با ممان مرتبه دوم در سطوح سیگنال به نویز مختلف



شکل 6- تخمین آفست فازی $\frac{\pi}{6}$ در دو سیگنال متداخل زمان-فرکانس QPSK با ممان مرتبه چهارم در سطوح سیگنال به نویز مختلف

$$s_k^{(i)} = A e^{j\varphi_k} \quad i = 1, 2 \quad (35)$$

$$\varphi_k \in \left\{ \frac{2\pi}{M}(m-1) + \theta, m = 1, \dots, M \right\}$$

که در این رابطه $s_k^{(i)}$ سمبل‌ها، M مرتبه مدولاسیون و φ_k فاز مدولاسیون است. φ_k از دو بخش، آفست فاز θ ثابت و $\frac{2\pi}{M}(m-1)$ تصادفی تشکیل شده است. برای مدولاسیون BPSK یعنی $M=2$ ، مجموعه φ_k به صورت زیر خواهد شد.

$$\varphi_k \in \{\pi(m-1) + \theta, m = 1, 2\} \quad (36)$$

بر اساس رابطه (۳۶) و (۳)، تخمین آفست فاز با استفاده از ممان مرتبه دوم به صورت زیر آغاز خواهد شد.

$$M_{20}(e^{-j2\pi\Delta f_n k T} y_k) = h_n^2 E\{(x_k^{(n)})^2\} \quad (37)$$

$$= h_n^2 E\left\{\left(\sum_{l=1-L}^L s_{k+l}^{(n)} g_n(-lT + \tau_k^{(n)})\right)^2\right\}$$

با توجه به استقلال آماری سمبل‌ها و صفر بودن متوسط آماری آن‌ها، رابطه (۴۵) به صورت زیر بازنویسی خواهد شد.

$$M_{20}(e^{-j2\pi\Delta f_n k T} y_k) \quad (38)$$

$$= h_n^2 \sum_{l=1-L}^L E\{(s_{k+l}^{(n)})^2\} g_n^2(-lT + \tau_k^{(n)})$$

$$= h_n^2 A^2 \sum_{l=1-L}^L E\{e^{j(2\pi(m-1)+2\theta)}\} g_n^2(-lT + \tau_k^{(n)})$$

فاز دو طرف تساوی رابطه (۳۸) به صورت زیر محاسبه خواهد شد.

$$\text{angle}(M_{20}(e^{-j2\pi\Delta f_n k T} y_k)) \quad (39)$$

$$= 2\pi(m-1) + 2\theta$$

بنابراین تخمین آفست فاز با استفاده از رابطه بالا به صورت زیر رفع ابهام خواهد شد.

$$\hat{\theta} = \quad (40)$$

$$\frac{1}{2} \text{angle}(M_{20}(e^{-j2\pi\Delta f_n k T} y_k)) + \pi(m-1)$$

$$m = 1, 2$$

بر همین اساس، برای مدولاسیون QPSK نیز تخمین آفست فاز به صورت زیر رفع ابهام خواهد شد.

$$\hat{\theta} = \quad (41)$$

$$\frac{1}{4} \text{angle}(M_{40}(e^{-j2\pi\Delta f_n k T} y_k)) + \frac{\pi}{2}(m-1)$$

$$m = 1, 2, 3, 4$$

۴-۱-۱- تخمین تضعیف دامنه

اگر پارامترها و ویژگی‌های سیگنال ارتباطی دو ایستگاه همچون نوع مدولاسیون، نرخ سمبل و فیلتر شکل‌دهنده یکسان باشند، بر اساس رابطه (۳) کومولان مرتبه p با q مزدوج سیگنال‌های ارسالی دو ایستگاه نیز برابر خواهند بود:

$$C_{pq}(x_k^{(1)}) \approx C_{pq}(x_k^{(2)}) \quad (42)$$

همچنین اگر ایستگاه‌ها از تجهیزات سخت‌افزاری و شرایط انتشاری یکسانی نیز برای تبادل اطلاعات استفاده کنند، تضعیف دامنه سیگنال‌های متداخل دریافتی تقریباً با هم برابر خواهند بود. به این حالت از ارتباطات CNC، در [۳۴] و [۱۴] متقارن گفته می‌شود. به عبارت دیگر خواهیم داشت:

$$h = h_1 \approx h_2 \quad (43)$$

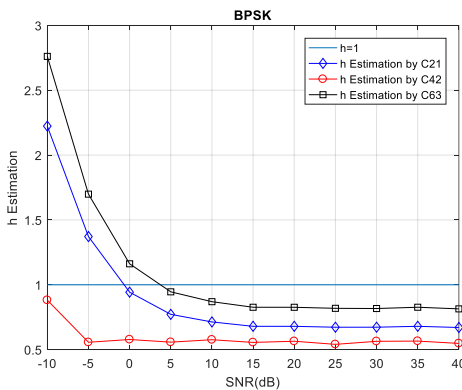
بنابراین در شرایط رابطه (۴۲) و (۴۳) با انتخاب مناسب مرتبه کومولان به صورت $p = 2q$ می‌توان آفست‌های فازی و فرکانسی را حذف کرد و رابطه (۲۰) را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$C_{pq}(y_k) = 2h^p C_{pq}(x_k^{(i)}), i \in \{1, 2\} \quad (44)$$

حالا با استفاده از رابطه (۴۴) می‌توان تضعیف دامنه سیگنال‌های متداخل را در حالت ارتباط متقارن به صورت زیر تخمین زد:

$$\hat{h} = \left| \sqrt{\frac{C_{pq}(y_k)}{2C_{pq}(x_k^{(i)})}} \right| \quad (45)$$

که |.| نماد قدرمطلق است. از جدول ۱ می‌توان کومولان‌های C_{21} ، C_{42} و C_{63} را برای محاسبه این تخمین به‌گونه‌ای که $p = 2q$ باشد، استفاده کرد. محاسبه تخمین رابطه (۴۵) علاوه بر نمونه‌های سیگنال دریافتی y_k ، به نمونه‌های سیگنال مدوله شده $x_k^{(i)}$ ، $i \in \{1, 2\}$ نیز نیازمند است. نمونه‌های سیگنال دریافتی در خروجی گیرنده غیرهمکار موجود است و به منظور تخمین کومولان سیگنال مدوله شده می‌توان از تولید دنباله تصادفی از سمبل‌ها با آگاهی از نوع مدولاسیون و فیلتر شکل‌دهنده استفاده کرد. برای انتخاب یکی از سه کومولان، می‌توان صحت آن‌ها را در سطوح سیگنال به نویز مختلف بررسی کرد. شکل ۷ و شکل ۸ مقایسه نتایج تخمین تضعیف دامنه با استفاده از کومولان‌های C_{21} ، C_{42} و C_{63} در ارتباط متقارن و در سطوح سیگنال به نویز مختلف برای دو سیگنال متداخل زمان-فرکانس با مدولاسیون یکسان BPSK و QPSK را نشان می‌دهد. در این بررسی تضعیف دامنه یکی از سیگنال‌های متداخل برابر واحد در نظر گرفته شده است و تضعیف دامنه سیگنال دیگر به اندازه 10% نسبت به آن کمتر است. به وضوح شکل ۷ و شکل ۸ نشان می‌دهند که در تخمین تضعیف دامنه برای سیگنال به نویزهای بالاتر از 5dB در هر دو مدولاسیون، میانگین C_{63} و C_{42} به مقدار واقعی دامنه نزدیک‌تر است و به همین دلیل در تخمین تضعیف دامنه در فرایند جداسازی می‌توان از نتایج آن‌ها بهره برد.



شکل ۷- مقایسه تخمین تضعیف دامنه با استفاده از کومولان‌ها در دو سیگنال متداخل زمان-فرکانس BPSK و در سطوح سیگنال به نویز مختلف

پیشین چند بعدی رابطه (۴۶) با فرض نویز سفید گوسی به صورت زیر تعیین می‌شود:

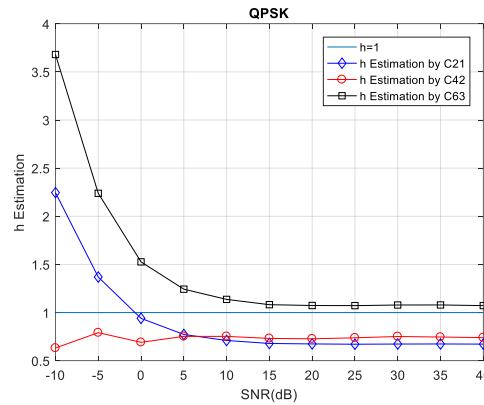
$$\Pr \left(s_{0:K-1}^{(1)}, s_{0:K-1}^{(2)} \middle| y_{0:k-1}, \vec{F}_{0:K-1}^{(1)}, \vec{F}_{0:K-1}^{(2)} \right) \quad (47)$$

$$= \frac{1}{\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} \right)^{2L}} e^{-\frac{\|y_{0:k-1} - \vec{F}_{0:K-1}^{(1)} S_{0:K-1}^{(1)T} - \vec{F}_{0:K-1}^{(2)} S_{0:K-1}^{(2)T}\|^2}{\sigma_v^2}}$$

بنابراین تخمین حداکثر درستنمایی دنباله‌های سمبل‌های ارسالی دو فرستنده با کمینه کردن فاصله اقلیدسی رابطه (۴۸) حاصل خواهد شد:

$$\{\hat{s}_{0:K-1}^{(1)}, \hat{s}_{0:K-1}^{(2)}\} = \arg \min_{S \in M^{2L}} \left\| y_{0:k-1} - \vec{F}_{0:K-1}^{(1)} S_{0:K-1}^{(1)T} - \vec{F}_{0:K-1}^{(2)} S_{0:K-1}^{(2)T} \right\|^2 \quad (48)$$

بهرای همه این دنباله‌ها در گیرنده از پیچیدگی محاسباتی بالایی برخوردار است. به همین دلیل از الگوریتم ویتربی با ساختار ترلیس برای پیاده‌سازی الگوریتم MLSE استفاده شده است [۳۸-۳۵]. در حقیقت الگوریتم ویتربی روشی بازگشتی و بهینه برای تخمین دنباله‌ای از حالت‌های فرایند مارکوف گسسته با فضای حالت محدود و نویز سفید است. در اینجا مارکوف بودن فرآیند و حافظه دار بودن سمبل‌های دریافتی به دلیل استفاده از فیلتر شکل دهنده پاس پاسخ جزئی^۵ با طول حافظه L است. شکل ۹ نمایش ساده‌ای از این الگوریتم را نشان می‌دهد. در این شکل چهار حالت در ساختار ترلیس محدود شده است و در هر مرحله زمانی با محاسبه خطای انتقال کمینه متشکل از دنباله حالت‌ها با طول حافظه فرایند مارکوف، یکی از حالت‌ها به عنوان حالت مرحله بعدی انتخاب می‌گردد. همانطور که نشان داده شده است در لحظه t ، حالت S_4 به عنوان حالت لحظه $t+1$ انتخاب شده است به گونه‌ای که خطای انتقال با طول حافظه $L=3$ کمینه باشد. اگر M مرتبه مدولاسیون باشد، تعداد حالت‌های ترلیس که دو سمبل می‌توانند در کنار یکدیگر قرار گیرند M^2 خواهد بود. با در نظر گرفتن طول حافظه فیلتر شکل دهنده، تعداد همه دنباله‌های سمبل‌های ممکن دو فرستنده M^{2L} بدست خواهد آمد که پیچیدگی محاسباتی الگوریتم ویتربی است. بنابراین پیچیدگی محاسباتی الگوریتم ویتربی با افزایش مرتبه مدولاسیون و حافظه کانال به صورت نمایی افزایش پیدا می‌کند. البته حجم محاسباتی این الگوریتم می‌تواند توسط روش تخمین توالی حالت کاهش یافته^۶ (RSSE) [39] و یا روش تخمین توالی تصمیم-بازخورد تاخیری^۷ (DDFSE) [40] کاهش یابد.



شکل ۸- مقایسه تخمین تضعیف دامنه با استفاده از کومولان‌ها در دو سیگنال متداخل زمان-فرکانس QPSK و در سطوح سیگنال به نویز مختلف

۴-۲- الگوریتم ویتربی توسعه یافته

۴-۲-۱- توسعه مفهومی تخمین گر حداکثر درستنمایی دنباله^۱ برای دو سیگنال متداخل زمان- فرکانس

آشکارساز بهینه در کانال‌های دارای تداخل بین سمبلی^۲ (ISI)، البته با فرض آگاهی کامل از پارامترهای کانال، الگوریتم تخمین گر حداکثر درستنمایی دنباله (MLSE) است. به کارگیری این الگوریتم به عنوان همسان‌ساز در حضور ISI اولین بار در [۲۵] پیشنهاد شد و هنوز به عنوان روشی مناسب برای آشکارسازی در [۳۰-۲۶] مورد بررسی قرار می‌گیرد. این الگوریتم، آشکارسازی را نه بر اساس سمبل به سمبل بلکه از بین همه دنباله‌های سمبل ممکن، دنباله‌ای را به عنوان سمبل‌های ارسال شده از فرستنده انتخاب می‌کند که بیشترین احتمال را داشته باشند. در واقع آشکارسازی دنباله سمبل‌های ارسالی تنها با مشاهده سیگنال دریافتی در گیرنده و آگاهی از پارامترهای کانال انجام می‌گیرد. مبانی نظری این الگوریتم می‌تواند با استفاده از مدل ریاضی آشکارسازی سیگنال دریافتی در گیرنده غیرهمکار رابطه **Error!** متداخل زمان- فرکانس به صورت زیر توسعه یابد.

برای دنباله سیگنال دریافتی $y_{0:k-1}$ در گیرنده غیرهمکار، اگر $s_{0:K-1}^{(1)}, s_{0:K-1}^{(2)}$ دنباله‌های سمبل‌های ارسال شده توسط دو ایستگاه در نظر گرفته شود و $\vec{F}_{0:K-1}^{(1)}, \vec{F}_{0:K-1}^{(2)}$ پاسخ ضربه کانال، تخمین دنباله‌های سمبل‌ها متناظر با حداکثر احتمال رابطه زیر است:

$$\{\hat{s}_{0:K-1}^{(1)}, \hat{s}_{0:K-1}^{(2)}\} = \quad (46)$$

$$\arg \max_{S \in M^{2L}} \Pr \left(s_{0:K-1}^{(1)}, s_{0:K-1}^{(2)} \middle| y_{0:k-1}, \vec{F}_{0:K-1}^{(1)}, \vec{F}_{0:K-1}^{(2)} \right)$$

که M مرتبه مدولاسیون و L طول حافظه فیلتر شکل دهنده است. با استفاده از قانون بیز^۳ و معیار حداکثر درستنمایی^۴ تابع چگالی احتمال

⁵ Partial response

⁶ Reduced-State Sequence Estimation (RSSE)

⁷ Delayed Decision-Feedback Sequence Estimation (DDFSE)

¹ Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE)

² Inter-Symbol Interference

³ Bayes' rule

⁴ Maximum Likelihood

که حالت $\phi_{k,min}$ کمینه متریک انباشته شده است که از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$\phi_{k+1,min} = \min_{\phi_k} (a(\phi_k) + m(\phi_k \rightarrow \phi_{k+1})) \quad (55)$$

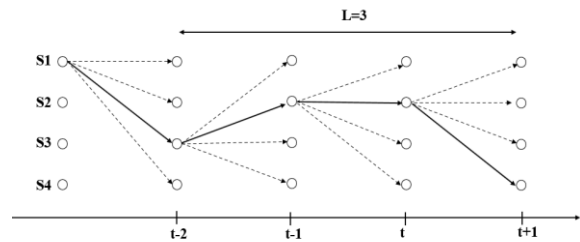
گام چهارم- مسیر باقی‌مانده و وارد شونده به حالت جدید توسط رابطه (56) **Error! Reference source not found.** به‌روزرسانی می‌شود:

$$p(\phi_{k+1}) = \operatorname{argmin}_{\phi_k} (a(\phi_k) + m(\phi_k \rightarrow \phi_{k+1})) \quad (56)$$

گام پنجم- بازگشت به گام دوم و اجرا تا آخرین اندیس زمانی گام ششم- تخمین دنباله سمبل‌های متداخل با ردیابی به عقب⁴ توسط مسیرهای بازمانده در هر حالت ترلیس.

۴-۲-۳- ساختار پیشنهادی برای جداسازی سیگنال‌های متداخل زمان- فرکانس

با تخمین پارامترهای سیگنالی توسط روابط ریاضی بخش ۳ و توسعه الگوریتم MLSE با ساختار ویتربی، می‌توان ساختاری جدید به نام^{۴۶} الگوریتم ویتربی توسعه یافته^{۴۷} را مطابق شکل ۱۰ برای تخمین دنباله سمبل‌های متداخل زمان- فرکانس در ارتباط ماهواره‌ای CNC تنها با سیگنال دریافتی در گیرنده غیرهمکار پیشنهاد داد. برای این منظور ابتدا با استفاده از چگالی طیف چرخشی رابطه (۲۳)، آفست‌های فرکانسی دو سیگنال متداخل زمان- فرکانس تخمین زده می‌شود. تضعیف دامنه سیگنال‌های متداخل نیز توسط کومولان در حالت متقارن با استفاده از رابطه (۴۵) تخمین زده می‌شود. نتایج تخمین‌های آفست‌های فرکانسی به کار گرفته می‌شوند. بنابراین با تخمین آفست‌های فرکانسی، تضعیف دامنه و آفست‌های فازی، بردارهای پاسخ ضربه کانال می‌توانند مطابق رابطه (۵) بازسازی شوند و در فرایند جداسازی مورد استفاده قرار گیرند. سرانجام در آخرین بلوک از الگوریتم ویتربی توسعه یافته استفاده می‌شود. این الگوریتم از سیگنال دریافتی و بردارهای پاسخ ضربه کانال به منظور تخمین نهایی دو دنباله سمبل استفاده می‌کند. برای این منظور از رابطه (۴۸) با شش گام بیان شده از بین همه دنباله سمبل‌های ممکن دو دنباله سمبلی را انتخاب می‌کند که کمترین فاصله اقلیدوسی را داشته باشند.



شکل ۹- نمایش ساده از انتقال حالت فرایند مارکوف

۴-۲-۲- توسعه الگوریتم ویتربی به تخمین دو دنباله سمبل‌های متداخل

الگوریتم ویتربی برای آشکارسازی و تخمین سمبل‌های متداخل زمان- فرکانس شامل گام‌های زیر است [۱۱] و [۳۷]:

گام اول- اندیس زمانی $k = 1$ قرار می‌گیرد و مقادیر اولیه مسیر باقیمانده^۱ و متریک انباشته شده^۲ به صورت زیر مقداردهی می‌شوند:

$$p(\phi_0) = 0, \quad a(\phi_0) = 0 \quad (49)$$

که ϕ_k نمایش حالت ترلیس در لحظه k و متشکل از سمبل‌های دو فرستنده است.

$$\phi_k = [S_{k-1:k-L}^{(1)}, S_{k-1:k-L}^{(2)}] \quad (50)$$

گام دوم- خطای انتقال به حالت جدید است که توسط رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$e(\phi_k \rightarrow \phi_{k+1}) = y_k - F_k^T S_k(\phi_k \rightarrow \phi_{k+1}) \quad (51)$$

که در عبارت فوق $S_k(\phi_k \rightarrow \phi_{k+1})$ ماتریس سمبل‌های مرتبط با انتقال حالت است:

$$S_k(\phi_k \rightarrow \phi_{k+1}) = [S_{k:k-L+1}^{(1)}, S_{k:k-L+1}^{(2)}] \quad (52)$$

که سمبل‌های $S_{k:k-L+1}^{(1)}$ و $S_{k:k-L+1}^{(2)}$ به حالت ϕ_{k+1} وابسته هستند و $S_{k-1:k-L}^{(1)}$ و $S_{k-1:k-L}^{(2)}$ سمبل‌ها به حالت ϕ_k وابسته هستند. متریک شاخه^۳ در اندیس زمانی توسط رابطه (53) محاسبه شود:

$$m(\phi_k \rightarrow \phi_{k+1}) = |e(\phi_k \rightarrow \phi_{k+1})|^2 \quad (53)$$

گام سوم- متریک انباشته شده در اندیس زمانی n به صورت رابطه (54) تعیین می‌شود:

$$a(\phi_{k+1}) = a(\phi_k) + m(\phi_k \rightarrow \phi_{k+1}) \quad (54)$$

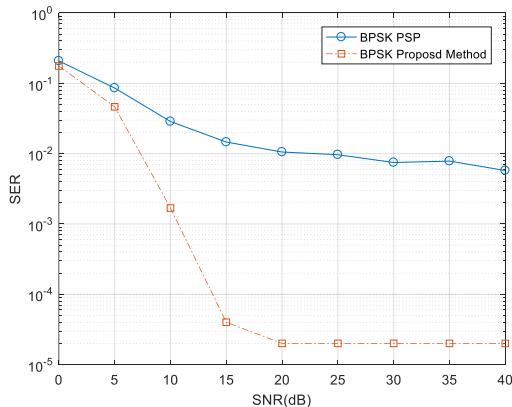
³ Branch Metric

⁴ Trace Back

¹ Survivor Path

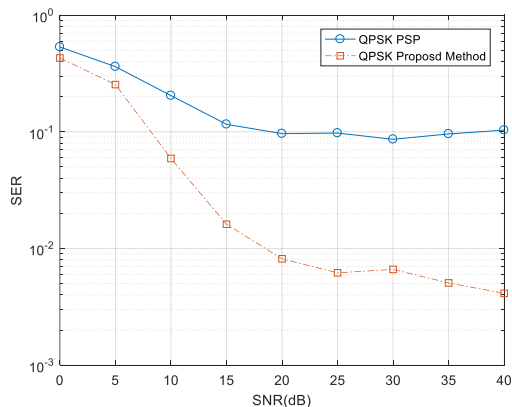
² Accumulated Metric

مورد بررسی قرار می‌گیرد. شکل ۱۱ و ۱۲ نرخ خطای آشکارسازی سمبل‌ها را برای روش پیشنهادی و الگوریتم PSP به ترتیب برای مدولاسیون‌های BPSK و QPSK نشان می‌دهد.



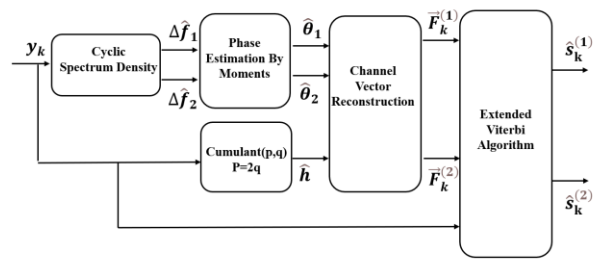
شکل ۱۱- مقایسه نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده BPSK بر حسب SNR

۵-۲- مقایسه نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده در جداسازی دو سیگنال متداخل زمان- فرکانس CNC در ادامه شبیه‌سازی‌ها، در شکل ۱۳ شکل ۱۴ توانایی روش پیشنهادی در جداسازی دو سیگنال متداخل زمان- فرکانس CNC و آشکارسازی دنباله سمبل‌های آنها مورد بررسی قرار گرفته است.



شکل ۱۲- مقایسه نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده QPSK بر حسب SNR

مقایسه نتایج در شکل ۱۳ در دو سیگنال متداخل زمان- فرکانس BPSK نشان می‌دهد که در هر دو روش با افزایش نسبت سیگنال به نویز، نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده کاهش می‌یابد. اما روش پیشنهادی در همه سطوح سیگنال به نویز از نرخ خطای کمتری برخوردار است و با وجود افزایش سیگنال به نویز، میزان کاهش خطا در دو روش یکسان نیست. به طوری که در سطح سیگنال به نویز کمتر از 30dB نرخ خطا با شیب بیشتری در روش پیشنهادی کاهش می‌یابد و در این سیگنال به نویز اختلاف نرخ خطا به حداکثر خود می‌رسد. نمودار تغییرات نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده دو سیگنال متداخل زمان- فرکانس QPSK در شکل ۱۴ نشان می‌دهد، در الگوریتم PSP علی‌رغم افزایش نسبت



شکل ۱۰- مدل پیشنهادی در گیرنده غیرهمکار برای تخمین دنباله سمبل‌های متداخل زمان- فرکانس در ارتباط ماهواره‌ای

۵- نتایج شبیه سازی

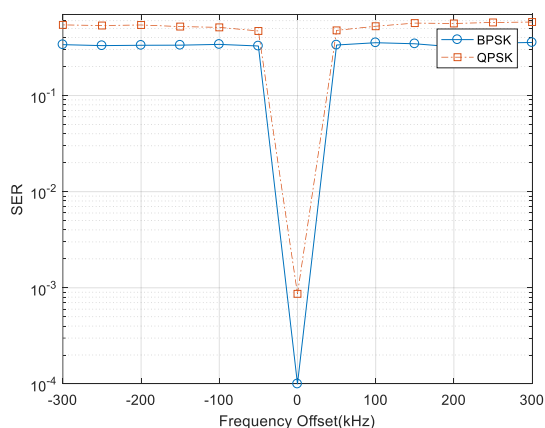
در این بخش با استفاده از داده‌های شبیه‌سازی شده در محیط نرم‌افزار MATLAB روش پیشنهادی در جداسازی سیگنال‌های متداخل زمان- فرکانس در ارتباطات ماهواره‌ای CNC مورد ارزیابی قرار گرفته است. برای این منظور، شبیه‌سازی از سه زیربخش تشکیل شده است. ابتدا در زیربخش اول توانایی روش پیشنهادی در آشکارسازی دنباله سمبل‌ها برای یک سیگنال و بدون تداخل در سطوح سیگنال به نویز مختلف مورد مقایسه قرار می‌گیرد. سپس در زیربخش دوم توانایی روش پیشنهادی در جداسازی و آشکارسازی دو سیگنال متداخل زمان- فرکانس بر حسب نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی در سطوح مختلف سیگنال به نویز مورد بررسی قرار می‌گیرد. در انتها نیز، در بخش سوم تأثیر پارامترهای مجهول در نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده مورد ارزیابی قرار خواهد گرفت. در شبیه‌سازی سیگنال‌های متداخل زمان- فرکانس از مجموع دو سیگنال BPSK یا دو سیگنال QPSK استفاده شده است. پهنای باند هر یک از سیگنال‌های متداخل ۱MHz در نظر گرفته شده است که با نرخ سمبل ۱.۲۵MHz تولید شده‌اند و دارای فرکانس حامل ۳MHz با اختلاف آفست فرکانسی ۰.۱MHz هستند. همچنین از آفست‌های فازی $\pi/3$ و $\pi/6$ و فیلتر شکل‌دهنده با طول حافظه سه سمبل در تولید سیگنال‌های متداخل زمان- فرکانس استفاده شده است. با توجه به نتایج شبیه‌سازی‌ها در تخمین آفست‌های فرکانسی، آفست‌های فازی و تضعیف دامنه در بخش‌های پیشین، در سطوح بالاتر از سیگنال به نویز ۰dB نتایج از اعتبار بیشتری برخوردار هستند، بنابراین شبیه‌سازی‌ها در این بخش از سطوح سیگنال به نویز بالاتر از ۰dB مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

۵-۱- مقایسه نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده بدون تداخل

در این زیربخش نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده توسط روش پیشنهادی با روش ارائه شده در [۱۱] که مبتنی بر تخمین دنباله سمبل‌ها با استفاده از الگوریتم PSP است، مورد مقایسه قرار گرفته است. معیار مقایسه نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده در سطوح سیگنال به نویزهای مختلف است. برای این منظور ابتدا روش‌های آشکارسازی دنباله سمبل‌ها برای یک سیگنال و بدون وجود تداخل

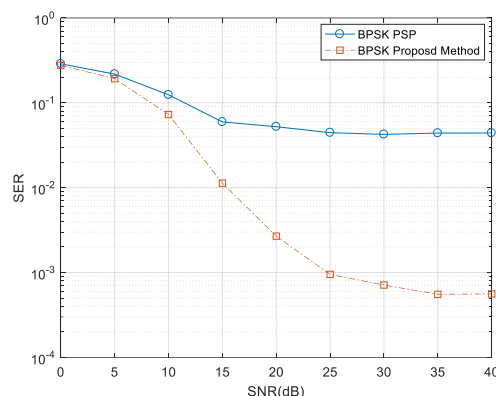
مقارن BPSK و QPSK را با روش پیشنهادی نشان می‌دهد که در آن تخمین آفست فرکانس از خطای 30% تا +30% پهنای باند تغییر می‌کند. فرکانس مرکز دو سیگنال متداخل 3MHz است و با یکدیگر 0.1MHz آفست فرکانس اختلاف دارند و پهنای باند آن‌ها 1MHz است. شکل ۱۵ به وضوح نشان می‌دهد که تخمین فرکانس آفست فرکانسی تاثیر مستقیمی در نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده دو سیگنال متداخل دارد. به طوری که در تخمین آفست فرکانسی 0.1MHz که در محور افقی شکل با مقدار اختلاف صفر نشان داده شده است، نرخ خطای سمبل‌ها به کمترین مقدار خود می‌رسد. همچنین مقایسه نمودار خطای دو مدولاسیون نشان می‌دهد که نرخ خطای مدولاسیون QPSK از مدولاسیون BPSK بیشتر است و اگر خطای تخمین آفست فرکانسی بیشتر از 10% باشد، نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده در هر دو مدولاسیون BPSK و QPSK در یک محدوده به طور تقریبی ثابت خواهد بود. اما اگر نرخ خطای تخمین آفست فرکانسی کمتر از 10% باشد با کاهش خطای تخمین، نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده نیز کاهش خواهد یافت. شکل ۱۶ نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده دو سیگنال متداخل BPSK و QPSK با روش پیشنهادی با وجود خطا در تخمین آفست فازی یکی از سیگنال‌های متداخل را نشان می‌دهد.

این شکل نشان می‌دهد که نرخ خطا برای هر دو مدولاسیون زمانی به کمترین مقدار خود خواهد رسید که خطای تخمین آفست فاز صفر باشد. همچنین با افزایش خطای تخمین آفست فازی، نرخ خطا نیز به تناسب افزایش خواهد یافت. تاثیر خطای تخمین آفست فازی در مدولاسیون QPSK به مراتب از مدولاسیون BPSK بیشتر است.

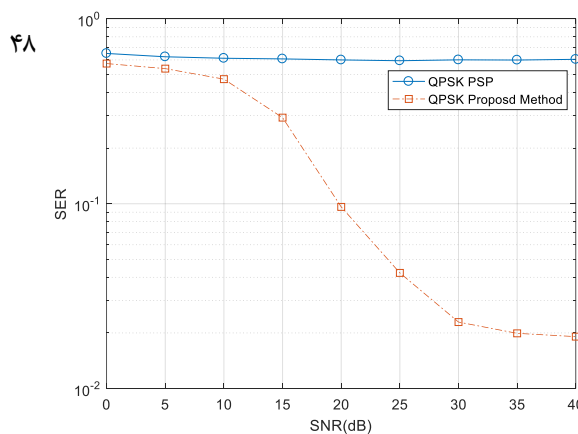


شکل ۱۵- نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده دو سیگنال متداخل BPSK و QPSK در روش پیشنهادی بر حسب خطا در تخمین آفست فرکانسی

سیگنال به نویز، نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده در یک بازه محدود کاهش یافته است. اما میزان کاهش نرخ خطا در روش پیشنهادی کاملاً محسوس و نتایج بهتری در بردارد. به گونه‌ای پیش از نسبت سیگنال به نویز 30dB، نرخ خطا در روش پیشنهادی شیب بیشتری کاهش می‌یابد و در نسبت سیگنال به نویز 35dB به حداکثر خود می‌رسد. نتایج در دو شکل نشان می‌دهد روش پیشنهادی برای هر دو مدولاسیون سیگنال‌های متداخل، عملکرد بسیار بهتری در جداسازی و آشکارسازی دنباله سمبل‌ها نسبت به الگوریتم PSP دارد.



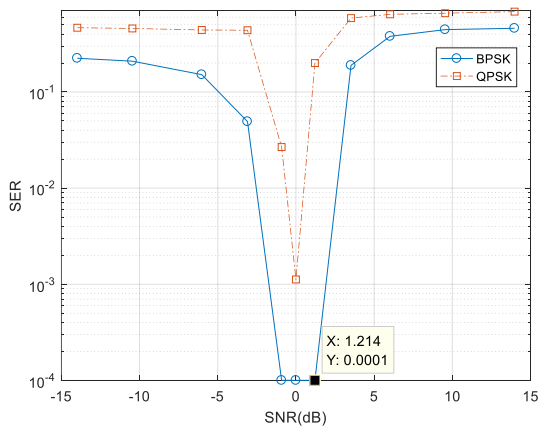
شکل ۱۳- مقایسه نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده دو BPSK متداخل بر حسب SNR



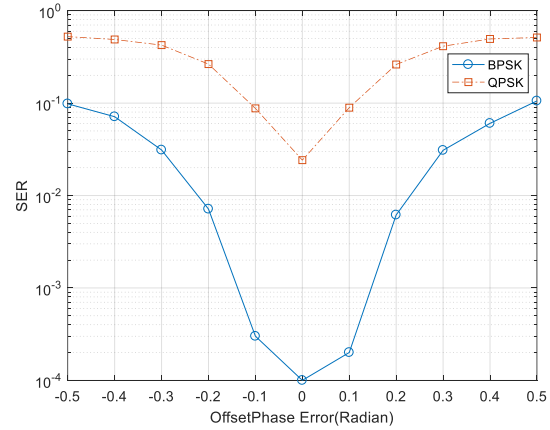
شکل ۱۴- مقایسه نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده دو QPSK متداخل بر حسب SNR

۳-۵- ارزیابی تأثیر خطای تخمین پارامترها

در این زیربخش تأثیر خطای تخمین هر یک از پارامترهای آفست فرکانس، آفست فاز و تضعیف دامنه سیگنال در کارایی روش پیشنهادی مورد ارزیابی قرار گرفته است. برای این منظور با تغییر پارامتر تخمینی مورد نظر در محدوده‌ای معین در ضمن ثابت بودن سایر پارامترهای سیگنالی، کارایی روش پیشنهادی بر حسب معیار نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده از دو سیگنال متداخل زمان-فرکانس یکسان در سیگنال به نویز 35dB مورد بررسی قرار می‌گیرد. شکل ۱۵ نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده دو سیگنال متداخل زمان-فرکانس



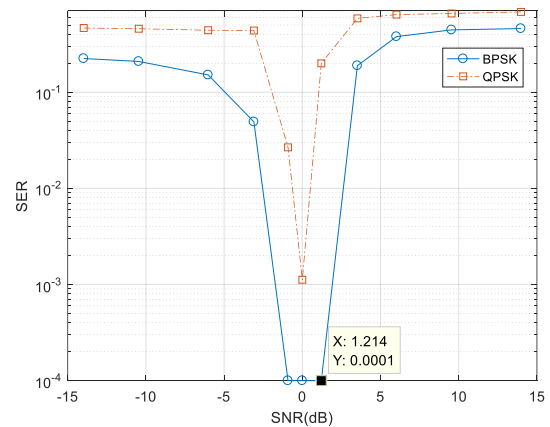
شکل ۱۷- نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده دو سیگنال متداخل BPSK و QPSK در روش پیشنهادی بر حسب اختلاف توان تضعیف دامنه تخمینی



شکل ۱۶- نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده دو سیگنال متداخل BPSK و QPSK در روش پیشنهادی بر حسب خطای آفست فاز تخمینی

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله جداسازی دو سیگنال متداخل زمان-فرکانس در ارتباط ماهواره‌ای مبتنی بر فناوری CNC در گیرنده غیرهمکار مورد بررسی قرار گرفته است. جداسازی سیگنال‌ها و آشکارسازی دنباله سمبل‌ها در گیرنده غیرهمکار همراه با برخی پیچیدگی‌ها است. به همین منظور از تخمین حداکثر درستی برای جداسازی و آشکارسازی دنباله سمبل‌ها استفاده شده است که در قالب الگوریتم ویتربی با ساختار ترلیس می‌تواند از بین همه دنباله‌های سمبل متداخل، دنباله سمبلی را انتخاب کرد که بیشترین احتمال را داشته باشد. بنابراین پس از مدل‌سازی سیگنال متداخل دریافتی در گیرنده غیرهمکار، این الگوریتم برای حالت دو دنباله سمبل متداخل توسعه یافت. اما جداسازی با استفاده از مدل توسعه یافته این الگوریتم بدون آگاهی از پارامترهای سیگنالی امکان‌پذیر نیست. به همین دلیل با محاسبه آمارگان مرتبه بالای مدل ریاضی، تخمینی از آفست فرکانس، آفست فاز و تضعیف دامنه به دست آمد و با ساختار پیشنهادی، سیگنال‌های متداخل جداسازی شده و دنباله سمبل‌ها آشکارسازی شدند. همچنین، روش پیشنهادی و الگوریتم شناخته شده PSP با معیار نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده مورد مقایسه و بررسی قرار گرفت. مقایسه و ارزیابی‌ها برای سیگنال‌های متداخل با دو مدولاسیون BPSK و QPSK نشان می‌دهد، تخمین پارامترها تأثیر به‌سزایی در نرخ خطای دنباله سمبل‌های آشکارسازی شده دارد به طوری که در نسبت سیگنال به نویزهای بالاتر از صفر نرخ خطای سمبل (SER) با شیب بیشتری در روش پیشنهادی نسبت به الگوریتم پردازش در هر بازمانده (PSP) کاهش می‌یابد. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد، نرخ خطای سمبل در روش پیشنهادی در سیگنال به نویز 30dB برای مدولاسیون BPSK به میزان ۳۰ درصد و برای مدولاسیون QPSK به میزان ۶۰ درصد کاهش می‌یابد. البته در روش پیشنهادی با افزایش مرتبه مدولاسیون میزان پیچیدگی روش جداسازی به اندازه 2^{2L} افزایش می‌یابد.



شکل ۱۷ نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده دو سیگنال متداخل زمان-فرکانس در مدولاسیون‌های BPSK و QPSK را نشان می‌دهد، زمانی که تضعیف دامنه دو سیگنال متداخل متقارن نباشند. به همین دلیل محور افقی این شکل اختلاف توان تضعیف دامنه دو سیگنال متداخل را نشان می‌دهد. با افزایش خطای تخمین تضعیف دامنه، نرخ خطای سمبل‌های آشکارسازی شده نیز افزایش می‌یابد. اما پس از اینکه خطای تخمین تضعیف دامنه بیشتر از 5dB یا کمتر از -5dB شود، دنباله سمبل‌های سیگنال ضعیف آشکارسازی نمی‌شود و در مقابل سمبل‌های سیگنال قوی آشکارسازی می‌شود. به همین دلیل نرخ خطای سمبل‌های در یک محدوده تقریبی ثابت باقی خواهد ماند.

- [18] Z. Ge, H. Jiang, Y. Guo and J. Zhou, "Accuracy Analysis of Feature-Based Automatic Modulation Classification via Deep Neural Network," *Sensors*, vol. 21, 2021.
- [19] A. Napolitano, "Generalizations of Cyclostationarity: A New Paradigm for Signal Processing for Mobile Communications, Radar, and Sonar," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 30, no. 6, pp. 53 - 63, 2013.
- [20] S. Vukotić, "Detection and clasiffication of OFDM/QAM and OFDM/OQAM signals based on cyclostationary features," in *2015 23rd Telecommunications Forum Telfor (TELFOR)*, Belgrade, Serbia, 24-26 Nov. 2015.
- [21] M. Yang, Y. Li, X. Liu and W. Tang, "Cyclostationary feature detection based spectrum sensing algorithm under complicated electromagnetic environment in cognitive radio networks," *China Communications*, vol. 12, no. 9, pp. 35 - 44, 2015.
- [22] T. V. R. O. Câmara, A. D. L. Lima, B. M. M. Lima, A. I. R. Fontes, A. D. M. Martins and L. F. Q. Silveira, "Automatic Modulation Classification Architectures Based on Cyclostationary Features in Impulsive Environments," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 138512 - 138527, 2019.
- [23] C. Sisi and Z. Weiyan, "Carrier frequency and symbol rate estimation based on cyclic spectrum," *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 37-44, February 2020.
- [24] G. Forney, "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 3, pp. 363 - 378, 1972.
- [25] H. Taniguchi, S. Yamamoto, M. Nakamura, A. Masuda, Y. Kisaka, S. Kanazawa and H. Nakamura, "High-Capacity IM-DD Transmission in O-Band Using Advanced Maximum Likelihood Sequence Estimation Methods," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 11, pp. 3372 - 3381, 2023.
- [26] M. E. Meybodi, H. Gomez, Y.-C. Lu, H. Shakiba and A. Sheikholeslami, "Design and Implementation of an On-Demand Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE)," *IEEE Open Journal of Circuits and Systems*, vol. 3, pp. 97 - 108, 2022.
- [27] W. Lanneer and Y. Lefevre, "Machine Learning-Based Pre-Equalizers for Maximum Likelihood Sequence Estimation in High-Speed PONs," in *2023 31st European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Helsinki, Finland, 2023.
- [1] Y. Yang, H. Peng, D. Zhang and X. Dai, "Markov Chain Monte Carlo-Based Separation of Paired Carrier Multiple Access Signals," *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 2209 - 2212, 2016.
- [2] S. Preethi and k.Rajeswari, "A Survey on Multiple Access Techniques for Mobile communication," *International Journal of Emerging Trends & Technology in Computer Science (IJETTCs)*, vol. 1, pp. 1-5, 2015.
- [3] Y. Guo, H. Peng and J. Fu, "Joint Blind Parameter Estimation of Non-cooperative High-Order Modulated PCMA Signals," *KSII Transactions on Internet and Information Systems (TIIS)*, vol. 12, no. 10, pp. 4873-4888, 2018.
- [4] C. Agne, M. B. Cornell, M. Dale, R. Kearns and F. Lee, "Shared-spectrum bandwidth efficient satellite communications," in *2010 - MILCOM 2010 MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE*, San Jose, CA, USA, 2010.
- [5] W. Cui, S. Guo, L. Ren and Y. Yu, "Underdetermined Blind Source Separation for linear instantaneous mixing system in the non-cooperative wireless communication," *Physical Communication*, vol. 45, 2021.
- [6] X. Cai, X. Wang, Z. Huang and F. Wang, "Single-Channel Blind Source Separation of Communication Signals Using Pseudo-MIMO Observations," *IEEE Communications Letters*, vol. 22, no. 8, pp. 1616 - 1619, 2018.
- [7] G. Wang, B. Kapilan, S. G. Razul, S. K. Ting and C. M. Samson, "Blind Equalization in the Presence of Co-channel Interference Based on Higher-Order Statistics," *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 37, no. 9, p. 4150-4161, 2018.
- [8] Z. Y. Zhu Wengui, "A Method of Single Channel Blind Source Separation of Co-Frequency 16QAM Signals," in *2016 International Conference on Audio, Language and Image Processing (ICALIP)*, Shanghai, China, 2016.
- [9] Y. Yang, H. Peng, D. Zhang and P. Wang, "Iterative Processing Structure for the Single-Channel Mixture of Digital-Modulated Adjacent-Frequency Source Signals," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 2, pp. 1639 - 1650, 2020.
- [10] X. Liu, Y. L. Guan, S. N. Koh, Z. Liu and P. Wang, "Low-Complexity Single-Channel Blind Separation of Co-Frequency Coded Signals," *IEEE Communications Letters*, vol. 22, no. 5, pp. 990 - 993, 2018.
- [11] C. Wei, H. Peng and J. Fan, "A Blind Separation Method of PCMA Signals Based on MS-Gibbs Algorithm," *Journal of Physics*, vol. 1168, no. 5, 2019.
- [12] C. Wei, H. Peng and J. Fan, "Single-channel Demodulation Algorithm for Non-cooperative PCMA Signals Based on Neural Network," *KSII Transactions on Internet and Information Systems*, vol. 13, no. 7, pp. 3433-3446, 2019.
- [13] Q. Deng, S. Zhang, G. Chen and H. Lu, "Blind Separation of Noncooperative Paired Carrier Multiple Access Signals Based on Improved Quantum-inspired Evolutionary Algorithm and Receding Horizon Optimization," *Concurrency and Computation: Practice and Experience*, pp. 6119-6133, 2021.
- [14] Y. Liang, X. Xiang, Y. Sun, X. Da, C. Li and L. Yin, "Novel Modulation Recognition for WFRFT-Based System Using 4th-Order Cumulants," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 86018 - 86025, 2019.
- [15] M. S. Pajic, M. Veinovic, M. Peric and V. D. Orlic, "Modulation Order Reduction Method for Improving the Performance of AMC Algorithm Based on Sixth-Order Cumulants," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 106386 - 106394, 2020.
- [16] T. Li, Y. Li and O. A. Dobre, "Modulation Classification Based on Fourth-Order Cumulants of Superposed Signal in NOMA Systems," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 16, pp. 2885 - 2897, 2021.
- [17] A. Abdelmutalab, K. Assaleh and M. El-Tarhuni, "Automatic modulation classification based on high order cumulants and hierarchical polynomial classifiers," *Physical Communication*, vol. 21, pp. 10-18, 2016.
- [28] M. Mezher, M. Ilyas, O. Bayat and Q. H. Abbasi, "Bit Error Rate Performance of In-vivo Radio Channel Using Maximum Likelihood Sequence Estimation," in *2020 International Conference on Electrical, Communication, and Computer Engineering (ICECCE)*, Istanbul, Turkey, 2020.

- [29] M. Mohammad and W. Tranter, "Blind Acquisition of Short Burst with Per-Survivor Processing," in *Proceedings. IEEE SoutheastCon, 2005.*, Ft. Lauderdale, FL, USA, 2005.
- [30] H. Ochiai, "High-Order Moments and Gaussianity of Single-Carrier and OFDM Signals," *IEEE Transactions on Communications* , vol. 63, no. 12, pp. 4964 - 4976, 2015.
- [31] H. Alizadeh, M. Babaei and M. Rezaei, "Detection of Interfering Signals and Estimation of Their Carrier Frequency in CNC Satellite Communications Using Cyclic Spectrum Density," *Science Journal of Electrical & Cyber Defence*, vol. 11, no. 2, pp. 91-101, 2023.
- [32] M. PEDZISZ and A. MANSOUR, "A simple idea to separate convolutive mixtures in an undetermined scenario," *Proceedings of ESAN*, pp. 365-370, 2006.
- [33] M. Dankberg, "Paired Carrier Multiple Access For Satellite Communication," in *In 17th AIAA International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit*, Honolulu, Hawaii, 1998.
- [34] G. Forney, "The viterbi algorithm," *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, no. 3, pp. 268 - 278, 1973.
- [35] W. Lee and F. Hill, "A Maximum-Likelihood Sequence Estimator with Decision-Feedback Equalization," *IEEE Transactions on Communications* (, vol. 25, no. 9, pp. 971 - 979, 1977.
- [36] Y. Yang, D. Zhang and H. Peng, "Single-channel blind source separation for paired carrier multiple access signals," *IET Signal Processing*, vol. 12, no. 1, pp. 37-41, 2018.
- [37] X. Liu and Y. L. Guan, "Single-Channel Blind Separation of Unsynchronized Multiuser PSK Signals With Non-Identical Sampling Frequency Offsets," *IEEE Communications Letters*, vol. 26, no. 11, pp. 2774 - 2778, 2022.
- [38] G. Colavolpe, G. Ferrari and R. Raheli, "Reduced-state BCJR-type algorithms," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 5, pp. 848 - 859, 2001.
- [39] P. Hoeher, S. Badri-Hoeher, S. Deng, C. Krakowski and W. Xu, "Single antenna interference cancellation (SAIC) for cellular TDMA networks by means of joint delayed-decision feedback sequence estimation," *IEEE Transactions on Wireless Communications* , vol. 5, no. 6, pp. 1234 - 1237, 2006.