

Detection of Interfering Signals and Estimation of Their Carrier Frequency in CNC Satellite Communications using Cyclic Spectrum Density

H. Alizadeh, M. Babaei*, M. Rezaei Kheir Abadi

*Assistant Professor, Imam Hossein University, Tehran, Iran

(Received: 10/09/2022, Accepted: 05/02/2023)

ABSTRACT

Satellite communication is considered a significant part of the enemy's communication information in electronic warfare due to its unique features and widespread use in communication systems. Therefore, from the electronic support (ES) perspective, monitoring ability and identifying and analyzing enemy satellite network communication are very important. However, the new CNC technology in satellite communication has challenged the detection and analysis of the communication signal based on this technology in non-cooperative receivers, due to the nature of time-frequency overlaps. So far, no method for detecting the presence of interfering signals has been presented in open scientific literature. In this paper, the statistical cyclostationary properties of communication signals are used as a new method of detecting in-band interference in CNC satellite communication. To achieve this goal, first, the cyclic autocorrelation function for interfering signals is calculated, and mathematical equations of cyclic power spectrum density function are developed for interfering signals with less computational complexity. Then, using periodicity statistical properties of signals, in-band interference will be detected and the carrier frequencies of each interfering signal are also estimated. The results of the simulations show that the probability of correctly identifying the interference and estimating the carrier frequency in the time-frequency interference of two signals with BPSK and QPSK modulations is different. In BPSK modulation, the probability from the signal-to-noise ratio of -10dB is constant and around 98%, but in QPSK modulation, it increases from the signal-to-noise ratio of 0dB and reaches 80% in the signal-to-noise ratio of 35dB.

Keywords: : CNC Satellite Communication, Interfering Signals Detection, Carrier Frequency, Cyclic Auto-correlation Function, Cyclic spectrum density.

* Corresponding Author Email: Mbabaei@ihu.ac.ir

تشخیص سیگنال‌های متداخل و تخمین فرکانس حامل آنها در ارتباط ماهواره‌ای CNC با

استفاده از چگالی طیف چرخشی

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

۱- دانشجوی دکترا، ۲- استادیار، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، ۳- استادیار، پژوهشگاه ارتباطات و فناوری اطلاعات، تهران، ایران

(دریافت: ۱۴۰۱/۰۶/۱۹، پذیرش: ۱۴۰۱/۱۱/۱۶)

چکیده

ارتباطات ماهواره‌ای به سبب ویژگی‌های منحصر به فرد و استفاده گسترده از آن در سیستم‌های ارتباطی، به‌عنوان بخش مهمی از اطلاعات مخابراتی دشمن در جنگ الکترونیک در نظر گرفته می‌شود. بنابراین از منظر پشتیبانی الکترونیک (ES)، حفظ توانایی پایش و شناسایی شبکه‌های ماهواره‌ای و تحلیل ارتباطات دشمن از اهمیت فراوانی برخوردار است. اما فناوری جدید CNC در ارتباطات ماهواره‌ای، تشخیص و تحلیل ارتباطات مبتنی بر این فناوری را به سبب ماهیت هم‌پوشانی زمان - فرکانس سیگنال‌ها در گیرنده‌های غیر همکار با چالش مواجه کرده است. تاکنون، در منابع آشکار علمی روشی برای تشخیص وجود سیگنال‌های متداخل ارائه نشده است. اما در این مقاله از ویژگی آماری ایستادن چرخشی سیگنال‌های مخابراتی به‌عنوان یک روش جدید در تشخیص سیگنال‌های متداخل هم‌باند و تخمین فرکانس حامل آن‌ها در ارتباطات ماهواره‌ای CNC بهره برده شده است. به‌منظور دستیابی به این هدف، ابتدا تابع خودهمبستگی چرخشی برای سیگنال‌های متداخل محاسبه شده و با استفاده از آن، روابط ریاضی تابع چگالی طیف توان چرخشی برای سیگنال‌های متداخل با حجم محاسباتی کمتر توسعه یافته است. سپس با استفاده از تناوبی بودن ویژگی آماری سیگنال‌ها، تداخل هم‌باند تشخیص داده خواهد شد و فرکانس‌های حامل هر یک از سیگنال‌های متداخل نیز تخمین زده می‌شود. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که احتمال شناسایی صحیح تداخل و تخمین فرکانس حامل در تداخل زمان - فرکانس دو سیگنال با مدولاسیون‌های BPSK و QPSK متفاوت است. این احتمال در مدولاسیون BPSK از نسبت سیگنال به نویز 10dB- ثابت و در حدود 98% است، اما در مدولاسیون QPSK از نسبت سیگنال به نویز 0dB افزایش یافته و در سیگنال به نویز 35dB به 80% می‌رسد.

کلیدواژه‌ها: ارتباطات ماهواره‌ای CNC، تشخیص سیگنال‌های متداخل، تخمین فرکانس حامل، تابع خودهمبستگی چرخشی،

چگالی طیف چرخشی

۱- مقدمه

می‌دهد در همان بخش از پهنای باند به‌صورت هم‌زمان به تبادل اطلاعات بپردازند [۲]. به عبارت دیگر این فناوری امکان استفاده مجدد فرکانسی از پهنای باند در ارتباطات ماهواره‌ای موجود را فراهم می‌کند و پهنای باند مورد نیاز، می‌تواند حداکثر تا ۵۰٪ کاهش یابد. در شیوه مرسوم ارتباطات دوطرفه که از تسهیم فرکانسی^۲ (FDM) یا یک کانال در هر حامل^۳ (SCPC) استفاده می‌کند، از دو فرکانس حامل متفاوت در دو پهنای باند مجزا برای ارسال و دریافت استفاده می‌شود. در این حالت فرکانس‌های حامل روی هم افتادگی ندارند. اما فناوری CNC با استفاده از الگوریتم‌های پردازش سیگنال و تکنیکی به نام حذف تطبیقی^۴ امکان استفاده از یک پهنای باند یکسان برای ارسال و دریافت فراهم می‌کند و اجازه می‌دهد تا دو حامل در یک فرکانس مرکزی قرار گیرند، عملی که برای شیوه‌های مرسوم ارسال و دریافت امکان‌پذیر نیست. این موضوع در مقایسه شکل (۱) و (۲) به‌خوبی نشان داده شده است.

ارتباطات ماهواره‌ای بخش جدایی‌ناپذیر شبکه‌های ارتباطی در سراسر دنیا محسوب می‌شوند و از آن‌ها علاوه بر ارتباطات مخابراتی تجاری به‌طور گسترده در پشتیبانی عملیات‌های نظامی، فعالیت‌های امنیتی و هماهنگی اهداف با فرماندهان نظامی حاضر در میدان جنگ استفاده می‌شود. روند پیش رو در مخابرات ماهواره‌ای نظامی، استفاده از پهنای باند وسیع، بهینه و به‌کارگیری ترمینال‌های ارسال و دریافت کوچک است. یکی از مهم‌ترین پیشرفت‌ها در این زمینه فناوری حامل در حامل^۱ (CNC) است [۱]، که به ارتباطات ماهواره‌ای دوطرفه اجازه

* رایانامه نویسنده مسئول: Mbabaei@ihu.ac.ir

¹ Carrier in Carrier

² Frequency Division Multiplexing

³ Single Channel Per-Carrier

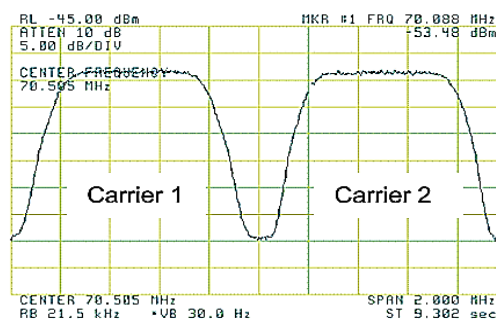
⁴ Adaptive Cancellation

مدولاسیون [۹-۱۰]، تخمین نرخ سمبل و فرکانس حامل سیگنال [۷-۸] و [۱۱] مورد استفاده قرار می‌گیرد. در همه این مقالات سیگنال دریافتی در گیرنده شامل یک سیگنال همراه با نویز است و آشکارسازی، طبقه‌بندی مدولاسیون، تخمین نرخ سمبل و فرکانس حامل تنها روی یک سیگنال دریافتی انجام می‌گیرد. یکی از نوآوری‌های این مقاله استفاده از ویژگی ایستادن چرخشی سیگنال‌های مخابراتی به منظور پایه‌گذاری روشی جدید برای تشخیص وجود دو سیگنال متداخل زمان - فرکانس CNC و تخمین فرکانس حامل آنهاست، به گونه‌ای که روابط ریاضی حاکم بر یک سیگنال برای حالتی که دو سیگنال متداخل، هم‌باند و دارای ویژگی یکسان هستند، توسعه یافته است. به این ترتیب، ابتدا در بخش ۲ به بررسی مدل متداخل زمان-فرکانس سیگنال‌های دریافتی در گیرنده غیر همکار پرداخته می‌شود و در بخش ۳ پس از مرور روابط ریاضی محاسبه چگالی طیف چرخشی، این روابط در مدولاسیون‌های PSK و چگونگی تخمین فرکانس حامل در بخش ۴ معین می‌شود. در بخش ۵ نیز روابط ریاضی چگالی طیف چرخشی و تخمین فرکانس حامل برای حالتی که ارتباط از نوع سیگنال متداخل CNC است و دارای مدولاسیون BPSK و QPSK است، توسعه می‌یابد. در پایان، در بخش ۶ کارایی روش معرفی شده برای تشخیص و تخمین فرکانس حامل سیگنال‌های متداخل زمان-فرکانس با استفاده از شبیه‌سازی روابط استخراج شده، در شرایط SNR مختلف مورد ارزیابی قرار خواهد گرفت.

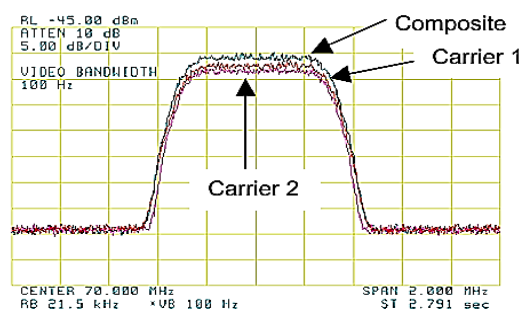
۲- مدل‌سازی ریاضی ارتباطات ماهواره‌ای CNC در گیرنده غیر همکار

در این بخش به مدل‌سازی سیگنال‌های دریافتی در گیرنده غیر همکار پرداخته 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 به صورت شکل (۳) نشان داد [۱۱].

همان‌طور که در شکل نشان داده شده، $C_n^{(1)}$ ، $C_n^{(2)}$ به ترتیب دنباله بیت‌هایی هر یک از ایستگاه‌ها زمینی است و با مدولاسیون آن‌ها به سمبل‌های $s_n^{(1)}$ ، $s_n^{(2)}$ نگاشته می‌شوند. سمبل‌ها پس از عبور از فیلترهای شکل‌دهنده ارسال می‌شوند. سیگنال‌های ارسالی پس از افزوده شدن نویز کانال فراسو همراه با تضعیف دامنه، آفست فاز و آفست فرکانس در ترانسپوندر ماهواره دریافت می‌شوند. سپس ترانسپوندر، سیگنال‌های ترکیبی را در کانال فرسو ارسال می‌کند و همراه با نویز کانال فرسو در گیرنده غیر همکار با نام $y(t)$ دریافت می‌شود.



شکل (۱). ارتباط دوطرفه ماهواره‌ای با SCPC [۲]



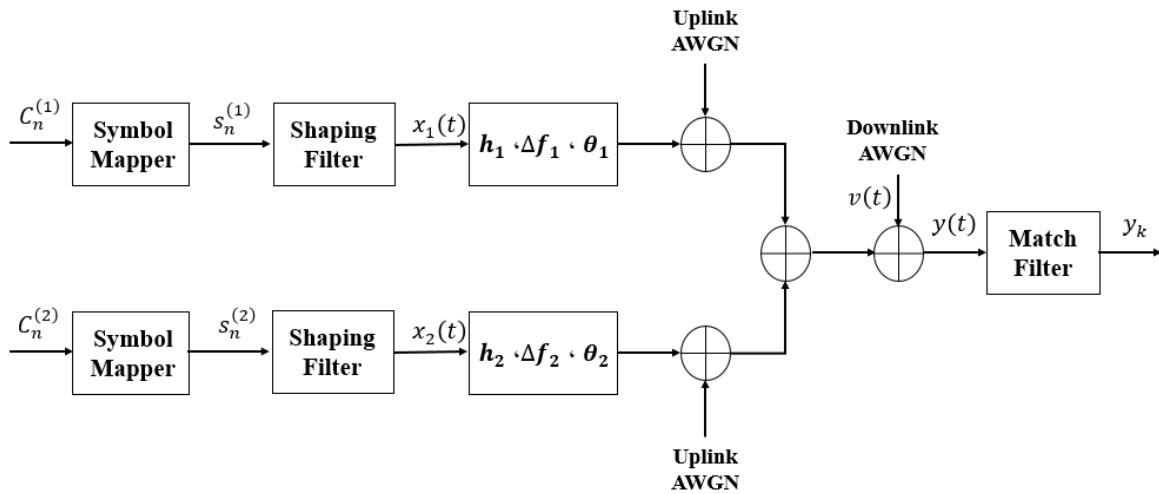
شکل (۲). ارتباط دوطرفه ماهواره‌ای با فناوری CNC [۳]

اما مسئله‌ای که در این میان وجود دارد، تشخیص و تحلیل سیگنال ارتباطات ماهواره‌ای مبتنی بر فناوری CNC در گیرنده‌های غیر همکار^۱ با گیرنده‌های شنود است. زیرا سیگنال دریافتی از مسیر فرسو ارتباطات ماهواره‌ای CNC دارای ماهیت هم‌پوشانی زمانی و فرکانسی است و گیرنده غیر همکار نمی‌تواند همانند گیرنده‌های همکار از اطلاعات پیشین در فرایند جداسازی سیگنال‌ها استفاده کند [۴]. تشخیص و جداسازی این سیگنال‌ها هنوز از موضوعات مهم و دارای پیچیدگی محسوب می‌شود و دستیابی به این دانش علمی زمینه‌ساز کسب اخبار و اطاعات غنی از ارتباطات ماهواره‌ای دشمن خواهد شد. باید توجه داشت که تشخیص سیگنال‌های متداخل ارتباطات ماهواره‌ای CNC به‌عنوان اولین مرحله تحلیل در سامانه‌های شنود مخابراتی در نظر گرفته می‌شود و در ادامه با تخمین پارامترهای سیگنال، جداسازی سیگنال و استخراج محتوا انجام می‌گیرد.

تاکنون در منابع علمی معتبر، روشی برای تشخیص سیگنال‌های متداخل ارتباطات ماهواره‌ای CNC ارائه نشده است. در این مقاله، از ویژگی تناوبی بودن سیگنال‌های مخابراتی برای این منظور استفاده شده است. زیرا سیگنال‌های مخابراتی از جمله سیگنال‌های تصادفی ایستادن هستند و آمارگان این سیگنال‌ها به گونه‌ای است که دارای ویژگی تناوبی هستند. به همین دلیل این سیگنال‌ها، ایستادن چرخشی^۲ نامیده می‌شوند [۵]. این ویژگی سیگنال‌های مخابراتی، در آشکارسازی [۶-۸]، طبقه‌بندی

^۱ Non-Cooperative

^۲ Cyclostationary



شکل (۳). مدل سیگنال‌های ارسالی از دو ایستگاه و سیگنال دریافتی در گیرنده غیر همکار [۱۱]

که در این رابطه β_i برای $i = 1, 2$ پارامتر Roll off فیلتر شکل دهنده است. اگر از سیگنال خروجی فیلتر منطبق با نرخ $1/T$ نمونه‌برداری شود، مدل زمان گسسته رابطه زیر به دست خواهد آمد:

$$y_k = h_1 e^{j(2\pi\Delta f_1 kT + \theta_1)} x_k^{(1)} + h_2 e^{j(2\pi\Delta f_2 kT + \theta_2)} x_k^{(2)} + v_k \quad (۴)$$

که $y_k = y(kT)$ و $v_k = v(kT)$ است و سیگنال ارسالی به صورت رابطه زیر بازنویسی می‌شود:

$$x_k^{(i)} = x_i(kT) = \sum_{n=1-L}^L s_{k+n}^{(i)} g_i(-nT + \tau_k^{(i)}) \quad (۵)$$

که در معادله فوق $\tau_k^{(i)} = \tau_i(kT)$ و $k = 0, 1, \dots, K-1$ در مدت زمانی محدود خواهد بود.

۳- 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 ایستاد چرخشی نامیده می‌شوند [۱۵]. 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 [۱۶].

با توجه به شکل (۳) معادل باند پایه دریافت شده در یک گیرنده به صورت ترکیبی از دو سیگنال خواهد شد که می‌تواند به صورت رابطه زیر بیان شود [۱۲-۱۴]:

$$y(t) = h_1 e^{j(2\pi\Delta f_1 t + \theta_1)} x_1(t) + h_2 e^{j(2\pi\Delta f_2 t + \theta_2)} x_2(t) + v(t) \quad (۱)$$

در عبارت فوق h_i ، Δf_i ، θ_i برای $i = 1, 2$ به ترتیب تضعیف دامنه سیگنال‌های دریافت شده، آفست فرکانسی و آفست فازی در مسیر فراسو و فرسو هستند و $v(t)$ نویز سفید گوسی است. $x_i(t)$ سیگنال‌های ارسالی هستند که به صورت رابطه زیر تعریف می‌شوند:

$$x_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_n^{(i)} g_i(t - nT + \tau_i(t)), i = 1, 2 \quad (۲)$$

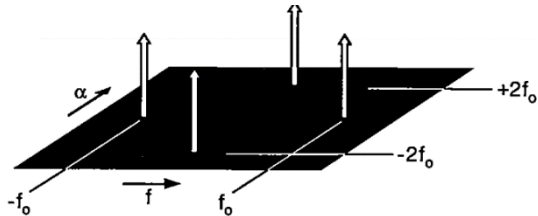
در صورتی که از مدولاسیون PSK استفاده شده باشد، $s_n^{(i)}$ متغیرهای تصادفی ایستاد با توزیع یکسان و مستقل^۱ (iid) هستند که هم احتمال و دارای انرژی یکسان می‌باشند. $g_i(t)$ پاسخ پالس فیلتر شکل‌دهنده^۲ است با فرض اینکه در بازه زمانی محدود بین $-LT$ تا LT قرار دارد، $0 < \tau_i(t) < T$ تأخیر زمانی نسبی بین دو سیگنال مدوله شده T نیز مدت زمان یک سمبل است. این تابع به صورت رابطه زیر تعریف می‌شود.

$$g_i(t) = \frac{\cos(\frac{\beta_i \pi t}{T})}{1 - 4(\frac{\beta_i t}{T})^2} \times \frac{\sin(\frac{\pi t}{T})}{\frac{\pi t}{T}} \quad (۳)$$

¹ Independent and Identically Distributed

² Shaping Filter

در حقیقت چگالی طیف چرخشی تابعی است که در دو بعد α و f محاسبه می‌شود و همبستگی بین دو مؤلفه طیفی یک فرایند تصادفی ایستاد چرخشی را در بازه α محاسبه می‌کند. شکل (۴) یک مثال ساده از نمایش دوبعدی چگالی طیف چرخشی یک سیگنال سینوسی با فرکانس f_0 است.



شکل (۴). چگالی طیف چرخشی سیگنال سینوسی در دو بعد α و f [۱۸].

همان‌طور که شکل (۴) نشان می‌دهد، چگالی طیف چرخشی سیگنال سینوسی در بعد f و زمانی که $\alpha = 0$ است، همان چگالی طیف توان سیگنال است. اما با محاسبه همبستگی بین مؤلفه‌های فرکانسی در بازه‌های مختلف α ، چگالی طیف چرخشی در دو بعد به دست خواهد آمد و شامل اطلاعات ارزشمندی در مورد ویژگی‌های آماری سیگنال ایستاد چرخشی است که در شکل (۴) مؤلفه‌های دوبرابری فرکانس حامل سیگنال سینوسی در بعد α و زمانی که $f = 0$ را نشان می‌دهد.

چگالی طیف چرخشی کمیته تئوری در دو بعد از مقادیر α و f است و برای پیاده‌سازی آن از روش‌هایی مانند میانگین پرلودوگرام چرخشی^۴، طیف مدولاسیون چرخشی^۵، همبستگی طیفی سریع^۶ استفاده می‌شود [۱۹]. هدف اصلی این روش‌ها کاهش حجم محاسباتی پیاده‌سازی در دو بعد است. اما در این مقاله با توجه به اینکه ویژگی آماری سیگنال‌ها تنها در بعد α مورد توجه است، به‌منظور کاهش حجم محاسباتی از مجموع دامنه چگالی طیف چرخشی در بعد f برای پیاده‌سازی استفاده شده است. در حقیقت چگالی طیف چرخشی می‌تواند به صورت تابع همبستگی طیفی^۷ رابطه زیر تعریف شود [۲۰]:

$$S_x^\alpha(f) = \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L} X_L(f + \frac{\alpha}{2}) X_L^*(f - \frac{\alpha}{2}) \quad (11)$$

که در این عبارت، $X_L(f)$ تبدیل فوریه سیگنال $x(t)$ است که توسط تابعی مستطیلی با عرض L به‌صورت رابطه زیر پنجره شده است:

$$x_L(t) = x(t) \text{rect}\left(\frac{t}{L}\right) \quad (12)$$

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 به‌ترتیب به‌صورت رابطه زیر تعریف می‌شود [۱۷]:

$$\begin{aligned} m_x(t) &= E\{x(t)\} = m_x(t + T_0) \\ R_x(t, \tau) &= E\left\{x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right\} \\ &= R_x(t + T_0, \tau) \end{aligned} \quad (6)$$

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 [۵]:

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\alpha} R_x^\alpha(\tau) e^{j2\pi\alpha t} \quad (7)$$

که در این عبارت، $R_x^\alpha(\tau)$ ضرایب سری فوریه تابع خودهمبستگی است که تابع خودهمبستگی چرخشی^۱ می‌نامند و به‌صورت رابطه زیر تعریف می‌شود [۸]:

$$\begin{aligned} R_x^\alpha(\tau) &= \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \\ &= \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha t} dt \end{aligned} \quad (8)$$

که $\alpha = \frac{m}{T_0}$ است و فرکانس چرخشی^۲ نامیده می‌شود [۵]. با محاسبه تبدیل فوریه تابع خودهمبستگی چرخشی، چگالی طیف چرخشی به دست خواهد آمد که به‌صورت رابطه زیر تعریف می‌شود [۸]:

$$S_x^\alpha(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (9)$$

همان‌طور که از رابطه (۹) پیدا است، چگالی طیف چرخشی زمانی که $\alpha = 0$ است، معادل چگالی طیف توان^۳ سیگنال خواهد بود که به‌صورت رابطه زیر بیان می‌شود:

$$S_x(f) = S_x^0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^0(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (10)$$

⁴ Averaged Cyclic Periodogram

⁵ Cyclic Modulation Spectrum

⁶ Fast Spectral Correlation

⁷ Spectral Correlation Function

¹ Cyclic Autocorrelation Function

² Cycle Frequency

³ Power Spectral Density

شکل کلی چگالی طیف چرخشی مدولاسیون PSK با استفاده از آمارگان مرتبه دوم به صورت رابطه کلی زیر محاسبه می‌شود زمانی که $M = 2$ است [۷-۸]:

$$S_x^\alpha(f) = \frac{1}{4T_0} \begin{cases} \left[G\left(f - f_c + \frac{\alpha}{2}\right) G^*\left(f - f_c - \frac{\alpha}{2}\right) + G\left(f + f_c + \frac{\alpha}{2}\right) G^*\left(f + f_c - \frac{\alpha}{2}\right) \right], \alpha = \frac{n}{T_0} \\ \left[G\left(f - f_c + \frac{\alpha}{2}\right) G^*\left(f + f_c - \frac{\alpha}{2}\right) + G\left(f + f_c + \frac{\alpha}{2}\right) G^*\left(f - f_c - \frac{\alpha}{2}\right) \right], \alpha = \pm 2f_c + \frac{n}{T_0} \end{cases} \quad (17)$$

و زمانی $M \geq 4$ باشد به صورت رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$S_x^\alpha(f) = \frac{1}{4T_0} \begin{cases} \left[G\left(f - f_c + \frac{\alpha}{2}\right) G^*\left(f - f_c - \frac{\alpha}{2}\right) + G\left(f + f_c + \frac{\alpha}{2}\right) G^*\left(f + f_c - \frac{\alpha}{2}\right) \right], \alpha = \frac{n}{T_0} \end{cases} \quad (18)$$

که در عبارت‌های فوق $G(f)$ تبدیل فوریه تابع شکل دهنده $g(t)$ است.

تحلیل چگالی طیف چرخشی با استفاده از روابط (۱۷) و (۱۸) برای همه مدولاسیون‌های PSK نشان می‌دهد که تابع چگالی طیف توان در بعد f و $\alpha = 0$ به صورت رابطه زیر محاسبه می‌شود [۸]:

$$|S_x^\alpha(f)|_{\alpha=0} = \frac{1}{4T_0} [|G(f - f_c)|^2 + |G(f + f_c)|^2] \quad (19)$$

با توجه به اینکه تابع $G(f)$ ، پاسخ فرکانسی فیلتر شکل دهنده رابطه (۳) است، این تابع در مقادیر $f = \pm f_c$ دارای بیشینه است. همچنین در بعد α و زمانی که $f = 0$ است، تابع چگالی طیف چرخشی به صورت رابطه زیر خواهد بود:

$$|S_x^\alpha(f = 0)| = \begin{cases} \frac{1}{2T_0} \left| G\left(f_c - \frac{\alpha}{2}\right) G^*\left(f_c + \frac{\alpha}{2}\right) \right|, \alpha = \frac{n}{T_0} \\ \frac{1}{4T_0} \left| G\left(f_c \mp \frac{\alpha}{2}\right) \right|^2, \alpha = \pm 2f_c + \frac{n}{T_0} \end{cases} \quad (20)$$

که در رابطه (۲۰)، عبارت اول شامل مقادیر نزدیک به صفر است و در مقابل، عبارت دوم در مقادیر $\alpha = \pm 2f_c$ شامل مقادیر بیشینه است. بنابراین با استفاده از این نتایج می‌توان فرکانس حامل سیگنال با مدولاسیون BPSK را تخمین زد.

شکل (۵) نمایش مجموع دامنه چگالی طیف چرخشی سیگنال در بعد α با مدولاسیون BPSK و فرکانس حامل 3MHz است.

بنابراین، مجموع دامنه چگالی طیف چرخشی در بعد f را می‌توان به صورت رابطه زیر نوشت:

$$S_x(\alpha) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_x^\alpha(f) df = \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L} \int_{-\infty}^{+\infty} X_L\left(f + \frac{\alpha}{2}\right) X_L^*\left(f - \frac{\alpha}{2}\right) df \quad (13)$$

با جای گذاری پارامتر f با $f - \frac{\alpha}{2}$ به صورت رابطه زیر ساده خواهد شد:

$$S_x(\alpha) = \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L} \int_{-\infty}^{+\infty} X_L(f) X_L^*(f - \alpha) df = \frac{1}{L} X_L(\alpha) \otimes X_L^*(-\alpha) \quad (14)$$

که در رابطه فوق، \otimes نماد کانولوشن است.

در این بخش چگالی طیف چرخشی سیگنال‌های ایستادن چرخشی توسط آمارگان مرتبه دوم محاسبه شده است. محاسبه چگالی طیف چرخشی می‌تواند با استفاده از آمارگان‌های بالاتر از مرتبه دو نیز اجرا شود. برای این منظور کافی است به جای استفاده از آمارگان مرتبه دوم، آمارگان‌های مرتبه بالا در محاسبه ضرایب سری فوریه بکار برده شود. استفاده از آمارگان‌های مرتبه بالاتر از دو، مقاومت بیشتری در مقابل تداخل، نویز گوسی و غیر گوسی دارد [۷]. همچنین در استخراج ویژگی و طبقه‌بندی مدولاسیون‌های نیز مورد استفاده قرار می‌گیرد [۲۱].

۴- تخمین فرکانس حامل با استفاده از چگالی طیف چرخشی در مدولاسیون‌های PSK

مدولاسیون PSK از مدولاسیون‌های بسیار کاربردی است که به صورت گسترده در ارتباطات ماهواره‌ای CNC مورد استفاده قرار می‌گیرد و به صورت رابطه زیر تعریف می‌شود [۸]:

$$x_{PSK}(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (15)$$

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n g(t - nT_0)$$

که در عبارت فوق $x(t)$ سیگنال باند پایه، f_c فرکانس حامل، T_0 مدت زمان سمبل، $g(t)$ فیلتر شکل دهنده و s_n دنباله سمبل‌ها است که به صورت رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$s_n = A e^{j\theta_n} \quad (16)$$

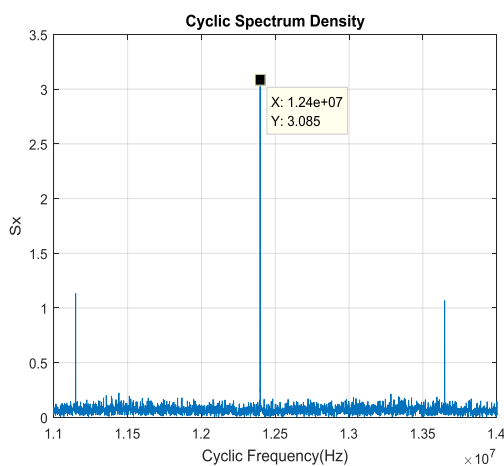
$$\theta_n \in \left\{ \frac{2\pi}{M}(m-1), m = 1, \dots, M \right\}$$

که در این رابطه، M مرتبه مدولاسیون PSK است.

همین دلیل می‌توان برای محاسبه چگالی طیف چرخشی از آمارگان‌های مرتبه بالاتر استفاده کرد. برای این منظور می‌توان به جای رابطه (۸) از رابطه زیر که از آمارگان مرتبه چهارم است، برای محاسبه چگالی طیف چرخشی بهره برد:

$$R_{x^2}^{\alpha}(\tau) = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x^2(t + \frac{\tau}{2}) x^{*2}(t - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (21)$$

چگالی طیف چرخشی برای سیگنال با مدولاسیون QPSK در مقادیر $\alpha = \pm 4f_c$ دارای مقدار بیشینه است. این ویژگی در شکل (۷) نشان داده شده است.



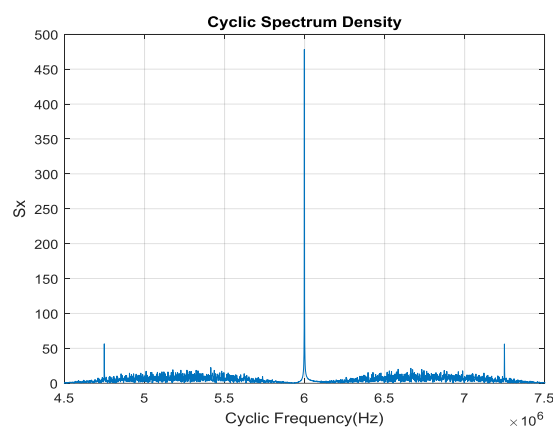
شکل (۷). مجموع دامنه چگالی طیف چرخشی سیگنال QPSK در بعد α با استفاده از آمارگان مرتبه چهارم

شکل (۷) به‌وضوح نشان می‌دهد که در فرکانس چرخشی 12.4MHz بزرگ‌ترین بیشینه وجود دارد که معادل چهار برابر فرکانس حامل است. دو بیشینه بعدی در فرکانس‌های چرخشی 11.15MHz و 13.65MHz قرار دارد که به ترتیب مرتبط با مجموع و تفاضل چهار برابر فرکانس حامل با نرخ سمبل است.

۵- محاسبه چگالی طیف چرخشی برای سیگنال‌های متداخل ارتباطات ماهواره‌ای CNC

در این بخش روابط ریاضی محاسبه چگالی طیف چرخشی برای سیگنال‌های متداخل CNC به‌صورت تئوری با هدف تشخیص وجود تداخل توسعه می‌یابد. سپس با استفاده از مقادیر چگالی طیف چرخشی در برخی از فرکانس‌های چرخشی α ، فرکانس حامل سیگنال‌های متداخل تخمین زده می‌شود.

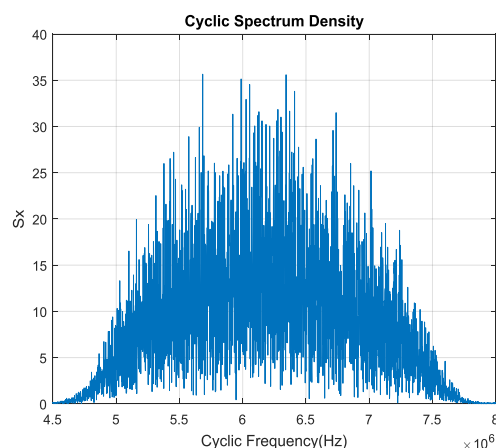
تابع خودهمبستگی چرخشی رابطه (۸)، ضرایب سری فوریه تابع خودهمبستگی سیگنال ایستادن چرخشی رابطه (۷) است. بنابراین



شکل (۵). مجموع دامنه چگالی طیف چرخشی سیگنال BPSK در بعد α

همان‌طور که در شکل (۵) مشاهده می‌شود، تابع چگالی طیف چرخشی در فرکانس چرخشی 6MHz دارای بزرگ‌ترین بیشینه است که معادل دو برابر فرکانس حامل 3MHz می‌باشد. دو بیشینه بعدی در فرکانس‌های چرخشی 4.75MHz و 7.25MHz است که به ترتیب شامل مجموع و تفاضل فرکانس حامل و نرخ سمبل سیگنال می‌باشد.

تخمین فرکانس حامل سیگنال با مدولاسیون QPSK با استفاده از محاسبه تابع خودهمبستگی از نتیجه مناسبی برخوردار نیست. یکی از نوآوری‌های این مقاله در مقایسه با روش ارائه شده در [۸]، استفاده از آمارگان مرتبه چهارم در محاسبه چگالی طیف چرخشی مدولاسیون QPSK است. در شکل (۶) نمایش مجموع دامنه چگالی طیف چرخشی سیگنال QPSK در بعد α با فرکانس حامل 3.1MHz است که در محاسبه این چگالی از آمارگان مرتبه دو استفاده شده است.



شکل (۶). چگالی طیف چرخشی سیگنال QPSK در بعد α با استفاده از آمارگان مرتبه دوم

شکل (۶) نشان می‌دهد که تابع چگالی طیف چرخشی در فرکانس چرخشی 6.2MHz دارای بزرگ‌ترین بیشینه نیست. به

مقادیر عبارت‌های $e^{j\pi(2\Delta f_1-\alpha)lT}$ و $e^{j\pi(2\Delta f_2-\alpha)lT}$ در فرکانس‌های چرخشی $\alpha = 2\Delta f_1$ و $\alpha = 2\Delta f_2$ برابر عدد حقیقی یک است که بیشترین مقدار نیز می‌باشد. با متوسط گیری زمانی روی متغیر k و در مقادیر مختلف α ، تابع خودهمبستگی چرخشی در این فرکانس‌های چرخشی، مقادیری به‌صورت رابطه زیر خواهد داشت:

$$R_y^\alpha(l) = h_1^2 R_{x(1)}^\alpha(l) e^{j\pi(2\Delta f_1-\alpha)lT} + h_2^2 R_{x(2)}^\alpha(l) e^{j\pi(2\Delta f_2-\alpha)lT} + \sigma^2 \delta(l) e^{j\pi\alpha lT} \quad (27)$$

که $R_{x(1)}^\alpha(l)$ و $R_{x(2)}^\alpha(l)$ به ترتیب تابع خودهمبستگی چرخشی سیگنال‌های ایستگاه اول و دوم است. چگالی طیف چرخشی سیگنال‌های دریافتی نیز با استفاده از تبدیل فوریه رابطه (۲۷) به‌صورت رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$S_y^\alpha(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_y^\alpha(l) e^{-j2\pi fl} = h_1^2 S_{x(1)}^\alpha(f) \otimes \delta(f - (2\Delta f_1 - \alpha)) + h_2^2 S_{x(2)}^\alpha(f) \otimes \delta(f - (2\Delta f_2 - \alpha)) + \sigma^2 \delta(f - \alpha) \quad (28)$$

که \otimes نماد کانولوشن است. با توجه به اینکه $i = 1, 2$ سیگنال‌های باند پایه هستند، بر اساس رابطه (۱۷) چگالی طیف چرخشی $S_{x(i)}^\alpha(f), i = 1, 2$ در فرکانس چرخشی $\alpha = 0$ دارای بیشینه است و این دو 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 می‌توان برای شناسایی وجود دو سیگنال متداخل هم‌بند در ارتباطات ماهواره‌ای CNC استفاده کرد. همچنین با استفاده از بیشینه‌های موجود در مقادیر فرکانس چرخشی، فرکانس‌های حامل هر یک از سیگنال‌ها را تخمین زد.

رابطه (۲۸) برای بررسی مدولاسیون BPSK مناسب، اما همان‌طور که در بخش قبل نشان داده شد برای مدولاسیون QPSK باید از آمارگان مرتبه چهارم استفاده کرد. برای محاسبه چگالی طیف چرخشی با استفاده از آمارگان مرتبه چهارم می‌توان آمارگان دوم رابطه (۲۲) را به‌صورت آمارگان چهارم رابطه زیر بیان کرد:

$$R_{y2}^\alpha(l) = \langle y_{k+\frac{l}{2}}^2 y_{k-\frac{l}{2}}^{*2} e^{-j2\pi\alpha kT} \rangle = \langle y_{k+l}^2 y_k^{*2} e^{-j2\pi\alpha kT} \rangle e^{-j\pi\alpha lT} \quad (29)$$

همانند فرایند محاسبه آمارگان مرتبه دوم باید رابطه (۴) معادله رابطه (۲۹) جای‌گذاری شود. البته برای ساده شده فرایند محاسبه ریاضی، اثر نویز گوسی و آفست‌های فازی θ_1, θ_2 در

بر اساس ویژگی خطی بودن ضرایب سری فوریه، برای مجموع دو سیگنال ایستگاه چرخشی نیز می‌توان ضرایب سری فوریه‌ای از تابع خودهمبستگی توسعه داد. با توجه به مدل ریاضی رابطه (۴) که شامل مجموع دو سیگنال ایستگاه چرخشی در گیرنده غیر همکار است، ضرایب سری فوریه تابع خودهمبستگی چرخشی به‌صورت رابطه زیر محاسبه می‌شود [۲۱]:

$$R_y^\alpha(l) = \langle y_{k+\frac{l}{2}} y_{k-\frac{l}{2}}^* e^{-j2\pi\alpha kT} \rangle = \langle y_{k+l} y_k^* e^{-j2\pi\alpha kT} \rangle e^{-j\pi\alpha lT} \quad (22)$$

که در عبارت فوق نماد $\langle \cdot \rangle$ متوسط گیری زمانی است که به‌صورت رابطه زیر تعریف شده است:

$$\langle \cdot \rangle = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{k=-N}^N (\cdot) \quad (23)$$

پس از جای‌گذاری رابطه (۴) در معادله رابطه (۲۲)، تابع خودهمبستگی چرخشی به‌صورت رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$R_y^\alpha(l) = h_1^2 \langle x_{k+l}^{(1)} x_k^{(1)*} e^{-j2\pi\alpha kT} \rangle e^{j\pi(2\Delta f_1-\alpha)lT} + h_2^2 \langle x_{k+l}^{(2)} x_k^{(2)*} e^{-j2\pi\alpha kT} \rangle e^{j\pi(2\Delta f_2-\alpha)lT} + h_1 h_2 \langle e^{j(2\pi(\Delta f_1-\Delta f_2)kT+2\pi\Delta f_1 lT+\theta_1-\theta_2)} x_{k+l}^{(1)} x_k^{(2)*} \rangle + h_1 h_2 \langle e^{j(2\pi(\Delta f_2-\Delta f_1)kT+2\pi\Delta f_2 lT+\theta_2-\theta_1)} x_{k+l}^{(2)} x_k^{(1)*} \rangle + \langle v_k v_{k-l} e^{-j2\pi\alpha kT} \rangle e^{j\pi\alpha lT} \quad (24)$$

با توجه به اینکه سیگنال‌های ایستگاه‌ها از یکدیگر مستقل آماری هستند، عبارت‌های سوم و چهارم رابطه (۲۴) به‌صورت رابطه زیر ساده می‌شوند.

$$\langle e^{j(2\pi(\Delta f_1-\Delta f_2)kT+2\pi\Delta f_1 lT+\theta_1-\theta_2)} x_{k+l}^{(1)} x_k^{(2)*} \rangle = e^{j(2\pi(\Delta f_1-\Delta f_2)kT+2\pi\Delta f_1 lT+\theta_1-\theta_2)} \langle x_{k+l}^{(1)} \rangle \langle x_k^{(2)*} \rangle \quad (25)$$

$$\langle e^{j(2\pi(\Delta f_2-\Delta f_1)kT+2\pi\Delta f_2 lT+\theta_2-\theta_1)} x_{k+l}^{(2)} x_k^{(1)*} \rangle = e^{j(2\pi(\Delta f_2-\Delta f_1)kT+2\pi\Delta f_2 lT+\theta_2-\theta_1)} \langle x_{k+l}^{(2)} \rangle \langle x_k^{(1)*} \rangle$$

و با توجه به اینکه متوسط آماری هر یک از سیگنال‌های ایستگاه‌ها برابر صفر است، مقادیر عبارت‌های رابطه (۲۵) نیز برابر صفر خواهد شد.

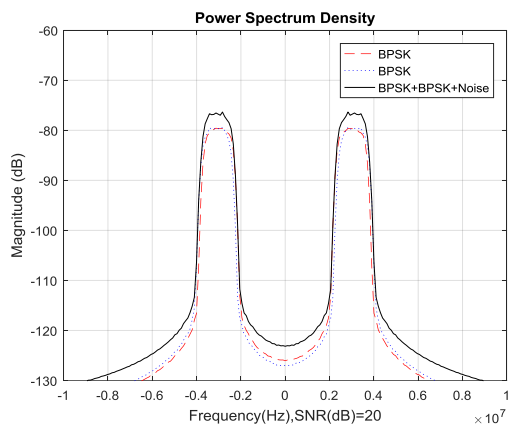
$$e^{j(2\pi(\Delta f_2-\Delta f_1)kT+2\pi\Delta f_2 lT+\theta_2-\theta_1)} \langle x_{k+l}^{(2)} \rangle \langle x_k^{(1)*} \rangle = 0$$

$$e^{j(2\pi(\Delta f_1-\Delta f_2)kT+2\pi\Delta f_1 lT+\theta_1-\theta_2)} \langle x_{k+l}^{(1)} \rangle \langle x_k^{(2)*} \rangle = 0 \quad (26)$$

۱-۶- ارزیابی روش پیشنهادی در سطح سیگنال به نویز 20dB

به منظور ارزیابی روش پیشنهادی ابتدا سیگنال‌های متداخل زمان - فرکانس با استفاده از مدل سیگنال دریافتی در گیرنده غیر همکار مطابق با رابطه (۴) تولید می‌شود. با توجه به فناوری CNC باید هر دو سیگنال متداخل از مدولاسیون‌های یکسان، پهنای باند مشترک، فرکانس حامل و نرخ سمبل برابر برخوردار باشند. بنابراین سیگنال متداخل شبیه‌سازی شده از مجموع دو سیگنال BPSK یا مجموع دو سیگنال QPSK تشکیل شده است. پهنای باند سیگنال‌ها 1MHz در نظر گرفته شده است که با نرخ سمبل 1.25MHz تولید شده‌اند و دارای فرکانس حامل 3MHz هستند. آفست فرکانسی 0.1MHz در نظر گرفته شده است. بنابراین فرض شده است مطابق شکل (۸) و (۱۰) یکی از سیگنال‌های دارای فرکانس حامل 3MHz و دیگری 3.1MHz است.

شکل (۸) چگالی طیف توان دوطرفه دو سیگنال متداخل زمان - فرکانسی BPSK در کانال مخابراتی با نویز جمع‌شونده گوسی و سطح سیگنال به نویز 20dB را نشان می‌دهد. واضح است با استفاده از نمایش طیفی مرتبه دوم سیگنال‌های متداخل که قابل تفکیک نیستند.



شکل (۸). چگالی طیف توان دوطرفه دو سیگنال هم‌باند BPSK با فرکانس حامل 3MHz و 3.1MHz در کانال مخابراتی با SNR=20dB

همان‌طور که از شکل (۸) مشخص است، امکان شناسایی تداخل و تخمین آفست فرکانس‌های حامل از نمودار چگالی طیف توان سیگنال‌های میسر نیست. اما بر اساس مبانی ریاضی روش پیشنهادی، با محاسبه چگالی طیف چرخشی سیگنال‌های متداخل زمان - فرکانس BPSK در بعد α ، شکل (۹) حاصل می‌شود که حاوی اطلاعات ارزشمندی است.

نظر گرفته نشده است. پس از حذف عبارت‌هایی که برابر صفر هستند، آمارگان مرتبه چهارم چرخشی به صورت رابطه زیر به دست خواهد آمد:

$$R_{y^2}^{\alpha}(l) \quad (30)$$

$$= h_1^4 \langle x_{k+l}^{(1)2} x_k^{(1)*2} e^{-j2\pi\alpha kT} \rangle e^{j\pi(4\Delta f_1 - \alpha)lT}$$

$$+ h_2^4 \langle x_{k+l}^{(2)2} x_k^{(2)*2} e^{-j2\pi\alpha kT} \rangle e^{j\pi(4\Delta f_2 - \alpha)lT}$$

$$+ h_1^2 h_2^2 \langle e^{j4\pi(\Delta f_1 - \Delta f_2)kT} x_{k+l}^{(1)2} x_k^{(2)*2} \rangle e^{j\pi(4\Delta f_1 - \alpha)lT}$$

$$+ h_1^2 h_2^2 \langle e^{j4\pi(\Delta f_2 - \Delta f_1)kT} x_{k+l}^{(1)*2} x_k^{(2)2} \rangle e^{j\pi(4\Delta f_2 - \alpha)lT}$$

چگالی طیف چرخشی سیگنال‌های دریافتی نیز با استفاده از تبدیل فوریه رابطه (۳۰) محاسبه می‌شود. از رابطه فوق مشخص است که چگالی طیف توان چرخشی در $\alpha = 4\Delta f_1$ و $\alpha = 4\Delta f_2$ دارای بیشینه است و از آن می‌توان برای تشخیص سیگنال‌های متداخل هم‌باند در ارتباطات ماهواره‌ای CNC استفاده کرد. همچنین با استفاده از این دو بیشینه در مقادیر فرکانس چرخشی می‌توان فرکانس‌های حامل هر یک از سیگنال‌ها را تخمین زد.

۶- شبیه‌سازی

در این بخش با استفاده از داده‌های شبیه‌سازی شده در محیط نرم‌افزار MATLAB روش پیشنهادی مورد ارزیابی قرار گرفته است. برای این منظور شبیه‌سازی از دو زیربخش دیگر تشکیل شده است. در زیربخش ۱-۶ توانایی روش پیشنهادی در شناسایی سیگنال‌های متداخل زمان - فرکانس CNC در سطح سیگنال به نویز 20dB در گیرنده مورد ارزیابی قرار می‌گیرد و پس از شناسایی وجود تداخل، فرکانس‌های حامل هر یک از سیگنال‌ها تخمین زده می‌شود. سیگنال به نویز در گیرنده به صورت رابطه زیر تعریف می‌شود.

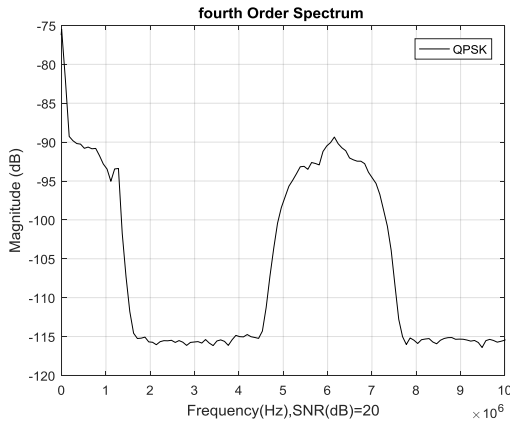
$$SNR = \frac{P_{y-v}}{\sigma_v^2} \quad (29)$$

که در رابطه (۲۹)، P_{y-v} توان مجموع سیگنال دریافتی در گیرنده بدون نویز و σ_v^2 چگالی طیف توان نویز گوسی است.

در زیربخش ۲-۶ توانایی روش پیشنهادی در شناسایی تداخل و تخمین فرکانس‌های حامل در شرایط سطح سیگنال به نویز متفاوت و به صورت احتمال شناسایی صحیح^۱ (CIP) مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

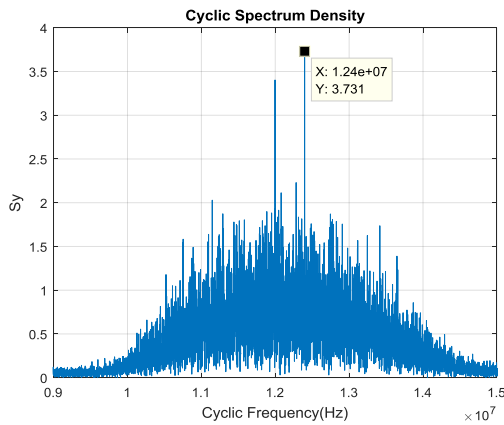
^۱ Correct Identification Probability

اگر بر اساس روش ارائه شده در [۲۲]، چگالی طیف توان مرتبه چهارم سیگنال‌های متداخل محاسبه شود، شکل (۱۱) تشکیل خواهد شد. با استفاده از این شکل هم نمی‌توان وجود دو سیگنال متداخل QPSK را تشخیص داد و فرکانس‌های حامل آن‌ها را تخمین زد.



شکل (۱۱). چگالی طیف توان مرتبه چهارم دو سیگنال متداخل هم‌باند QPSK با فرکانس حامل 3MHz و 3.1MHz در کانال مخابراتی با SNR=20dB

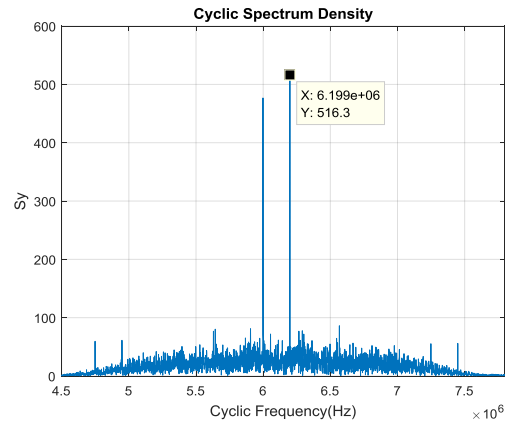
اما با محاسبه چگالی طیف چرخشی سیگنال‌های متداخل با استفاده از آمارگان مرتبه چهارم در بعد α شکل (۱۲) تشکیل می‌شود.



شکل (۱۲). مجموع دامنه چگالی طیف چرخشی دو سیگنال متداخل QPSK در بعد α با استفاده از آمارگان چهارم

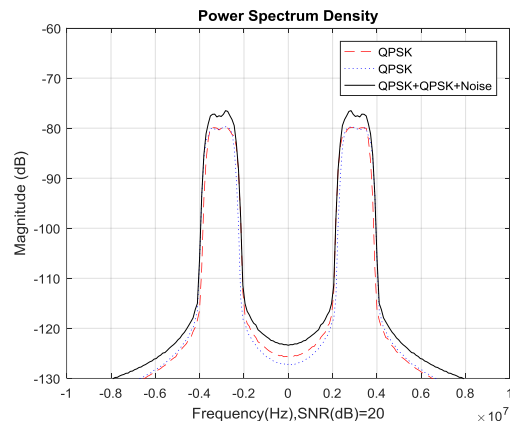
همان‌طور که شکل (۱۲) نشان می‌دهد، چگالی طیف چرخشی با استفاده از آمارگان مرتبه چهارم در فرکانس‌های چرخشی 12MHz، 12.4MHz دارای دو بیشینه است. این بیشینه‌ها، وجود دو سیگنال متداخل را شناسایی می‌کند. با تقسیم این فرکانس‌های چرخشی بر چهار، فرکانس حامل دو سیگنال متداخل تخمین زده می‌شود که به ترتیب شامل 3MHz و 3.1MHz هستند.

درحقیقت، روش‌های ارائه شده در [۷] و [۸] برای تخمین فرکانس حامل یک سیگنال مخابراتی بدون وجود تداخل زمان -

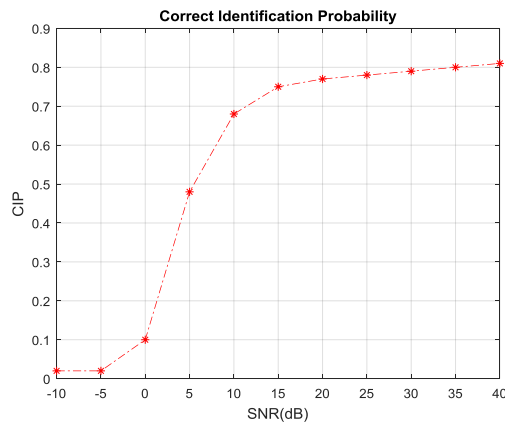


شکل (۹). مجموع دامنه چگالی طیف چرخشی دو سیگنال متداخل BPSK در بعد α در سطح سیگنال به نویز 20dB

شکل (۹) نشان می‌دهد که مجموع دامنه چگالی طیف چرخشی در فرکانس‌های چرخشی 6MHz و 6.2MHz دارای دو بیشینه است. این بیشینه‌ها مرتبط با دوبرابر فرکانس حامل سیگنال‌های متداخل BPSK به ترتیب در فرکانس‌های 3MHz و 3.1MHz است. این بیشینه‌ها علاوه بر تشخیص وجود دو سیگنال متداخل زمان - فرکانس، در تخمین فرکانس حامل سیگنال‌های متداخل نیز مورد استفاده قرار می‌گیرند. چهار بیشینه بعدی در فرکانس‌های چرخشی 7.45MHz، 7.25MHz، 4.75MHz و 4.95MHz قرار دارد که مرتبط با فرکانس مجموع و تفاضل فرکانس حامل هر یک از سیگنال‌های BPSK با نرخ سمبل است. شکل (۱۰) نمایش چگالی طیف توان دوطرفه سیگنال‌های متداخل زمان - فرکانس QPSK است که دو سیگنال با فرکانس‌های حامل 3MHz و 3.1MHz و نرخ سمبل 1.25MHz در کانال مخابراتی با نویز جمع‌شونده گوسی با نسبت سیگنال به نویز 20dB هم‌پوشانی زمانی و فرکانسی دارند و وجود دو سیگنال متداخل قابل شناسایی نیستند.



شکل (۱۰). چگالی طیف توان دو سیگنال متداخل هم‌باند QPSK با فرکانس حامل 3MHz و 3.1MHz در کانال مخابراتی با SNR=20dB



شکل (۱۴). احتمال شناسایی صحیح و تخمین فرکانس‌های حامل سیگنال‌های متداخل‌زمان - فرکانس QPSK بر حسب SNR

همان‌طور که از شکل (۱۴) مشخص است، در سطوح سیگنال به نویز از کمتر از 0dB، شناسایی تداخل و تخمین فرکانس‌های حامل سیگنال‌های متداخل از احتمال ناچیزی برخوردار است. اما با افزایش سطح سیگنال به نویز از 5dB در گیرنده، شناسایی و تخمین فرکانس‌های حامل بهبود می‌یابد.

مقایسه شکل‌های (۱۳) و (۱۴) نشان می‌دهد احتمال شناسایی صحیح در مدولاسیون‌های BPSK و QPSK متفاوت هستند. شناسایی صحیح تداخل و فرکانس‌های حامل سیگنال‌های متداخل هم‌بند BPSK در سطوح سیگنال به نویز مختلف از احتمال بالاتری نسبت به سیگنال‌های متداخل QPSK برخوردار است. این ویژگی به سبب مرتبه مدولاسیون و تعداد فازهای مدولاسیون است. به همین دلیل احتمال شناسایی صحیح تا سطح سیگنال به نویز 40dB ارزیابی شده است.

۷- نتیجه‌گیری

شناسایی و تخمین پارامترهای سیگنال‌های مخابراتی در ارتباطات ماهواره‌ای CNC یکی از موضوعات مهم در فرایند جداسازی سیگنال‌های متداخل‌زمان - فرکانس CNC محسوب می‌شود. در این مقاله تشخیص تداخل و تخمین فرکانس حامل دو سیگنال در این ارتباطات مورد توجه قرار گرفته است. برای این منظور از ویژگی ایستاد چرخشی سیگنال‌های مخابراتی بهره برده شده است. این ویژگی در چگالی طیف توان سیگنال‌های مخابراتی منعکس نمی‌شود، اما در چگالی طیف چرخشی سیگنال‌ها قابل بررسی است. در این مقاله پس از بررسی چگالی طیف چرخشی سیگنال‌ها با مدولاسیون BPSK و QPSK که در ارتباطات ماهواره‌ای CNC پرکاربرد است، روابط ریاضی محاسبه چگالی طیف چرخشی برای سیگنال‌های متداخل بر اساس مدل ریاضی گیرنده غیر همکار توسعه یافته است. از آنجایی که محاسبه چگالی طیف چرخشی از حجم محاسباتی زیادی برخوردار است،

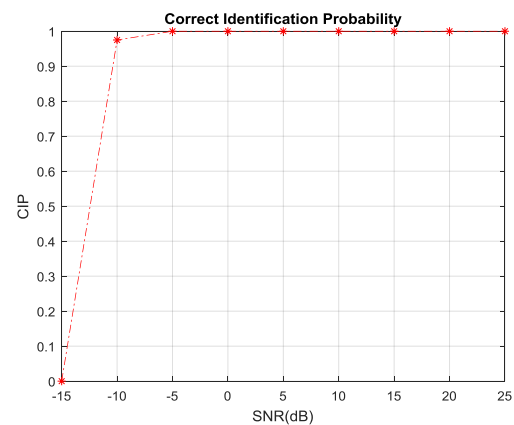
فرکانس با سیگنال همانند خود پیشنهاد شده‌اند. به این ترتیب، الگوریتم پیشنهادی در این مقاله، روش‌های ارائه شده در [۷] و [۸] برای حالتی که دو سیگنال متداخل هستند توسعه داده است.

۲-۶- ارزیابی روش پیشنهادی در سطح سیگنال به نویز متفاوت

در این زیربخش، از سیگنال‌های متداخل شبیه‌سازی شده مبتنی بر مدل ریاضی CNC استفاده خواهد شد تا توانایی روش پیشنهادی در شناسایی و تخمین فرکانس‌های حامل در سطح سیگنال به نویز متفاوت و به صورت احتمال شناسایی صحیح مورد ارزیابی قرار گیرد.

احتمال شناسایی صحیح توسط 2000 شبیه‌سازی فرایند شناسایی و تخمین فرکانس‌های حامل به صورت مونت - کارلو محاسبه شده است. آستانه شناسایی و تخمین فرکانس‌های حامل بر اساس 1٪ خطا در تخمین فرکانس‌ها (به نسبت پهنای باند) انجام گرفته است.

شکل (۱۲) احتمال شناسایی صحیح و تخمین فرکانس‌های حامل سیگنال‌های متداخل‌زمان - فرکانس BPSK را نشان می‌دهد.



شکل (۱۳). احتمال شناسایی صحیح و تخمین فرکانس‌های حامل سیگنال‌های متداخل‌زمان - فرکانس BPSK بر حسب SNR

شکل (۱۳) نشان می‌دهد شناسایی تداخل و تخمین فرکانس‌های حامل سیگنال‌های متداخل در سطوح سیگنال به نویز کمتر از -15dB از احتمال شناسایی صفر برخوردار است. اما با افزایش سطوح سیگنال به نویز این احتمال به سرعت افزایش می‌یابد و از سطح سیگنال به نویز -5dB کاملاً بهبود می‌یابد و شناسایی تداخل دو سیگنال و فرکانس‌های حامل 3MHz و 3.1MHz به خوبی تخمین زده می‌شود.

شکل (۱۴) احتمال شناسایی صحیح و تخمین فرکانس‌های حامل سیگنال‌های متداخل‌زمان - فرکانس QPSK را نشان می‌دهد.

- Superposed Signal in NOMA Systems," IEEE Transactions on Information Forensics and Security, vol. 16, pp. 2885 - 2897, 2021
- [10] M. SIMIC, M. STANKOVIC and V. D. ORLIC, "Automatic Modulation Classification of Real Signals in AWGN Channel Based on Sixth-Order Cumulants," Radioengineering, vol. 2021, pp. 204-214, 2021.
- [11] Y. Yong, Z. Dongling and P. Hua, "Single-Channel Blind Source Separation for Paired Carrier Multiple Access Signal," IET Signal Processing, vol. 12, no. 1, pp. 37-41, 2017 .
- [12] 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 .
- [13] W. Chi, P. Hua and F. Junhui, "A Blind Separation Method of PCMA Signals Based on MSGibbs Algorithm," Single-channel Demodulation Algorithm for, vol. 1168, no. 5, 2018 .
- [14] 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 .
- [15] 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 .
- [16] 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 .
- [17] J. Wang, R. Gao, D. Ye and Z. Zhang, "Blind detection of cyclostationary signals based on multi-antenna beamforming technology," IET Communications, vol. 15, pp. 2439-2447, 2021
- [18] W. A. Gardner, Cyclostationarity in Communications and Signal, New York: IEEE Communication Society, 1994 .
- [19] J. Antoni, G. Xin and N. Hamzaoui, "Fast computation of the spectral correlation," Mechanical Systems and Signal Processing,, vol. 92, p. 2017, 248-277 .
- [20] W. M. Jang, "Blind Cyclostationary Spectrum Sensing in Cognitive Radios," IEEE Communications Letters , vol. 18, no. 3, pp. 393 - 396, 2014 .
- [21] J. L. B. Alvarez and F. E. H. Montero, "Classification of MPSK Signals through Eighth-Order Statistical Signal Processing," IEEE Latin America Transactions, vol. 15, no. 9, pp. 1601 - 1607, 2017 .
- [22] X. Yang, S. Li and F. Li, "Fourth-order nonlinear distortion to the power spectrum of RF amplifiers," The Journal of Engineering, vol. 2022, no. 1, pp. 53-63, 2021.

در نمایش چگالی طیف چرخشی از مجموع دامنه چگالی طیف چرخشی در بعد فرکانس بهره برده شده تا نمایش تنها در بعد فرکانس چرخشی محاسبه شود. در بخش ۶ ارزیابی نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد با استفاده از نمایش چگالی طیف چرخشی سیگنال‌های متداخل در بعد فرکانس چرخشی می‌توان علاوه بر شناسایی وجود سیگنال‌های متداخل، فرکانس حامل آن‌ها را نیز محاسبه کرد. همچنین، احتمال شناسایی صحیح تداخل بر اساس 1% خطا در تخمین فرکانس حامل در تداخل زمان - فرکانس دو سیگنال BPSK از سیگنال به نویز 10dB- در حدود 98% است. این احتمال در تداخل زمان - فرکانس دو سیگنال QPSK از سیگنال به نویز 0dB افزایش یافته و در نسبت سیگنال 35dB به 80% می‌رسد.

۸- مراجع

- [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] 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 .
- [4] 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 .
- [5] 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 .
- [6] M. Saadatmand and M. R. Khair, "Identification of STBC-OFDM Signals by Second-Order Cyclostationarity Method," Journal of Electronical & Cyber Defence, vol. 7, no. 4, pp. 27-35, 2020 .
- [7] Y. Liu, Y. Tie, S. Na and S. Tan, "Carrier Frequency Estimation with Cyclostationary Signals in Impulsive Noise," International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition, vol. 9, no. 6, pp. 89-102, 2016 .
- [8] 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 .
- [9] T. Li, Y. Li and O. A. Dobre, "Modulation Classification Based on Fourth-Order Cumulants of