

## حسگری طیف با رویکرد وفقی در باند وسیع و مبتنی بر ویژگی ایستان گردشی سیگنال‌ها

نوشین گرک‌یراق<sup>۱</sup>، کمال شاه‌طالبی<sup>۲</sup>، امیررضا فروزان<sup>۳</sup>

۱- کارشناسی ارشد، دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران

n.garakyaragh@eng.ui.ac.ir

۲- استادیار، دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران

shahtalebi@eng.ui.ac.ir

۳- استادیار، دانشکده فنی و مهندسی - اصفهان - اصفهان - ایران

a.forouzan@eng.ui.ac.ir

**چکیده:** هدف اصلی این مقاله، تشخیص وجود داشتن یا نداشتن طیف خالی براساس ویژگی ایستان گردشی سیگنال‌ها در یک محدوده وسیع فرکانسی است. با استفاده از یک سیستم فیلترینگ بسیار ساده، سیگنال هدف در بین سیگنال‌های دریافتی به شکل مؤثرتری (در صورت وجود) نسبت به دیگر سیگنال‌ها از فیلتر عبور می‌کند. فرکانس‌های گردشی سیگنال، برای اجرای الگوریتم وفقی کمترین میانگین مربعات نرمالیزه شده (Normalized Least Mean Squared-NLMS)، به کار گرفته می‌شوند. نمونه‌های فرکانسی انتقال یافته آن، از این الگوریتم برای تخمین سیگنال دریافتی استفاده می‌کنند. هنگامی که سیگنال مد نظر در سیگنال دریافتی وجود ندارد، اندازه ضرایب تخمین الگوریتم استفاده شده، تقریباً صفر است. از طرف دیگر، در حضور سیگنال مد نظر، اندازه ضرایب تخمین به طور چشمگیری افزایش می‌یابد؛ بنابراین هنگامی که اندازه تخمین از یک سطح آستانه معین بالاتر است، مطابق روش پیشنهادی، فرض می‌شود که باند فرکانسی در نظر گرفته شده اشغال است. این روال در کل باند فرکانسی به صورت هم‌زمان و با انتخاب فیلترها و فرکانس‌های گردشی مناسب و یا به صورت پی‌درپی با تغییر موقعیت فرکانسی فیلتر و تغییر فرکانس‌های گردشی انجام می‌شود. به دلیل اتکای ساختار پیشنهادی به الگوریتم NLMS، پیچیدگی و عملکرد الگوریتم پیشنهادی در مقایسه با روش‌های دیگر حسگری طیف مبتنی بر ویژگی ایستان گردشی سیگنال‌ها، بسیار اندک است.

**واژه‌های کلیدی:** حسگری طیف، ایستان گردشی، باند وسیع، فرکانس گردشی، الگوریتم NLMS.

### ۱- مقدمه

قرار گیرد.

با توجه به این محدودیت منابع طیفی، تاکنون راهکارهای مختلفی برای برون رفت از این مشکل پیشنهاد شده است. تمامی راه‌حل‌های پیشنهاد شده تا به امروز در مفهومی جدید به نام رادیو شناختگر خلاصه شده است [۱]. بخش آشکارسازی یا حسگری طیف یکی از مهم‌ترین بخش‌های لازم جهت پیاده‌سازی سیستم‌های رادیو شناختگر است که دقت و سرعت عمل آن تأثیر مستقیم بر روی استفاده هرچه بهتر از منابع طیفی دارد. در یک تعریف کلی، آشکارسازی طیفی را می‌توان واریسی کردن پیوسته طیف فرکانسی برای یافتن باندهای خالی تعریف کرد.

منابع طیف فرکانسی، شاهراه اصلی انتقال اطلاعات در شبکه‌های بی‌سیم است و محدودیت آن یکی از مهم‌ترین چالش‌هاست و پیش‌بینی می‌شود تا چند سال آینده به‌عنوان مانعی بزرگ بر سر راه شبکه‌های نسل آینده مخابرات سیار

۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۰۲/۱۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۴/۰۸

نام نویسنده مسئول: کمال شاه‌طالبی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - اصفهان - خیابان هزار جریب -

دانشگاه اصفهان - دانشکده فنی و مهندسی

حسگری طیف را می‌توان به دو دسته تقسیم کرد: حسگری طیف بر روی باند باریک و حسگری طیف بر روی باند وسیع. در حسگری طیف باند باریک، محدوده طیفی بررسی شده حوزه کوچکی از باند فرکانسی است. در مقابل، در حسگری طیف باند وسیع، عملیات تشخیص بر روی محدوده وسیعی از فرکانس‌ها انجام شده است و به این ترتیب احتمال پیدا کردن طیف‌های بدون استفاده افزایش می‌یابد و ظرفیت عملکرد سیستم بالا می‌رود. با این وجود به دلیل حضور چندین فرکانس حامل در سیستم‌های مبتنی بر حسگری طیف باند وسیع، این سیستم‌ها دارای ساختار پیچیده‌تری نسبت به سیستم‌های باند باریک هستند.

در رادیو شناختگر، آشکارسازی فرستنده اولیه براساس آشکارسازی سیگنال ارسالی توسط فرستنده اولیه از طریق مشاهدات محلی کاربران رادیو شناختگر انجام می‌شود که برای این منظور از الگویتیم‌های حسگری طیف در باند باریک مرسوم می‌مانند فیلتر منطبق [۲]، آشکارسازی انرژی [۳] و آشکارسازی ویژگی‌های ایستادگرمی [۴] استفاده می‌شود. از سوی دیگر، حسگری طیف بر پایه خصوصیات ایستادگرمی مطرح شده در [۵]، حسگری طیف مبتنی بر فشرده‌سازی سیگنال (به کمک مبدل‌های مناسب آنالوگ به دیجیتال) و محاسبه تابع خودهمبستگی آن در [۶] و حسگری طیف مبتنی بر روش چند نرخی [۷ و ۸] مثال‌هایی از حسگری طیف باند وسیع هستند. در مرجع [۹] نیز مروری بر روش‌های گوناگون حسگری طیف باند وسیع ارائه شده است.

با توجه به دسته بندی مطرح شده، دسته‌ای از روش‌ها، چه در باند باریک و چه در باند وسیع، مبتنی بر ویژگی‌های ایستادگرمی سیگنال‌ها هستند. برای مثال، [۵] و [۱۰] را مشاهده کنید.

در بین روش‌های مطرح در حسگری طیف که هم در باند باریک و هم در باند وسیع ارزیابی و تحلیل شده‌اند، آشکارسازهای مبتنی بر رفتار ایستادگرمی سیگنال‌ها، دقت عملکرد بسیار خوبی حتی در سیگنال به نویزهای بسیار پایین دارد [۵]. در واقع، مزیت اصلی الگوریتم‌های آشکارسازی براساس ویژگی ایستادگرمی، توانایی تفاوت قائل شدن بین سیگنال کاربر اولیه از نویز و تداخل است.

علاوه بر این، چون ویژگی ایستادگرمی با تغییر نسبت سیگنال به نویز تغییر نمی‌کند، در شرایطی که نسبت سیگنال به نویز پایین است نیز، رفتار آن مناسب است. در مقابل، عملکرد مطلوب این آشکارسازها در گرو آگاهی از فرکانس‌های گردشی سیگنال‌ها بوده و زمان پردازش آن‌ها طولانی است.

در بیشتر پژوهش‌هایی که در زمینه حسگری طیف مبتنی بر فرآیندهای ایستادگرمی صورت گرفته است به جای استفاده مستقیم از همبستگی فرکانسی بین مؤلفه‌های مختلف سیگنال، معمولاً با محاسبه کیفی توابع چگالی طیف توان یا توابع وابسته به آن (که لازمه آن داشتن نمونه‌های زیاد و انجام محاسبات طولانی و پیچیده است) و مقایسه نتایج حاصل با یک سطح آستانه، وجود داشتن یا نداشتن سیگنالی غیر از نویز، در محیط تشخیص داده می‌شود.

مطابق بررسی‌های صورت گرفته، تنها پایه عملکرد مراجع [۱۰] و [۱۱]، استفاده مستقیم از ویژگی همبستگی فرکانسی است. با این وجود، مبنای عملکرد آن‌ها در باند باریک است. بنابراین، پژوهش در حسگری طیف باند وسیع مبتنی بر ویژگی‌های ایستادگرمی و تلاش برای ارائه روشی سریع که مبتنی بر استفاده مستقیم از همبستگی فرکانسی است، جایگاه مناسبی در حوزه حسگری طیف باند وسیع خواهد داشت.

در این مقاله سعی شده است با توجه به تحقیقات نوین صورت گرفته در جهت بهبود سرعت عمل سیستم‌های حسگری طیف در باند وسیع، ساختار منطقی، مناسب و با سرعت عملکرد مطلوب در باند وسیع و مبتنی بر رفتار ایستادگرمی سیگنال‌ها ارائه داده شود و عملکرد آن با آخرین روش‌های حسگری طیف باند وسیع مطرح شده مقایسه شود. اساس کار انجام شده مبتنی بر استفاده مستقیم از همبستگی فرکانسی بین مؤلفه‌های متفاوت فرکانسی در یک سیگنال ایستادگرمی است.

در این مقاله، فرآیندهای تصادفی زمان گسسته را با  $x[n]$  نشان داده شده است.  $E[x]$  نشان‌دهنده امید ریاضی<sup>۱</sup> متغیر تصادفی  $x$  است. مزدوج مختلط<sup>۲</sup> کمیت عددی مختلط  $a$  را با  $a^*$  و ترانهاده<sup>۳</sup> بردار  $A$  را با  $A^H$  نشان داده شده است.  $|A| = \sqrt{a^*a}$  و  $\|A\| = \sqrt{A^H A}$  به

نیستند.  $\alpha_0 = 0$  یک فرکانس گردش برای تمام فرآیندهای ایستان گردش است. هر فرکانس گردش نشانگر فاصله فرکانسی بین یک سیگنال گردش و سیگنال انتقال یافته فرکانسی همبسته با آن است. به عبارت دیگر، وجود فرکانس گردش  $\alpha_j$ ، نشانگر همبستگی بین سیگنال  $x[n]$  و سیگنال  $x[n] \exp(j2\pi\alpha_j n)$  است.

بسیاری از سیگنال‌های مخابراتی، دارای ویژگی ایستان گردش هستند. سیستم‌ها با پارامترهای متفاوت مانند نوع مدولاسیون، دوره سنبلی، فرکانس حامل و... ویژگی ایستان گردش را در فرکانس‌های گردش مختلف خود نشان می‌دهند [۱۴-۱۲]. در تئوری فرآیندهای ایستان گردش، بسیاری از سیگنال‌های مخابراتی می‌توانند به عنوان فرآیند تصادفی ایستان گردش مدل شوند [۱۵]. سیگنال‌های کاربران اولیه، به دلیل متناوب بودن تابع همبستگی‌شان (به خصوص در سیستم‌های مبتنی بر رادیو شناختگر) می‌توانند به عنوان سیگنال ایستان گردش در نظر گرفته شوند.

### ۳- الگوریتم NLMS

زوج‌های ورودی - خروجی  $\{X[n], x[n]\}_{n=1}^{\infty}$  را در نظر بگیرید.  $X[n]$  برداری به طول  $M$  و  $x[n]$  کمیتی عددی است. این دو به ترتیب، ورودی و سیگنال مرجع سیستمی هستند که رابطه (۳) آن‌ها را به هم مربوط می‌کند.

$$x[n] = W^H X[n] + u[n] \quad \text{for } n = 1, 2, \dots \quad (3)$$

در این رابطه  $u[n]$  اختلال‌های سیستم ناشی از سنجش‌ها و یا سیگنال نویز جمعی است.

با داشتن دنباله  $\{X[n], x[n]\}_{n=1}^{\infty}$ ، الگوریتم NLMS تلاش می‌کند به صورت بازگشتی بردار ناشناخته  $W$  را با رابطه به‌هنگام‌سازی (۴) تخمین بزند.

$$W_{|n} = W_{|n-1} + \frac{\mu}{X^H[n]X[n]} X[n]e^*[n] \quad (4)$$

ترتیب نشان‌دهنده قدر مطلق کمیت عددی مختلط  $a$  و بردار  $A$  هستند. برای بردار  $A$  با ابعاد  $M \times 1$ ،  $A = 0$  نشان‌دهنده  $A = [0, 0, \dots, 0]^T$  است که  $T$  بیانگر عملگر ترانهاده است.

ادامه این مقاله به صورت زیر سازمان‌دهی شده است: در بخش ۲، مفهوم و ویژگی‌های فرآیندهای ایستان گردش بیان شده است. عملکرد الگوریتم NLMS در بخش ۳ به صورت مختصر ارائه شده است. در بخش ۴، ساختار روش پیشنهادی مطرح شده است. در بخش ۵، احتمال آشکارسازی صحیح و احتمال خطا در اعلام حضور سیگنال به صورت تحلیلی به دست آمده است. در بخش ۶، نتایج شبیه‌سازی‌ها آورده گرفته است و در بخش ۷ نتیجه‌گیری شده است.

### ۲- فرآیندهای ایستان گردش

فرآیند آماری  $x[n]$  با میانگین صفر، فرآیند ایستان گردش نامیده می‌شود، اگر تابع همبستگی آن به صورت زیر باشد:

$$R_x[n, n+k] = \mathbb{E}[x[n]x^*[n+k]] = \sum_{j=1}^L R_x^{\alpha_j}[k] \exp(j2\pi\alpha_j n) \quad (1)$$

که در آن

$$R_x^{\alpha_j}[k] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} R_x[n, n+k] \exp(-j2\pi\alpha_j n) \quad (2)$$

و  $\mathbb{E}$  نماد میانگین و  $R_x^{\alpha_j}[k]$  و تبدیل فوریه آن  $S_x^{\alpha_j}(f)$ ، به ترتیب همبستگی گردش و چگالی طیف توان گردش با فرکانس گردش  $\alpha_j$  نامیده می‌شوند. در فرآیندهای ایستان گردش با دوره تناوب منفرد،  $\alpha_j$  یک فاکتور صحیح از فرکانس تکی و ثابت  $f_0$  است؛ یعنی  $(\alpha_j = j f_0)$ . در فرآیندهای ایستان گردش با دوره‌های تناوب چندگانه، فرکانس‌های گردش از هم جدا هستند. به عبارت دیگر، هیچ دو مضرب صحیحی از آن‌ها با هم برابر

حسگری طیف با رویکرد وفقی در باند وسیع و مبتنی بر ویژگی ایستادن گردشی سیگنال‌ها

سیگنال ایستادن گردشی  $s_\ell[n]$ ,  $\ell = 1, \dots, L$  است. این سیگنال به صورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$x[n] = \sum_{\ell=1}^L s_\ell[n] + v[n] \quad (6)$$

در رابطه بالا،  $v[n]$  نویز گوسی سفید با میانگین صفر و واریانس  $\sigma_v^2$  است. فرض شده است سیگنال‌های  $s_\ell[n]$  با یکدیگر همبستگی فرکانسی ندارند.

اگر سیگنال ایستادن گردشی  $s_\ell[n]$  فرکانس‌های گردشی  $\{\alpha_{\ell,m}\}_{m=1}^{M_\ell}$  داشته باشد، در صورت حضور هر  $L$  سیگنال و با فرض ناهمبستگی آن‌ها، سیگنال  $x[n]$  نیز یک سیگنال ایستادن گردشی با فرکانس‌های گردشی  $\{\{\alpha_{\ell,m}\}_{m=1}^{M_\ell}\}_{\ell=1}^L$  خواهد بود [۱۵].

فرض کنید هدف، تشخیص حضورداشتن یا نداشتن  $\ell$ مین سیگنال ایستادن گردشی ( $s_\ell[n]$ ) باشد، که در صورت حضور در باند  $B_\ell$  قرار دارد (از این سیگنال گاهی به عنوان سیگنال هدف یاد می‌شود). در این صورت مسئله حسگری طیف در باند وسیع، معادل تصمیم‌گیری بین فرضیه‌های دودویی زیر است:

$$\begin{aligned} H_{1,\ell}: x[n] &= s_\ell[n] + \sum_{m=1, m \neq \ell}^L s_m[n] + v[n] \\ H_{0,\ell}: x[n] &= \sum_{m=1, m \neq \ell}^L s_m[n] + v[n] \end{aligned} \quad (7)$$

در رابطه بالا،  $H_{1,\ell}$  و  $H_{0,\ell}$  به ترتیب بیانگر حضورداشتن و نداشتن سیگنال  $s_\ell[n]$  در باند فرکانسی معین شده هستند.

شکل (۱) ساختار روش پیشنهادی برای تشخیص حضورداشتن یا نداشتن سیگنال  $s_\ell[n]$  در سیگنال دریافتی را نشان می‌دهد.

خطای تخمین  $e[n]$  از رابطه زیر به دست می‌آید:

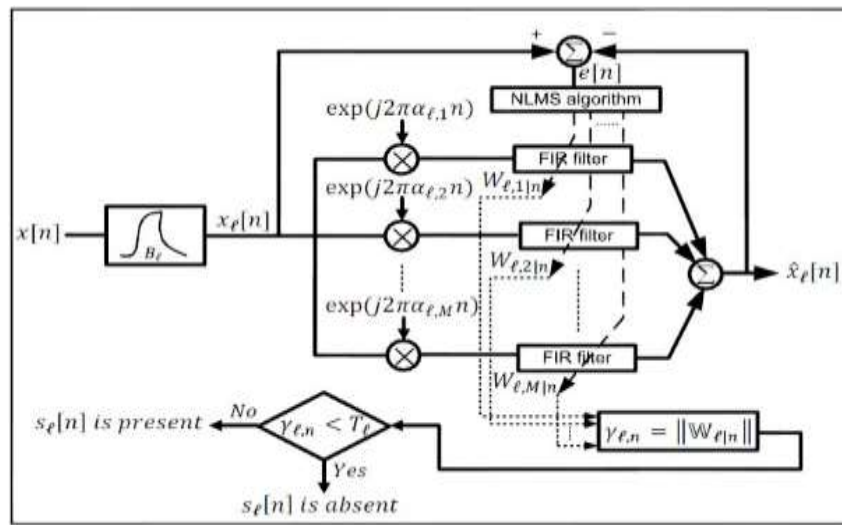
$$e[n] = x[n] - W_{m-1}^H X[n] \quad (5)$$

$\mu$  اندازه گام الگوریتم است که یک مقدار مثبت و غالباً کمتر از یک است.  $W_m$  تخمین  $W$  در لحظه  $n$  (گام) است [۱۶].

در روش پیشنهادی، الگوریتم NLMS برای تخمین پاسخ ضربه تعدادی فیلتر خطی تغییرناپذیر با زمان به کار گرفته می‌شود. مجموع خروجی‌های این فیلترها، تخمینی مطلوب از سیگنال دریافتی براساس معیار کمترین مربعات خطا هستند. فیلترها با یک فرم پاسخ ضربه محدود، مدل شده‌اند. ورودی هر فیلتر، یک انتقال یافته فرکانسی (با یکی از فرکانس‌های گردشی غیرصفر) سیگنال دریافتی است. با این فرض که سیگنال دریافتی دارای ویژگی ایستادن گردشی با فرکانس‌های گردشی غیر صفر است (یعنی وقتی که سیگنال دریافتی، دربردارنده سیگنال هدف با فرکانس‌های گردشی شناخته شده است)، در این شرایط الگوریتم NLMS به مجموعه‌ای از فیلترهای پاسخ ضربه محدود با ضرایب غیر صفر همگرا می‌شود. از طرف دیگر، هنگامی که سیگنال دریافتی یک نویز سفید بدون ویژگی ایستادن گردشی است، الگوریتم NLMS به مجموعه‌ای از فیلترهای پاسخ ضربه محدود با وزن‌های نزدیک به صفر همگرا می‌شود. بنابراین، الگوریتم NLMS، از نتیجه تخمین ضرایب، وجود داشتن یا نداشتن سیگنالی غیر از نویز در سیگنال دریافتی را به دست خواهد آورد.

## ۴- روش پیشنهادی حسگری طیف براساس همبستگی فرکانسی

سیگنال باند وسیع دریافتی گسسته زمان  $x[n]$  حاوی  $L$



شکل (۱): ساختار روش پیشنهادی برای تشخیص حضورداشتن یا نداشتن سیگنال  $s_\ell[n]$  در سیگنال دریافتی

پیشنهادی از تعدادی از فرکانس‌های گردشی شناخته‌شده سیگنال  $x_\ell[n]$  برای تولید سیگنال‌های جدید استفاده شده است. متعاقباً این سیگنال‌ها که انتقال‌یافته فرکانسی سیگنال دریافتی بوده است و در صورت ایستادن گردشی بودن سیگنال دریافتی، با آن همبستگی دارند، در به‌هنگام‌سازی وزن‌های الگوریتم وفقی (NLMS) استفاده شده اند. مطابق روش پیشنهادی، اندازه و یا نرم وزن‌های تخمین زده شده، در مورد حضورداشتن یا نداشتن سیگنال  $s_\ell[n]$  اطلاعات دارند.

اگر  $\{\alpha_{\ell,m}\}_{m=1}^{M_\ell}$  فرکانس‌های گردشی غیر صفر  $s_\ell[n]$  باشند،  $X_{\ell,m}[n]$  را به صورت رابطه (۹) تعریف می‌شود.

$$X_{\ell,m}[n] = \begin{bmatrix} x_\ell[n]e^{j2\pi\alpha_{\ell,m}n} \\ x_\ell[n-1]e^{j2\pi\alpha_{\ell,m}(n-1)} \\ \vdots \\ x_\ell[n-K+1]e^{j2\pi\alpha_{\ell,m}(n-K+1)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

که  $K$  تعداد انشعاب‌های (طول) هر یک از فیلترهای پاسخ ضربه محدود مورد استفاده در الگوریتم پیشنهادی است. همان‌طور که قبلاً نیز اشاره شد، در صورت حضور  $s_\ell[n]$  در  $x_\ell[n]$  سیگنال  $x_\ell[n]$  نیز یک سیگنال ایستادن گردشی حاوی فرکانس‌های گردشی  $\{\alpha_{\ell,m}\}_{m=1}^{M_\ell}$  و همبسته با  $s_\ell[n]$  خواهد شد و با توجه به مطالب عنوان‌شده در مورد فرآیندهای ایستادن گردشی، بین  $s_\ell[n]$  و انتقال‌یافته فرکانسی  $x_\ell[n]$  یعنی

$$\{x_\ell[n-k]e^{j2\pi\alpha_{\ell,m}(n-k)}\}_{k=0}^{K-1}$$

درد. به عبارت دیگر،  $s_\ell[n]$  و  $X_{\ell,m}[n]$  همبسته‌اند و یک

برای تشخیص حضورداشتن یا نداشتن این سیگنال، فیلتر بسیار ساده‌ای که خروجی غالب آن سیگنال  $s_\ell[n]$  است، در ورودی ساختار قرار می‌گیرد. با توجه به باقی‌ماندن ویژگی‌های ایستادن گردشی در عبور از سیستم‌های خطی و تغییرناپذیر با زمان، دقت چندانی در طراحی این فیلتر نیاز نیست. خروجی فیلتر برابر است با:

$$x_\ell[n] = s_\ell[n] + u_\ell[n], \quad \ell = 1, \dots, L \quad (8)$$

در رابطه بالا  $u_\ell[n] = u_{\ell_1}[n] + u_{\ell_2}[n]$  است که در آن  $u_{\ell_1}[n]$  ناشی از ورود مؤلفه  $\sum_{m=1, m \neq \ell}^L s_m[n]$  به فیلتر و  $u_{\ell_2}[n]$  ناشی از ورود مؤلفه  $v[n]$  به فیلتر است. توجه کنید که به دلیل غیر ایدئال بودن فیلتر، علاوه بر نمونه‌های نویز، حاوی نمونه‌هایی از دیگر مؤلفه‌های تضعیف‌شده سیگنال دریافتی نیز هست.

پارامتر  $\eta_\ell$  را به صورت نسبت توان  $u_{\ell_1}[n]$  به توان  $s_\ell[n]$  تعریف شده است. مقدار پارامتر  $\eta_\ell$  بیان‌کننده دقت لازم در طراحی فیلتر است، هرچه مقدار  $\eta_\ell$  بیشتر باشد، نشان‌دهنده این است که فیلتر در روش پیشنهادی دارای دقت کمتر و ساختار ساده‌تری بوده است. با بررسی احتمال آشکارسازی صحیح و احتمال خطا در اعلام حضور سیگنال، و نیز در شبیه‌سازی‌های انجام‌شده، تأثیر پارامتر  $\eta_\ell$  بر احتمال آشکارسازی سیگنال بررسی شده است.

همان‌طور که در شکل (۱) مشاهده می‌شود، در روش

ترکیب خطی از انتقال یافته‌های فرکانسی  $x_\ell[n]$  می‌تواند  $s_\ell[n]$  را تخمین بزند. توجه کنید که همبستگی برای فرکانس گردش برابر مقدار صفر بدیهی است؛ بنابراین انتقال فرکانسی به اندازه صفر مد نظر نیست. در غیاب سیگنال ایستان گردش، این ترکیب خطی هم‌ارز صفر خواهد بود. برای نشان دادن این موضوع توجه داشته باشید که اگر بدون ازدست‌دادن کلیت مسئله، فرض شود که  $M$  مؤلفه  $(M \leq M_\ell)$  اول در نظر گرفته شده است و این مؤلفه‌ها هیچ‌یک فرکانس گردش سیگنال  $u_\ell[n]$  نیستند، در این صورت:

مضاعف اینکه برای هر  $\alpha_{\ell,m} \neq 0$  داریم:

$$R_{x_\ell}^{\alpha_{\ell,m}}[-r] = R_{s_\ell}^{\alpha_{\ell,m}}[-r] + R_{u_\ell}^{\alpha_{\ell,m}}[-r]$$

برای بررسی بیشتر این برابری‌ها می‌توانید به مبانی فرآیندهای ایستان گردش در [۱۵] مراجعه کنید.

زمانی که سیگنال  $s_\ell[n]$  در سیگنال دریافتی نباشد،  $x_\ell[n] = u_\ell[n]$  و در نتیجه مقدار  $w_{\ell,m,k}$  برای مقادیر  $k = 0, 1, \dots, K-1, m = 1, 2, \dots, M$  خواهد بود. دقت کنید که در این حالت  $\alpha_{\ell,q}$ ها (یعنی فرکانس‌های گردش اختصاصی  $s_\ell[n]$ ) در مجموعه فرکانس‌های گردش  $x_\ell[n]$  وجود نداشته است؛ بنابراین  $R_{x_\ell}^{\alpha_{\ell,q}}[\cdot] = 0$  از طرف دیگر، اگر سیگنال  $s_\ell[n]$  در سیگنال دریافتی حضور داشته باشد، سیگنال  $x_\ell[n]$  یک سیگنال ایستان گردش خواهد شد ( $R_{x_\ell}^{\alpha_{\ell,q}}[\cdot] \neq 0$ ) و ضرایب تخمین، مخالف صفر خواهند شد. به عبارت دیگر، اگر  $\mathbb{W}_\ell$  و  $\mathbb{X}_\ell[n]$  به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbb{W}_\ell = [W_{\ell,1}^T, W_{\ell,2}^T, \dots, W_{\ell,M}^T]^T \quad (13)$$

$$\mathbb{X}_\ell[n] = [X_{\ell,1}^T[n], X_{\ell,2}^T[n], \dots, X_{\ell,M}^T[n]]^T \quad (14)$$

با استفاده از روابط تعریف شده (۱۳) و (۱۴) در رابطه

(۱۰) به رابطه (۱۵) رسیده‌ایم.

$$s_\ell[n] = \mathbb{W}_\ell^H \mathbb{X}_\ell[n] + z_\ell[n] \quad (15)$$

بنابراین با توجه به رابطه (۸):

$$x_\ell[n] = \mathbb{W}_\ell^H \mathbb{X}_\ell[n] + z_\ell[n] + u_\ell[n] \quad (16)$$

به این ترتیب با توجه به توضیحات ذکر شده، در صورت حضور سیگنال ایستان گردش  $s_\ell[n]$  در سیگنال دریافتی، با توجه به فرکانس‌های گردش انتخابی،  $\mathbb{W}_\ell \neq \mathbf{0}$  خواهد بود. از طرف دیگر، در صورت حضور نداشتن سیگنال  $s_\ell[n]$  در سیگنال دریافتی، فرکانس‌های گردش  $\{\alpha_{\ell,m}\}_{m=1}^M$  فرکانس‌های سیگنال  $x_\ell[n]$  نبوده است؛ بنابراین بین  $x_\ell[n]$  و  $\mathbb{X}_\ell[n]$  همبستگی وجود نخواهد داشت. در نتیجه، در ترکیب خطی  $x_\ell[n]$  بر حسب  $\mathbb{W}_\ell = \mathbf{0}$  خواهد شد.

مشاهده می‌کنید که رابطه (۱۶) فرمی دقیقاً مشابه رابطه

$$s_\ell[n] = \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{K-1} w_{\ell,m,k}^* (x_\ell[n-k]) e^{j2\pi\alpha_{\ell,m}(n-k)} + z_\ell[n] = \sum_{m=1}^M W_{\ell,m}^H X_{\ell,m}[n] + z_\ell[n] \quad (10)$$

در رابطه بالا،  $z_\ell[n]$  خطای تخمین و

$$W_{\ell,m} = [w_{\ell,m,0}, \dots, w_{\ell,m,K-1}]^T$$

بر اساس معیار کمترین میانگین مربعات خطا، یعنی

کمینه کردن  $\min_{w_{\ell,m,k}} \mathbb{E}[|z_\ell[n]|^2]$  مقادیر  $\{w_{\ell,m,k}\}_{k=0}^{K-1}$  را می‌توان طبق اصل تعامد محاسبه کرد، یعنی:

$$\mathbb{E}[(z_\ell[n])x_\ell^*[n-r]e^{-j2\pi\alpha_{\ell,q}(n-r)}] = 0 \quad (11)$$

در رابطه بالا،  $r = 0, 1, \dots, K-1, q = 1, 2, \dots, M$

است. اگر به دو طرف رابطه، عملگر  $\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1}$  اعمال شود، با توجه به رابطه (۲) و روابط جبری متعارف، خواهیم داشت:

$$R_{s_\ell}^{\alpha_{\ell,q}}[-r] = \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{K-1} w_{\ell,m,k}^* e^{-j2\pi k \alpha_{\ell,q}} R_{x_\ell}^{(\alpha_{\ell,q} - \alpha_{\ell,m})}[k-r] \quad (12)$$

در روند رسیدن به رابطه (۱۲) تنها باید به این نکته توجه داشت که در صورتی که فرکانس‌های گردش انتخاب شده و مربوط به  $s_\ell[n]$  هیچ اشتراکی با فرکانس‌های گردش دیگر سیگنال‌های ایستان گردش موجود در  $x_\ell[n]$  نداشته باشند، آنگاه برای هر  $\alpha_{\ell,m} \neq 0$  داریم:  $R_{x_\ell}^{\alpha_{\ell,m}}[-r] = R_{s_\ell}^{\alpha_{\ell,m}}[-r]$  از طرف دیگر، برای فرکانس گردش صفر  $\alpha_{\ell,m} = 0$  این برابری به صورت

پایین تری نسبت به روش‌های دیگر تشخیص طیف دارد. در واقع، دو ویژگی بسیار درخور توجه الگوریتم NLMS، یعنی توانایی تشخیص بسیار سریع تغییرات پارامتر و میزان بسیار اندک حجم محاسباتی آن نقش بسزایی در سادگی ساختار و دقت زیاد روش پیشنهادی دارند. این در حالی است که استفاده از تنها یک فرکانس گردشی و فیلتری با تعداد انشعاب‌های بسیار کم نیز در شرایط متعارف می‌تواند منجر به نتایج رضایت‌بخشی شود. بر خلاف این روش، با توجه به مطالعات انجام‌شده، تقریباً تمامی روش‌های دیگر، نیاز به تخمین چگالی طیف توان گردشی دارند که بار محاسباتی آن بسیار زیاد است.

با در نظر گرفتن تعداد عملیات ضرب در الگوریتم NLMS، پیچیدگی محاسباتی این الگوریتم برای هر نمونه زمانی از مرتبه  $K$  است ( $O(K)$ ). اگر  $b$  نشان‌دهنده تعداد نمونه‌های لازم برای تصمیم‌گیری در مورد حضور داشتن و یا نداشتن سیگنال هدف باشد ( $b$  تابعی از ثابت زمانی همگرایی الگوریتم NLMS است و در روش پیشنهادی این مقاله عدد کوچکی است)، پیچیدگی محاسباتی کلی در عملیات حسگری طیف،  $O(MKb)$  خواهد بود. برای مثال، با توجه به اینکه معمولاً در عملیات حسگری طیف، استفاده از 2 فرکانس گردشی و 5 انشعاب فیلتر کافی است و 4 یا 5 نمونه اول، نشان‌دهنده حضور داشتن و یا نداشتن سیگنال هدف هستند، تعداد عملیات ضرب که عمل اصلی در اجرای الگوریتم است در حدود  $50 = 2 \times 5 \times 5$  عدد خواهد بود.

این در حالی است که در روش‌های دیگر از جمله روش پیشنهادی [۱۷]، چون نیاز به محاسبه ترکیبی تبدیل فوریه سریع<sup>۶</sup> و همبستگی طیفی نمونه‌ها دارد، پیچیدگی محاسباتی برابر است با  $O\left(N^2 + \frac{N}{2} \log_2 N\right)$  که  $N$  اندازه تبدیل فوریه سریع است. به عنوان مثال برای  $N = 1024$  تعداد عملیات ضربی که نیاز است در حدود 1053696 عدد خواهد بود که در مقایسه با روش پیشنهادی این مقاله مقدار بزرگی است.

همچنین در روش پیشنهادی [۱۸] چون نیاز به محاسبه معکوس ماتریس است، پیچیدگی برابر  $O(k_f^3)$  خواهد بود ( $k_f$ ، تعداد نقاطی است که از تابع چگالی طیف توان

(۱۰) دارد (برای این منظور فرض کنید که:  $u[n] = z_\ell[n] + u_\ell[n]$ ). بنابراین می‌توان از الگوریتم وفقی NLMS برای تخمین مقادیر  $W_\ell$  و در نتیجه تشخیص حضور سیگنال  $s_\ell[n]$  استفاده کرد. این الگوریتم تلاش می‌کند  $W_\ell$  و به طور معادل، وزن‌های  $\{W_{\ell,m}\}_{m=1}^M$  را تخمین بزند. رابطه به‌هنگام‌سازی برابر است با:

$$W_{\ell|n} = W_{\ell|(n-1)} + \frac{\mu}{\mathbb{X}_\ell^H[n]\mathbb{X}_\ell[n]} \mathbb{X}_\ell[n] e_\ell^*[n] \quad (17)$$

$$e_\ell[n] = x_\ell[n] - \hat{x}_\ell[n] = x_\ell[n] - W_{\ell|(n-1)}^H \mathbb{X}_\ell[n] \quad (18)$$

اگر نتیجه اجرای الگوریتم تخمین‌زن، به‌صفر همگرا شود، به این معنی است که سیگنال ایستادن گردشی مد نظر وجود ندارد (فرضیه  $H_{0,\ell}$ ). از طرف دیگر، هنگامی که سیگنال ایستادن گردشی مد نظر وجود داشته باشد، تخمین ضرایب برابر صفر نیست (فرضیه  $H_{1,\ell}$ ).

در روال عادی عملکرد الگوریتم NLMS در تخمین ضرایب، در صورت حضور نداشتن سیگنال ایستادن گردشی  $s_\ell[n]$  و نوزبودن سیگنال دریافتی فیلترشده  $x_\ell[n]$  و یا به عبارت دقیق‌تر، عدم انطباق فرکانس‌های گردشی انتخابی در ساختار تخمین‌زن با فرکانس‌های گردشی این سیگنال، روند همگرایی  $W_{\ell|n}$  به صفر و در صورت حضور سیگنال ایستادن گردشی، به مقادیر غیر صفر، به صورت عادی ادامه می‌یابد. با وارد شدن سیگنال ایستادن گردشی و یا خارج شدن آن، بلافاصله روند همگرایی ضرایب تغییر می‌کند و تغییرات آنی شدیدی در مقدار آن‌ها رخ می‌دهد. در واقع با ورود سیگنال، این روند به سمت مقادیر غیر صفر نهایی و در صورت خروج سیگنال، به سمت صفر تغییر جهت می‌دهد. برای تشخیص لحظه وقوع چنین حالتی کافی است، نرم  $W_{\ell|n}$  در هر لحظه با یک سطح آستانه  $T$  سنجیده شود. بزرگ‌تر (کوچک‌تر) شدن اندازه فوق از این سطح آستانه در یک زمان مشخص، نشانگر وارد (خارج) شدن سیگنال  $\ell$ ام به (از) باند مربوطه است. به این ترتیب در صورتی که تا این لحظه روند همگرایی ضرایب تخمینی به سمت صفر (غیر صفر) بوده، از این پس به سمت غیر صفر (صفر) تغییر جهت داده است.

روش پیشنهادی، پیچیدگی و زمان تشخیص بسیار

که منجر به رابطه زیر خواهد شد:

$$W_{\ell,1} = R_{\ell}^{-1}D \quad (21)$$

در رابطه بالا،  $R_{\ell} = [r_{rk}^*]$  یک ماتریس  $K \times K$  با  $D = [d_r^*]$  و  $r_{rk} = \exp(-j2\pi k\alpha_{\ell,1})R_{x_{\ell}}^0[k-r]$  یک بردار  $K \times 1$  با  $d_r = R_{x_{\ell}}^{\alpha_{\ell,1}}[-r]$  است.

با در نظر گرفتن فرضیات بالا، احتمال آشکارسازی صحیح و احتمال خطا در اعلام حضور سیگنال به ترتیب در حالت ورود و خروج سیگنال محاسبه خواهند شد. گفتنی است، در تمامی فرمول‌هایی که در ادامه خواهند آمد،  $W_{\ell,1}$  در رابطه (۲۱) نشان‌دهنده حالتی است که سیگنال  $s_{\ell}[n]$  طیف حضور دارد (یعنی ظهور  $W_{\ell,1}$  در روابط بعدی نشانگر غیر صفر بودن آن و حضور سیگنال مربوطه در باند است).

با در نظر گرفتن شرایط فوق، اگر سیگنال  $s_{\ell}[n]$  در لحظه  $n$  وارد سیستم شود، از روابط (۱۷) و (۱۸) با قراردادن

$$m = 1 \text{ و } W_{\ell,1|n-1} = 0, \text{ خستای تخمین}$$

برابر  $e_{\ell}[n] = x_{\ell}[n] = W_{\ell,1}^H X_{\ell,1}[n] + u[n]$  خواهد بود؛ بنابراین:

$$G = X_{\ell,1}^H[n]W_{\ell,1} + u^*[n] \quad (22)$$

$$H = \frac{\mu}{\|X_{\ell,1}[n]\|^2} X_{\ell,1}[n] \quad (23)$$

$$W_{\ell,1|n} = HG \quad (24)$$

با انتخاب سطح آستانه  $T_{\ell}$  برای آشکارسازی ورود سیگنال  $s_{\ell}[n]$ ، احتمال آشکارسازی صحیح،  $P_{D,\ell}$  برابر است با:

$$P_{D,\ell} = P\{\|W_{\ell,1|n}\| \geq T_{\ell} | H_{1,\ell}\} \\ = P\{\|HG\| \geq T_{\ell}\} \quad (25)$$

به‌طور معادل:

$$P_{D,\ell} = P\left\{|G| \geq \frac{\|X_{\ell,1}[n]\|T_{\ell}}{\mu}\right\} \quad (26)$$

اگر فرض شود که  $u[n]$  یک فرآیند با میانگین صفر باشد و قسمت‌های حقیقی و موهومی آن به‌طور آماری گوسی مستقل<sup>۷</sup> با واریانس  $\sigma^2$  باشند، آنگاه

گردشی بازسازی می‌شود و تابع در آن نقاط دارای قله‌های همبستگی طیفی است. برای مثال، اگر در کمترین حالت  $k_f = 324$  باشد، در آن روش، تعداد عملیات ضربی که در محاسبه معکوس ماتریس نیاز است، در حدود  $324^3 = 34012224$  خواهد بود که در مقایسه با رویکرد پیشنهادی این مقاله مقدار بسیار بزرگی است.

در قسمت بعد، احتمال آشکارسازی و هشدار غلط (خطا در اعلام حضور) در روش پیشنهادی بررسی شده است.

### ۵- آنالیز عملکرد روش پیشنهادی

در این قسمت، احتمال آشکارسازی صحیح و احتمال خطا در اعلام حضور سیگنال در روش پیشنهادی به دست آمده است. بررسی مسئله در حالت کلی تا حدودی دشوار است. بنابراین به‌منظور ساده‌سازی و امکان‌پذیر کردن محاسبات، فرضیات زیر در نظر گرفته شده است.

۱) فرض می‌شود که فقط از یک انتقال فرکانسی (مثلاً  $\alpha_{\ell,1}$ ) استفاده شده است. در این صورت رابطه (۱۶) به‌صورت زیر خواهد شد:

$$x_{\ell}[n] = W_{\ell,1}^H X_{\ell,1}[n] + z_{\ell}[n] + u_{\ell}[n] \\ = W_{\ell,1}^H X_{\ell,1}[n] + u[n] \quad (19)$$

که  $X_{\ell,1}[n]$  از رابطه (۹) به‌ازای  $m = 1$  به دست می‌آید.

۲) در آستانه تغییر وضعیت، فرض می‌شود که الگوریتم به پاسخ نهایی خود همگرا شده است و خطای تخمین فقط ناشی از نویز جمعی است؛ یعنی در حالتی که سیگنال  $s_{\ell}[n]$  در لحظه  $n$  وارد می‌شود، ضریب تخمین  $W_{\ell,1|n-1}$  به مقدار واقعی  $W_{\ell,1} = 0$  رسیده است و در حالت خروج سیگنال  $s_{\ell}[n]$  در لحظه  $n$ ،  $W_{\ell,1|n-1}$  به مقدار  $W_{\ell,1} \neq 0$  رسیده است که در این حالت  $W_{\ell,1} = [w_{\ell,1,0}, \dots, w_{\ell,1,K-1}]^T$  با در نظر گرفتن  $r = 0, 1, \dots, K-1$  و  $m, q = 1$  به‌صورت زیر به دست خواهد آمد:

$$R_{x_{\ell}}^{\alpha_{\ell,1}}[-r] \\ = \sum_{k=0}^{K-1} w_{\ell,1,k}^* \exp(-j2\pi k\alpha_{\ell,1}) R_{x_{\ell}}^0[k-r] \quad (20)$$



حقیقی و موهومی  $u[n]$  دارای توزیع یکسان مستقل گوسی با واریانس برابر  $\sigma^2$  و میانگین صفر هستند. در این حالت  $|u[n]|$  دارای توزیع رایلی خواهد بود و داریم:

$$P\left\{|u[n]| > \frac{\|X_{\ell,1}[n]\|(T_\ell - \|AW_{\ell,1}\|)}{\mu}\right\} = \exp\left\{-\frac{\|X_{\ell,1}[n]\|^2(T_\ell - \|AW_{\ell,1}\|)^2}{\mu^2\sigma^2}\right\} \quad (35)$$

با استفاده از روابط (۳۴) و (۳۵) داریم:

$$P_{F,\ell} \leq \exp\left\{-\frac{\|X_{\ell,1}[n]\|^2(T_\ell - \|AW_{\ell,1}\|)^2}{\mu^2\sigma^2}\right\} \quad (36)$$

با جایگزینی رابطه (۲۸) در رابطه (۳۶) خواهیم داشت:

$$C = Q_1^{-1}(|W_{\ell,1}^H X_{\ell,1}[n]|/\sigma, P_{D,\ell}) \quad (37)$$

$$P_{F,\ell} \leq \exp\left\{-\frac{\|X_{\ell,1}[n]\|^2\left(\frac{\mu\sigma}{\|X_{\ell,1}[n]\|}C - \|AW_{\ell,1}\|\right)^2}{\mu^2\sigma^2}\right\} \quad (38)$$

رابطه بالا ارتباط بین احتمال آشکارسازی صحیح و احتمال خطا در اعلام حضور سیگنال را نشان می‌دهد.

## ۶- نتایج شبیه‌سازی

در این قسمت نتایج شبیه‌سازی‌ها و توضیحات مربوط به آن‌ها آورده شده است.

فرض کنید محدوده طیفی تحت نظارت دارای پهنای باند  $B$  باشد، سیگنال دریافتی باند وسیع  $x(t)$  که متشکل از  $L$  سیگنال ایستاد گردش  $s_\ell(t)$ ،  $\forall \ell \in \{1, \dots, L\}$  است را به صورت رابطه (۳۹) در نظر گرفته می‌شود.

$$x(t) = \sum_{\ell=1}^L s_\ell(t) + \mathfrak{w}_\ell(t) \quad (39)$$

$$s_\ell(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Re\{a_\ell(nT_{c_\ell})p_\ell(t - nT_{c_\ell})e^{j2\pi f_{c_\ell}t}\}$$

در رابطه بالا،  $a_\ell(nT_{c_\ell})$  و  $p_\ell(t)$  به ترتیب سمبل‌های اطلاعاتی و فیلتر شکل‌دهنده پالس مربوط به  $\ell$ امین سیگنال ایستاد گردش هستند.  $\mathfrak{w}_\ell(t)$  نویز گوسی سفید جمع‌شونده در باند مربوط به  $\ell$ امین فرستنده است.  $f_{c_\ell}$  و  $T_{c_\ell}$  نیز به ترتیب فرکانس حامل و دوره سمبل مربوط به

$|W_{\ell,1}^H X_{\ell,1}[n] + u[n]|$  دامنه فرآیند نرمال دو متغیری دایره‌ای<sup>۱</sup> است که دارای توزیع ریسین است و داریم:

$$P_{D,\ell} = Q_1(|W_{\ell,1}^H X_{\ell,1}[n]|/\sigma, \|X_{\ell,1}[n]\|T_\ell/\mu\sigma) \quad (27)$$

در رابطه بالا تابع  $Q_1$  Marcum  $Q$ -function است. متدهای تکرارشونده و تقریب‌های متنوعی برای محاسبه معکوس Marcum  $Q$ -function وجود دارد، برای مثال، مرجع [۱۹] را مشاهده کنید.

رابطه زیر نشان می‌دهد که چگونه سطح آستانه  $T_\ell$  به احتمال آشکارسازی صحیح مربوط می‌شود ( $Q_1^{-1}(x, y) = y$  در برابری  $Q(x, Q_1^{-1}(x, y)) = y$  صدق می‌کند):

$$T_\ell = \frac{\mu\sigma}{\|X_{\ell,1}[n]\|} Q_1^{-1}(|W_{\ell,1}^H X_{\ell,1}[n]|/\sigma, P_{D,\ell}) \quad (28)$$

برای محاسبه احتمال خطا در اعلام حضور سیگنال، اگر سیگنال  $s_\ell[n]$  در لحظه  $n$  خارج شود با توجه به فرضیات اولیه  $W_{\ell,1|n-1} = W_{\ell,1}$ ، داریم:

$$W_{\ell,1|n} = W_{\ell,1|n-1} + \mathbf{H}(x_\ell^*[n] - X_{\ell,1}^H[n]W_{\ell,1|n-1}) = W_{\ell,1} + \mathbf{H}(u^*[n] - X_{\ell,1}^H[n]W_{\ell,1}) \quad (29)$$

احتمال خطا در اعلام حضور سیگنال برابر است با:

$$P_{F,\ell} = P\{\|W_{\ell,1|n}\| > T_\ell | H_{0,\ell}\} = P\{\|W_{\ell,1} + \mathbf{H}(x_\ell^*[n] - X_{\ell,1}^H[n]W_{\ell,1})\| > T_\ell\} = P\{\|AW_{\ell,1} + \mathbf{H}u^*[n]\| > T_\ell\} \quad (30)$$

که در آن

$$A = I - \mathbf{H}X_{\ell,1}^H[n] \quad (31)$$

با توجه به نامساوی زیر

$$\|AW_{\ell,1} + \mathbf{H}u^*[n]\| \leq \|AW_{\ell,1}\| + \|\mathbf{H}u^*[n]\| \quad (32)$$

خواهیم داشت:

$$P_{F,\ell} \leq P\{\|AW_{\ell,1}\| + \|\mathbf{H}u^*[n]\| > T_\ell\} \quad (33)$$

و با جایگزینی  $\mathbf{H}$  و محاسبات جبری ساده:

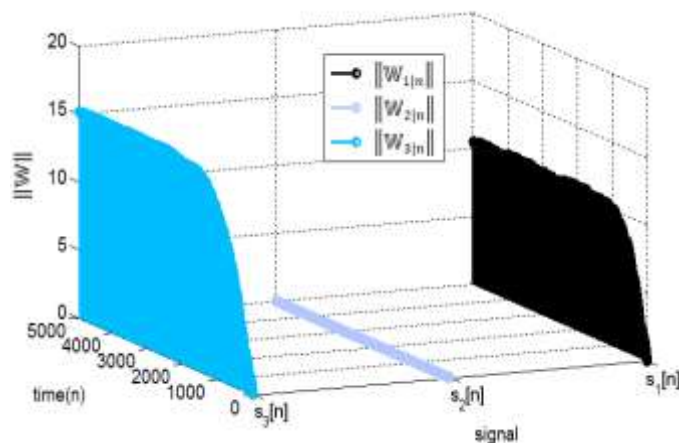
$$P_{F,\ell} \leq P\left\{|u[n]| > \frac{\|X_{\ell,1}[n]\|(T_\ell - \|AW_{\ell,1}\|)}{\mu}\right\} \quad (34)$$

در این حالت هم مثل قبل فرض می‌شود که مؤلفه‌های

نمونه‌برداری نیز برابر  $f_s = 1\text{GHz}$  در نظر گرفته شده است.

برای بررسی عملکرد الگوریتم پیشنهادی، حالتی در نظر گرفته شده است که در آن، سیگنال باند وسیع دریافتی متشکل از سه سیگنال باشد که  $s_1(t)$  و  $s_2(t)$  دارای مدولاسیون BPSK و  $s_3(t)$  دارای مدولاسیون QPSK باشد و به ترتیب در فرکانس‌های مرکزی  $90\text{MHz}$ ،  $193\text{MHz}$  و  $403\text{MHz}$  قرار داشته باشند. دوره سمبل سه سیگنال ذکر شده برابر  $T_{c1} = 0.3\mu\text{s}$ ،  $T_{c2} = 0.4\mu\text{s}$  و  $T_{c3} = 0.7\mu\text{s}$  در نظر گرفته شده است. همچنین اندازه گام الگوریتم  $\mu$  برابر  $0.01$ ،  $\eta$  برابر  $10\text{dB}$  و از فیلترهای FIR با 5 انشعاب استفاده شده است. نویز سیستم نیز نویز گوسی سفید با میانگین صفر و  $SNR = -10\text{dB}$  در نظر گرفته شده است. در این شبیه‌سازی از بین تمامی فرکانس‌های گردش، فقط  $\alpha_\ell = \pm 2f_{c_\ell}$  برای سیگنال‌های BPSK و  $\alpha_\ell = \pm \frac{1}{T_{c_\ell}}$  برای سیگنال QPSK در نظر گرفته شده است. برای ارزیابی درستی و دقت الگوریتم پیشنهادی، سیگنال  $s_2(t)$  در سیگنال ارسالی حذف شده است. همان‌طور که در شکل (۲) مشاهده می‌شود، به درستی، حضور داشتن و یا نداشتن سیگنال‌ها در میزان نرم

$\ell$  امین سیگنال ایستادن گردش هستند. فرض می‌شود که سمبل‌های اطلاعات ارسالی دارای میانگین توان  $\sigma_{a_\ell}^2$  و فیلتر شکل‌دهنده پالس  $p_\ell(t)$  با انرژی واحد هستند. مقدار SNR را به صورت  $SNR_\ell = \frac{\sigma_{a_\ell}^2}{\sigma_{w_\ell}^2}$  در نظر گرفته شده است که  $\sigma_{w_\ell}^2$  واریانس نویز در کانال مربوط به  $s_\ell(t)$  است. همچنین توان‌های دریافتی از تمام فرستنده‌ها برابر فرض می‌شوند؛ در نتیجه، SNR در باند برای تمام سیگنال‌های حاضر، مشابه خواهد شد. بنابراین عملکرد آشکارسازی باندهای مطلوب برای تمام  $L$  سیگنال یکسان می‌شود. در شبیه‌سازی‌ها فرض شده است که سیگنال‌های  $s_\ell(t)$  به یکی از دو صورت BPSK یا QPSK مدوله شده‌اند. هرگاه سیگنال از نوع BPSK باشد، فرکانس‌های گردش آن برابر  $\pm 2f_{c_\ell} + \frac{k}{T_{c_\ell}}$  برای  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  باشد، فرکانس‌های گردش آن برابر  $\frac{k}{T_{c_\ell}}$  ( $k \neq 0$ ) خواهد بود و هرگاه سیگنال از نوع QPSK باشد، فرکانس‌های گردش آن برابر  $\frac{k}{T_{c_\ell}}$  ( $k \neq 0$ ) خواهد بود. پس از دریافت سیگنال باند وسیع، از آن با نرخ نایکوئیست  $f_s$  نمونه‌برداری شده است و سپس حضور داشتن و یا نداشتن سیگنال، مطابق روال مطرح‌شده در این مقاله، بررسی شده است. در کلیه شبیه‌سازی‌هایی که در ادامه نشان داده خواهند شد، پهنای باند محدوده طیفی تحت نظارت برابر  $1\text{GHz}$  و نرخ



شکل (۲): عملکرد آشکارسازی روش پیشنهادی در حالت عدم وجود سیگنال  $s_2[n]$

احتمال آشکارسازی روش پیشنهادی در دو حالت شبیه‌سازی و استفاده از رابطه تحلیلی (۲۷) به‌ازای به‌کارگیری فیلترهای مختلف نشان داده شده است.

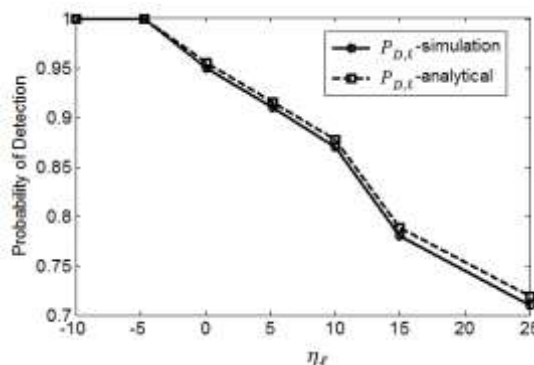
بردار ضرایب تخمین زده شده با الگوریتم نشان داده شده است.

با در نظر گرفتن شرایط شبیه‌سازی قبلی، در شکل (۳)

با یک سطح آستانه تشخیص داده می‌شود. همچنین در [۱۸] از سیگنال دریافتی با استفاده از روش نمونه‌برداری فشرده، نمونه‌برداری می‌شود. سپس تابع چگالی طیف توان گردشی نایکوئیست از نمونه‌های پایین‌تر از نرخ نایکوئیست بازسازی می‌شود و پس از آن با استفاده از تابع چگالی طیف توان گردشی به دست آمده درباره حضور داشتن و یا نداشتن سیگنال مد نظر در طیف، تصمیم‌گیری می‌شود. گفتنی است، برای رعایت عدالت، عملکرد الگوریتم‌های پیشنهادی در مراجع [۱۷] و [۱۸] به ترتیب برای حالتی که از نمونه‌های نایکوئیست استفاده‌شونده و نسبت فشرده‌گی برابر ۱، به دست آمده‌اند و با روش پیشنهادی در این مقاله مقایسه شده‌اند. همان‌طور که در شکل (۴) مشاهده می‌شود، هرچند هر سه الگوریتم در SNRهای بالا عملکرد مشابهی دارند، اما الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی این مقاله در SNRهای پایین، عملکرد بهتری نسبت به روش‌های آشکارسازی پیشنهادی در مراجع [۱۷] و [۱۸] دارد. همچنین در روش پیشنهادی با افزایش تعداد انشعاب‌های فیلترها با پاسخ ضربه محدود، عملکرد الگوریتم پیشنهادی به علت نزدیک شدن به حالت بهینه بهتر می‌شود.

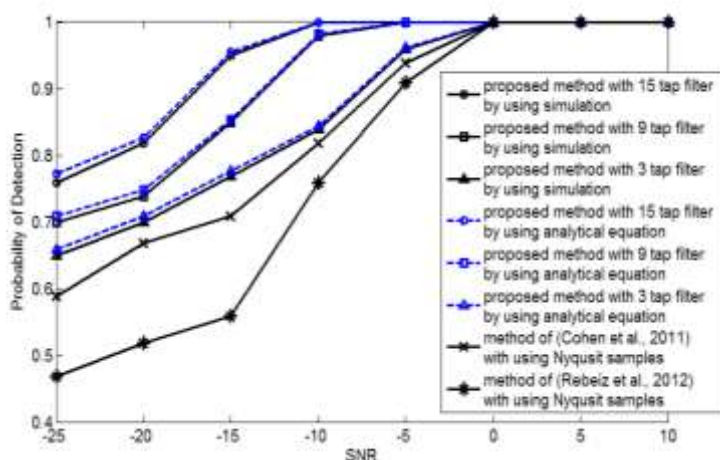
در شکل (۵)، احتمال خطا در اعلام حضور سیگنال، با استفاده از الگوریتم پیشنهادی در دو حالت شبیه‌سازی و استفاده از رابطه تحلیلی (۳۸) و به‌زای به‌کارگیری

همان‌طور که در شکل (۳) مشاهده می‌کنید، الگوریتم پیشنهادی حتی در شرایطی که در آن از فیلترهای بسیار ساده و غیر ایدئال ( $\eta_f$  بالا) استفاده شود، عملکرد مناسبی دارد.

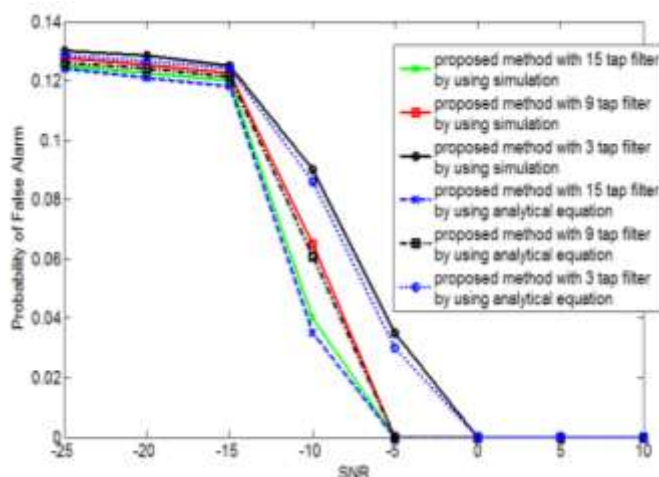


شکل (۳): احتمال آشکارسازی روش پیشنهادی به‌زای به‌کارگیری فیلترهای کیفی مختلف

در شکل (۴)، مقایسه میان احتمال آشکارسازی، در روش‌های پیشنهادی مطرح‌شده در مراجع [۱۷] و [۱۸] و احتمال آشکارسازی روش پیشنهادی آشکارسازی مطرح‌شده در این مقاله در دو حالت شبیه‌سازی و استفاده از رابطه تحلیلی (۲۷)، با به‌کارگیری فیلترهای پاسخ ضربه محدود با انشعاب‌های مختلف، صورت گرفته است. در مرجع [۱۷] حضور داشتن و یا نداشتن سیگنال‌ها با مقایسه پارامتر تصمیم‌گیری (که تابعی از مقادیر تابع چگالی طیف توان گردشی در فرکانس‌های گردشی سیگنال بررسی شد)



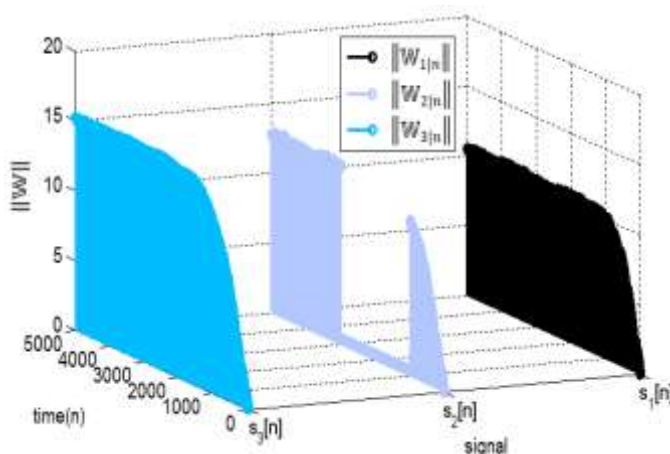
شکل (۴): مقایسه میان احتمال آشکارسازی روش‌های پیشنهادی در مراجع [۱۷] و [۱۸] در SNRهای مختلف با روش پیشنهادی بر حسب انشعاب‌های مختلف



شکل (۵): احتمال خطا در اعلام حضور سیگنال در روش پیشنهادی با به‌کارگیری فیلترهای با انشعاب‌های مختلف

ارسال شده است؛ ولی در بازه [1000,3000] سیگنال ایستان گردشی  $s_2[n]$  حذف شده است؛ یعنی در بازه [1000,3000] فقط سیگنال‌های  $s_1[n]$  و  $s_3[n]$  و نویز وجود داشته‌اند. همان‌طور که در شکل (۶) مشاهده می‌شود، این‌بار نیز میزان ترم بردار ضرایب تخمین زده‌شده با الگوریتم به‌درستی، حضورداشتن و یا نداشتن سیگنال‌ها را نشان داده است.

فیلترهای پاسخ ضربه محدود با تعداد انشعاب‌های متفاوت نشان داده شده است. در شبیه‌سازی بعدی نحوه عملکرد الگوریتم پیشنهادی در مواقعی که سیگنال هدف فقط در یک بازه زمانی حضور نداشته باشد، بررسی شده است. برای این منظور در شرایط در نظر گرفته شده در اولین شبیه‌سازی، این‌بار هر سه سیگنال ایستان گردشی به همراه نویز در بازه [0,5000]



شکل (۶): عملکرد آشکارسازی روش پیشنهادی در حالت عدم وجود سیگنال  $s_2[n]$  در بازه زمانی [1000, 3000]

کمک آن کلیه سیگنال‌های موجود در سیگنال دریافتی شناسایی می‌شوند. برخلاف روش‌های دیگر تشخیص طیف مبتنی بر استفاده از ویژگی‌های ایستان گردشی، الگوریتم پیشنهادی از داده‌های دریافتی برای تخمین طیف استفاده نکرده است و مستقیماً آن‌ها را در یک فرآیند تخمین و روال

## ۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله، حسگری طیف در باند وسیع با استفاده از ویژگی‌های ایستان گردشی سیگنال‌ها بررسی شد. با استفاده از یک شیوه فیلترینگ ساده و بازنگری و تطبیق روال عملکرد با ویژگی‌های باند وسیع، روشی ارائه شد که به

- At Sub-Nyquist Rates", *IEEE Signal Processing Mag.*, Vol. 28, No. 4, Jul. 2011.
- [9] H. Sun, N. Arumugam, X. Cheng, Y. Chen, "Wideband Spectrum Sensing For Cognitive Radio Networks: A Survey", *IEEE Trans. on Wireless Communications*, Vol. 20, No. 2, April 2013.
- [10] R. Chopra, D. Ghosh, and D. Mehra, "Spectrum Sensing For Cognitive Radios Based on Space-Time FRESH Filtering", *IEEE Trans. on Wireless Com.*, Vol. 13, No. 7, July 2014.
- [11] F. Rahimzadeh, "New Methods in Spectrum Sensing of Wireless Cognitive Radio Networks", M.Sc. thesis, University of Isfahan, Isfahan, 2014.
- [12] W. Gardner, "Spectral Correlation of Modulated Signals Part I: Analog Modulation Modulation", *IEEE Trans. On Communications.*, Vol. 35, No. 6, 1987.
- [13] W. Gardner, W. Brown, C. Chen. "Spectral Correlation Of Modulated Signals part II: Digital Modulation", *IEEE Trans. on Communications.*, Vol. 35, No. 6, 1987.
- [14] S. Shankar, C. Cordeiro, K. Challapali, "Spectrum Agile Raidios: Utilization And Sensing Architectures", in *Proceedings of the 1th IEEE Intrnational Conference on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, MD, USA, Nov. 2005.
- [15] A. Gardner, "Cyclostationary in communication and signal processing", *IEEE Pess*, 1994.
- [16] B. Farhang, "Adaptive filters: theory and applications". John Wiley & Sons, 2013.
- [17] D. Cohen, E. Rebeiz, V. Jain, Y. Eldar, and D. Cabric, "Cyclostationary feature detection from sub-nyquist samples", in *Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP)*, 2011 4<sup>th</sup> IEEE International Workshop on. *IEEE*, 2011, pp. 333–336.
- [18] E. Rebeiz, V. Jain, and D. Cabric, "Cyclostationary-based low complexity wideband spectrum sensing using compressive sampling", in *Communications (ICC), 2012 IEEE International Conference on. IEEE*, 2012, pp. 1619–1623.
- [19] T. Short, "Computation of rice and noncentral chi-squared probabilities", *Apr*, 2012.
- تصمیم‌گیری لحظه‌ای به کار گرفته است. چنین عملکردی پیچیدگی و زمان تشخیص کمتر و تحرک و سرعت عملکرد و دقت بیشتری را نسبت به سایر روش‌های مرسوم حسگری طیف نتیجه می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی عملکرد مطلوب روش پیشنهادی را از نقطه نظر بالاتر بودن احتمال آشکارسازی در SNRهای پایین و در مقایسه با دیگر روش‌های مطرح و کاربردی در حسگری طیف نشان داده است.

## مراجع

- [1] S. Haykin, "Cognitive Radio: Brain-empowered Wireless Communications", *IEEE J. Selected Areas in Communications*, Vol. 23, pp. 201-220, February.
- [2] S. Shobana, R. Saravanan, and R. Muthaiah, "Matched filter based spectrum sensing on cognitive radio for ofdm w lans", *Int Journal of Engineering and Technology*, Vol. 5, No. 1, pp. 142–146, 2013.
- [3] M. Lopez-Benitez, and F. Casadevall, "Improved energy detection spectrum sensing for cognitive radio", *IET communications*, Vol. 6, No. 8, pp. 785–796, 2012.
- [4] J. Lunden, S. Kassam, V. Koivunen, et al., "Robust nonparametric cyclic correlation-based spectrum sensing for cognitive radio", *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 58, No. 1, pp. 38–52, 2010.
- [5] E. Rebeiz, "Wideband Cyclostationary Spectrum Sensing And Modulation Classification", Ph.D thesis, University of California, USA, 2014.
- [6] Y. Polo, Y. Wang, A. Pandharipande, G. Leus, "Compressive Wideband Spectrum Sensing", in *Proceedings of the IEEE Intrnational Conference on Acousstics*, Taipei, April 2009.
- [7] S. Hongjian, A. Nallanathan, J. Jiang, D. Laurenson, X. Cheng, P. Vincent, "A Novel Wideband Spectrum Sensing", in *Proceedings of the Intrnational Conference on Global Telecommunications*, Houston, TX, USA, Dec. 2011.
- [8] M. Mishali, Y. Eldar, "Wideband Spectrum Sensing

<sup>1</sup> Expected value

<sup>2</sup> Complex conjugate

<sup>3</sup> Complex conjugate transpose

<sup>4</sup> Finite Impulse Response (FIR)

<sup>5</sup> Taps

<sup>6</sup> Fast Fourier Transform (FFT)

<sup>7</sup> Statistically independent Gaussian

<sup>8</sup> Circular bivariate normal process

