

## آشکارساز اهداف متحرک زمینی مبتنی بر آزمون نسبت درست‌نمایی تعمیم‌یافته در رادار دهانه مصنوعی تک کاناله با روش نگاشت فضای سیگنال

مهدی استوان<sup>۱</sup>، صادق صمدی<sup>۲\*</sup>، محمدصادق هل فروش<sup>۳</sup>

۱- دانشجوی دکتری، ۲- استادیار، ۳- استاد، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران  
(دریافت: ۹۸/۰۱/۲۷؛ پذیرش: ۹۸/۰۸/۰۴)

### چکیده

در این مقاله هدف بررسی تئوریک و به‌دست‌آوردن آشکارساز اهداف متحرک زمینی در رادار دهانه مصنوعی تک کاناله مبتنی بر روش‌های تئوری آشکارسازی است. بر این اساس ساختار آشکارساز اهداف متحرک زمینی از سیگنال خام دریافتی رادار دهانه مصنوعی مبتنی بر آزمون نسبت درست‌نمایی تعمیم‌یافته (GLRT) توسعه یافته است. بدین منظور پارامترهای مجهول سیگنال دریافتی از هدف متحرک زمینی شامل مکان در راستای سمت و سرعت هدف در هر دو راستای برد و سمت با تخمین ML جایگزین شده و سپس آزمون نسبت درست‌نمایی تعمیم‌یافته انجام می‌گردد که منجر به ساختار آشکارساز تخمین‌گر-همبسته ساز می‌گردد. تخمین پارامترهای مجهول سیگنال بازگشتی هدف که در ساختار آشکارساز پیشنهادی استفاده می‌گردد، نیازمند بهینه‌سازی یک تابع هدف از طریق جستجوی شبکه‌ای در فضای چند بعدی پارامترهای نامعلوم سیگنال بازگشتی است. جهت کاهش بار محاسباتی این جستجوی شبکه‌ای حجیم چند بعدی، از نگاشت فضای چند بعدی سیگنال دریافتی به چند فضای یک بعدی کاملاً معادل بهره جست‌ایم. کارایی روش پیشنهادی بر اساس نتایج شبیه‌سازی با رسم منحنی‌های عملکرد آشکارساز و همچنین محاسبه بار محاسباتی نشان داده شده است.

### واژگان کلیدی

رادار دهانه مصنوعی، آشکارساز نسبت درست‌نمایی تعمیم‌یافته، آشکارسازی هدف متحرک زمینی، جستجوی شبکه‌ای، نگاشت فضای سیگنال

### ۱. مقدمه

مناسب، این سامانه‌ها نیز می‌توانند به عملکرد خوبی در آشکارسازی هدف متحرک و تخمین پارامتر دست یابند [۱۵-۲۳].

روش‌های SAR-GMTI مبتنی بر تک کانال به چند دسته کلی تقسیم می‌شوند. یک روش مبتنی بر تخمین مرکز داپلر سیگنال برگشتی از هدف می‌باشد [۲۴]. اگر هدفی دارای مؤلفه سرعت در راستای شعاعی باشد، مرکز داپلر طیف سیگنال برگشتی آن جابه‌جا خواهد شد. بنابراین، با آشکارسازی قطعه به قطعه‌ی مرکز داپلر، اهداف با مؤلفه شعاعی می‌توانند نشان داده شوند. این روش مدت‌هاست که استفاده می‌شود، اما هنگامی که هدف تنها در راستای سمت حرکت می‌کند کاربرد ندارد. علاوه بر آن، ممکن است هدف متحرک هنگامی که از کلاتر پس‌زمینه ضعیف‌تر است، در آن گم شود.

روش تمرکز خودکار روش پرکاربرد دیگری برای آشکارسازی هدف متحرک زمینی در سامانه‌های تک کاناله است [۱۵]، [۲۲]

نمایش هدف متحرک زمینی در رادار دهانه مصنوعی، نقش مهمی را در بسیاری از کاربردهای نظامی و غیرنظامی بازی می‌کند [۵-۱۱]. بسیاری از روش‌های پرکاربرد در سامانه‌های چندکاناله استفاده شده‌اند [۱۴-۱۶]. با استفاده از دو یا چند کانال و به‌واسطه‌ی حذف برگشتی‌های رادار از اجزای صحنه ثابت و/یا به‌وسیله بهبود دادن اثرات (امضای) اهداف متحرک، درجات آزادی بیشتری برای آشکارسازی هدف متحرک به‌وجود می‌آید. برای آشکارسازی اهداف در SAR چند کاناله، روشهای DPCA [۸]، ATI [۱۳] و STAP [۱۰] استفاده می‌شود. پیاده‌سازی این روش‌ها پیچیده و هزینه‌بر می‌باشد؛ چرا که تصاویر چند کاناله به فرستنده و گیرنده‌های بیشتر و همچنین تثبیت کانال پیچیده‌ای نیاز دارد. اما بیشتر سامانه‌های SAR عملی به تنها یک سامانه آنتن، فرستنده و گیرنده مجهز شده‌اند. با استفاد از روش‌های

شده‌اند. هر هدف متحرک نیز با مقادیر مختلف در دو تصویر محو می‌شود. چراکه در تصویر اصلی به‌صورت ناصحیح متمرکز شده‌اند. از این‌رو اهداف متحرک می‌توانند با مقایسه قطعه به قطعه تیزی این دو تصویر نامتمرکز شده، نمایش داده شوند. این الگوریتم نه تنها بار محاسباتی کمی دارد بلکه نسبت به نویز و کلاتر نیز مقاوم است. اما هنگامی که هدف سرعت یکنواخت در راستای برد داشته باشد، کارکرد خود را از دست می‌دهد.

دسته دیگری از روش‌ها از بانک فیلتر منطبق استفاده می‌کنند. در [۲۶] از مفهوم مقیاس‌دهی چیرپ<sup>۴</sup> استفاده شده است. بانکی از فیلترها که هرکدام به یک سرعت مربوط می‌شود، به داده‌های دریافتی در راستای سمت (یک خط برد) اعمال می‌شود و هرکدام که قله‌ی بزرگتری ایجاد کرد، به‌عنوان تخمینی از سرعت لحاظ می‌گردد. در نهایت الگوریتم پیشنهادی از لحاظ بار محاسباتی با روش چندکاناله ATI مقایسه شده است.

در این مقاله ما با تشریح مدل سیگنال برگشتی از هدف متحرک زمینی در سناریوی تصویربرداری نواری، یک آشکارساز GLR برون کلاتری پیشنهاد داده‌ایم که به فرم آشکارساز تخمینگر-همبسته ساز<sup>۵</sup> منجر می‌شود. روش ارائه‌شده، هم‌زمان آشکارسازی، مکان‌یابی و تخمین پارامترهای سرعت هدف در دو راستای برد و سمت را به‌دست می‌دهد. به‌منظور تخمین پارامترهای مجهول سیگنال بازگشتی هدف که لازمه عملکرد آشکارساز می‌باشد، باید در فضای چند بعدی برای پارامترهای نامعلوم جستجوی شبکه‌ای صورت پذیرد.

در [۳۵] برای تخمین پارامترهای یک سیگنال چیرپ آغشته به نویز گاوسی تبدیل چیرپلت خطی تعمیم‌یافته<sup>۶</sup> (GLCT)، پیشنهاد داده شده است. این تبدیل با استفاده از توابع پایه به‌صورت چیرپ که شیب چیرپ متفاوت دارند، ابتدا سیگنال را شیب‌زدایی می‌کند و سپس به تخمین پارامترهای آن می‌پردازد. در این مقاله بار محاسباتی از مرتبه  $O(M \cdot N^2 \log N)$  می‌باشد که M تعداد تکرارهای این‌روش است. در روش GLCT امکان تخمین مرکز داپلر (که متناظر با سرعت در راستای برد می‌باشد) و مکان سمت قابل تخمین نیست.

در سال‌های اخیر استفاده از تبدیل فوریه کسری<sup>۷</sup> (FrFT) برای تخمین پارامترهای چیرپ به وفور استفاده شده است. این تبدیل در واقع تعمیم‌یافته تبدیل فوریه می‌باشد که میان حوزه زمان و حوزه فرکانس می‌تواند حرکت کند [۳۷]. تبدیل

و [۲۳]. اگر هدفی مؤلفه سرعت راستای سمت یا شتاب راستای برد داشته باشد، تصویر آن در همین راستا دچار محوشدگی می‌شود. از این‌رو، با تمرکز خودکار تصویر به‌صورت قطعه به قطعه و سپس مقایسه میزان تیزی<sup>۱</sup> قطعه‌های متمرکز شده و تصویر اصلی، اهداف متحرک آشکار می‌شوند. روش‌های تخمین داپلر مرکزی و تمرکز خودکار مکمل یکدیگر هستند. از آنجا که روش دوم از روش اول پیچیده‌تر می‌باشد، اخیراً الگوریتم‌های بسیاری با هدف کاهش پیچیدگی پیشنهاد داده شده‌اند. می‌توان گفت فاینپ آغازگر راهی بود که در آن از تیزی تصویر به‌عنوان معیاری برای وجود یا عدم وجود هدف متحرک استفاده شد. او تصویر SAR مختلط متمرکز شده را به دو قطعه کوچک تقسیم کرد و هر کدام را با استفاده از روش میانگین‌گیری برشی<sup>۲</sup> دوباره متمرکز کرد [۱۵]. نسبت تیزی قطعه دوباره متمرکز شده به قطعه اصلی به‌عنوان یک ویژگی جهت نشان دادن هدف متحرک به کار گرفته شد.

تمرکز خودکار روشی تخمینی می‌باشد و لذا ممکن است به میزان کلاتر و نویز حساس باشد. ویهینگ و سایرین [۱۷] با استفاده از فیلترهای تمرکز با نرخ داپلر مختلف، یک پشته از تصاویر به‌وجود آورد. برای یک برد و سمت مشخص، محل قله در میان پشته‌ی تصاویر جهت مشخص کردن وجود اهداف متحرک استفاده می‌شود. این الگوریتم بار محاسباتی بالایی دارد چراکه زمان زیادی طول می‌کشد تا پشته‌ی تصاویر به‌وجود آید.

یک روش کاربردی دیگر برای آشکارسازی هدف متحرک زمینی و تخمین پارامترهای آن برای داده‌های SAR تک و چند کاناله در [۲۵] ارائه شده است. این الگوریتم تنها احتیاج به گرفتن یک FFT دارد و بعد از آن آشکارسازی انجام خواهد شد. از این‌رو بار محاسباتی کمی نیاز دارد و مناسب پایش ترافیک به‌صورت بلادرنگ است. اما عیب اساسی آن این است که مبتنی بر دانش اولیه از جاده‌ها می‌باشد. در روشی دیگر، اهداف با مؤلفه سرعت راستای سمت با استفاده از پهن سازی طیف داپلر آشکارسازی می‌گردد [۱۶ و ۱۸]. این‌روش نیز در برابر کلاتر پس‌زمینه مقاوم نیست.

در [۲۳] اهداف متحرک با استفاده از فیلترهای نامتمرکز ساز متقارن<sup>۳</sup> آشکار می‌شود. این دو فیلتر که فقط در علامت پاسخ فاز با هم تفاوت دارند، جهت تمرکز تصویر مختلط به ترتیب به کار می‌روند. هر هدف ثابت تا حدودی در دو تصویر نامتمرکز شده، محو می‌شود. چراکه آنها در تصویر اصلی به‌صورت صحیح متمرکز

<sup>4</sup> Chirp Scaling<sup>5</sup> Estimator-Correlator<sup>6</sup> General Linear Chirplet Transform<sup>7</sup> Fractional Fourier Transform<sup>1</sup> Sharpness<sup>2</sup> shear averaging<sup>3</sup> Symmetric Defocusing Filters

از آنجا که سیگنال همه آنها هم‌زمان به گیرنده رادار می‌رسد، سیگنال دریافتی از یک سلول حد تفکیک، حاصل جمع سیگنال بازگشتی از تک تک این پراکنده‌سازهای نقطه‌ای می‌باشد و چون هر کدام از دیگری مستقلند و توزیع آنها یکسان می‌باشد، می‌توان طبق قضیه حد مرکزی توزیع کلاتر بازگشتی را گوسی با میانگین صفر در نظر گرفت. نویز نیز کاملاً تصادفی با توزیع گوسی در نظر گرفته می‌شود [۷].

در این مقاله فرض بر این است که فشرده‌سازی در راستای برد بر روی داده‌ها انجام شده است. اما در راستای سمت به علت وجود اهداف متحرک، فشرده‌سازی به درستی انجام نمی‌پذیرد. سیگنال برگشتی یک برد مشخص، در راستای سمت از یک نقطه کلاتر که به منزله هدف ثابت تلقی می‌شود به شکل رابطه (۱) است [۳۲].

$$c[n] = \sqrt{CNR} \exp\left(j\pi K \left(n - \frac{M}{2}\right)^2\right) \times \exp\left(j2\pi f_c \left(n - \frac{M}{2}\right)\right), n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (1)$$

در این رابطه CNR نسبت کلاتر به نویز می‌باشد.  $K$  شیب چیرپ<sup>۵</sup>،  $M$  تعداد نمونه‌های دریافتی از هدف نقطه‌ای در راستای سمت،  $f_c$  فرکانس مرکز چیرپ و  $n$  متغیر زمان گسسته در راستای سمت می‌باشد. در صورتی که این هدف نقطه‌ای، شروع به حرکت کند سیگنال به شکل رابطه (۲) تغییر می‌کند:

$$s[n] = \sqrt{SNR} \exp\left(j\pi K_T \left(n - n_0 - \frac{M}{2}\right)^2\right) \times \exp\left(j2\pi f_D \left(n - n_0 - \frac{M}{2}\right)\right), n = n_0, \dots, n_0 + M - 1 \quad (2)$$

در اینجا در زمان  $n_0 + \frac{M}{2}$  مرکز فاز آنتن از روی هدف نقطه‌ای می‌گذرد و به واسطه سرعتی که هدف در راستای سمت دارد، شیب سیگنال چیرپ طبیعی برگشتی از هدف به  $K_T$  و به واسطه سرعت شعاعی آن، مرکز فرکانسی چیرپ هم به  $f_D$  تغییر خواهد کرد. این دو پارامتر به شکل زیر به ترتیب با مولفه‌های مماسی و شعاعی سرعت هدف در ارتباط خواهند بود [۳۳]:

مذکور برای آشکارسازی اهداف متحرک زمینی نیز مورد استفاده قرار گرفته است [۳۸]. FrFT قادر به تخمین شیب چیرپ و مرکز داپلر در سیگنال‌های آغشته به نویز می‌باشد. اما قادر به تخمین مکان سمت نیست و برای این کار باید با روش‌های دیگری تلفیق گردد [۳۹]. برای محاسبه مرکز داپلر نیز به دانستن مکان سمت هدف نیاز دارد [۴۰]. برای یافتن مقدار شیب چیرپ پارامتر  $\alpha$  باید از یک مقدار کمینه تا یک مقدار بیشینه تغییر کند. تعداد گام‌های تغییرات این پارامتر، به دقت مورد نیاز در یافتن شیب چیرپ بستگی دارد.

در این مقاله ما با نگاه کردن فضای چندبعدی سیگنال به چند فضای یک بُعدی کاملاً معادل برای تخمین پارامترهای چیرپ به روش تخمین گر بیشینه درست‌نمایی<sup>۱</sup> (MLE) استفاده کرده‌ایم و توانسته‌ایم در حالی که هم‌شیب چیرپ و هم‌مرکز داپلر و هم‌مکان سمت را تخمین زده‌ایم بار محاسباتی را تا مرتبه  $O(N^2 \log N)$  کاهش دهیم. همچنین در نسبت‌های سیگنال به نویز معادل خطای تخمین از FrFT بهتر عمل می‌کند. ساختار ادامه مقاله در بخش‌های آتی به شکل زیر است:

ابتدا در بخش ۲ مدل سیگنال بازگشتی از صحنه دارای هدف متحرک تشریح می‌شود. در بخش ۳ مسأله آشکارسازی از لحاظ تئوری آشکارسازی مطرح شده و حل آن به روش GLRT ارائه شده است. در بخش ۴ به تحلیل بار محاسباتی این آشکارساز پرداخته‌ایم. بخش ۵ به شبیه‌سازی و ارائه خروجی‌های حاصل از آن اختصاص یافته است و در بخش ۶ نتیجه‌گیری ارائه می‌گردد.

## ۲. مدل سیگنال بازگشتی

در مسأله آشکارسازی اهداف متحرک زمینی در رادارهای دهانه مصنوعی ما با سه نوع داده مواجه هستیم: ۱- داده‌های هدف متحرک، ۲- داده‌های کلاتر زمین، ۳- نویز.

سیگنال دریافتی از هدف متحرک، یک سیگنال قطعی<sup>۲</sup> با مدل معلوم ولی با پارامترهای نامعلوم می‌باشد [۲۷]. با توجه به منابع [۲۸-۳۰] تابع چگالی احتمال کلاتر هوایی از نوع ویبول<sup>۳</sup> یا ریلی<sup>۴</sup> می‌باشد. در هر صورت اگر حد تفکیک رادار در مقایسه با طول موج سیگنال ارسالی خیلی بزرگتر باشد، آنگاه هر سلول حد تفکیک شامل تعداد زیادی پراکنده‌سازهای نقطه‌ای خواهد بود و

<sup>1</sup> Maximum Likelihood Estimator

<sup>2</sup> Deterministic

<sup>3</sup> Weibull

<sup>4</sup> Rayleigh

<sup>5</sup> Chirp Rate

سیگنال است [۳۴]. خوشبختانه به دلیل اطلاعاتی که هر کاربر از سامانه راداری خود (هندسه تصویربرداری، مأموریت و نوع هدف آن) در دست دارد، می‌توان برای مقادیر ممکن این سه پارامتر یک کران بالا و یک کران پایین تعریف کرد و دامنه جستجوی شبکه‌ای را محدود کرد. برای یافتن تخمین پارامترهای نامعلوم سیگنال و به دست آوردن آماره تست آشکارساز، با یک جستجوی شبکه‌ای سه بُعدی مواجه هستیم که اگرچه بازه تغییرات پارامترهای آن محدود شده است؛ اما باز هم بار عملیاتی پردازش بسیار زیاد خواهد بود.

برای کاهش بار محاسباتی با توجه به ویژگی‌های سیگنال بازگشتی در ادامه سعی می‌نماییم با بهره‌گیری از روش نگاشت فضای سیگنال، جستجوی شبکه‌ای حجیم سه بعدی را به سه جستجوی یک بعدی کاملاً معادل تبدیل کنیم. به این منظور به سیگنال بازگشتی از یک هدف متحرک رجوع می‌کنیم و سعی می‌کنیم با انجام تغییر متغیرهای مناسب به خواسته خود برسیم. مدل سیگنال رابطه (۲) را به شکل زیر بازنویسی می‌کنیم:

$$s[n] = \sqrt{SNR} \exp(j\Phi[n]) \quad (۶)$$

$$\Phi[n] = 2\pi \left( \frac{1}{2} K_T n^2 + (f_D - K_T n_0) n + \frac{1}{2} K_T n_0^2 - f_D n_0 \right)$$

تغییر متغیرهای زیر را در فاز  $\Phi[n]$  اعمال می‌کنیم:

$$\tilde{f}_D = f_D - K_T n_0 \quad \& \quad \phi_1 = \pi (K_T n_0^2 - 2f_D n_0)$$

بدین ترتیب خواهیم داشت:

$$\Phi[n] = 2\pi \left( \frac{1}{2} K_T n^2 + \tilde{f}_D n \right) + \phi_1 \quad (۷)$$

با اعمال یک تغییر متغیر دیگر شکل سیگنال به رابطه (۸) تبدیل می‌شود:

$$s[\tilde{n}] = \sqrt{SNR} \exp(j\pi K_T \tilde{n}^2) \exp(j\phi) \quad (۸)$$

$$\phi = -\pi \frac{f_D^2}{K_T}, \quad \tilde{n} = n - n_0 + \frac{f_D}{K_T}$$

رابطه (۸) مربوط به یک سیگنال چیرپ با متغیر زمانی  $\tilde{n}$  ولی با همان شیب  $K_T$  خواهد بود. از این‌رو، تخمین شیب چیرپ در این نمایش جدید، معادل با تخمین شیب چیرپ در سیگنال رابطه (۲) خواهد بود. فاز  $\phi$  اگر چه تابعی از هر سه پارامتر تحت تخمین می‌باشد، ولی از آنجا که تابعی از  $n$  نمی‌باشد، در طول زمان جمع‌بندی پالس ثابت می‌باشد و در فرآیند بیشینه‌گیری قابل صرف‌نظر کردن است. در رابطه (۸) جهت تخمین  $K_T$  در جستجوی شبکه‌ای متغیر  $\tilde{n}$  جایگزین  $n$  شده است و محدوده تغییرات آن با توجه به بازه تغییرات  $n_0, f_D, K_T$  به نحوی انتخاب

$$K_T \approx \frac{2(v_a - v_x)^2}{\lambda h} \sin(\psi_g) \cos\left(\frac{\theta_{az}}{2}\right) \quad (۳)$$

$$f_D = \frac{2}{\lambda} (v_r \cos(\theta_{sq}) + (v_a - v_x) \sin(\theta_{sq})) \approx \frac{2v_r}{\lambda} \quad \theta_{sq} \approx 0$$

در این رابطه  $\theta_{az}$  پهناى پرتو آنتن در راستای سمت،  $v_x$  سرعت هدف در راستای سمت،  $v_r$  سرعت هدف در راستای برد،  $v_a$  سرعت سکوی پرنده و  $\theta_{sq}$  زاویه لوچی یا انحراف آنتن می‌باشد.

با افزایش  $v_r$  فرکانس مرکز داپلر چیرپ دریافتی افزایش یافته و موجب حرکت طیف هدف در حوزه فرکانس می‌شود و چنانچه این سرعت به اندازه کافی زیاد شود می‌تواند از طیف کلاتر کاملاً جدا گردد. هدف در این حالت، هدف برون کلاتری نامیده می‌شود. برای اهداف برون کلاتری که حالا طیف آن از طیف کلاتر به کلی جدا شده است، می‌توان مسأله آشکارسازی را به آشکارسازی هدف در حضور نویز بدون نیاز به در نظر گرفتن حضور کلاتر زمین در نظر گرفت. در این مقاله ما هدف را برون کلاتری فرض کرده‌ایم.

### ۳. مسأله آشکارسازی

مسأله آشکارسازی را می‌توان به شکل زیر نوشت [۲۷]:

$$\begin{cases} H_0: & x[n] = w[n] & n = 0, \dots, N-1 \\ H_1: & x[n] = s[n] + w[n] & n = 0, \dots, N-1 \end{cases} \quad (۴)$$

که در آن  $s[n]$  سیگنال برگشتی از هدف متحرک می‌باشد که مدل آن طبق رابطه (۲) از قبل مشخص است اما زمان ورود آن ( $n_0$ )، مرکز داپلر آن ( $f_D$ ) و شیب چیرپ آن ( $K_T$ ) نامعلوم است.  $N$  تعداد نمونه‌های مشاهدات دریافتی در راستای سمت است و سیگنال  $s[n]$  در خارج از بازه تعریف‌شده در رابطه (۲) دارای مقدار صفر است. از این‌رو، با مسأله آشکارسازی سیگنال قطعی با پارامترهای نامعلوم در حضور نویز سفید گوسی مواجه هستیم. به سادگی می‌توان نشان داد که آشکارساز GLR برای این مسأله به صورت تخمین‌گر همبسته‌ساز زیر خواهد بود [۲۷]:

$$T_x = \text{Re} \left\{ \sum_{n=n_0}^{M+n_0-1} x[n] s^*[n] \right\} \quad (۵)$$

$$= \max_{f_D, K_T, n_0} \text{Re} \left\{ \sum_{n=n_0}^{M+n_0-1} x[n] s^*[n] \right\} \begin{cases} > \gamma' \\ < \gamma' \end{cases} \quad H_1$$

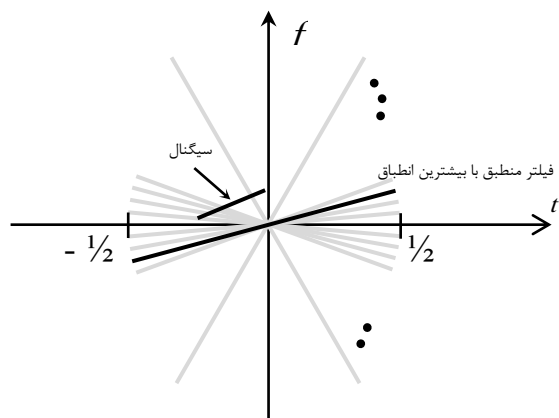
که در آن،  $s[n]$  تخمین ML سیگنال  $s[n]$  تحت فرضیه  $H_1$  خواهد بود و از جایگزینی تخمین ML پارامترهای نامعلوم آن در رابطه (۲) به دست می‌آید. عملیات بیشینه‌سازی نیازمند جستجوی شبکه‌ای روی تمامی مقادیر ممکن پارامترهای نامعلوم

منطبق می‌گردد. تنها چیزی که باعث عدم انطباق خواهد شد، تغییر شیب فیلتر منطبق است.

با تخمین مقدار  $K_T$  یک بُعد مسأله کاهش پیدا خواهد کرد. در مرحله بعد مقدار تخمینی شیب چیرپ در رابطه قرار می‌گیرد و بنابراین، می‌توان به رابطه (۷) برگشت و با داشتن  $\hat{K}_T$ ، مقدار  $\hat{f}_D$  را تخمین زد. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود، در این رابطه مقدار  $n_0$  تنها در فاز  $\phi_1$  دیده می‌شود که به علت عدم وابستگی به زمان، در فرآیند جستجو و بیشینه‌یابی اثرگذار نخواهد بود. از این‌رو مقدار تخمینی برای مرکز داپلر را نیز با جستجوی شبکه‌ای یک بعدی می‌توان به دست آورد. برای این منظور دسته فیلترهای منطبق جهت تخمین مرکز داپلر را این بار به شکل رابطه (۱۰) ساخته و به سیگنال دریافتی هدف اعمال می‌کنیم.

$$h_r[n] = \exp\{j(\pi \hat{K}_T n^2 + 2\pi \hat{f}_d(r)n)\}, \quad r=0,1,\dots,R \quad (10)$$

در این رابطه  $\hat{f}_d$  مرکز داپلر نگاشت یافته و  $r$  اندیس تغییرات آن می‌باشد. برای این پارامتر نیز بازه تغییرات از قبل تعیین و مقدار جستجو را به این بازه محدود می‌کنیم. خروجی جستجوی شبکه‌ای یک بعدی با استفاده از رابطه (۱۰)، مقدار تخمینی  $\hat{f}_d$  خواهد بود.



شکل (۱): نمایش تصویری اعمال فیلترهای منطبق با شیب‌های مختلف بر روی سیگنال دریافتی به منظور تخمین شیب چیرپ آن

با توجه به شکل (۲) بانک فیلتر منطبق استفاده شده در این حالت، پاره‌خط‌هایی هستند که شیب آنها برابر با شیب تخمینی مرحله قبل است. ولی مرکز داپلر آنها آنقدر تغییر داده می‌شود تا بیشترین انطباق با سیگنال هدف پیدا کند. در اینجا تخمین فرکانس داپلر مرکزی نگاشت یافته ( $\hat{f}_D$ ) نیز به همان روش نرخ چیرپ انجام می‌شود و بعد دوم نیز کاهش می‌یابد.

در مرحله سوم به رابطه (۵) رجوع کرده و با همان روش جستجو و با داشتن مقدار تخمینی  $K_d$  و  $\hat{f}_D$  مقدار  $n_0$  را نیز

می‌گردد که طول بازه دریافتی از کلیه اهداف مد نظر را پوشش دهد. از این‌رو سیگنال دریافتی از هدف متحرک را می‌توان وارد جستجوی شبکه‌ای تنها برحسب  $K_T$  نمود. بازه تغییرات این پارامتر از بیشینه و کمینه سرعت هدف (برآیند سرعت شعاعی و مماسی) محاسبه خواهد شد. برای این منظور، فیلتر منطقی را بر اساس مقادیر مختلف  $K_T$  در بازه زمانی توسعه یافته ساخته و به سیگنال دریافتی اعمال می‌کنیم. هر کدام از مقادیر  $K_T$  که بیشینه بزرگتری تولید کند به‌عنوان مقدار تخمین شیب چیرپ در نظر گرفته می‌شود. فیلترهای منطبق به شکل رابطه (۹) ساخته می‌شوند:

$$h_l[\tilde{n}] = \exp(-j\pi K_T(l)\tilde{n}^2) \quad l=0,1,\dots,L \quad (9)$$

با تغییر متغیر  $l$  روی  $L$  مقدار ممکن شیب  $K_T$  در یک جستجوی شبکه‌ای یک بعدی، هر بار عملیات فیلتر منطبق مرحله  $l$  ام روی سیگنال دریافتی اجرا و مقدار خروجی ثبت می‌گردد. با فرض اینکه در  $l=l_0$  خروجی بلندترین قله را تولید کرده، آنگاه  $\hat{K}_T = K_T(l_0)$  است. می‌توان در شکل (۱) این قسمت از کار را به صورت تصویری مشاهده کرد. این شکل فضای سیگنال را در حالت دو بعدی نشان می‌دهد. در این شکل فضای زمان-فرکانس<sup>۱</sup> برای نشان دادن تغییرات خطی فرکانس چیرپ با زمان، انتخاب شده است. بُعد اول فضا، زمان، بُعد دوم، فرکانس و بُعد سوم شیب تغییرات فرکانس بر حسب زمان می‌باشد که به ترتیب متناظر با مکان هدف، فرکانس مرکزی چیرپ و شیب چیرپ است.

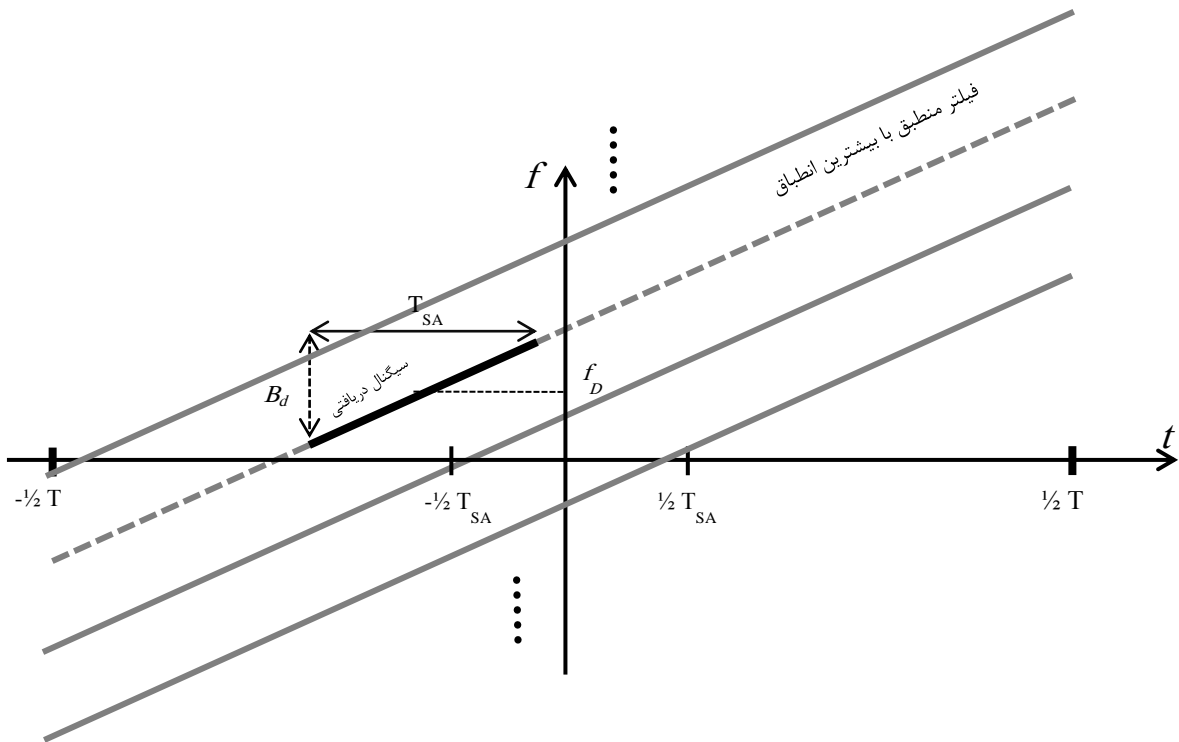
خطوط خاکستری رنگ در واقع نمایش حوزه زمان-فرکانس فیلترهای منطبق رابطه (۹) می‌باشند. همان‌گونه که قابل مشاهده است، با تغییر مقدار  $K_T$  در بازه مجاز، این فیلترها در حوزه زمان-فرکانس حول مرکز مختصات می‌چرخند. از میان این فیلترهای خاکستری فیلتری که به رنگ سیاه نشان داده شده است، بیشینه انطباق را با سیگنال دارد (یعنی هم‌شیب با سیگنال هدف می‌باشد) و شیب آن به‌عنوان تخمین شیب چیرپ در نظر گرفته می‌شود. در شکل (۱)، سیگنال چیرپ مربوط به سیگنال بازگشتی هدف طبق رابطه (۲) به شکل یک پاره‌خط مدل شده است. بازه تغییرات زمان، بسیار بیشتر از یک زمان دهانه مصنوعی (TSA) انتخاب می‌شود تا بدون داشتن اطلاعات از مقدار فرکانس مرکزی و مکان هدف، به تخمین  $K_T$  بپردازیم. در واقع این بازه از لحاظ فرکانسی به اندازه تمام مقادیر ممکن در شیف فرکانسی داپلر هدف گسترش می‌یابد و سیگنال هدف در هر بازه زمانی و فرکانسی قرار گرفته باشد، بر قسمتی از این فیلتر،

<sup>۱</sup> Time – Frequency Space

قبل، طبق تغییر متغیر استفاده شده، تخمین  $f_d$  نیز به دست می‌آید.

بدین ترتیب سه پارامتر تحت تخمین کامل خواهند شد و با داشتن آماره تست، فرآیند آشکارسازی با آزمون GLR قابل اجراست. لازم به ذکر است که در اینجا طول بازه تغییرات زمان سمت در هر یک از فیلترها محدود به طول بازه سیگنال هدف (M) شده است.

تخمین خواهیم زد. هر یک از فیلترهای این بانک در امتداد خط نقطه چین به دست آمده در شکل (۲) (فیلتر با بیشترین انطباق) تعریف می‌شوند. به عبارتی دیگر، این فیلترها، بازه‌هایی به طول M از این خط با گام جابجایی به اندازه‌ی دقت مورد انتظار برای تخمین  $n_0$  خواهند بود. با لغزش آن‌ها بر روی این خط، نهایتاً یکی از آن‌ها به‌طور کامل بر روی سیگنال دریافتی منطبق خواهد شد. با به‌دست آمدن تخمین  $n_0$  و داشتن تخمین  $\hat{f}_D$  از مرحله

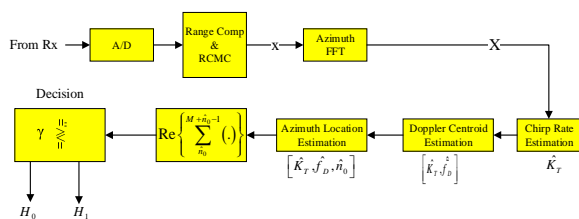


شکل (۲): اعمال فیلترهای منطبق با فرکانس مرکزی متفاوت و شیب تخمینی  $\hat{K}_T$  به منظور تخمین فرکانس مرکزی سیگنال دریافتی

( $\hat{K}_T$ ) می‌باشد. همان مشاهدات را به همراه مقدار تخمینی شیب چیرپ وارد بلوک تخمین مرکز داپلر می‌کنیم. این بلوک مرکز داپلر ( $\hat{f}_D$ ) را تخمین می‌زند و خروجی خود را به همراه مشاهدات و خروجی دو بلوک قبل به بلوک تخمین مکان سمت وارد می‌کند. در نهایت با تخمین مکان سمت، آماره تست تشکیل می‌شود و به بلوک آشکارسازی جهت مقایسه با آستانه می‌رود.

در آزمون GLR، آماره تست به‌دست‌آمده با آستانه متناظر مقایسه شده و در صورت بزرگتر بودن وجود هدف تشخیص داده می‌شود. می‌توان گفت در مرحله تخمین  $n_0$ ، آماره تست همان خروجی بیشینه می‌باشد که با استفاده از آن مکان سمت هدف تخمین زده می‌شود.

شکل (۳) نمودار بلوکی آشکارساز پیشنهادی را نشان می‌دهد. در این نمودار، ابتدا سیگنال دریافتی از خروجی گیرنده به حوزه گسسته می‌رود و دو کانال متعامد تشکیل می‌شود. سپس این دو کانال به‌صورت مختلط در می‌آید و تا پایان، تمام پردازش‌ها، به‌صورت مختلط انجام خواهد شد. مشاهدات x را از پس از مختلط شدن و انجام فشرده‌سازی در راستای برد، به حوزه فرکانس سمت می‌بریم و در اولین مرحله وارد بلوک تخمین شیب چیرپ می‌کنیم. خروجی این بلوک تخمین شیب چیرپ



شکل (۳): نمودار بلوکی آشکارساز پیشنهادی

باشد. در این صورت تعداد عملیات را برای هر کدام جداگانه محاسبه می‌کنیم و در نهایت با هم جمع می‌کنیم:

$$P_x = C.L_{FFT} + C.L_{IFFT} + C.L_{add} + C.L_{mul} \quad (12)$$

$$= 5N (\log(N) + \log(N) + 4 + 2) \approx 10N \log(N)$$

تعداد عملیات لازم برای تخمین شیب چیرپ، برابر با  $P = L \times P_x$  خواهد بود که  $L$  تعداد فیلترهای منطبق یا گام‌های تخمین می‌باشد. البته از عملیات لازم برای محاسبه بیشینه این  $y_i$  ها و همچنین محاسبه قدر مطلق صرف نظر شده است.

#### ۴-۲- بار محاسباتی تخمین مرکز داپلر

عملیات لازم در تخمین مرکز چیرپ دقیقاً شبیه تخمین شیب چیرپ می‌باشد. اگر تعداد گام‌های تخمین را برابر با  $R$  در نظر بگیریم، تعداد عملیات لازم جهت تخمین مرکز داپلر به شکل زیر است:

$$Q = R \times 5N (\log(N) + \log(N) + 4 + 2) \approx R \times 10N \log(N) \quad (13)$$

#### ۴-۳- بار محاسباتی تخمین مکان سمت

نمودار بلوکی عملیات تخمین مکان سمت شبیه به شکل (۴) می‌باشد. عملیات لازم در تخمین  $n_0$  یا مکان سمت تنها به یک M-FFT، یک ضرب مختلط و یک M-IFFT محدود می‌شود. تعداد عملیات لازم جهت تخمین  $n_0$  یا مکان سمت به شکل زیر است:

$$V = 5M (\log(M) + \log(M) + 4 + 2) \approx 10M \log(M) \quad (14)$$

#### ۴-۴- مقایسه بار محاسباتی

در حالتی که جستجوی سه بعدی انجام شود لازم است، به ازای تمامی مقادیر ممکن  $n_0$ ،  $f_D$  و  $K_T$ ، مقدار تابع درست‌نمایی محاسبه شود و بیشینه آن را به‌عنوان جواب در نظر بگیریم. بیشینه شدن تابع درست‌نمایی معادل با بیشینه شدن مقدار آماره تست رابطه (۵) می‌باشد. بنابراین، به ازای هر گام از مقادیر ممکن پارامترها، یک بار باید آماره تست این رابطه محاسبه شود و بیشینه ماتریس سه بعدی حاصل از این جستجوی شبکه‌ای سه بعدی، به‌عنوان آماره تست و پارامترهای آن به‌عنوان تخمین پارامتر لحاظ شود. با این توضیحات می‌توان تعداد عملیات لازم جهت محاسبه آماره تست را به شکل رابطه (۱۵) به‌دست آورد.

$$C.L_{(3D)} = \quad (15)$$

$$L \times R \times M (2 \times 5N \log(N) + 6N) \approx L \times R \times 10N^2 \log(N)$$

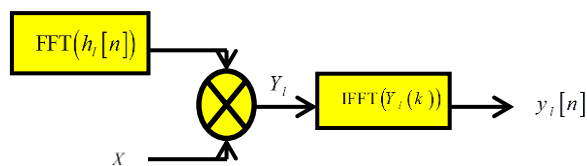
این محاسبات از مرتبه  $O(N^4 \log N)$  می‌باشد که محاسبه بسیار سنگینی می‌باشد.

#### ۴. تحلیل بار محاسباتی

بار محاسباتی در حالتی که جستجوی شبکه‌ای سه‌بعدی با استفاده از روش پیشنهادی به سه جستجوی شبکه‌ای یک بعدی معادل تبدیل می‌شود کاهش خواهد یافت. در این بخش، تحلیلی از بار محاسباتی آشکارساز ارائه خواهد شد. بار محاسباتی هر تخمین‌گر به‌طور مستقیم به تعداد گام‌های جستجو وابستگی دارد. در واقع با انتخاب تعداد این گام‌ها دقت مورد نظر در تخمین انتخاب می‌شود. در ادامه به تحلیل بار محاسباتی هر مرحله از تخمین می‌پردازیم.

#### ۴-۱- بار محاسباتی تخمین شیب چیرپ

در تخمین شیب چیرپ سه عملیات انجام می‌شود که منجر به تولید خروجی  $y_i$  خواهد شد. در شکل (۴) نمودار بلوکی آن قابل مشاهده است. این بلوک یکی از  $L$  مسیر موازی است که برای تخمین شیب چیرپ در شکل (۳) مورد نیاز است.



شکل (۴): نمودار بلوکی یک مرحله اعمال فیلتر منطبق در فرآیند تخمین شیب چیرپ

در این بلوک، یک مجموعه عملیات انجام می‌شود. درایه  $y_i$  خروجی فیلتر منطبق  $l$  ام می‌باشد که در حوزه زمان از رابطه (۱۱) به‌دست می‌آید و همان‌گونه که در شکل (۴) آمده است می‌توان آن را در حوزه فرکانس پیاده‌سازی نمود. فیلتر  $h_l$  هم از رابطه (۹) تبعیت می‌کند.

$$y_l = \max |x * h_l| = \max \left| \sum_{m=0}^{N-1} x[m] h_l[n-m] \right| \quad (11)$$

در این بلوک یک FFT و یک IFFT و یک ضرب مختلط انجام می‌شود که هر کدام  $N$  نقطه‌ای می‌باشند و  $N$  تعداد نمونه‌های به‌دست آمده در طول بازه زمانی  $T$  می‌باشد و  $T$  چندین برابر  $T_{sa}$  انتخاب می‌شود. با توجه به مرجع [۳۱] بار محاسباتی عمل 5N-FFT، از مرتبه  $5N \cdot \log(N)$  می‌باشد و برای IFFT نیز این موضوع صادق است. هر ضرب مختلط شامل ۴ ضرب حقیقی و ۲ جمع حقیقی می‌باشد. فرض می‌کنیم که یک جمع حقیقی و یا یک ضرب حقیقی با یک دوره کلاک پردازش‌گر انجام می‌شود. فرض کنید تعداد کل عملیات لازم در این بلوک  $P_x$

در جدول (۱) مقایسه بار محاسباتی روش پیشنهادی با روش‌های GLCT، FrFT و جستجوی سه‌بعدی آمده است. لازم به ذکر است که کاهش بار محاسباتی به دلیل استفاده از اطلاعات پیشین ما در تعامد فضاهاست جستجوی سه بعدی مطرح در این مساله است، که این جستجوی سه‌بعدی را به سه جستجوی یک بعدی کاملاً معادل تبدیل می‌نماید. در مورد مسأله انتشار خطا، اگر چه وجود خطا در تخمین یک پارامتر در کیفیت تخمین پارامترهای بعدی اثرات سوء خواهد داشت، اما این خطا عمدتاً بستگی به گام‌های جستجو دارد و این موضوع برای هر دو روش جستجوی سه‌بعدی و روش ارائه‌شده مبتنی بر سه جستجوی یک بعدی معادل وجود دارد. جهت مقابله با این موضوع باید تا حد ممکن که پردازشگر اجازه می‌دهد تعداد گام‌های جستجو را زیاد کنیم تا احتمال خطای تخمین به حداقل ممکن برسد، که این مساله می‌تواند مزیتی برای روش ارائه شده باشد که با بار محاسباتی یکسان بتواند گام‌های جستجو را افزایش و خطا را کاهش دهد.

جدول (۱): مقایسه بار محاسباتی روش‌ها

| نام روش        | بار محاسباتی                                    |
|----------------|---|
| GLCT           | $5M \cdot N^2 \log(N)$                          |
| FrFT           | $40MN \log(4) + 120MN \log(12) + 160MN \log(N)$ |
| جستجوی سه بعدی | $5N^4 \log N$                                   |
| روش پیشنهادی   | $5N^2 \log N$                                   |

## ۵. شبیه‌سازی

جهت شبیه‌سازی از یک سناریوی فرضی بر اساس جدول (۲) استفاده شده است. مطابق با شکل (۶)، روندی که برای شبیه‌سازی در نظر گرفته‌ایم به این ترتیب است که ابتدا ورودی‌ها تولید خواهند شد. این ورودی‌ها شامل سیگنال برگشتی مدل‌سازی شده از هدف، سیگنال برگشتی مدل‌سازی شده از کلاتر و همچنین نمونه‌های نویز سفید گاوسی می‌باشند. پس از مدل‌سازی سیگنال هدف آن را با نویز و کلاتر جمع کرده و در اینجا سیگنال  $x$  ورودی به بلوک اول به‌دست خواهد آمد. سپس این سیگنال را به حوزه فرکانس می‌بریم و بردار  $X$  به‌دست می‌آید. با توجه به این‌که هدف برون کلاتری می‌باشد، جهت حذف کلاتر می‌توان از فیلتر انتخاب سلول فرکانسی FFT استفاده کرد و برای غلبه بر گلبرگ فرعی حاصل از عمل FFT می‌توان

در حالت جستجوی یک بعدی پیشنهادی در این مقاله، بار محاسباتی از مجموع بارهای به‌دست آمده از روابط (۱۴-۱۲) به‌دست می‌آید که قابل بیان به‌صورت رابطه زیر است:

$$C.L_{(1D)} = P + Q + V = (L + R)(10N \log(N) + 6N) + (10M \log(M) + 6M) \quad (16)$$

می‌توان از بار محاسباتی تخمین مکان سمت در برابر دو پارامتر دیگر صرف نظر کرد. در این حالت در مقایسه با رابطه (۱۵) به‌طور چشم‌گیری تعداد عملیات کاهش پیدا کرده است.

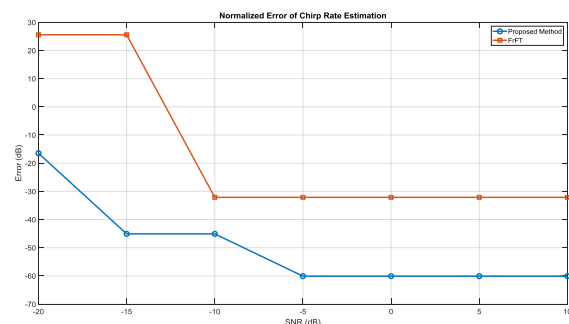
اگر تعداد گام‌های جستجو در دو پارامتر اولیه را مساوی  $N$  قرار دهیم ( $L=R=N$ )، بار محاسباتی برای روش پیشنهادی از مرتبه  $O(5N^2 \log N)$  می‌باشد.

در مقام مقایسه، تعداد محاسبات روش FrFT در تخمین شیب چیرپ یک سیگنال  $N$  نقطه‌ای برای هر گام  $\alpha$  شامل مراحل زیر خواهد بود:

- ۱- یک درون‌یابی تابع سینک که خود شامل یک 4N-FFT ضرب مختلط و یک 4N-IFFT می‌باشد.
  - ۲- یک ضرب چیرپ مختلط 4N نقطه‌ای
  - ۳- یک عمل 12N-FFT و متعاقب آن 12N-IFFT
  - ۴- یک عمل ضرب مختلط 4N نقطه‌ای
- برای تخمین شیب چیرپ  $M$  بار این مراحل تکرار خواهد شد. در مجموع با صرف نظر از ضرب‌های مختلط، تعداد محاسبات به مقدار رابطه (۱۷) خواهد بود:

$$C.L_{(FrFT)} = 2 \times 5 \times 4MN \log(4N) + 2 \times 10 \times 12MN \log(12N) = 40MN \log(4) + 120MN \log(12) + 160MN \log(N) \quad (17)$$

با وجود این‌که بار محاسباتی نسبت به روش پیشنهادی ما بیشتر می‌باشد اما کیفیت تخمین این پارامتر کاهش یافته است. در شکل (۵) منحنی کیفیت تخمین شیب چیرپ در سناریوی شبیه‌سازی جدول (۲) آمده است.



شکل (۵): منحنی مقایسه خطای نرمالیزه تخمین شیب چیرپ



جدول (۲): پارامترهای سامانه‌ی استفاده شده در شبیه‌سازی‌ها  
جدول ۱. کمیت‌های استفاده شده در شبیه‌سازی

| یکا | مقدار | نماد          | پارامتر                 |
|-----|-------|---------------|-------------------------|
| m/s | ۱۰۰   | $v_a$         | سرعت سکو                |
| km  | ۴     | $h$           | ارتفاع پرواز            |
| °   | ۲     | $\theta_{az}$ | پهنای پرتو سمت          |
| GHz | ۹     | $f_0$         | فرکانس حامل             |
| °   | ۴۵    | $\psi_g$      | زاویه خراش              |
| °   | صفر   | $\theta_{sq}$ | زاویه لوجی              |
| dB  | ۲     | CNR           | نسبت کلاتر به نویز      |
| Hz  | ۴۷۷۳  | PRF           | فرکانس تکرار پالس       |
| sec | ۱/۹۷  | $T_{sa}$      | زمان دهانه مصنوعی       |
| sec | ۴۰/۵  | $T$           | زمان جمع‌بندی           |
| m   | ۱۰    | $\rho$        | حد تفکیک در هر دو راستا |
| m/s | ۶     | $v_x$         | سرعت سمت هدف            |
| m/s | ۷     | $v_r$         | سرعت برد هدف            |
| -   | ۰/۴Na | $n_0$         | مکان هدف در راستای سمت  |

سیگنال را در پنجره‌های معمول نظیر تیلور<sup>۱</sup> ضرب کرد. لازم به ذکر است هر چه سرعت سکوی حامل رادار بیشتر باشد جابه‌جایی مرکز داپلر بیشتر خواهد بود که هدف برای جدایی از طیف کلاتر باید سرعت بیشتری داشته باشد. همچنین هر چه پهنای پرتو آنتن بیشتر باشد پهنای طیف کلاتر بیشتر می‌شود و این مورد نیز باعث می‌شود طیف هدف جهت جدایی از طیف کلاتر از داپلر صفر بیشتر فاصله بگیرد. لذا مقدار کمینه سرعت قابل آشکارسازی ( $MDV^2$ ) افزایش پیدا می‌کند [۲۵] و هدف‌های کند در طیف کلاتر بیشتر فرو می‌روند. طبق پارامترهای سناریوی شبیه‌سازی PRF خیلی بیشتر از پهنای طیف هدف در نظر گرفته شده است تا بتواند از ابهام در داپلر جلوگیری کند. بر اساس پارامترهای جدول (۲)، در این مقاله مقدار  $MDV$  حدوداً ۴ متر بر ثانیه می‌باشد.

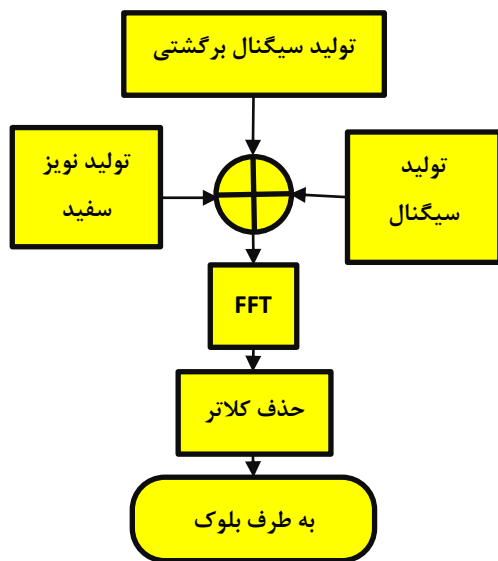
### ۵-۱- عملکرد تخمین گرهای بیشینه درست‌نمایی

#### ۵-۱-۱- تخمین شیب چیرپ

اولین پارامتر تخمینی شیب چیرپ است که می‌تواند مجزا از فرکانس مرکزی و مکان سمت هدف تخمین زده شود. برای این کار ما بانک فیلتر منطبق بر اساس رابطه (۹) با مقادیر متفاوت نرخ چیرپ  $K_T(l)$  طبق رابطه زیر ایجاد کرده و بر اساس شکل (۴) و رابطه (۱۱) برای تخمین نرخ چیرپ اقدام می‌کنیم.

$$K_T(l) = l \frac{\Delta K}{L}, \quad l = -\frac{L}{2}, \dots, \frac{L}{2} - 1, \quad \Delta K = K_{\max} - K_{\min} = 2K_{\max} \quad (18)$$

$K_{\min}$  و  $K_{\max}$  به ترتیب بیشترین و کمترین شیب چیرپ ممکن را نشان می‌دهند. اگر هدفی با سرعت بیشینه  $v_{\max}$  بتواند در راستای سمت حرکت کند در صورتی که هم‌راستا با جهت حرکت سکو حرکت کند، منجر به کاهش شیب چیرپ و در صورتی که خلاف جهت حرکت کند منجر به افزایش شیب چیرپ می‌شود و به ترتیب باعث به وجود آمدن  $K_{\min}$  و  $K_{\max}$  خواهد شد. هر چه تعداد گام‌های جستجوی  $L$  بیشتر انتخاب شود، بار محاسباتی افزایش و دقت تخمین بهبود خواهد یافت. از آنجا که بین سرعت سمت هدف و شیب چیرپ نسبت توان دوم وجود دارد، بنابراین، حساسیت این پارامتر در مقادیر مختلف شیب چیرپ، متفاوت است. در واقع دقت سرعت‌سنجی به مقدار فعلی شیب چیرپ بستگی دارد.



شکل (۶): نمودار بلوکی تولید سیگنال ورودی بلوک تخمین

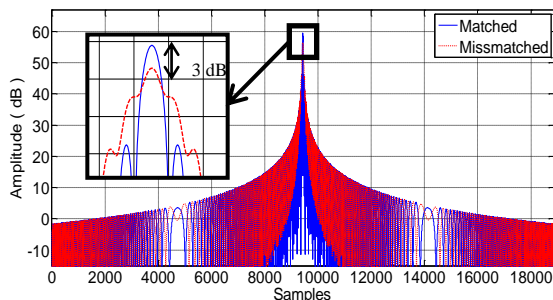
شکل (۷)، نمایان‌گر مقدار تخمین  $v_x$  در بازه (۳۰، -۳۰) متر بر ثانیه به‌ازای نسبت سیگنال به نویز ۱۸ dB می‌باشد. در شکل (۸)، مقدار RMS خطای تخمین شیب چیرپ به‌ازای مقدار شیب ۹۳/۷ Hz/s (معادل با سرعت مماسی  $v_x = 6$  m/s) رسم شده است.

بر طبق رابطه ۱۹ داریم:

$$E_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |\hat{A} - A|^2} \quad (19)$$

<sup>1</sup> Taylor Window

<sup>2</sup> Minimum Detectable Velocity

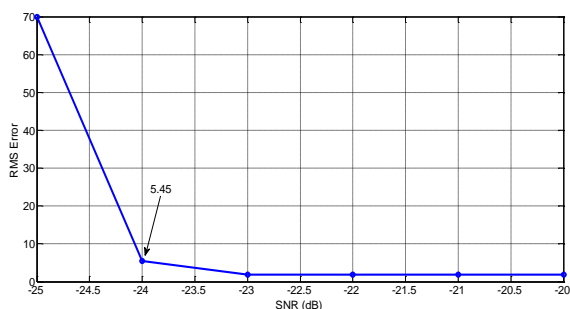


شکل (۹): مقایسه خروجی فیلتر منطبق و نامنطبق با ۰/۰۱ خطای تخمین شیب چیرپ نسبت به مقدار واقعی

### ۵-۱-۲- تخمین فرکانس مرکزی چیرپ

در تخمین این پارامتر نیز ابتدا فیلتر منطبق را بر اساس فرکانس‌های مرکزی مختلف طبق رابطه (۱۰) ساخته و درست شبیه قسمت قبل به مشاهدات اعمال می‌کنیم. در شکل (۱۰) می‌توان نمودار RMS خطای تخمین فرکانس مرکزی را در نسبت‌های سیگنال به نویز مختلف مشاهده کرد. در این نمودار مقدار نسبت سیگنال به نویز لازم جهت داشتن خطای تخمین کمتر از ۱ درصد بیش از ۲۴ dB خواهد بود. این مقدار بهبود نسبت به تخمین گر شیب چیرپ به دلیل این است که تخمین گر فرکانس مرکزی از اطلاعات اولیه شیب چیرپ تخمین زده شده در مرحله قبل استفاده می‌برد.

برای نمودار شکل (۱۱) مقدار خطای تخمین ۱٪ مقدار بیشینه مجاز فرکانس مرکزی می‌باشد. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود، خروجی فیلتر نامنطبق، افت چندانی نداشته است. ولی جابه‌جایی در محل قله به وجود آمده است که باعث خطای مکان‌یابی به اندازه ۱۹ متر خواهد شد. با احتساب حد تفکیک ۱۰ متر در راستای سمت، این مقدار برابر با دو سلول حد تفکیک می‌باشد.

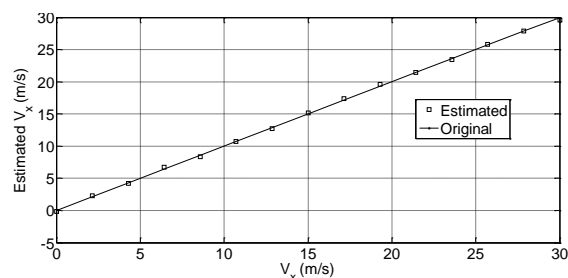


شکل (۱۰): نمودار RMS خطای تخمین  $f_D$  در SNR مختلف. مقدار واقعی فرکانس مرکزی ۴۲۰ هرتز (معادل با  $v_r = 7$  متر بر ثانیه) می‌باشد.

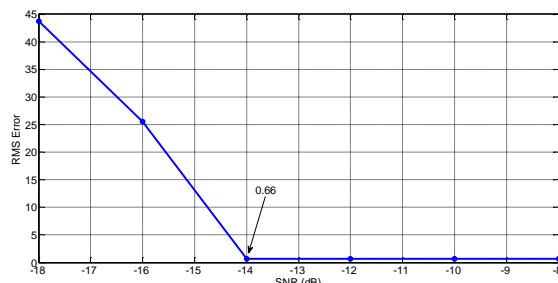
که در آن، A پارامتر تحت تخمین و  $\hat{A}$  مقدار تخمینی است. روند کار برای پارامتر شیب چیرپ توضیح داده می‌شود. برای دو پارامتر مرکز داپلر و مکان سمت نیز به همین منوال خواهد بود.

ابتدا  $K_x$  به تعداد تکرار زیاد (اینجا ۱۰۰ بار) در حضور نویز تصادفی (که در هر تکرار تغییر می‌کند اما آمارگان آن بر اساس سناریوی شبیه‌سازی در SNR های مختلف انتخاب می‌شود) تخمین زده می‌شود. سپس براساس رابطه بالا مقدار خطای RMS آن محاسبه می‌گردد. سپس بر اساس رابطه بالا مقدار خطای RMS بر حسب dB رسم می‌گردد.

برای این‌که خطای تخمین شیب چیرپ کمتر از ۱ درصد مقدار واقعی باشد، نیاز به نسبت سیگنال به نویز بیش از ۱۴ dB می‌باشد. این مقدار ۱ درصد به این خاطر انتخاب گردیده که حداکثر افت فیلتر منطبق برای تخمین شیب چیرپ با احتساب این ۱ درصد خطا، کمتر از ۳ dB خواهد بود. در شکل (۹) خروجی فیلتر منطبق هنگامی که تخمین کاملاً درست است و هنگامی که مقدار تخمین به اندازه ۰/۰۱ برابر مقدار واقعی شیب چیرپ خطا دارد، بررسی شده است. این عدم انطباق فیلتر منطبق که به علت خطای تخمین شیب چیرپ به وجود آمده است، باعث شده خروجی علاوه بر این که ۳ dB افت داشته باشد، میزان PSLR<sup>۱</sup> نیز کاهش پیدا کند.



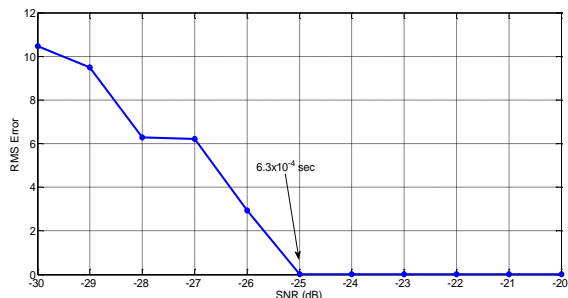
شکل (۷): تخمین سرعت مماسی ( $v_x$ ) در بازه (۳۰، ۳۰-) متر بر ثانیه در  $SNR = -14$  dB. خط صاف، مقدار واقعی و نقطه‌ها مقدار تخمینی



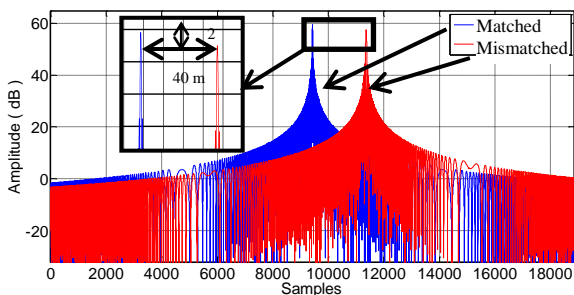
شکل (۸): مقدار RMS خطای تخمین شیب چیرپ در نسبت‌های سیگنال به نویز مختلف. در این نمودار مقدار واقعی شیب چیرپ Hz/s ۹۳/۷ (معادل با  $v_x = 6$  m/s) می‌باشد.

<sup>۱</sup> Peak to Side-Lobe Ratio

افت عملکرد، هدف متحرک با ۴۰ m فاصله تا مکان حقیقی آن در راستای سمت، مکان‌دهی خواهد شد. اگر مقدار حد تفکیک در سمت را ۱۰ m در نظر بگیریم به تعداد ۴ سلول حد تفکیک در سمت جابه‌جا خواهد شد.



شکل (۱۲): نمودار RMS خطای تخمین مکان سمت (n<sub>0</sub>) بر حسب نسبت سیگنال به نویز



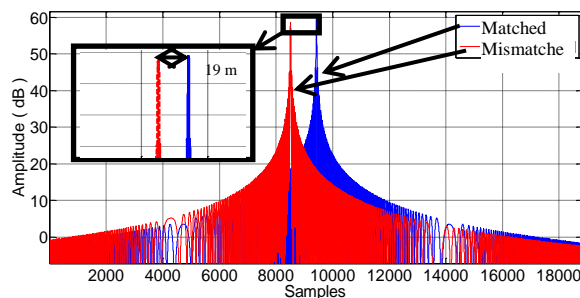
شکل (۱۳): مقایسه خروجی فیلتر منطبق و نامنطبق با ۰/۰۱ خطای تخمین مکان سمت هدف

### ۵-۲- عملکرد آشکارساز

پس از تخمین پارامترهای سه‌گانه، آشکارسازی انجام می‌شود. لازم به ذکر است، خروجی آشکارساز در صورت تخمین درست پارامترها تا نسبت‌های سیگنال به نویز ۳۰ dB- نیز قدرت آشکارسازی دارد، اما متأسفانه در این نسبت‌ها، تخمین پارامترها دیگر (به‌ویژه تخمین شیب چیرپ) معتبر نخواهند بود. با توجه به اینکه تخمین‌گرها به‌صورت پشت سر هم قرار می‌گیرند و هر کدام از نتیجه تخمین مرحله قبل از خود استفاده می‌کند، بنابراین، بر اساس قانون ضرب احتمال، برای محاسبه احتمال تخمین صحیح هر سه پارامتر نامعلوم سیگنال هدف، باید احتمال تخمین درست هر سه پارامتر را در نسبت‌های سیگنال به نویز متناظر، در هم ضرب کنیم.

برای رسم نمودارهای شکل‌های (۱۴ و ۱۵) از روش Monte-Carlo استفاده شده است که در مرجع [۲۷] جزئیات آن عنوان گردیده است.

شکل (۱۴) با فرض اینکه پارامترهای سیگنال نامعلوم هستند و ما مقدار آن‌ها را با تخمین ML جایگزین کرده‌ایم رسم شده



شکل (۱۱): مقایسه خروجی فیلتر منطبق و نامنطبق با ۰/۰۱ خطای تخمین فرکانس مرکزی چیرپ

### ۵-۱-۳- تخمین مکان سمت هدف

تخمین ML پارامتر مکان سمت هدف، نیز درست شبیه به دو پارامتر قبل، محاسبه خواهد شد. در واقع می‌توان گفت با به‌دست آمدن تخمین مقادیر شیب و فرکانس مرکزی چیرپ، با یک مسأله تخمین زمان ورود مجهول<sup>۱</sup> مواجه خواهیم شد. بنابراین، می‌توان با ساختن فیلترهای منطبق لغزنده در حوزه زمان به تخمین این زمان مجهول پرداخت. چون در حوزه زمان می‌خواهیم یک فیلتر منطبق را بلغزانیم در واقع یک همبستگی لغزشی<sup>۲</sup> ایجاد می‌شود. می‌توان این عمل را با یک کانولوشن<sup>۳</sup> ساده پیاده‌سازی کرد. ما این کار را به شکل زیر انجام دادیم:

$$\hat{n}_0 = \arg \max_{n_0} (x * h_s) = \quad (20)$$

$$\arg \max_{n_0} \left( \sum_{m=n_0}^{n_0+M-1} x[m] h_s[n-m] \right)$$

در شکل (۱۲) نمودار RMS خطای تخمین مکان سمت بر حسب نسبت‌های سیگنال به نویز مختلف نمایش داده شده است. همان‌گونه که قبلاً نیز گفته شد، کیفیت تخمین این پارامتر به‌علت وجود اطلاعات کافی از شیب چیرپ و فرکانس مرکز آن، بهتر از دو پارامتر قبلی تخمین زده شده است. برای داشتن خطای تخمین کمتر از ۱ درصد مقدار واقعی نسبت سیگنال به نویز ۲۵ dB- کفایت می‌کند.

برای خطای تخمین مکان سمت هم مانند دو پارامتر قبل، خروجی فیلتر منطبق و نامنطبق را با خطای ۰/۰۱ برابر کل زمان جمع‌بندی (T) در نمودار شکل (۱۳) نشان داده‌ایم. با دقت در این شکل ملاحظه می‌شود که خطای مذکور هم باعث افت ۲ dB در قله و هم باعث جابه‌جایی آن معادل ۴۰ m شده است. به عبارت دیگر اگر این مقدار خطا در تخمین به‌وجود آید، علاوه بر

<sup>1</sup> Unknown Arrival Time

<sup>2</sup> Running Correlator

<sup>3</sup> Convolution

## ۶. نتیجه گیری

در این مقاله طرحی از یک آشکارساز اهداف متحرک زمینی در رادار دهانه مصنوعی مبتنی بر آزمون نسبت درست‌نمایی تعمیم‌یافته پیشنهاد شده است که علاوه بر آشکارسازی هدف متحرک، توانایی تخمین سرعت در راستای سمت، تخمین سرعت در راستای برد و همچنین مکان‌یابی هدف در سمت را دارا می‌باشد. این آشکارساز با استفاده از خواص بانک فیلتر منطبق، می‌تواند در نسبت‌های سیگنال به نویز بسیار کم، با احتمال آشکارسازی مطلوب به آشکارسازی اهداف متحرک بپردازد.

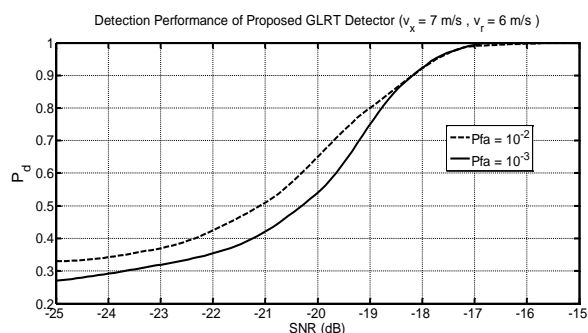
آشکارساز پیشنهادی برای تخمین پارامترهای نامعلوم سیگنال دریافتی از معیار بیشینه درست‌نمایی استفاده می‌کند. این تخمین‌ها به روش عددی و با استفاده از جستجوی شبکه‌ای انجام می‌شود. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که عملکرد این آشکارساز در نسبت‌های سیگنال به نویز بالاتر از  $-18$  dB با احتمال آشکارسازی بیش از  $0.9$  دچار مشکل نخواهد شد که برای بسیاری از کاربردهای عملی مناسب است. با تدبیری که اندیشیده شده است، توانسته‌ایم به‌طور چشم‌گیری بار محاسباتی جستجوی شبکه‌ای را کاهش دهیم و امکان استفاده از این آشکارساز را برای کاربردهای بی‌درنگ، افزایش دهیم. در واقع، با استفاده از نگاشت فضای سیگنال و نشان دادن این نکته که تخمین بعضی از پارامترها بدون استفاده از اطلاعات پارامترهای دیگر با پذیرفتن اندکی تلفات امکان‌پذیر است، توانسته‌ایم جستجوی سه‌بعدی را به سه جستجوی یک‌بعدی تبدیل کنیم و این به نوبه خود به شدت بار محاسباتی را کاهش داده و به ما امکان پیاده‌سازی آن را در عمل خواهد داد.

## ۷. مراجع

- [1] S. Hinz, F. Meyer, M. Eineder, and R. Bamler, "Traffic monitoring with spaceborne SAR—Theory, simulations, and experiments," *Comput. Vis. Image Understand.*, vol. 106, no. 2/3, pp. 231–244, May/Jun. 2007.
- [2] S. K. Wong, "High range resolution profiles as motion-invariant features for moving ground targets identification in SAR-based automatic target recognition," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 45, no. 3, pp. 1017–1039, Jul. 2009.
- [3] S. Bruschi et al., "Ship surveillance with TerraSAR-X," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 49, no. 3, pp. 1092–1103, Mar. 2011.
- [4] F. Bovolo, C. Marin, and L. Bruzzone, "A hierarchical approach to change detection in very high resolution SAR images for surveillance applications," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 51, no. 4, pp. 2042–2054, Apr. 2013.
- [5] S. M. Zabihi Maddah and S. A. Seyedein, "Estimation of Ground Moving Target Parameters in Squint Single-Antenna Synthetic Aperture Radar," *Journal of Radar*, vol. 4, no. 4, pp. 49–63, 2017. (In Persian)
- [6] J. J. Sharma, C. H. Gierull, and M. J. Collins, "Compensating the effects of target acceleration in

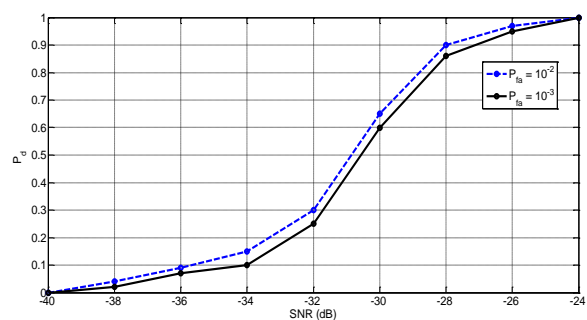
است که همان مفهوم آشکارسازی با آزمون GLRT را می‌رساند. این شکل با دو مقدار  $P_{fa}$  برابر با  $10^{-2}$  و  $10^{-3}$  رسم گردیده است. نمودار شکل (۱۵) نیز به همین منوال با این تفاوت که مقدار پارامترهای سیگنال این بار دانسته فرض شده است و به این‌رو، آزمون نسبت درست‌نمایی<sup>۱</sup> گفته می‌شود. نتایج مقایسه هم  $10$  dB تفاوت را نشان می‌دهد و ناشی از اطلاعات اولیه از مقدار پارامترهای سیگنال می‌باشد.

در شکل (۱۴) می‌توان عملکرد آشکارساز را به شکل نمودار احتمال آشکارسازی بر حسب نسبت سیگنال به نویز مشاهده کرد. این نمودار به ازای احتمال‌های هشدار کاذب  $10^{-2}$  و  $10^{-3}$  با روش مونتِه - کارلو<sup>۲</sup> [۲۷] رسم شده است.



شکل (۱۴): نمودار عملکرد آشکارساز نسبت درست‌نمایی تعمیم‌یافته (GLRT) در دو احتمال هشدار کاذب  $10^{-2}$  و  $10^{-3}$

شکل (۱۵) نمایش‌دهنده عملکرد آشکارساز در حالتیست که تخمین‌ها ایده‌آل در نظر گرفته شده‌اند. بنابراین، آزمون انجام شده نسبت درست‌نمایی یا LRT خواهد بود. همانگونه که قابل مشاهده است، این نمودار به‌طور نسبی  $10$  dB نسبت به حالت آزمون نسبت درست‌نمایی تعمیم‌یافته بهتر عمل می‌کند که ناشی از داشتن اطلاعات اولیه از پارامترهای مجهول سیگنال می‌باشد. به عبارت دیگر پارامترهای سیگنال معلوم فرض شده‌اند.



شکل (۱۵): نمودار عملکرد آشکارساز نسبت درست‌نمایی (LRT) در دو احتمال هشدار کاذب  $10^{-2}$  و  $10^{-3}$

<sup>1</sup> Likelihood Ration Test  
<sup>2</sup> monte-carlo method

- and moving targets," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. AES-7, no. 3, pp. 499–505, May 1971.
- [24] S. V. Baumgartner and G. Krieger, "Fast GMTI Algorithm for Traffic Monitoring Based on a priori Knowledge," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 50, no. 11, pp. 4626–4641, Nov. 2012.
- [25] D. Cristallini, P. Lombardo, D. Pastina, and A. Mennella, "Chirp Scaling Based Detection of Moving Targets in SAR Images," IGARSS, 2009.
- [26] S. M. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing volume II: Detection Theory," Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey 07458, pp. 473–477, 1998.
- [27] C. H. Gierull and I. C. Sikaneta, "Estimating the effective number of looks in interferometric SAR data," Submitted to IEEE Trans. Geosci. and Rem. Sens., February 2002.
- [28] C. H. Gierull, "Statistics of SAR interferograms with application to moving target detection," Technical Report TR 2001-045, Defence Research and Development Canada, July 2001.
- [29] I. R. Joughin, D. P. Winebrenner, and D. B. Percival, "Probability density functions for multilook polarimetric signatures," IEEE Trans. Geosci. and Rem. Sens., vol. 32, no. 3, pp. 562–574, May 1994.
- [30] A.V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, "Discrete-Time Signal Processing," Upper Saddle River, New Jersey, Prentice Hall, 1998.
- [31] I. G. Cumming and F. H. Wong, "Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation," London, U.K.: Artech House, 2005.
- [32] X. Ruipeng, Q. Xiaolan, H. Donghui, and D. Chibiao, "A novel single-channel SAR-GMTI method based on defocusing shifted difference," 2010 2nd International Conference on Signal Processing Systems, Dalian, pp. V3-83-V3-86, 2010.
- [33] S.M. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing volume II: Estimation Theory," Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey 07458, pp. 473–477, 1998.
- [34] G. Yu, M. Yu, C. Xu, "General linear chirplet transform", Mech. Syst. Signal Process., vol. 70/71, pp. 958–973, Mar. 2016.
- [35] L. B. Almeida, "The Fractional Fourier Transform and Time-Frequency Representations," In IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 42, no. 11, pp. 3084–3091, Nov. 1994.
- [36] A. Serbes and O. Aldimashki, "A fast and accurate chirp rate estimation algorithm based on the fractional Fourier transform," 2017 25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Kos, pp. 1105–1109, 2017.
- [37] Hong-Bo Sun, Guo-Sui Liu, Hong Gu, and Wei-Min Su, "Application of the fractional Fourier transform to moving target detection in airborne SAR," In IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 38, no. 4, pp. 1416–1424, Oct. 2002.
- [38] F. Xu, Q. Bao, Z. Chen, S. Pan, and C. Lin, "Parameter Estimation of Multi-Component LFM Signals Based on STFT+Hough Transform and Fractional Fourier Transform," 2018 2nd IEEE Advanced Information Management, Communicative, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC), Xi'an, pp. 839–842, 2018.
- [39] W. Q. Wang, "Moving Target Indication via Three-Antenna SAR with Simplified Fractional Fourier Transform," EURASIP Journal on Advances in Signal Processing 2011, 2011.
- dual-channel SAR-GMTI," Proc. Inst. Elect. Eng.—Radar Sonar Navig., vol. 153, no. 1, pp. 53–62, Feb. 2006.
- [7] J. Sharma, C. Gierull, and C. Collins, "The influence of target acceleration on velocity estimation in dual-channel SAR-GMTI," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 44, no. 1, pp. 134–147, Jan. 2006.
- [8] C. H. Gierull, "Ground moving target parameter estimation for two channel SAR," Proc. Inst. Elect. Eng.—Radar Sonar Navig., vol. 153, no. 3, pp. 224–233, Jun. 2006.
- [9] D. Cerutti-Maori and I. Sikaneta, "Optimum GMTI Processing for Spacebased SAR/GMTI Systems Theoretical Derivation," In Proc. 8th EUSAR, pp. 390–393, Jun. 2010.
- [10] M. Gissselfält and T. Pernstål, "STAP analysis using multi-channel airborne radar data from flight trials," In Proc. IEEE Radar Conf., pp. 407–411, May 2010.
- [11] S. Zhu, G. Liao, Y. Qu, Z. Zhou, and X. Liu, "Ground moving targets imaging algorithm for synthetic aperture radar," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 49, no. 1, pp. 462–477, Jan. 2011.
- [12] B. Guo, D. Vu, L. Xu, and J. Li, "Ground moving target indication via multi-channel airborne SAR," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 49, no. 10, pp. 3753–3764, Oct. 2011.
- [13] C. H. Gierull, I. Sikaneta, and D. Cerutti-Maori, "Two-step detector for RADARSAT-2's experimental GMTI mode," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 51, no. 1, pp. 436–454, Jan. 2013.
- [14] T. K. Sjögren et al., "Suppression of clutter in multichannel SAR GMTI," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 52, no. 7, pp. 4005–4013, Jul. 2014.
- [15] J. R. Fienup, "Detecting moving targets in SAR imagery by focusing," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 37, no. 3, pp. 794–809, Jul. 2001.
- [16] J. M. B. Dias and P. A. C. Marques, "Multiple moving target detection and trajectory estimation using a single SAR sensor," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 39, no. 2, pp. 604–624, Apr. 2003.
- [17] D. Weihing, S. Hinz, F. Meyer, A. Laika, and R. Bamler, "Detection of a long track ground moving targets in high resolution spaceborne SAR images," ISPRS J. Photogramm. Remote Sens., vol. 61, no. 3/4, pp. 135–140, Dec. 2006.
- [18] P. A. C. Marques and J. M. B. Dias, "Moving targets processing in SAR spatial domain," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 43, no. 3, pp. 864–874, Jul. 2007.
- [19] D. Pastina, G. Battistello, and A. Aprile, "Change detection based GMTI on single channel SAR images," In Proc. 7th EUSAR, pp. 1–4, Jun. 2008.
- [20] G. Li, X. Xia, J. Xu, and Y. Peng, "A velocity estimation algorithm of moving targets using single antenna SAR," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 45, no. 3, pp. 1052–1062, Jul. 2009.
- [21] O. Dogan and M. Kartal, "Efficient strip-mode SAR raw-data simulation of fixed and moving targets," IEEE Geosci. Remote Sens. Lett., vol. 8, no. 5, pp. 884–888, Sep. 2011.
- [22] J. Wang and X. Liu, "Velocity estimation of moving targets using SAR," in Proc. IEEE IGARSS, pp. 340–343, Jun. 2011.
- [23] G. Lv, J. Wang, and X. Liu, "Ground moving target indication in SAR images by symmetric defocusing," IEEE Geosci. Remote Sens. Lett., vol. 10, no. 2, pp. 241–245, Mar. 2013. R. Raney, "Synthetic aperture imaging radar

---

## Ground Moving Target Indicator Based on Generalized Likelihood Ratio Test (GLRT) in Single Channel SAR using Signal Space Mapping Method

M. Ostovan, S. Samadi<sup>\*</sup>, M. S. Helfroush

<sup>\*</sup> Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran

(Received: 16/04/2019, Accepted: 26/10/2019)

### Abstract

In this paper, the goal is theoretically investigating and presenting a ground moving target detector in single channel SAR based on detection theory methods. Accordingly, the detector structure for ground moving targets has been developed based on generalized likelihood ratio test (GLRT) from raw received signal. For this purpose, unknown parameters of the ground moving target's returned signal, including azimuth location and velocity in both azimuth and range directions are replaced with their ML estimations. Then, generalized likelihood ratio test is performed which leads to estimator-correlator detection structure. Estimation of the unknown parameters of the target reflectivity which is necessary for the proposed detector, needs optimization of an objective function through a grid search in multidimensional space of the unknown reflectivity parameters. To reduce the computational load of this massive multidimensional grid search, conversion of the multidimensional received signal space to equivalent several 1D spaces is used. Effectiveness of the proposed method is demonstrated through experimental results by evaluation of detection performance curves.

**Keywords:** Synthetic Aperture Radar (SAR), Generalized Likelihood Ratio Test (GLRT), Ground Moving Target Indication, Grid Search, Signal Space Mapping

---

<sup>\*</sup> Corresponding author E-mail: samadi@sutech.ac.ir