

## حذف نویز از سیگنال همدوس بازگشتی رادار با استفاده از تبدیل چیرپلت

محمد علائی<sup>۱\*</sup>، رضا امیری<sup>۲</sup>

۱- کارشناس ارشد، پژوهشکده فجر، دانشگاه جامع امام حسین(ع)

E-mail: mmalae@yahoo.com

(دریافت: ۸۸/۵/۶، پذیرش: ۸۸/۱۰/۱۲)

### چکیده

در این مقاله روش جدیدی برای حذف نویز از سیگنال بازگشتی رادار ارائه شده است. با استفاده از روشهای مرسوم پردازش سیگنال مانند تبدیل فوریه و یا تبدیل فوریه کوتاه مدت، پارامترهای مختلفی از سیگنال استخراج می شود. در این مقاله ما توانسته ایم پارامترهای سیگنال را با استفاده از تبدیل چیرپلت که تحلیل را به حوزه زمان، فرکانس، چرخش، برش و اندازه، گسترش می دهد و فرض را بر غیرایستا بودن سیگنال بازگشتی می گذارد، به عنوان یک ابزار حذف نویز به استخراج سیگنال پردازیم. الگوریتم ارائه شده در این مقاله روی داده های واقعی تست شده اند و نتایج، نشان دهنده عملکرد بسیار خوب این الگوریتم در حذف نویز از سیگنال بازگشتی رادار است.

**کلیدواژه ها:** حذف نویز؛ رادار؛ تبدیل چیرپلت

## Noise Cancellation of RADAR Reflected Signal Using the Chirplet Transform

M. Alaei\*, R. Amiri

FAJR Research Center, Imam Hossein University, Tehran, Iran

E-mail: mmalae@yahoo.com

### Abstract

*A new method for noise cancellation of reflected RADAR signal is proposed in this paper. With customary signal processing techniques such as Fourier transform or short time Fourier transform, some signal parameters are extracted. Using Chirplet transform which represent signal in time, frequency, shear, rotation and scale with non-stationary assumption, some signal parameters are estimated. Our presented algorithm is implemented on real RADAR signatures and the result illustrates very good performance in noise cancellation of reflected RADAR signal.*

**Keywords:** Noise Cancellation; RADAR; the Chirplet Transform

## ۱. مقدمه

رادار یک وسیله الکترومغناطیسی است که برای آشکارسازی و تعیین موقعیت هدف به کار می‌رود. این دستگاه بر اساس ارسال یک شکل موج خاص به طرف هدف (مثلاً یک موج سینوسی با مدولاسیون پالسی) و تجزیه و تحلیل بازتاب آن عمل می‌کند.

رادارها در یک دسته بندی به رادارهای همدوس و غیر همدوس تقسیم می‌شوند. در رادار همدوس، نیاز است فاز سیگنال ارسالی به منظور تعیین اختلاف فاز سیگنال رفت و برگشت، استخراج؛ و از روی آن فرکانس داپلر و به تبع آن سرعت هدف تعیین شود. در رادارهای داپلر که عموماً از ساختار (MOPA)<sup>۱</sup> استفاده می‌کنند، فاز سیگنال ارسالی از پالس به پالس تغییر نمی‌کند. در این رادارها نمونه‌ای از خروجی اسیلاتور پایدار<sup>۲</sup>، برای استخراج اطلاعات فاز از سیگنال برگشتی هدف، مورد استفاده قرار می‌گیرد. اصطلاحاً به این نوع رادارها، رادارهای کاملاً همدوس گفته می‌شود. در سیستم‌های راداری که از مگنترون استفاده می‌کنند، بدلیل تغییرات فاز سیگنال ارسالی در هر پالس، لازم است فاز ارسالی به منظور استخراج تغییرات فاز ناشی از هدف حفظ شود، که این کار در گیرنده، توسط سیگنال کوهو<sup>۳</sup> صورت می‌گیرد و این رادارها درگیرندگی همدوس هستند. رادارهای MTI برای تشخیص هدف متحرک از هدف ثابت، نیازمند به استفاده از گیرنده‌های همدوس هستند.

سیگنال بازگشتی رادار در حالت کلی می‌تواند شامل کلاتر، سیگنال بازگشتی هدف و نویز باشد. در حالت کلی وقتی که گیرنده رادار را روشن کنیم، چیزی که دائماً با آن سر و کار داریم، نویز است. حداقل نویز دریافتی، مربوط به نویز گیرنده است، که همیشه در سیستم وجود دارد. عامل نویز می‌تواند تأثیرات مخربی در آشکارسازی سیگنال داشته باشد. به نحوی که در رادار معمولاً برای برآورده شدن شرایط احتمال آشکارسازی ( $P_d$ ) و احتمال آژیر خطا ( $P_{fa}$ ) حداقل نسبت سیگنال به نویز (SNR)، تعیین می‌شود. مثلاً در راداری که می‌خواهد با احتمال آشکارسازی  $P_d = 0.9$  و  $P_{fa} = 10^{-6}$  آشکارسازی داشته باشد، بر اساس نمودارهای موجود، حداقل

حدود 13.5 dB نسبت سیگنال به نویز لازم است [۱].

تاکنون روشهای زیادی برای آشکارسازی سیگنال بازگشتی رادار در پس زمینه آغشته به نویز و کلاتر درکتابها و مقاله‌ها مطرح شده است [۲]. گروهی از این روشها، الگوریتم‌هایی بر پایه حذف نویز ارائه کرده‌اند. اصولاً حذف نویز از سیگنال بازگشتی رادار در آشکارسازی، ردگیری و شناسایی نوع هدف بسیار با اهمیت است. در این مقاله سعی شده است روشی برای حذف نویز ارائه شود که تطبیق‌پذیری خوبی با سیگنال رادار دارد. استفاده از تبدیل چیرپلت در تحلیل سیگنالهای بازگشتی رادار به تازگی مورد توجه قرار گرفته است [۳]. تبدیل فوریه بیان کننده سیگنال به‌عنوان ترکیب خطی از توابع نمایی مختلط وزن دهی شده است (موج‌ها). به‌طور مشابه، تبدیل موجک<sup>۴</sup>، سیگنال را با نسبت مقیاس و نسخه‌های شیفت یافته موجک مادر، بسط می‌دهد. همانطور که موجک، موج کردن است چیرپلت<sup>۵</sup>، چیرپ کردن است [۴].

بسیاری از سیگنالها در طبیعت به‌طور ذاتی غیر ایستا و گذرا هستند؛ مثل صدای نهنگ، صدای حرکت ماشین، صدای بلبل، آژیر آمبولانس و غیره. به همین دلیل روشهای گوناگونی برای پردازش سیگنالهای غیرایستا مانند اکثر تبدیل‌های زمان-فرکانس به وجود آمده است [۵].

در مقاله حاضر می‌خواهیم با استفاده از تبدیل چیرپلت که بر پایه فرض غیرایستایی سیگنال عمل می‌کند، به استخراج پارامترهای سیگنال بازگشتی رادار از اهداف مختلف پردازیم و با استفاده از آن، حذف نویز از سیگنال را مورد توجه قرار دهیم. پالس ارسالی شده از فرستنده رادار دارای شکل زمانی  $\varphi_0(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_0(t))}$  است که در آن  $f_0$  فرکانس کریپر، موج تابیده فاز اولیه ارسالی و  $A(t)$  شکل پالس در گیرنده است. موج تابیده شده از رادار پس از انتشار در محیط و برخورد به هدف، آکو شده و در محل گیرنده دریافت می‌شود. در این زمان چند اثر روی پالس ارسالی به وجود می‌آید. پالس ارسالی پس از مدت زمانی برابر با  $T = \frac{2R}{c}$  به محل گیرنده می‌رسد که در آن، R برابر با فاصله هدف از رادار و c سرعت انتشار امواج است. دامنه اکوی دریافتی بسیار ضعیف‌تر از پالس ارسالی بوده و توان آن از معادله توان رادار به دست می‌آید. فرکانس اکوی بازگشتی هم تحت تأثیر حرکت هدف قرار می‌گیرد. بر اساس اصل اثر

1- Master Oscillator Power Amplifier

2- Stable Oscillator

3- Coho

4- Wavelet Transform

5- Chirplet

برای سیگنالهای بازگشتی رادار در این مقاله پیشنهاد شده است.

اکثر روشهای پردازش سیگنال، برپایه استفاده از تبدیلات مختلف روی سیگنال بنا نهاده شده است. در بسیاری از کاربردهای پردازش سیگنال، یک تبدیل، تعدادی از پارامترهای پنهان مربوط به یک سیگنال را که اطلاعات مفیدی هم در آن وجود دارد، آشکار می‌نماید. بر این اساس تبدیلهای زمان-فرکانس (TF) نقش مهمی در پردازش سیگنالهای غیرایستا ایفا می‌کنند. این تبدیلهای دو راه مجزا قابل پیاده‌سازی هستند: اولی راههای تجزیه سیگنال می‌باشد که یک روش پارامتریک است و دومی توزیع TF دوسویه یا کلاس Cohen می‌باشد، که یک روش غیرپارامتریک است. ما بر روی تبدیل چیرپلت که یک راه تجزیه سیگنال و پارامتریک می‌باشد، تمرکز می‌نمائیم. در کارهایی که تاکنون صورت گرفته است، تمرکز بیشتر مقاله‌ها در استفاده از تبدیل موجک برای نویززدایی از سیگنالهای مختلف بوده است. نوآوری ما در این مقاله استفاده از تبدیل چیرپلت به منظور حذف نویز از سیگنال بازگشتی رادار است که تاکنون مورد توجه قرار نگرفته است. پیچیدگی پیاده‌سازی این تبدیل و زمانبر بودن آن محدودکننده استفاده از این روش در پردازشهای زمان-واقعی<sup>۱</sup> بوده است. امروزه به دلیل پیشرفت روزافزون تکنولوژی، امکان پیاده‌سازی الگوریتمهای زمانبر که دقت بیشتری را فراهم می‌کنند، ایجاد شده است.

## ۲. مدل‌سازی سیگنالهای بازگشتی رادار

حذف نویز از سیگنال، مشکلی قدیمی در پردازش سیگنال بوده است. بر طرف نمودن نویز از سیگنال کاربردهای زیادی در زمینه‌های مختلف دارد که از آن جمله می‌توان به تخمین کانال در مخابرات بی‌سیم، تحلیل دقیق‌تر سیگنال راداری، کمک در شناسایی خودکار اهداف و ... اشاره کرد.

توسعه حوزه تحلیل به برش، مقیاس و انتقال از اقدامات نوین پردازش سیگنال است که منجر به تکامل تبدیل چیرپلت شده است و شامل تمامی فضاهای گفته شده با قابلیت بسط به ابعاد گسترده‌تر، می‌باشد. از این رو این مسئله می‌تواند به صورت تعمیم تبدیل فوریه کوتاه مدت و تحلیل موجک در نظر گرفته شود. بنابراین این روش می‌تواند تخمین خوبی از طیف

داپلر، حرکت هدف باعث تغییر فرکانس بازگشتی از هدف می‌شود که این تغییر فرکانس با اثر داپلر شناخته شده است [۶].

اصل شناخته شده اثر داپلر بیان می‌کند که اگر هدف به سمت فرستنده رادار نزدیک و یا دور شود، سیگنال دریافتی نسبت به فرکانس ارسال دارای شیفیت فرکانسی متناسب با سرعت شعاعی هدف خواهد شد [۱]، که فرکانس داپلر آن به صورت زیر به دست می‌آید:

$$f_d = \frac{2V_r}{\lambda} \quad (1)$$

در این رابطه،  $V_r$  سرعت شعاعی هدف، و  $\lambda$  طول موج کریر است.

بر اساس معادله (۱)، در صورتی که سرعت هدف صفر شود، یعنی هدف متوقف شود، داپلر بازگشتی صفر خواهد بود. توقف اهداف معمولاً به صورت آنی انجام نمی‌گردد و با حالتی میرا شونده این کار صورت می‌گیرد. همچنین در صورتی که آنتن در حال اسکن رادار از روی هدف عبور کند، سیگنال بازگشتی از هدف با توجه به بیم اصلی آنتن کم‌کم ضعیف می‌شود و از بین می‌رود.

بنابراین در حالت کلی، داپلر بازگشتی هدف، خاصیت میرا شونده دارد. همچنین تغییر سرعت هدف سبب به وجود آمدن تغییر فرکانس در داپلر بازگشتی هدف می‌گردد. برای تحلیل چنین سیگنالی، تبدیلی می‌تواند تطبیق‌پذیری خوبی با آن داشته باشد، که اولاً خاصیت میرا شونده‌گی داشته باشد و ثانیاً فرکانس آن در یک بازه زمانی از پنجره تحلیل به صورت ثابت فرض نشود.

چیرپلها مدلهایی از سیگنال هستند که فرکانس آنها با زمان با یک نرخ مشخص تغییر می‌کند. به نرخ تغییرات فرکانس در چیرپ، نرخ چیرپ می‌گویند. آوای بلبل نمونه‌ای مناسب از یک چیرپ است. چیرپی که در زمان میرا شود، چیرپلت را تشکیل می‌دهد. تحلیل چیرپلت در واقع تجزیه سیگنال به پایه‌های چیرپلت می‌باشد. برای ساخت چیرپلت از چیرپ، روی سیگنال چیرپ پنجره‌گذاری می‌شود. بر اساس نوع پنجره انتخابی، چیرپلتهای مختلفی بوجود می‌آیند. مثلاً چیرپلت گوسی، یعنی چیرپی که به صورت گوسین پنجره‌گذاری شده است [۴].

داپلر بازگشتی از اهداف متحرک، خاصیت میرا شونده‌گی و تغییر فرکانس دارد. بر این اساس استفاده از تبدیل چیرپلت

که این رابطه همان رابطه چیرپ است و بر این اساس مشتق اول و دوم فاز، به صورت زیر حاصل می شود.

$$\ddot{\varphi} = 4\pi \alpha, \dot{\varphi} = 2\pi(2\alpha t + \beta) \quad (5)$$

اگر بخواهیم از مدل ارائه شده، چیرپلت را استخراج نماییم، باید آن را با پنجره گذاری در زمان محدود کنیم. پنجره ای که تطبیق پذیری خوبی با بازگشتی های رادار پیدا کرده است، پنجره گوسی است. خواهیم داشت:

$$W = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2} \quad (6)$$

و بنابراین خواهیم داشت:

$$W.Z(t) = \frac{a_r(t)}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2 + j2\pi(at+\beta)t} \quad (7)$$

که برای حرکت دادن محور زمان و فرض گسسته بودن سیگنال دریافتی، می توانیم در رابطه فوق به جای  $t$  مقدار  $(n - \tau)$  را قرار دهیم. این رابطه با قرار دادن  $\dot{\varphi} = 4\pi a = c$  به عنوان نرخ چیرپ و  $\omega = 2\pi\beta$  به عنوان فرکانس زاویه ای و  $d = \sqrt{2}\sigma$  بیان کننده دوره زمانی، به صورت زیر ساده می شود:

$$s(n; \tau, \omega, c, d) = \quad (8)$$

$$a_r(n) (\sqrt{2\pi}d)^{-\frac{1}{2}} \exp\left\{ -\frac{(n-\tau)^2}{2d^2} + j\frac{c}{2}(n-\tau)^2 + j\omega(n-\tau) \right\}$$

پارامترهای  $\tau$  و  $\omega$  و  $c$  به ترتیب نمایشگر موقعیت مکانی، موقعیت فرکانسی و نرخ چیرپ هستند و  $d$  دوره زمانی چیرپلت را کنترل می کند. در حقیقت هر چه واریانس پنجره گوسی اعمال شده به سیگنال ( $d$ ) بیشتر باشد، مدت زمانی چیرپلت فرض شده بیشتر است. ما پنجره گوسی را که اصل عدم قطعیت را نیز برآورده می کند به دلیل آسانی در پیاده سازی و ارزیابی در نظر گرفته ایم. اصل عدم قطعیت می گوید، اگر دو تابع  $f(t)$  و  $F(\omega)$  جفت انتگرال فوریه را تشکیل داده باشند،

$$Dd \geq \frac{1}{2} \quad \text{یعنی } D \text{ نمی تواند از لحاظ مقداری کوتاه باشند.}$$

صحیح برای یک محدوده وسیع تر باشد.

ماهیت غیرایستای اثر داپلر، تولید آن در اثر حرکت هدف و از بین رفتن آن با توقف هدف، تغییرات سرعت هدف و در نتیجه فرکانس داپلر متغیر و وجود سیگنال لحظه ای بر اساس دیدن هدف در زمانی که بیم اصلی آنتن از روی آن عبور می کند (در حالت جستجو)، استفاده از تبدیل چیرپلت را برای تحلیل پارامترهای مختلف سیگنال پیشنهاد می دهد. از بین چند راه حل ممکن که برای تحلیل سیگنال در حوزه های مختلف تبدیل وجود دارد، روشهای نویدبخش آنهایی هستند که تقسیم بندی را در نقشه زمان-فرکانس انجام می دهند. تقسیم بندی به صورت غیر مستطیلی، یکی از روشهایی است که تطبیق پذیری خوبی با سیگنالهای بازگشتی رادار از خود نشان داده است. سیگنال بازگشتی از هدف می تواند هر دو مدولاسیون دامنه و فاز را داشته باشد [۶]. از این رو سیگنال بازگشتی از هدف را می توان به صورت زیر نوشت:

$$Y(t) = a_r(t) e^{j2\pi(f_0 \pm f_d)t + j\varphi_0} \quad (2)$$

که در آن  $a_r(t)$  دامنه سیگنال بازگشتی و  $\varphi_0$  فاز اولیه فرکانس ارسالی  $f_0$  است.

سیگنال بازگشتی در رادار در صورتی که از یک هدف نقطه ای که با سرعت ثابت به سمت رادار حرکت می کند باشد، در باند پایه به صورت زیر قابل نمایش است:

$$Z(t) = a_r(t) e^{j2\pi f_d t} = a_r(t) e^{j\varphi_d(t)} \quad (3)$$

که در واقع  $Z(t)$  پوش مختلط معادله (۲) می باشد و نسخه شیفته یافته طیف  $Y(t)$  است. در این رابطه به دلیل وجود اجزای متحرک دارای فرکانسهای داپلر مختلف و در نتیجه فرکانس غیرثابت باشد، ساده ترین حالتی که می توان برای تغییرات فرکانس داپلر در نظر گرفت، تغییرات خطی است، که منجر به رابطه زیر برای سیگنال بازگشتی از هدف می شود [۴].

$$Z(t) = a_r(t) e^{j2\pi(at+\beta)t} \quad (4)$$

که در آن

$$d^2 = \frac{1}{E} \int t^2 |f(t)|^2 dt, \quad (9)$$

$$D^2 = \frac{1}{2\pi E} \int \omega^2 |F(\omega)|^2 d\omega$$

و  $E = \int |f(t)|^2 dt$ . اکنون هدف ما اینست که پارامترهای این چیرپلتها را با مدل کردن فضای زمان-فرکانس به عنوان ترکیبی از توابع چگالی نرمال پیدا کنیم. روشی که برای استخراج پارامترهای سیگنال با استفاده از تجزیه چیرپلت مورد استفاده قرار گرفته است، تخمین ML می باشد که در مرجع [۷] پیشنهاد شده است.

بازگشتی رادار از خود نشان و با توجه به اینکه، تبدیل چیرپلت برخلاف تبدیل فوریه کوتاه مدت، یا تبدیل موجک، اصلاً کراس ترم<sup>۱</sup> ندارد، اگر بتوانیم، سیگنال بازگشتی از هدف را با مجموع  $q$  چیرپلت گوسی مختلط (به خاطر کانالهای  $I$  و  $Q$ )، تخمین بزیم، می توانیم در واقع ماسکی ایجاد کنیم که از آن به عنوان ابزاری برای حذف نویز سیگنال می توان استفاده کرد. پارامترهای این ماسک در هر پنجره به صورت وفقی دوباره تخمین زده می شوند تا ماسک به صورت سخت<sup>۲</sup> روی سیگنال آستانه گذاری نکرده باشد.

عموماً، این مسئله می تواند بصورت زیر مطرح شود:

$$y(n) = \sum_k x(k) h(n-k) + w(n) \quad (13)$$

که در آن:

$x(n)$ : سیگنال ارسالی

$h(n)$ : پاسخ ضربه کانال LTI

$w(n)$ : نویز سفید گوسی

$y(n)$ : سیگنال دریافتی با نویز

می باشند.

برای سیستم بالا داریم:

$$H(\omega) = \frac{S_{xy}(\omega)}{S_{xx}(\omega)} \quad (14)$$

یعنی با استفاده از تخمین طیف استخراجی از تبدیل چیرپلت می توان ابزار حذف نویز سیگنال را ایجاد کرد. به دلیل تطبیق خوب چیرپلتها با سیگنال بازگشتی رادار بر اساس آنچه تاکنون گفته شد، می توان خطای بازسازی سیگنال را به نحو مطلوبی کاهش یابد. با توجه به معادله (۱۳)، اگر نویز اضافه شده، نویز گوسی با متوسط صفر و بصورت آماری مستقل از سیگنال  $x(n)$  باشد، تخمین  $\hat{y}(n)$  سیگنال دریافتی بدون نویز یا سیگنال صحیح<sup>۳</sup> است و واریانس خطای آن به کران پایین کرمر-راو<sup>۴</sup> می رسد [۱۳]. با این وجود، اگر سیگنال ارسالی، تصادفی و با نویز همبسته باشد، حذف نویز ممکن نیست [۳].

### ۳. مدل سازی نویز

نویز دریافتی در سیگنال بازگشتی هدف، ناشی از ترکیب نویز داخلی سیستم رادار (نویز گیرنده) و نویز محیطی است. نمونه های نویز همیشه در خروجی گیرنده وجود دارند و هیچ وقت نمی توان آنها را به صفر رساند. نمونه آماری که برای توزیع نویز در نظر گرفته می شود، معمولاً تابع توزیع گوسی است. با رعایت نرخ نمونه برداری نایکوئیست، نمونه های متوالی نویز با همدیگر ناهمبسته می شوند. در زیر، بردار نمونه های نویز به همراه ویژگی طیفی آن ارائه شده است:

$$n = [n(0) \ n(T_s) \ n(2T_s) \ \dots \ n((M-1)T_s)]^T \quad (10)$$

که در آن  $T_s$  برابر زمان نمونه برداری و در رادارهای پالسی همدوس معمولاً برابر با  $\frac{1}{PFR}$  انتخاب می گردد.

نویز گیرنده از نظر طیفی سفید است و تابع توزیع دامنه آن گوسی فرض شده است.

$$E\{n_i n_j\} = \begin{cases} \sigma_n^2 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (11)$$

در رابطه فوق  $\sigma_n^2$  برابر با توان نویز است. ماتریس کواریانس نویز به صورت زیر قابل بیان است:

$$R_n = \sigma_n^2 I_n \quad (12)$$

که در آن  $I_n$  ماتریس همانی  $N \times N$  است. با توجه به اینکه تبدیل چیرپلت با پنجره گوسی تطبیق پذیری خوبی با سیگنال

1- Cross Term  
2- Hard Threshold  
3- Asymptotically Unbiased  
4- Cramer-Rao Lower Bound

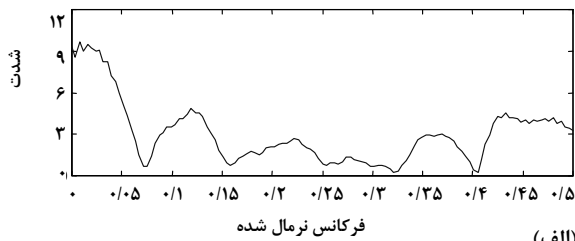
$$Y[n] = \sum_{k=1}^q a_k s_k[n] + c[n] + w[n] \quad (15)$$

که در این رابطه،  $w[n]$  نشان دهنده نویز سفید گوسی،  $c[n]$  نشان دهنده عامل ناخواسته بازگشتی یعنی کلاتر و  $s_k[n]$  نشان دهنده  $k$  آمین چیرپلت گوسی تخمین زده شده است.

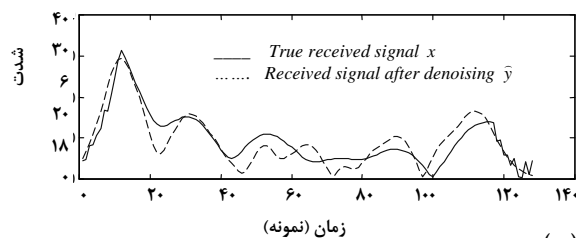
کلاتر زمینی  $c[n]$  تابعی از تعداد زیادی پارامتر می باشد که وابستگی آن به بعضی از آنها با روابط بسیار پیچیده ای بیان شده است. بیان دقیق رفتار کلاتر کار بسیار مشکلی است. به عنوان مثال برای ارائه یک نمونه آماری مناسب از کلاتر زمینی باید پلاریزاسیون، بسامد کار رادار، زاویه دید رادار، اندازه سلول تفکیک و سرعت و جهت وزش باد مد نظر قرار گیرد. ارائه مدل آماری برای کلاتر از سالهای گذشته در بسیاری از مقاله ها مورد توجه قرار گرفته است. علت این امر وجود محیطهای ناهمگن کلاتری و ماهیت آماری دامنه<sup>۱</sup> کلاتر در مکان و تغییرات زمانی آن<sup>۲</sup> می باشد. در مقاله ها زیادی برای کلاتر زمینی در باند  $X$  مدل گوسین<sup>۳</sup> پیشنهاد شده است [۸].

با افزایش دقت های اندازه گیری در رادار و استفاده از روشهای دقیقتر تخمین طیف، نشان داده شده است که دنباله طیف<sup>۴</sup> کمی پهن تر از مدل گوسین می باشد و نمونه توانی<sup>۵</sup> برای نمایش طیف کلاتر پیشنهاد شد [۱]. ادامه اندازه گیری ها مخصوصاً در مورد کلاتر زمینی که تحت تأثیر بادهای شدید قرار گرفته باشد، نشان داد که دنباله طیف کلاتر اندازه گیری شده، بسیار سریع تر از نمونه توانی، منحرف<sup>۶</sup> می شود و بر اساس آن نمونه نمایی برای طیف کلاتر زمینی مورد توجه قرار گرفت. نمونه نمایی در توانهای بالا، از مدل گوسین پهن تر است و در توانهای پایین (در تضعیف حدود ۶۰ تا ۸۰ دی بی)، باریکتر از مدل توانی می باشد. سازگاری نمونه نمایی با مقادیر واقعی کلاتر زمینی بسیار زیاد بیان شده است [۷].

رادارهای پالس داپلر با پردازشگر دیجیتال به منظور آشکارسازی سیگنال و حذف کلاتر از فیلترهای MTI دیجیتالی که به صورت FIR یا IIR پیاده سازی می شوند، استفاده می کنند. انتخاب نمونه آماری کلاتر هر چند که برای طراحی



(الف)



(ب)

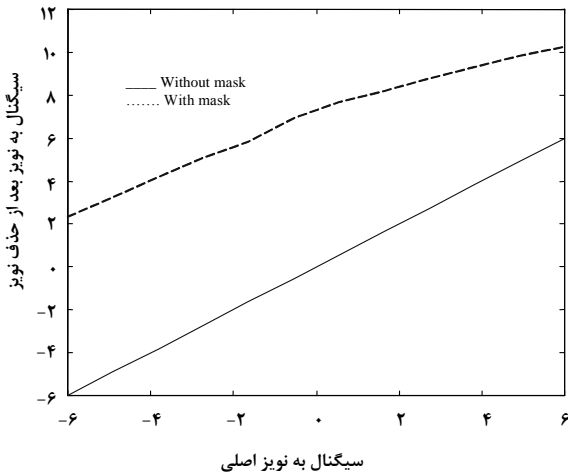
شکل ۱. الف) کانال تخمین زده شده بعد از حذف نویز با استفاده از تبدیل چیرپلت. ب) سیگنال صحیح دریافتی  $X$  و سیگنال  $\hat{Y}$  دریافتی بعد از حذف نویز

#### ۴. حذف نویز با چیرپلت

حذف نویز در صفحه زمان-فرکانس با نگاه به پترن سیگنال دریافتی و نویز صورت می پذیرد. از آنجایی که نویز تمام طیف را اشغال می کند و طیف هر سیگنال دریافتی با سیگنال ارسالی معلوم کنترل می شود، می توانیم یک ماسک را برای حذف عناصر نویز طراحی کنیم و در حوزه تبدیل، بر ناحیه ای که متناسب با سیگنال ارسالی است متمرکز شویم. تحلیل های گذشته اثر داپلر عموماً بر مبنای فرض ایستایی سیگنال بازتابی رادار توسعه یافته بودند. تحلیل سیگنال های چند عنصری در مدل کردن غیر پارامتریک، امری مهم است. به عنوان مثال، STFT با پنجره های بهینه شده، از رویکردهایی است که بر بهبود شفافیت و محو کراس ترم ها می انجامد. توسعه حوزه تحلیل به برش، مقیاس و انتقال از اقدامات اخیر پردازش سیگنال است که منجر به تکامل تبدیل چیرپلت شده و شامل تمامی فضاهای گفته شده با قابلیت بسط به ابعاد گسترده تر، شده است. از این رو این مسئله می تواند به صورت تعمیم STFT و تحلیل موجک در نظر گرفته شود و بنابراین می تواند تخمین خوبی از طیف صحیح برای یک محدوده وسیع باشد. بر این اساس، فرض می کنیم سیگنال بازگشتی از هدف متحرک راداری، مجموع  $q$  چیرپلت مختلط در نویز سفید گوسی باشد. دنباله زمان گسسته بازگشتی را به صورت زیر مدل می شود:

- 1- Amplitude Statistics
- 2- Statistically Correlation Time
- 3- Gaussian
- 4- Spectral Tails
- 5- Power Law
- 6- Fall Off

یک انحراف از مسیر صعود وجود دارد. این مسئله نشان می‌دهد که آستانه‌گذاری نرم، به عناصر نویز اجازه می‌دهد تا در ناحیه‌ای که مربوط به سیگنال فرستاده شده ورودی است، بنشینند و قابلیت محو نویز در تبدیل چیرپلت بصورت رد عناصری که خارج از محدودی سیگنال ورودی هستند، عمل می‌کند.



شکل ۲. منحنی میانگین SNR با ماسک (حذف نویز شده) و بدون ماسک (تخمین طیف کراس با استفاده از سیگنال چیرپلت)

عملکرد الگوریتم پیشنهادی به صورت زیر است. سیگنال بازگشتی حذف کلاتر شده، توسط تحلیل چیرپلت سنتز و سیگنال به  $q$  چیرپلت مختلط گوسی تجزیه می‌شود. به این منظور باید پارامترهای چیرپلتها  $(\tau, \omega, c, d)$  بر اساس معادله (۸) تخمین زده شود. روش مرسوم برای تخمین پارامترها استفاده از روش حداکثر درست‌نمایی<sup>۱</sup>، می‌باشد [۷]. اگر پارامترهای نامعلوم  $\tau, \omega, c, d$  را به صورت یک بردار در نظر بگیریم و آنرا با  $\theta$  نمایش دهیم، آنگاه باید تابع چگالی احتمال سیگنال را نسبت به پارامتر  $\theta$  بیشینه کنیم. این کار معمولاً کار بسیار دشواری است. با توجه به مثبت بودن تابع چگالی می‌توان از تابع لگاریتم آن برای تخمین پارامترها استفاده کرد. یک روش مرسوم که به صورت تکراری می‌تواند پیاده‌سازی ML را ساده‌تر کند، استفاده از الگوریتم Expectation-Maximization می‌باشد. با استفاده از الگوریتم EM خواهیم داشت:

آشکارساز بهینه بسیار پر اهمیت است، اما در حل این مسئله، خللی ایجاد نمی‌کند. در این مسئله که ما به دنبال پیدا کردن ماسکی برای حذف نویز هستیم، فرض می‌کنیم که کلاتر با استفاده از فیلتر MTI قرار داده شده در پردازشگر رادار قبلاً حذف شده است. این فرض به دور از واقعیت نیست، چرا که در اکثر رادارهای MTI و یا پالس داپلر از فیلترهای دیجیتالی برای حذف کلاتر استفاده می‌شود. فیلترهای دیجیتالی حذف کلاتر (مانند فیلتر FIR)، عموماً از روابط خطی استفاده می‌کنند. بنابراین سیگنال آغشته به نویز سفید گوسی و کلاتر پس از عبور از یک فیلتر خطی حذف کلاتر به صورت زیر درمی‌آید:

$$Y[n] = \sum_{k=1}^q a_k s_{k[n]} + \vartheta(n) \quad (16)$$

از آنجایی که نویز سفید با تابع چگالی احتمال گوسی از یک فیلتر خطی گذر کرده است، بنابراین، پس از عبور سیگنال همراه نویز و کلاتر از آن، در خروجی سیگنال به علاوه نویز گوسی رنگی  $\vartheta(n)$  را داریم.

برای مدل کردن (تخمین زدن) هر کانالی که یک سامانه LTI است، آستانه‌گذاری نرم ضرائب می‌تواند با انتخاب پنجره‌ای گوسی مناسب باشد [۳].

مشخصه‌های کانال صحیح و کانال تخمین زده شده‌ای که از تخمین طیفی کراس استفاده کرده، در شکل (۱) نشان داده شده است. برای بدست آوردن منحنی‌های متوسط SNR، آزمایش را بیشتر از ۱۰۰ بار با تغییر کانال و نویز تکرار کرده‌ایم. منحنی‌های متوسط SNR برای SNRهای اصلی مختلف و SNR بعد از حذف نویز در شکل (۲) آمده‌اند. SNR در حالت‌های مختلف بصورت زیر می‌تواند محاسبه شود:

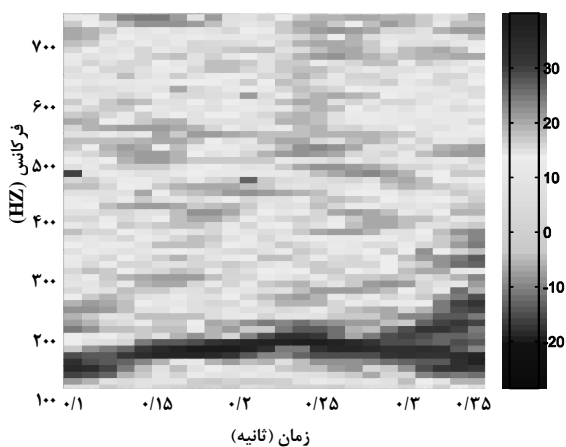
$$\text{SNR}_{\text{After denoisig}} = 10 \log_{10} \frac{\sum_n |y(n)|^2}{\sum_n |y(n) - \hat{y}(n)|^2} \quad (17)$$

$$\text{SNR}_{\text{Original}} = 10 \log_{10} \frac{\sum_n |y(n)|^2}{\sum_n |y(n) - x(n)|^2}$$

در رابطه فوق  $y(n)$  سیگنال دریافت شده،  $\hat{y}(n)$  سیگنال دریافت شده بعد از حذف نویز و  $x(n)$  سیگنال اصلی است. از شکل (۲) می‌توان دریافت که با افزایش SNR اصلی،

اندازه STFT می‌باشد، به دلیل وجود کراس ترم‌ها در ذات تبدیل، نمی‌توان با آستانه‌گذاری به خوبی به حذف نویز از سیگنال پرداخت و لذا آستانه‌گذاری می‌تواند طیف سیگنال را تحت تأثیر قرار دهد و یا نویز را به خوبی حذف نکند. این نمودار با گرفتن FFTهای متوالی در پنجره‌های زمانی کوتاه بدست می‌آید. اسپکتروگرام با استفاده از پنجره همینگ و همپوشانی  $\frac{y}{8}$  برای FFTهای ۵۱۲ نقطه‌ای محاسبه شده است.

طول پنجره مورد تحلیل ۱۶۳۸۴ نقطه بوده و فرکانس نمونه برداری 5KHz در نظر گرفته شده است. در شکل (۴)، فرکانس داپلر در محور عمودی و زمان در محور افقی نشان داده شده‌اند. دامنه سیگنال بازتابی نیز در نمودار مشخص شده است.



شکل ۴. اسپکتروگرام سیگنال آغشته به نویز

نمودار زمان فرکانس تخمین زده شده با استفاده از تحلیل چیرپلت در شکل (۵) ترسیم شده است. با توجه به تخمین بهینه صورت گرفته توسط تحلیل چیرپلت، از سیگنال، با آستانه‌گذاری مناسب می‌توان به خوبی به حذف نویز از سیگنال پرداخت. سیگنال واقعی آغشته به نویز، به همراه سیگنال تخمین زده شده، در شکل (۵) آمده است. با توجه به این شکل، از تبدیل چیرپلت، می‌توان به‌عنوان ابزاری مناسب به منظور حذف نویز سیگنال راداری استفاده کرد.

$$E[\ln f_{X;\Theta}(\mathbf{x}, \theta) / \mathbf{y}] = \int_x f_{X/Y;\Theta}(\mathbf{x}/\mathbf{y}; \theta) \ln f_{X;\Theta}(\mathbf{x}; \theta) dx \quad (18)$$

در معادله بالا محاسبه عبارت  $f_{X/Y;\Theta}(\mathbf{x}/\mathbf{y}; \theta)$  نیازمند تخمینی از بردار پارامتر نامعلوم  $\theta$  است. به این سبب، امید ریاضی تابع  $\text{likelihood}$ ، مکرراً با شروع از تخمین  $\theta$ ، بیشینه می‌شود و تخمین را بصورت الگوریتم زیر به روز می‌کند:

مرحله اول: مقدار دهی اولیه

مقدار دهی اولیه  $\hat{\theta}_0$  برای  $i = 0, 1, \dots$  تا همگرایی

مرحله دوم: ارزیابی

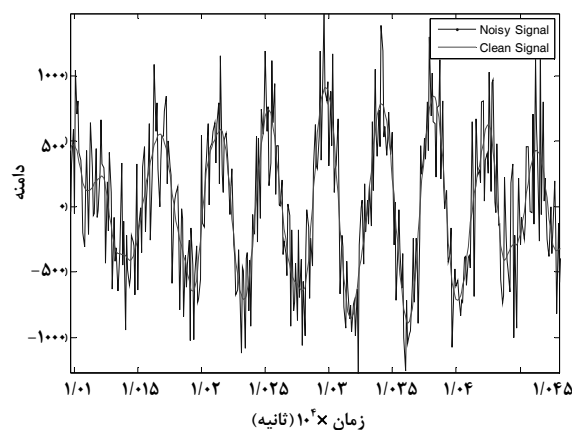
$$U(\theta, \hat{\theta}_i) = E[\ln f_{X;\Theta}(\mathbf{x}; \theta) / \mathbf{y}; \hat{\theta}_i]$$

مرحله سوم: بهینه‌سازی

$$\hat{\theta}_{i+1} = \arg \max_{\theta} U(\theta, \hat{\theta}_i)$$

مرحله چهارم: همگرایی: اگر همگرا نشد بازگشت به مرحله ۲

سیگنال دریافتی بعد از حذف نویز به همراه سیگنال دریافتی در شرایط بدون نویز در شکل (۳) نشان داده شده‌اند. سیگنال دریافتی از تبدیل، به منظور بدست آوردن سیگنال حذف نویز شده سنتر می‌شود.



شکل ۳. سیگنال نویزی بازگشتی رادار به همراه سیگنال حذف نویز شده

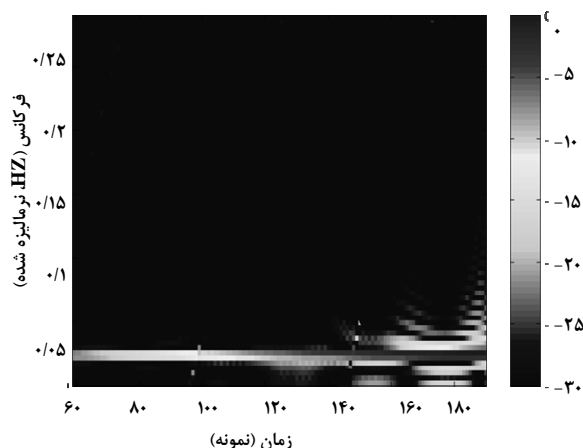
## ۵. تحلیل سیگنال و نتایج شبیه سازی

اسپکتروگرام سیگنال بازگشتی از هدف متحرک راداری به همراه نویز، در شکل (۴) ترسیم شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، با استفاده از تحلیل اسپکتروگرام که مربع



## ۷. مراجع

- [1] Skolnik, M. L. Radar Handbook. New York : Mc Graw Hill, 2008.
- [2] Xia. X. G. "System Identification Using Chirp Signals and Time-Variant Filters in the Joint Time-Frequency Domain." IEEE Trans. on Signal Processing, 1997, 45, 2072-2085.
- [3] Dhvala, S. S.; Prabhu, K. M. M. "On the Use of Chirp Transform." International Conference on Robotics, Vision and Parallel Processing for Automation. 1999, 218-225.
- [4] Mann, S.; Haykin, Simon "The Adaptive Chirplet: An Adaptive Generalized Wavelet-Like Transform." Adaptive Signal Processing, 1991, 1565, 402-413.
- [5] Bultan, A, Akansu. A. N. Seattle : S.N., "A Novel Time-Frequency Exciser in Spread Spectrum Communications for Chirp-Like Interference." ICASP. 1998, 3265-3268.
- [6] Bell, M.R.; Grubbs R. A. "JEM Modeling and Measurment for Radar Target Identification IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems" 1993, 29, 73-78.
- [7] Billingsley. Low Angle Radar Land Clutter Measurements and Empirical Models. 2002.



شکل ۵. تبدیل چیرپلت از سیگنال آغشته به نویز

## ۶. نتیجه گیری

مزیت توصیف رفتار سیگنال در زمان-فرکانس، این است که مشخصه‌های آن می‌تواند متغیر با زمان یا غیرایستا باشد. از آنجایی که سیگنالهای راداری ماهیت غیرایستایی دارند، ما را بر آن می‌دارد که سیگنال دریافتی را در حوزه توأمان زمان-فرکانس پردازش کنیم. روش کلاسیک سنتز سیگنال، روش STFT است. با این وجود، TFDهایی که رزولوشن بهتری نسبت به STFT عرضه می‌کنند، می‌توانند انعطاف‌پذیری بیشتری در طراحی نمایش‌های زمان-فرکانس از خود نشان دهند. تبدیل چیرپلت با برش در فرکانس و شیفت در زیر فضای زمان، از جمله این رویکردها است. بر این اساس با استفاده از تبدیل چیرپلت، سیگنال بازگشتی آغشته به نویز رادار را در صفحه زمان فرکانس نمایش دادیم و با تخمین بهینه پارامترهای آن، به شناسایی سیستم و حذف نویز از سیگنال دریافتی پرداختیم. نتایج بر روی داده‌های واقعی اجرا و عملکرد خوبی را در حذف نویز سیگنال رادار از خود نشان دادند. الگوریتم ارائه شده می‌تواند به‌عنوان راهکاری برای طراحی آشکارساز مناسب در سیگنالهای بازگشتی از رادار مورد تحقیق و بررسی قرار بگیرد.

