دانشگاه جامع امام حسین(ع)
دانشکده و پژوهشکده فنی و مهندسی

مجله علمی- پژوهشی «علوم و فناوری‌های پدافند غیرعامل»
سال اول، شماره ۱، پائیز ۱۳۸۹: ص ۳۳-۴۱

Available online:
www.adst.ir

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

محمد علائی[1*]، رضا امیری[2]

۱و۲- کارشناس ارشد، پژوهشکده فجر، دانشگاه جامع امام حسین(ع)

E-mail: mmalaee@yahoo.com

(دریافت: ۸۸/۵/٦ ، 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 کوتاه‌مدت، پارامترهای مختلفی از سیگنال استخراج می‌شود. در این مقاله ما توانسته‌ایم پارامترهای سیگنال را با استفاده از تبدیل چیرپلت که تحلیل را به حوزه زمان، فرکانس، چرخش، برش و اندازه، گسترش می‌دهد و فرض را بر غیرایستا بودن سیگنال بازگشتی می‌گذارد، به‌عنوان یک ابزار حذف نویز به استخراج سیگنال بپردازیم. الگوریتم ارائه شده در این مقاله روی داده‌های واقعی تست شده‌اند و نتایج، نشان‌دهنده عملکرد بسیار خوب این الگوریتم در حذف نویز از سیگنال بازگشتی رادار است.

کلیدواژه‌ها: حذف نویز؛ رادار؛ تبدیل چیرپلت

Noise Cancellation of RADAR Reflected Signal Using the Chirplet Transform

M. Alaee*, R. Amiri
FAJR Research Center, Imam Hossein University, Tehran, Iran
E-mail: mmalaee@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 به‌کار 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)[1] استفاده می‌کنند، فاز سیگنال ارسالی از پالس به پالس تغییر نمی‌کند. در این رادارها نمونه‌ای از خروجی اسیلاتور پایدار[2]، 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[3] 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. درحالت کلی وقتی که گیرنده رادار را روشن کنیم، چیزی که دائماً با آن سر و کارداریم، 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 نحوی‌که 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 وکلاتر 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[4]، سیگنال را با نسبت مقیاس و نسخه‌های شیفت یافته موجک مادر، بسط می‌دهد. همانطور که موجک، موج کردن است چیرپلت[5]، 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 بپردازیم و با استفاده از آن، حذف نویز از سیگنال را مورد توجه قرار دهیم. پالس ارسال شده از فرستنده رادار دارای شکل زمانی $A(t)e^{j(2\pi f_0 t+\varphi_0(t))}$ است که در آن f_0 فرکانس کریر، $\varphi_0(t)$ فاز اولیه ارسال و A(t) شکل پالس در گیرنده است. موج تابیده شده از رادار پس از انتشار در محیط و برخورد به هدف، اکو 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

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 ارسالی دارای شیفت فرکانسی متناسب با سرعت شعاعی هدف خواهد شد [۱]، که فرکانس داپلر آن به صورت زیر به دست می‌آید:

$$f_d = \frac{2V_r}{\lambda} \qquad (۱)$$

در این رابطه، V_r سرعت شعاعی هدف،و λ طول موج کریر است.

بر اساس معادله(۱)، در صورتی‌که 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 صورتی‌که 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 شوندگی داشته باشد و ثانیاً فرکانس آن در یک بازه زمانی از پنجره تحلیل به صورت ثابت فرض نشود.

چیرپها 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 پنجره گذاری شده است [۴].

داپلر بازگشتی از اهداف متحرک، خاصیت میرا شوندگی و تغییر فرکانس دارد. بر این اساس استفاده از تبدیل چیرپلت 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 تبدیلها از 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[1] 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

1- Real Time

صحیح برای یک محدوده وسیع‌تر 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 لحظه‌ای بر اساس دیدن هدف در زمانی‌که بیم اصلی آنتن از روی آن عبور می‌کند (در حالت جستجو)، استفاده از تبدیل چیرپلت را برای تحلیل پارامترهای مختلف سیگنال پیشنهاد می‌دهد. از بین چند راه حل ممکن که برای تحلیل سیگنال در حوزه‌های مختلف تبدیل وجود دارد، روشهای نویدبخش آنهایی هستند که تقسیم بندی را در نقشه زمان- فرکانس انجام می‌دهند. تقسیم‌بندی به صورت غیر مستطیلی، یکی از روشهایی است که تطبیق‌پذیری خوبی با سیگنالهای بازگشتی رادار از خود نشان داده است.

سیگنال بازگشتی از هدف می‌تواند هر دو مدولاسیون دامنه و فاز را داشته باشد [۶]. از این رو سیگنال بازگشتی از هدف را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$Y(t) = a_r(t) e^{j2\pi(f_0 \pm f_d)t + j\varphi_0} \qquad (۲)$$

که در آن $a_r(t)$ دامنه سیگنال بازگشتی و φ_0 فاز اولیه فرکانس ارسالی f_0 است.

سیگنال بازگشتی در رادار در صورتی‌که از یک هدف نقطه‌ای که با سرعت ثابت به سمت رادار حرکت می‌کند باشد، در باند پایه به صورت زیر قابل نمایش است:

$$\begin{aligned} Z(t) &= a_r(t) e^{j2\pi f_d t} \\ &= a_r(t) e^{j\varphi_d(t)} \end{aligned} \qquad (۳)$$

که در واقع $Z(t)$ پوش مختلط معادله (۲) می‌باشد و نسخه شیفت‌یافته طیف Y(t) است. در این رابطه $\varphi_d(t) = 2\pi\int_0^t f_d(\tau)d\tau$ می‌باشد. اگر سیگنال بازگشتی هدف به دلیل وجود اجزای متحرک دارای فرکانسهای داپلر مختلف و در نتیجه فرکانس غیرثابت باشد، ساده‌ترین حالتی که می‌توان برای تغییرات فرکانس داپلر در نظر گرفت، تغییرات خطی است، که منجر به رابطه زیر برای سیگنال بازگشتی از هدف می‌شود [۴].

$$Z(t) = a_r(t) e^{j2\pi(\alpha t + \beta)t} \qquad (۴)$$

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

$$\ddot{\varphi} = 4\pi\,\alpha\,,\ \dot{\varphi} = 2\pi(2\alpha t + \beta) \qquad (۵)$$

اگر بخواهیم از مدل ارائه شده، چیرپلت را استخراج نماییم، باید آن را با پنجره‌گذاری در زمان محدود کنیم. پنجره‌ای که تطبیق‌پذیری خوبی با بازگشتی‌های رادار پیدا کرده است، پنجره گوسی است. خواهیم داشت:

$$W = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{z}(\frac{t}{\sigma})^2} \qquad (۶)$$

و بنابراین خواهیم داشت:

$$W.Z(t) = \frac{a_r(t)}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2}(\frac{t}{\sigma})^2 + j2\pi(\alpha t+\beta)t} \qquad (۷)$$

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

$$s(n;\tau,\omega,c,d) = \qquad (۸)$$

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

پارامترهای τ و ω و c به ترتیب نمایشگر موقعیت مکانی، موقعیت فرکانسی و نرخ چیرپ هستند و d دوره زمانی چیرپلت را کنترل می‌کند. 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 می‌کند به دلیل آسانی در پیاده‌سازی و ارزیابی در نظر گرفته‌ایم. اصل عدم قطعیت می‌گوید، اگر دو تابع $f(t)$ و $F(\omega)$ جفت انتگرال فوریه را تشکیل داده باشند، هر دو نمی‌توانند از لحاظ مقداری کوتاه باشند. یعنی $Dd \geq \frac{1}{2}$

که در آن

$$d^2 = \frac{1}{E}\int t^2 |f(t)|^2 dt, \qquad D^2 = \frac{1}{2\pi E}\int \omega^2 |F(\omega)|^2 d\omega \quad (۹)$$

و $E = \int |f(t)|^2 dt$. اکنون هدف ما اینست که پارامترهای این چیرپلتها را با مدل کردن فضای زمان- فرکانس به‌عنوان 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 می‌باشد که در مرجع [۷] پیشنهاد شده است.

۳. مدلسازی نویز

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

$$n = [\, n(0)\ \ n(T_s)\ \ n(2T_s) \cdots n((M-1)T_s)\,]^T \quad (۱۰)$$

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

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

$$E\{\, n_i n_j \,\} = \begin{cases} \sigma_n^2 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (۱۱)$$

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

$$R_{n=}\sigma_n^2 I_n \quad (۱۲)$$

که در آن I_n ماتریس همانی N×N است. با توجه به اینکه تبدیل چیرپلت با پنجره گوسی تطبیق‌پذیری خوبی با سیگنال بازگشتی رادار از خود نشان و با توجه به اینکه، تبدیل چیرپلت برخلاف تبدیل فوریه کوتاه مدت، یا تبدیل موجک، اصلاً کراس ترم[1] ندارد، اگر بتوانیم، سیگنال بازگشتی از هدف را با مجموع q چیرپلت گوسی مختلط (به‌خاطرکانالهای I و Q)، تخمین بزنیم، می‌توانیم در واقع ماسکی ایجاد کنیم که از آن به‌عنوان ابزاری برای حذف نویز سیگنال می‌توان استفاده کرد. پارامترهای این ماسک درهر پنجره به صورت وفقی دوباره تخمین زده می‌شوند تا ماسک به صورت سخت[2] روی سیگنال آستانه‌گذاری نکرده باشد.

عموماً، این مسئله می‌تواند بصورت زیر مطرح شود:

$$y(n) = \sum_k x(k)\, h(n-k) + w(n) \quad (۱۳)$$

که در آن:

$x(n)$: سیگنال ارسالی

$h(n)$: پاسخ ضربه کانال LTI

$w(n)$: نویز سفید گوسی

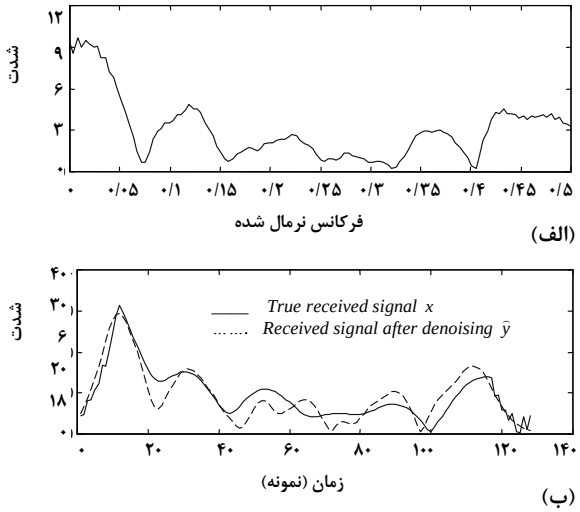
$y(n)$: سیگنال دریافتی با نویز می‌باشند.

برای سیستم بالا داریم:

$$H(\omega) = \frac{S_{xy}(\omega)}{S_{xx}(\omega)} \quad (۱۴)$$

یعنی با استفاده از تخمین طیف استخراجی از تبدیل چیرپلت می‌توان ابزار حذف نویز سیگنال را ایجاد کرد. به دلیل تطبیق خوب چیرپلتها با سیگنال بازگشتی رادار بر اساس آنچه تاکنون گفته شد، می‌توان 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[3] است و واریانس خطای آن به کران پایین کرمر-راو[4] می‌رسد [۱۳]. با این وجود، اگر سیگنال ارسالی، تصادفی و با نویز همبسته باشد، حذف نویز ممکن نیست [۳].

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



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 می‌پذیرد. از آنجایی که نویز تمام طیف را اشغال می‌کند و طیف هر سیگنال دریافتی با سیگنال ارسالی معلوم کنترل می‌شود، می‌توانیم یک ماسک را برای حذف عناصر نویز طراحی کنیم و در حوزه تبدیل، بر ناحیه‌ای که متناسب با سیگنال ارسالی است متمرکز شویم.

تحلیل‌های گذشته اثر داپلر عموماً بر مبنای فرض ایستایی سیگنال بازتابی رادار توسعه یافته بودند. تحلیل سیگنال‌های چند عنصری در مدل کردن غیر پارامتریک، امری مهم است. به‌عنوان مثال، STFT با پنجره‌های بهینه شده، از رویکردهایی است که بر بهبود شفافیت و محو کراس‌ترم‌ها می‌انجامد. 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 گسترده‌تر، شده است. از این رو این مسئله می‌تواند به صورت تعمیم STFT و تحلیل موجک در نظر گرفته شود و بنابراین می‌تواند تخمین خوبی از طیف صحیح برای یک محدوده وسیع باشد. بر این اساس، فرض می‌کنیم سیگنال بازگشتی از هدف متحرک راداری، مجموع q چیرپلت مختلط در نویز سفید گوسی باشد. دنباله زمان گسسته بازگشتی را به صورت زیر مدل می‌شود:

$$Y[n] = \sum_{k=1}^{q} a_k \; s_k[n] + c[n] + w[n] \qquad (۱۵)$$

که دراین رابطه،w[n] نشان‌دهنده نویز سفید گوسی، c[n] نشان‌دهنده عامل ناخواسته بازگشتی یعنی کلاتر و $s_k[n]$ نشان‌دهنده k اُمین چیرپلت گوسی تخمین زده شده است.

کلاتر زمینی c[n] تابعی از تعداد زیادی پارامتر می‌باشد که وابستگی آن به بعضی از آنها با روابط بسیار پیچیده‌ای بیان شده است. بیان دقیق رفتار کلاتر کار بسیار مشکلی است. به‌عنوان 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 مقاله‌ها مورد توجه قرار گرفته است. علت این امر وجود محیطهای ناهمگن کلاتری و ماهیت آماری دامنه[1] کلاتر در مکان و تغییرات زمانی آن[2] می‌باشد. در مقاله‌ها زیادی برای کلاتر زمینی در باند X مدل گوسین[3] پیشنهاد شده است [۸]. با افزایش دقت‌های اندازه‌گیری در رادار و استفاده از روشهای دقیقتر تخمین طیف، نشان داده شده است که دنباله طیف[4]، کمی پهن‌تر از مدل گوسین می‌باشد و نمونه توانی[5] برای نمایش طیف کلاتر پیشنهاد شد [۱]. ادامه اندازه‌گیری‌ها مخصوصاً در مورد کلاتر زمینی که تحت تأثیر بادهای شدید قرار گرفته باشد، نشان داد که دنباله طیف کلاتر اندازه‌گیری شده، بسیار سریع‌تر از نمونه توانی، منحرف[6] می‌شود و بر اساس آن نمونه نمایی برای طیف کلاتر زمینی مورد توجه قرار گرفت. نمونه نمایی در توانهای بالا، از مدل گوسین پهن‌تر است و در توانهای پایین (در تضعیف حدود ۶۰ تا ۸۰ دی‌بی)، باریکتر از مدل توانی می‌باشد. 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 پیاده‌سازی می‌شوند، استفاده می‌کنند. انتخاب نمونه آماری کلاتر هرچند که برای طراحی

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

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:

$$Y[n] = \sum_{k=1}^{q} a_k s_{k[n]} + \vartheta(n) \qquad (۱۶)$$

از آنجایی‌که 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 به‌علاوه نویز گوسی رنگی $\vartheta(n)$ را داریم.

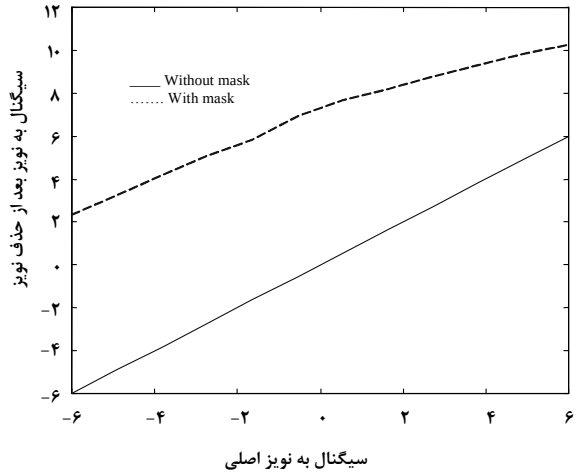
برای مدل کردن (تخمین زدن) هر کانالی که یک سامانه LTI است، آستانه‌گذاری نرم ضرائب می‌تواند با انتخاب پنجره‌ای گوسی مناسب باشد [۳].

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:

$$\mathrm{SNR}_{\text{After denoisnig}} = 10\log_{10}\frac{\sum_n |y(n)|^2}{\sum_n |y(n)-\tilde{y}(n)|^2} \qquad (۱۷)$$

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

در رابطه فوق $y(n)$ سیگنال دریافت شده، $\tilde{y}(n)$ سیگنال دریافت شده بعد از حذف نویز و $x(n)$ سیگنال اصلی است. از شکل (۲) می‌توان دریافت که با افزایش SNR اصلی، 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 ردّ 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 (τ,ω,c,d) بر اساس معادله (۸) تخمین زده شود. روش مرسوم برای تخمین پارامترها استفاده از روش حداکثر درست‌نمایی[1]، می‌باشد [۷]. اگر پارامترهای نامعلوم τ,ω,c,d را به صورت یک بردار در نظر بگیریم و آنرا با θ نمایش دهیم، آنگاه باید تابع چگالی احتمال سیگنال را نسبت به پارامتر θ 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:

1- Maximum Likelihood

$$E[\ln f_{X;\Theta}(\mathbf{x},\theta)/\mathbf{y}] = \int_{X} f_{X/Y;\Theta}(\mathbf{x}/\mathbf{y};\theta)\ln f_{X;\Theta}(\mathbf{x};\theta)\,dx \qquad (۱۸)$$

در معادله بالا محاسبه عبارت $f_{X/Y;\Theta}(\mathbf{x}/\mathbf{y};\theta)$ نیازمند تخمینی از بردار پارامتر نامعلوم θ است. به این سبب، امید ریاضی تابع likelihood ، مکرراً با شروع از تخمین θ، 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, تا همگرایی

مرحله دوم: ارزیابی

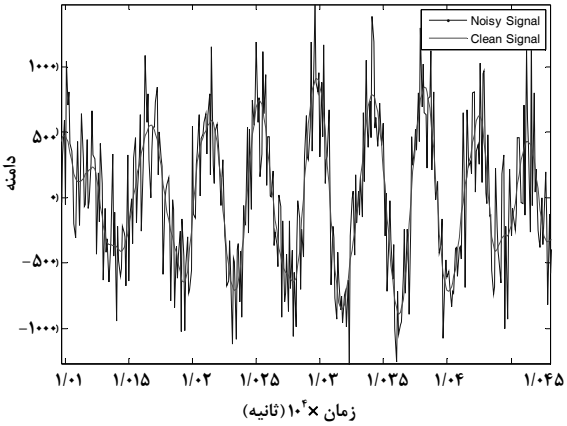
محاسبه $U(\theta,\hat{\theta}_i) = E[\ln f_{X;\Theta}(\mathbf{x};\theta)/\mathbf{y};\hat{\theta}_i]$

مرحله سوم: بهینه‌سازی

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

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

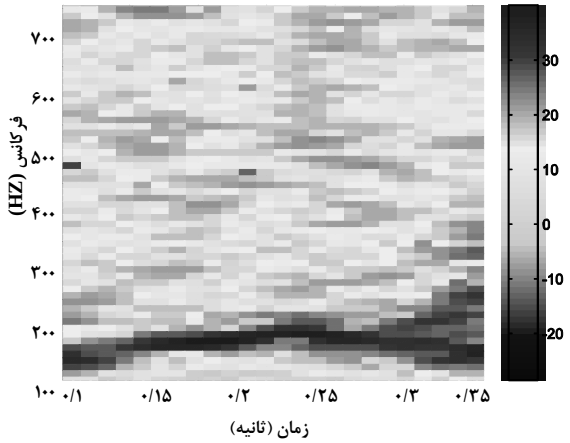
سیگنال دریافتی بعد از حذف نویز به همراه سیگنال دریافتی در شرایط بدون نویز در شکل (۳) نشان داده شده‌اند. سیگنال دریافتی از تبدیل، به منظور بدست آوردن سیگنال حذف نویز شده سنتز می‌شود.



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

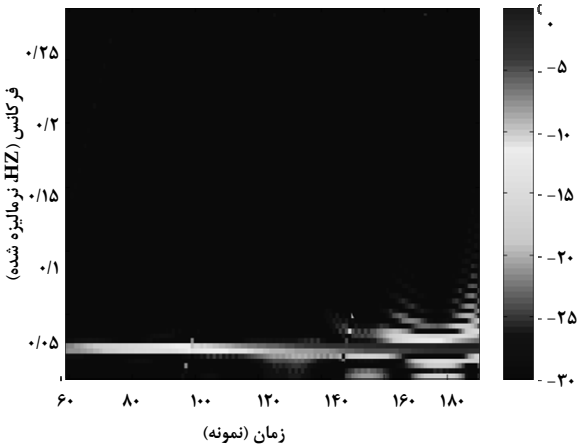
۵. تحلیل سیگنال و نتایج شبیه سازی

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 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 $\frac{۷}{۸}$ برای FFT های ۵۱۲ نقطه‌ای محاسبه شده است. طول پنجره مورد تحلیل ۱۶۳۸۴ نقطه بوده و فرکانس نمونه‌برداری 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 آستانه گذاری 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.



شکل ۵. تبدیل چیرپلت از سیگنال آغشته به نویز

۶. نتیجه‌گیری

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.

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. Seatle : 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 Measerment 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.