

Direct signal cancellation in multistatic passive synthetic aperture radar based on DVB-T signal using compressed sensing algorithm

F. Ansari¹, S. Samadi^{2*}, R. Mohseni³

²Associate Professor, Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran

(Received: 2023 /11/15, Revised: 2022/12/12, Accepted: 2023/01/03, Published: 2023/01/21)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1401.10.2.10.1>

Abstract

This paper presents a new method of clean processing for cancelling direct signal from the reference channel using Compressed Sensing (CS) in a Multistatic passive synthetic aperture radar (MPSAR) based on DVB-T signal, whose opportunity transmitters are stationary and receiver is moving. This paper develops the linear system model of MPSAR in presence of the direct signal interference and then proposes an CS based algorithm to cancel it. The direct signal amplitude is complex in extractive model. The simulation results indicate that the proposed algorithm (CS) is effective for direct signal cancellation.

Keywords: : Compressed sensing, Multistatic synthetic aperture radar, DVB-T signal.

This article is an open-access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license.

Publisher: Imam Hussein University

Authors



*Corresponding Author Email: samadi@sutech.ac.ir

حذف سیگنال مسیر مستقیم در رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه مبتنی بر سیگنال DVB-T با استفاده از الگوریتم‌های حسگری فشرده

فرزاد انصاری^۱، صادق صمدی^۲، رضا محسنی^۳

۱- دانشجوی دکتری، ۲- دانشیار و ۳- دانشیار، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران

(دریافت: ۱۴۰۱/۰۸/۲۴، بازنگری: ۱۴۰۱/۰۹/۲۱، پذیرش: ۱۴۰۱/۱۰/۱۳، انتشار: ۱۴۰۱/۱۱/۰۱)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1401.10.2.10.1>



* این مقاله یک مقاله با دسترسی آزاد است که تحت شرایط و ضوابط مجوز Creative Commons Attribution (CC BY) توزیع شده است.

نویسندگان



ناشر: دانشگاه جامع امام حسین (ع)

چکیده

در این مقاله یک روش جدید با استفاده از الگوریتم‌های حسگری فشرده برای حذف سیگنال مسیر مستقیم در رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه ارائه می‌شود که در ساختار چندپایه گیرنده متحرک و فرستنده‌های مغتنم ثابت می‌باشند. سیگنال مغتنم مورد استفاده به منظور تشکیل تصویر DVB-T است. برای بهبود قدرت تفکیک در جهت برد در رادار SAR غیرفعال از چند فرستنده مغتنم استفاده می‌شود. در این مقاله ابتدا یک مدل خطی برای ساختار رادار SAR غیرفعال چندپایه در حضور سیگنال مسیر مستقیم استخراج شده و سپس با استفاده از الگوریتم‌های حسگری فشرده اقدام به حذف آنها می‌گردد. در مدل استخراجی دامنه سیگنال مسیر مستقیم مختلط در نظر گرفته شده است. نتایج شبیه‌سازی نیز تأیید می‌کند که الگوریتم حذف سیگنال مسیرهای مستقیم به کمک حسگری فشرده دارای عملکرد مطلوبی می‌باشد.

کلیدواژه‌ها: حسگری فشرده، رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه، سیگنال DVB-T

۱- مقدمه

سیگنال توسط رادار از سیگنال‌های موجود در محیط استفاده می‌شود. از حیث استفاده از سیگنال‌های مغتنم توسط رادار دهانه مصنوعی غیرفعال می‌توان دودسته بندی در نظر گرفت، در دسته اول سیگنال مغتنم شامل سیگنال رادارهای دهانه مصنوعی فعال دیگر موجود در محیط می‌باشد [۲،۳،۴] شکل (۱) هندسه عملکردی رادار دهانه مصنوعی غیرفعال که از سیگنال مغتنم SAR^۳ فعال بهره می‌برد، آورده شده است. در این شکل مشاهده می‌شود که فرستنده مغتنم متحرک می‌باشد و گیرنده SAR غیرفعال ثابت است. در دسته دوم از سیگنال‌های مغتنم موجود در محیط مانند [DAB^۵، ۶، ۷، DVB-T^۴] [WiMAX^۸، ۹] و GSM^۷ [۱۰] استفاده می‌شود. در این مقاله سیگنال مغتنم از دسته دوم و DVB-T می‌باشد. باتوجه به پهنای باند سیگنال DVB-T قدرت تفکیک در جهت برد برابر با ۱۹ متر است و

تکنولوژی رادار دهانه مصنوعی اولین بار توسط Carl Willey در سال ۱۹۵۱ معرفی شد [۱]. Carl Willey ثابت کرد که با حرکت گیرنده در طول دهانه مصنوعی فاز سیگنال دریافتی به صورت درجه ۲ تغییر می‌کند و می‌توان از آن جهت فشرده‌سازی در جهت سمت استفاده کرد. در رادار دهانه مصنوعی برای دستیابی به قدرت تفکیک در جهت برد از سیگنال LFM^۲ به عنوان سیگنال ارسالی استفاده می‌شود. تصویربرداری توسط رادار دهانه مصنوعی در تمام شرایط آب‌وهوایی، روز و شب مورد استفاده قرار می‌گیرد. استفاده از این تکنولوژی کاربردهای وسیعی در هواشناسی، عکس‌برداری، صنایع نظامی و ... دارد.

در تحقیقات جدید تکنولوژی رادار دهانه مصنوعی به سمت غیرفعال شدن آن پیش رفته است. در این تکنولوژی به جای ارسال

^۳ Synthetic Aperture Radar

^۴ Digital Video Broadcasting-Terrestrial

^۵ Digital Audio Broadcasting

^۶ Worldwide Interoperability for Microwave Access

^۷ Global System for Mobile Communication

* رایانامه نویسنده مسئول: samadi@sutech.ac.ir

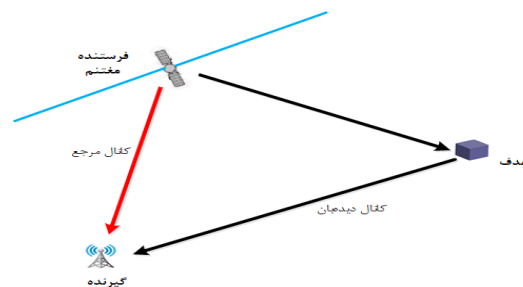
^۲ linear Frequency Modulation

آشکارسازی اهداف می‌باشد، با افزایش تعداد فرستنده‌ها پهنای باند سیگنال ارسالی نیز افزایش می‌یابد که موجب می‌گردد قدرت تفکیک در جهت برد بهبود پیدا کند [۱۳] از این تکنیک به‌منظور بهبود کیفیت تصویر و قدرت تفکیک در جهت برد در رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه نیز بهره برده می‌شود [۱۴].

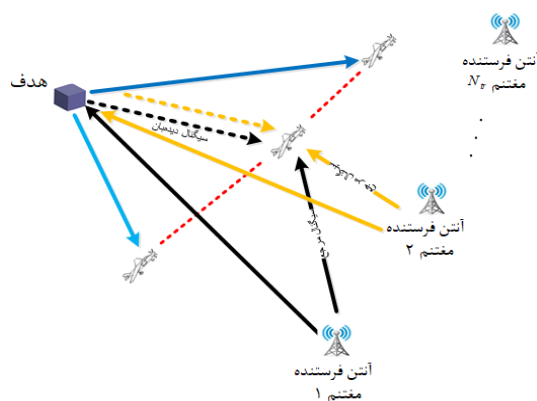
در رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه که از سیگنال مغنتم موجود در محیط استفاده می‌کند، در گیرنده دو کانال دریافت سیگنال وجود دارد، در کانال اول سیگنال مسیر مستقیم از فرستنده‌های مغنتم دریافت می‌شود که به آن کانال مرجع گویند، لازم به ذکر است به‌ازای هر فرستنده در کانال مرجع یک مسیر گیرندگی مجزا وجود دارد. در کانال دوم سیگنال برگشتی از هدف دریافت می‌شود که به آن کانال دیده‌بان می‌گویند. نشستی سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده‌بان با توان قوی دریافت می‌شود؛ زیرا فاصله بین مسیر مرجع کمتر از دیده‌بان است. این نشستی موجب می‌گردد که تصویر در خروجی مطلوب نباشد؛ بنابراین لازم است به کمک یک الگوریتم سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده‌بان حذف شود. تاکنون در رادار دهانه مصنوعی غیرفعال که سیگنال مغنتم رادارهای SAR فعال استفاده می‌کند این الگوریتم‌ها استخراج شده و بهره‌برداری می‌شود [۱۵، ۱۶] در این مقاله به کمک الگوریتم‌های حسگری فشرده سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده‌بان حذف می‌گردد، سپس اقدام به تشکیل تصویر می‌شود.

به تازگی، کاربرد حسگری فشرده (CS^1) در پردازش سیگنال و داده رادار توجه بسیاری از پژوهشگران را جلب نموده است. حسگری فشرده، اندازه‌گیری‌های لازم از یک سیگنال نامعلوم را کمینه کرده و با داشتن این اندازه‌گیری‌ها، سیگنال را با احتمال خطای کم، بازسازی می‌کند. مساله اصلی CS بازیابی تقریبی بردار تنک $x \in R^N$ ، از تعداد محدودی اندازه‌گیری خطی $y = Bx$ است، که $B \in R^{M \times N}$ و $M \ll N$ می‌باشد. به نظر می‌رسد بازیابی x به دلیل $M \ll N$ ناممکن باشد، اما تنک بودن x بازیابی را ممکن می‌سازد. اگر ماتریس B تصادفی باشد و $M > CK \ln(N/K)$ که C عددی ثابت و مثبت و K مرتبه تنکی سیگنال است، شرط RIP^2 با احتمال زیاد برقرار بوده و در نتیجه سیگنال x به دقت قابل بازیابی است [۱۷]. برخی از مزایای CS در رادار دهانه ترکیبی عبارتند از: دستیابی به تصویری با تفکیک پذیری بالا، کاهش بهتر نویز لکه و مقاوم سازی در برابر محدودیت‌های کیفی و کمی داده [۱۸]. هدف این مقاله، بررسی کاربرد حسگری فشرده در حذف سیگنال مسیر

همچنین باتوجه به توان ارسالی فرستنده DVB-T دارای پوشش مناسب است. هندسه عملکردی SAR غیرفعال مبتنی بر سیگنال مغنتم موجود در محیط در شکل (۲) آورده شده است. در این شکل مشاهده می‌شود که گیرنده رادار در طول دهانه مصنوعی حرکت می‌کند و محل فرستنده مغنتم ثابت می‌باشد.



شکل (۱). هندسه SAR غیرفعال دوپایه مبتنی بر سیگنال مغنتم SAR فعال [۴]



شکل (۲). هندسه رادار SAR غیرفعال چندپایه مبتنی بر سیگنال مغنتم DVB-T [۱۴]

در یک دسته‌بندی می‌توان رادارها را به چند دسته تک‌پایه، دوپایه و چندپایه تقسیم کرد. در رادارهای دوپایه بر خلاف تک‌پایه محل فرستنده و گیرنده از یکدیگر مجزا می‌باشد که این مجزا بودن باعث می‌شود که محل گیرنده رادار دوپایه از دید سیستم‌های جنگ الکترونیک پنهان بماند. در ساختار چندپایه نیز یک یا چند گیرنده و یک یا چند فرستنده مجزا وجود دارد. واضح است که ساختار دوپایه نیز حالت خاصی از چندپایه می‌باشد که فقط یک فرستنده وجود دارد. لازم به ذکر است که در ساختار چندپایه رادار SAR فرستنده‌ها و گیرنده‌ها هر کدام می‌توانند ثابت و دیگری متحرک یا هر دو متحرک باشند [۱۱، ۱۲].

یکی از راه‌های بهبود قدرت تفکیک در جهت برد در رادار غیرفعال استفاده هم‌زمان از چند فرستنده مغنتم برای

¹ Compressed Sensing

² Restricted Isometry Property

فریم سازماندهی می‌شود، هر فریم متشکل از ۶۸ سمبل OFDM می‌باشد (از سمبل شماره صفر تا شماره ۶۷). مدولاسیون‌های مورد استفاده در DVB-T یکی از مدولاسیون‌های QPSK، 16 QAM و 64 QAM بوده و بسته به پارامترهای مدولاسیون و کدینگ انتخابی نرخ بیت‌های ارسالی بین 5 تا 32 Mbit/sec می‌باشد. [۱۹، ۲۰].

رابطه زیر سیگنال OFDM مربوط به سیگنالینگ DVB-T را نشان می‌دهد [۲۰]:

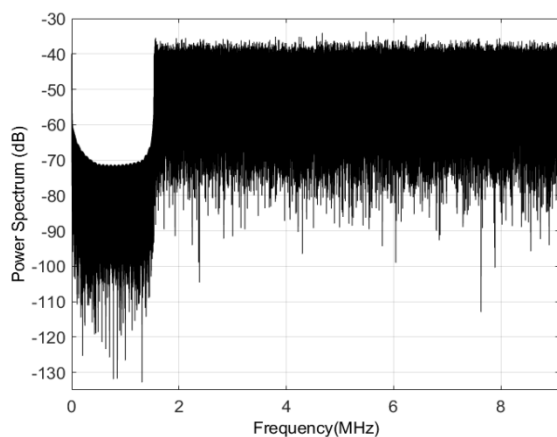
$$s(\tau) = \text{Re} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} a_{m,l,k} \times \Lambda_{m,l,k}(\tau) \times e^{j2\pi f \tau} \right\}$$

$$\Lambda_{m,l,k}(\tau) = \begin{cases} e^{\frac{j2\pi k'}{T_u}(\tau - \Delta - lT_s - 68mT_s)} & (l+68m)T_s \leq \tau \leq (l+68m+1)T_s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

در رابطه فوق پارامترهای k : شماره حامل، l : شماره سمبل OFDM، m : شماره فریم ارسالی، K : تعداد حامل‌های ارسالی، T_s :

جدول (۱). پارامترهای سیگنال DVB-T مورد استفاده در شبیه‌سازی

پارامترها	مُد ۲k
تعداد حامل‌ها	۱۷۰۵
طول داده	۲۲۴ میکروثانیه
زمان محافظ	۷ میکروثانیه
پهنای باند	۷٫۶۱ مگاهرتز
فرکانس مرکزی	۶۱۸ مگا هرتز



شکل (۳). طیف سیگنال DVB-T مورد استفاده در شبیه‌سازی

طول سمبل، T_u : معکوس فاصله حامل‌ها، Δ : زمان باند محافظ، f : فرکانس مرکزی حامل، k' : زیربند حامل مربوط به فرکانس مرکزی $k = \frac{(K_{\max} - K_{\min})}{2}$ ، k' : سمبل $a_{m,l,k}$: سمبل مختلط مربوط به حامل k ام سمبل داده l ام در فریم شماره m تعریف می‌شوند.

مستقیم از کانال دیده‌بان رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه مبتنی بر سیگنال DVB-T می‌باشد. رویکرد جدید مقاله، افزاز داده SAR غیرفعال چندپایه به چند زیر مجموعه تنک و بهره‌گیری از نظریه CS برای حذف سیگنال مسیر مستقیم در هر زیر مجموعه است.

در این مقاله در بخش دوم سیگنالینگ DVB-T توضیح داده می‌شود، در بخش سوم یک مدل خطی برای سیگنال دریافتی بر اساس ساختار پیشنهادی رادار SAR غیرفعال چندپایه در حضور سیگنال مسیر مستقیم استخراج می‌شود. در بخش بعد به کمک الگوریتم‌های حسگری فشرده و مدل استخراج شده، اقدام به حذف سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده‌بان در رادار غیرفعال دهانه مصنوعی چندپایه می‌شود، در بخش ششم نتایج شبیه‌سازی آورده می‌شود. در بخش پایانی نیز نتیجه‌گیری انجام می‌گیرد.

۲- سیگنالینگ DVB-T

پخش ویدئویی دیجیتالی - زمینی (DVB-T) یک استاندارد اروپایی برای پخش تلویزیون دیجیتال می‌باشد. این سیستم برای اولین بار در سال ۱۹۹۷ در بریتانیا مورد بهره‌برداری قرار گرفت. این سیستم که توسط مؤسسه ETSI استاندارد شده است، امروزه در بسیاری از کشورها به‌عنوان سیستم پخش تلویزیونی انتخاب شده است. از مزایای بسیار استاندارد DVB-T نسبت به سیستم پخش تلویزیونی زمینی آنالوگ می‌توان به قابلیت دریافت تصاویر تلویزیونی در هنگام تحرک گیرنده اشاره نمود. در استاندارد DVB-T صدا، تصویر و سایر داده‌های دیجیتالی فشرده شده به روش MPEG-2^۱ در باند UHF^۲ و VHF^۳ روی کانال‌هایی با پهنای باند ۵ تا ۸ مگاهرتز انتقال داده می‌شوند. برای محافظت از جریان داده انتقالی مقدراری اطلاعات تصحیح خطا بدان افزوده شده و به روش مدولاسیون چند حاملی COFDM^۴ (OFDM همراه با کدینگ کانال) ارسال می‌شوند. در سیستم OFDM برای ارسال اطلاعات به‌جای استفاده از یک فرکانس حامل از چند فرکانس حامل استفاده می‌شود. در DVB-T دو انتخاب برای تعداد حامل‌ها وجود دارد که به‌عنوان مودهای ۲k و ۸k شناخته می‌شوند. در مود ۲k تعداد کل حامل‌ها ۲۰۴۸ می‌باشد. تعداد حامل‌های نظیر در مود ۸k به ترتیب ۸۱۹۲ است. فاصله بین حامل‌ها در هریک از این دو مود به ترتیب برابر با ۴ و ۱ کیلوهرتز است. سیگنال ارسالی به‌صورت

^۱Moving Picture Expert Group

^۲Ultra High Frequency

^۳Very High Frequency

^۴Orthogonal Frequency Division Multiplexing

$R_n^k(\eta)$ به ترتیب بیشترین و کمترین فاصله بین فرستنده مغتنم k ام تا نقاط مختلف تصویر و از آنجا تا گیرنده می‌باشد.

در رادارهای SAR غیرفعال چندپایه یکی از مباحث مهم همزمان‌سازی کانال‌های مرجع و دیده‌بان است این بدان معناست که باتوجه به اختلاف فاصله دریافت سیگنال در کانال مرجع و دیده‌بان ممکن است در زمان محاسبه فیلتر منطبق در جهت برد این دو سیگنال هیچ‌گونه انطباقی با یکدیگر نداشته باشند و هیچ خروجی مشاهده نشود.

با فرض انجام همزمان‌سازی می‌توان سیگنال دریافتی در کانال دیده‌بان $(S_{surv}(\tau, \eta))$ و مرجع مربوط به فرستنده k ام $(S_{ref,k}(\tau, \eta))$ به صورت زیر نوشت، که در این روابط τ, η به ترتیب زمان در جهت سمت و برد می‌باشد.

$$S_{surv}(\tau, \eta) = \sum_{k=1}^{N_f} \sum_{i=1}^{N_{rg}} \sum_{j=1}^{N_{re}} A(x_i, y_j) \exp(-j 2 \pi f_k \frac{R_{surv,k}(\eta, x_i, y_j)}{c}) s_k(\tau - \frac{R_{surv,k}(\eta, x_i, y_j)}{c}) + \sum_{k=1}^{N_f} A_k(\eta) \exp(-j 2 \pi f_k \frac{R_{ref,k}(\eta)}{c}) s_k(\tau - \frac{R_{ref,k}(\eta)}{c}) \quad (۴)$$

$$S_{ref,k}(\tau, \eta) = \exp(-j 2 \pi f_k \frac{R_{ref,k}(\eta)}{c}) s_k(\tau - \frac{R_{ref,k}(\eta)}{c}) \quad (۵)$$

در روابط فوق $A(x_i, y_j)$ ضریب انعکاسی تصویر به‌ازای سلول هدف (x_i, y_j) و $s_k(\tau)$ سیگنال ارسالی از فرستنده k ام می‌باشد. f_k فرکانس حامل سیگنال فرستنده مغتنم k ام است. سلول تصویر (x_i, y_j) و سپس برگشت به گیرنده (کانال دیده‌بان) می‌باشد. $R_{ref,k}(\eta)$ فاصله مسیر مستقیم از فرستنده k ام تا گیرنده (کانال مرجع) است. $A_k(\eta) = |A_k(\eta)| e^{j\phi_k(\eta)}$ توان ناشی سیگنال مسیر مرجع k ام در کانال دیده‌بان است که $\phi_k(\eta)$ و $\kappa = |A_k(\eta)|$ به ترتیب فاز تصادفی و اندازه $A_k(\eta)$ با مدل سیگنال رایلی هستند. تابع چگالی احتمال κ به صورت زیر می‌باشد [۱]:

$$f(\kappa) = \frac{\kappa}{\sigma^2} e^{-\frac{\kappa^2}{(2\sigma^2)}} \quad (۶)$$

که در این رابطه σ پارامتر مقیاس توزیع نامیده می‌شود.

$R_{surv,k}(\eta, x_i, y_j)$ و $R_{ref,k}(\eta)$ به صورت زیر محاسبه می‌شود [۱۴]:

$$R_{surv,k}(\eta, x_i, y_j) = R_{ReTa}(\eta, x_i, y_j) + R_{TrTa,k}(\eta, x_i, y_j) \quad (۷)$$

$$R_{ref,k}(\eta) = R_{TrRe,k}(\eta) \quad (۸)$$

در رابطه فوق $R_{ReTa}(\eta, x_i, y_j), R_{TrRe,k}(\eta), R_{TrTa,k}(\eta, x_i, y_j)$ به ترتیب فاصله فرستنده مغتنم k ام با سلول هدف (x_i, y_j)

در جدول (۱) و شکل (۳) به ترتیب پارامترها و طیف سیگنال سیگنال DVB-T مورد استفاده در شبیه‌سازی آورده شده اند.

۳- مدل مشاهده برای رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه

هندسه رادار SAR غیرفعال چندپایه در شکل (۲) آورده شده است. در این هندسه محل فرستنده‌ها ثابت و گیرنده متحرک می‌باشند. به منظور تشکیل تصویر در رادار SAR غیرفعال چندپایه نیاز به چند آنتن در گیرنده متحرک می‌باشند. برای هر فرستنده یک آنتن جهتی با بیم باریک که فقط سیگنال مسیر مستقیم (سیگنالی که مستقیم از فرستنده ارسال و در گیرنده دریافت می‌شود) مربوط به آن فرستنده را دریافت می‌کند، در نظر گرفته می‌شود، که به این مسیر دریافت سیگنال کانال مرجع گفته می‌شود. لازم به ذکر است که به تعداد فرستنده‌ها کانال مرجع وجود دارد. کانال دیگر مسیر دیده‌بان می‌باشد که سیگنال برگشتی از هدف دریافت می‌شود. به منظور دریافت سیگنال در کانال دیده‌بان از یک آنتن در جهت تصویر استفاده می‌گردد، ولی از آنجا که طول مسیر دریافت سیگنال در کانال‌های مرجع کمتر از مسیر دیده‌بان می‌باشد، ناشی سیگنال‌های مسیر مرجع با توانی قوی‌تر در کانال دیده‌بان نیز دریافت می‌شود، که موجب می‌گردد در خروجی تصویر مطلوبی حاصل نشود. در این مقاله هدف حذف این سیگنال‌ها (سیگنال‌های مسیر مرجع) از کانال دیده‌بان می‌باشد.

برای دریافت سیگنال به این صورت عمل می‌شود که کانال‌های مرجع و دیده‌بان به طور همزمان Burst های سیگنال دریافت می‌کنند. دریافت سیگنال Burst در فواصل زمان BRI (زمان تکرار Burst) صورت می‌گیرد. گیرنده زمان $\eta_{sy} = \frac{L_{sy}}{v}$ طول دهانه مصنوعی را طی می‌کند که L_{sy} طول دهانه مصنوعی است و بر اساس حد تفکیک مورد نیاز تعیین می‌شود، v سرعت حرکت گیرنده می‌باشد. سپس با انتخاب مناسب BRI می‌توان تعداد سلول فاصله در جهت سمت را به کمک رابطه $N_{az} = \frac{\eta_{sy}}{BRI}$ محاسبه کرد. زمان تکرار Burst (BRI) باید در دو شرط زیر صادق باشد [۱۴]:

$$BRI > \frac{\max_{k,\eta} (R_f^k(\eta) - R_n^k(\eta))}{c} \quad (۲)$$

$$BRI < \frac{1}{f_{d \max}} \quad (۳)$$

در رابطه‌های فوق $f_{d \max}$ برابر با بیشترین اختلاف فرکانس داپلر بین کانال‌های مرجع و دیده‌بان است. همچنین $R_f^k(\eta)$

۴- محاسبه مدل خطی سیگنال در رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه در حضور سیگنال

مسیر مستقیم

برای حصول یک مدل خطی سیگنال کانال دیده بان رابطه (۴) به صورت زیر باز نویسی می شود:

$$S_{surv}(\tau, \eta) = \sum_{i=1}^{N_{rg}} \sum_{j=1}^{N_{az}} A(x_i, y_j) \lambda_{i,j}(\tau, \eta) + \sum_{k=1}^{N_t} A_k(\eta) S_{ref,k}(\tau, \eta) \quad (۱۵)$$

که

$$\lambda_{i,j}(\tau, \eta) = \sum_{k=1}^{N_t} \exp(-j 2 \pi f_k \frac{R_{surv,k}(\eta, x_i, y_j)}{c}) s_k(\tau - \frac{R_{surv,k}(\eta, x_i, y_j)}{c}) \quad (۱۶)$$

با توجه به رابطه (۴) مقدار $\lambda_{i,j}(\tau, \eta)$ قابل محاسبه است. برای این منظور باید سیگنال $S_{ref,k}(\tau, \eta)$ به اندازه $\Delta \tau(\eta, x_i, y_j) = \frac{\Delta R(\eta, x_i, y_j)}{c t_s}$ (که

شماره $\Delta R(\eta, x_i, y_j) = R_{surv}(\eta, x_i, y_j) - R_{ref}(\eta)$ می باشد) شیفت زمانی پیدا کند [۱۴]. حال می توان رابطه (۱۵) را به صورت مدل خطی زیر نوشت:

$$\mathbf{s}_{surv} = \mathbf{\Pi} \mathbf{d} + \mathbf{B} \mathbf{A}_r \quad (۱۷)$$

در رابطه فوق ماتریس $\mathbf{\Pi}$ به صورت زیر تعریف می شود [۱۴].

$$\mathbf{\Pi} = [\mathbf{v}_{1,1}, \dots, \mathbf{v}_{N_{rg}, N_{az}}]^T \quad (۱۸)$$

$$\mathbf{v}_{i,j} = [\lambda_{1,1}(\tau_i, \eta_j), \dots, \lambda_{N_{rg}, 1}(\tau_i, \eta_j), \dots, \lambda_{N_{rg}, N_{az}}(\tau_i, \eta_j)]^T$$

در رابطه (۱۷) ماتریس $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_t]$ نیز به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\mathbf{b}_k = \begin{bmatrix} \beta_{1,k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \beta_{2,k} & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \beta_{N_{az},k} \end{bmatrix}_{(N_{az} \times N_{rg}) \times (N_{az} \times N_{rg})} \quad (۱۹)$$

$$\beta_{j,k} = \begin{bmatrix} S_{ref,k}(\tau_1, \eta_j) & 0 & \dots & 0 \\ S_{ref,k}(\tau_2, \eta_j) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{ref,k}(\tau_{N_{rg}}, \eta_j) & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{N_{rg} \times N_{az}} \quad \begin{cases} k=1,2,\dots,N_t \\ j=1,2,\dots,N_{az} \end{cases}$$

در رابطه (۱۷) $\mathbf{A}_r = [\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_t]^T$ بردار توان ناشی از سیگنال مسیر مستقیم است، که به صورت زیر تعریف می شود:

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} \underbrace{A_i(\eta_1) \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} & \underbrace{A_i(\eta_2) \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} & \dots & \underbrace{A_i(\eta_{N_{az}}) \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} \end{bmatrix}^T \quad (۲۰)$$

با در نظر گرفتن مدل جمع شونده نویز در ضرب بازتاب هر یک از سلول های سطح، مدل داده نویزی در کانال دیده بان رادار SAR غیرفعال چندپایه به صورت زیر نوشته می شود:

فرستنده و گیرنده، گیرنده و سلول هدف (x_i, y_j) می باشند که به صورت زیر تعریف می شوند [۱۴].

$$R_{Tre,k}(\eta) = \sqrt{(x_{tr,k} - x_{re}(\eta))^2 + (y_{tr,k} - y_{re}(\eta))^2 + (z_{tr,k} - z_{re}(\eta))^2} \quad (۹)$$

$$R_{ReTa}(\eta, x_i, y_j) = \sqrt{(x_i - x_{re}(\eta))^2 + (y_j - y_{re}(\eta))^2 + (z - z_{re}(\eta))^2}, z=0 \quad (۱۰)$$

$$R_{Tra,k}(\eta, x_i, y_j) = \sqrt{(x_{tr,k} - x_i)^2 + (y_{tr,k} - y_j)^2 + (z_{tr,k} - z)^2}, z=0 \quad (۱۱)$$

در روابط فوق $P_{re}(\tau) = [x_{re}(\tau), y_{re}(\tau), z_{re}(\tau)]$ و $P_{tr,k} = [x_{tr,k}, y_{tr,k}, z_{tr,k}]$ به ترتیب موقعیت گیرنده متحرک و فرستنده معتم k ام می باشند.

حال اگر از سیگنال های دریافتی در هر BRI نمونه برداری شود، ماتریس های داده در کانال های دیده بان و مرجع k ام حاصل می گردد که با $\mathbf{s}_{surv}$ و $\mathbf{s}_{ref,k}$ نامگذاری می شوند [۱۴].

$$\mathbf{s}_{surv} = \begin{bmatrix} S_{surv}(\tau_1, \eta_1) & \dots & S_{surv}(\tau_{N_{rg}}, \eta_1) \\ \vdots & & \vdots \\ S_{surv}(\tau_1, \eta_{N_{az}}) & \dots & S_{surv}(\tau_{N_{rg}}, \eta_{N_{az}}) \end{bmatrix} \quad (۱۲)$$

$$\mathbf{s}_{ref,k} = \begin{bmatrix} S_{ref,k}(\tau_1, \eta_1) & \dots & S_{ref,k}(\tau_{N_{rg}}, \eta_1) \\ \vdots & & \vdots \\ S_{ref,k}(\tau_1, \eta_{N_{az}}) & \dots & S_{ref,k}(\tau_{N_{rg}}, \eta_{N_{az}}) \end{bmatrix} \quad (۱۳)$$

که τ_i ($i=1,2,\dots,N_{rg}$) و η_j ($j=1,2,\dots,N_{az}$) زمان های نمونه برداری در راستای برد و سمت هستند.

همچنین اگر سطرهای ماتریس داده در کانال دیده بان و مرجع مربوط به فرستنده k ام به صورت ستونی در زیر هم قرار گیرند بردارهای $\mathbf{s}_{ref,k}$ و $\mathbf{s}_{surv}$ حاصل می شود.

ماتریس ضرائب انعکاسی تصویر $\mathbf{D}$ به شکل زیر می توان نوشت. همچنین اگر سطرهای ماتریس تصویر $\mathbf{D}$ به صورت ستونی نوشته شود بردار تصویر $\mathbf{d}$ بدست می آید [۱۴].

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} A(x_1, y_1) & \dots & A(x_{N_{rg}}, y_1) \\ \vdots & & \vdots \\ A(x_1, y_{N_{az}}) & \dots & A(x_{N_{rg}}, y_{N_{az}}) \end{bmatrix} \quad (۱۵)$$

$$\Phi = [\underbrace{\phi_{1,1} \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} \ \underbrace{\phi_{2,1} \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} \ \dots \ \underbrace{\phi_{N_{az},1} \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} \ \underbrace{\phi_{1,2} \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} \ \dots \ \underbrace{\phi_{N_{az},2} \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}}]^T \quad (25)$$

$$\xi = e^{j\theta} = [\underbrace{e^{j\theta_{1,1}} \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} \ \underbrace{e^{j\theta_{2,1}} \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} \ \dots \ \underbrace{e^{j\theta_{N_{az},1}} \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} \ \underbrace{e^{j\theta_{1,2}} \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}} \ \dots \ \underbrace{e^{j\theta_{N_{az},2}} \ 0 \ \dots \ 0}_{N_{rg}}]^T \quad (26)$$

برای یافتن دامنه سیگنال مسیر مستقیم از حسگری فشرده استفاده می‌شود. در بحث حسگری فشرده، فرض بر این است که حداقل یک فضای تبدیل وجود دارد که در آن، بردار κ نمایشی تنک دارد. به عبارتی فرض می‌شود که می‌توان بردار κ را در فضای تبدیل چنین نمایش داد:

$$\kappa = \Psi \mathbf{a}_r \quad (27)$$

که Ψ ماتریس نمایش یا پایه و $\mathbf{a}_r$ بردار ضرایب تبدیل نامیده می‌شود. $\mathbf{a}_r$ نمایش تنک بردار $|\mathbf{A}_r|$ است. و تنها U مولفه آن غیر صفر است. U مرتبه تنکی بردار $\mathbf{a}_r$ است. با جایگذاری (۲۷) در رابطه (۲۲) می‌توان نوشت:

$$\mathbf{s}_{\text{surv}} = \mathbf{B} \mathbf{A}_r + \mathbf{n}' = \mathbf{B} \Theta_r |\mathbf{A}_r| + \mathbf{n}' = \mathbf{B} \Theta_r \Psi \mathbf{a}_r + \mathbf{n}' \quad (28)$$

ماتریس $\Psi = \mathbf{I}$ (که $\mathbf{I}$ ماتریس واحد می‌باشد) است، زیرا بردار اندازه κ تنک می‌باشد. از آنجا که Θ_r شامل فاز تصادفی و ناشناخته می‌باشد الگوریتم حسگری فشرده قادر به تخمین بردار دامنه سیگنال مسیر مستقیم نمی‌باشد. برای حل این مساله در این مقاله از یک الگوریتم برگشتی و حسگری فشرده استفاده می‌شود. مراحل انجام الگوریتم برگشتی به‌صورت زیر است:

۱- ابتدا الگوریتم برگشتی با مقدار اولیه بردار $\mathbf{A}_r$ شروع به کار می‌کند. سپس به کمک بردار اولیه $\mathbf{A}_r$ ماتریس فاز اولیه تصادفی $\hat{\Theta}_r^n|_{n=1}$ محاسبه می‌شود.

۲- در مرحله دوم بردار κ به کمک الگوریتم حسگری فشرده و با استفاده از مقدار اولیه $\hat{\Theta}_r^n$ (در مرحله اول محاسبه شده است) تخمین زده می‌شود. برای تخمین κ باید مساله بهینه سازی زیر حل شود [۲۱، ۲۲]:

$$\kappa^{n+1} = \arg \min \|\kappa\|_1 \quad \text{subject to} \quad \|\mathbf{s}_{\text{surv}} - \Theta_r \kappa\|_2 \leq \varepsilon_1 \quad (29)$$

که $\Theta_r = \mathbf{B} \hat{\Theta}_r^n$ و $\|\kappa\|_1 = \sqrt{\sum |\kappa_j|}$ (برابر ℓ_1 نرمی درایه از بردار κ می‌باشد) می‌باشند. ε_1 ضریبی ثابت برای در نظر گرفتن اثر نویز $\mathbf{n}'$ است. در رابطه فوق $\|\mathbf{x}\|_2 = \sqrt{\sum |x_j|^2}$ که x_j برابر درایه ℓ_2 از بردار $\mathbf{x}$ است. برای حل مسئله

$$\mathbf{s}_{\text{surv}} = \mathbf{B} \mathbf{A}_r + \mathbf{n} \quad (21)$$

که $\mathbf{n}$ برداری شامل مؤلفه‌های نویز وابسته به سیگنال است.

۵- حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده‌بان به کمک الگوریتم حسگری فشرده

در ادامه روشی برای از بین بردن اثر سیگنال مسیر مستقیم بر اساس نظریه حسگری فشرده پیشنهاد می‌گردد. با اضافه شدن سیگنال مسیر مستقیم به کانال دیده‌بان موجب می‌گردد که تغییرات فاز دریافتی در این کانال به‌صورت درجه دوم نباشد، همچنین از آنجا که فاصله دریافت سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده‌بان کوتاه‌تر از فاصله دریافت سیگنال تصویر می‌باشد، در نتیجه توان دریافتی سیگنال مسیر مستقیم به مراتب بیشتر سیگنال تصویر می‌باشد. بنابراین در رابطه (۲۱) می‌توان عبارت $\mathbf{B} \mathbf{A}_r + \mathbf{n}$ را معادل نویز $\mathbf{n}'$ در نظر گرفت. حال می‌توان رابطه (۲۱) را به‌صورت زیر نوشت:

$$\mathbf{s}_{\text{surv}} = \mathbf{B} \mathbf{A}_r + \mathbf{n}' \quad (22)$$

در این مقاله بردار توان نشستی سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده‌بان به‌صورت مختلط در نظر گرفته شده است. بدین منظور می‌توان بردار $\mathbf{A}_r = \Theta_r \kappa$ نوشت، که $\kappa = |\mathbf{A}_r|$ اندازه بردار $\mathbf{A}_r$ می‌باشد، همچنین Θ_r ماتریس فاز نشستی سیگنال مسیر مستقیم است که به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\Theta_r = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1 & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}_2 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{P}_{N_t} \end{bmatrix} \quad (23)$$

که

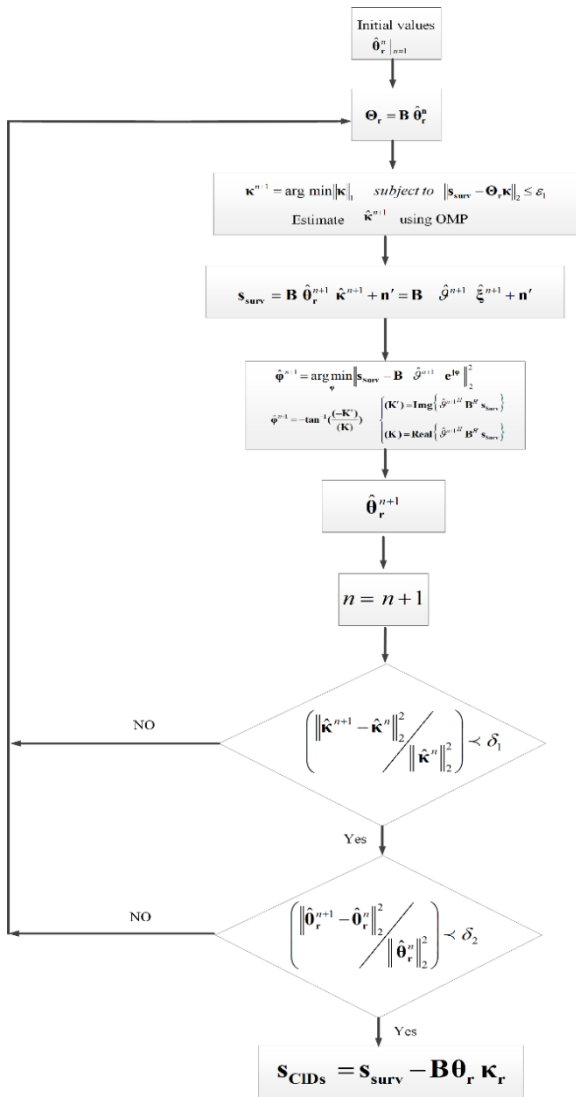
$$\mathbf{P}_k = \begin{bmatrix} \Phi_{1,k} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \Phi_{2,k} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \Phi_{N_{az},k} \end{bmatrix}_{(N_{az} \times N_{rg}) \times (N_{az} \times N_{rg})}$$

$$\Phi_{m,k} = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{m,k}} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{N_{rg} \times N_{rg}} \quad \begin{cases} k = 1, 2, \dots, N_t \\ m = 1, 2, \dots, N_{az} \end{cases} \quad (24)$$

می‌باشد. $\phi_{m,k} = \phi_k(\eta_m)$ که نشان دهنده فاز تصادفی ناشناخته مربوط به نشستی سیگنال مسیر مستقیم فرستنده k ام در لحظه سمت η_m است. برای حل مساله Φ و ξ به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

حاصل شود، δ_1 و δ_2 دو مقدار ثابت کوچک مثبت حقیقی می‌باشند.

حال با تخمین κ و θ_r به کمک الگوریتم حسگری فشرده می‌توان با استفاده از رابطه $\mathbf{s}_{CIDs} = \mathbf{s}_{surv} - \mathbf{B}\theta_r \kappa_r$ نشی سیگنال مسیر مستقیم را از کانال دیده‌بان حذف کرد. سپس با استفاده از بردار $\mathbf{s}_{CIDs}$ می‌توان تصویری مطلوب حاصل کرد. برای این منظور از الگوریتم ارائه شده در مقاله [۱۴] (تخمین کالمن ضرایب انعکاسی^۵) برای تشکیل تصویر در رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه استفاده می‌گردد. بلوک دیاگرام شکل (۴) مراحل انجام الگوریتم حسگری فشرده به‌منظور حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده‌بان رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه را نشان می‌دهد.



بهینه‌سازی (۲۹) الگوریتم‌های گوناگون مانند پیگیری پایه‌ای^۱ [۲۳]، تکرار شونده حریص^۲ [۲۴]، و آستانه‌ای^۳ [۲۵] ارائه شده است. در این مقاله الگوریتم حریص^۴ OMP [۲۶] به‌عنوان یکی از الگوریتم‌های شناخته شده در حسگری فشرده استفاده می‌شود. این الگوریتم یکی از ساده‌ترین الگوریتم‌های تکرار شونده با دقت و سرعت بالا است که در هر گام، تنها یکی از مولفه‌های سیگنال را تخمین می‌زند.

۳- با استفاده از تخمین بردار $\hat{\kappa}^{n+1}$ که در مرحله دوم با کمک الگوریتم حسگری فشرده حاصل گردید باید تخمین جدیدی از ماتریس فاز $\hat{\theta}_r^{n+1}$ بدست آورد. برای این منظور رابطه (۲۸) به‌صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\mathbf{s}_{surv} = \mathbf{B} \hat{\theta}_r^{n+1} \hat{\kappa}^{n+1} + \mathbf{n}' = \mathbf{B} \hat{\mathcal{G}}^{n+1} \hat{\xi}^{n+1} + \mathbf{n}' \quad (30)$$

$$\hat{\mathcal{G}}^{n+1} = \begin{bmatrix} \hat{\kappa}_1^{n+1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \hat{\kappa}_2^{n+1} & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \hat{\kappa}_{N_{az} \times N_{az} \times N_f}^{n+1} \end{bmatrix} \quad (31)$$

می‌باشد. در این رابطه $\hat{\kappa}_i^{n+1}$ برابر درایه i ام از بردار $\hat{\kappa}^{n+1}$ می‌باشد.

حال با استفاده از حل معادله بهینه سازی زیر می‌توان $\hat{\phi}^{n+1}$ و متعاقب آن $\hat{\xi}^{n+1}$ و $\hat{\theta}_r^{n+1}$ را محاسبه کرد.

$$\hat{\phi}^{n+1} = \arg \min_{\phi} \left\| \mathbf{s}_{surv} - \mathbf{B} \hat{\mathcal{G}}^{n+1} \mathbf{e}^{j\phi} \right\|_2^2 \quad (32)$$

با استفاده از روش مطرح شده در مقاله [۲۷] می‌توان $\hat{\phi}^{n+1}$ را تخمین زد.

$$\hat{\phi}^{n+1} = -\tan^{-1} \left(\frac{(-\mathbf{K}')}{(\mathbf{K})} \right) \quad \begin{cases} (\mathbf{K}') = \text{Im} \{ \hat{\mathcal{G}}^{n+1 H} \mathbf{B}^H \mathbf{s}_{surv} \} \\ (\mathbf{K}) = \text{Real} \{ \hat{\mathcal{G}}^{n+1 H} \mathbf{B}^H \mathbf{s}_{surv} \} \end{cases} \quad (33)$$

اگر بردارهای $\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_N]$ و

بردارهای $\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_N]$ باشند،

$$\text{Im} \{ \mathbf{a} \} = [\text{image}(a_1) \ \text{image}(a_2) \ \dots \ \text{image}(a_N)],$$

$$\text{Real} \{ \mathbf{a} \} = [\text{real}(a_1) \ \text{real}(a_2) \ \dots \ \text{real}(a_N)],$$

$$\tan^{-1}(\mathbf{a}) = [\tan^{-1}(a_1) \ \tan^{-1}(a_2) \ \dots \ \tan^{-1}(a_N)]$$

$$\frac{(\mathbf{a})}{(\mathbf{b})} = \left[\frac{a_1}{b_1} \ \frac{a_2}{b_2} \ \dots \ \frac{a_N}{b_N} \right] \quad \text{تعریف می‌شوند.}$$

۴- به مرحله دوم برگشته و این الگوریتم ادامه داده می‌شود تا

$$\left(\frac{\|\hat{\theta}_r^{n+1} - \hat{\theta}_r^n\|_2}{\|\hat{\theta}_r^n\|_2} \right) < \delta_2 \quad \text{و} \quad \left(\frac{\|\hat{\kappa}^{n+1} - \hat{\kappa}^n\|_2}{\|\hat{\kappa}^n\|_2} \right) < \delta_1$$

¹ Basis Pursuit

² Greedy

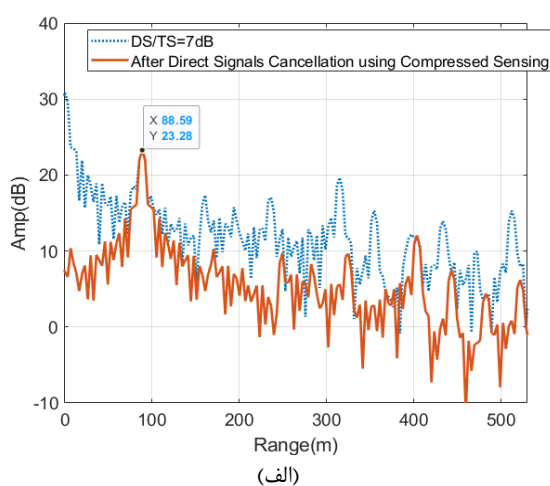
³ Thresholding

⁴ Orthogonal Matching Pursuit

⁵ Kalman Reflection Coefficients Estimation Algorithm (KRCEA)

موقعیت $(x_{ta}, y_{ta}) = (88.59, 200)$ قرار دارد. همچنین سیگنال مسیر مستقیم با توان قوی نیز در کانال دیده‌بان دریافت می‌شود. در این شبیه‌سازی برای سه سناریو با نسبت توان سیگنال‌های مسیر مستقیم (مجموع توان پنج سیگنال مسیر مستقیم) به هدف (DS/TS) (Direct Signals to Target Signal) برابر با 7 dB، 12 dB و 15 dB انجام شده است.

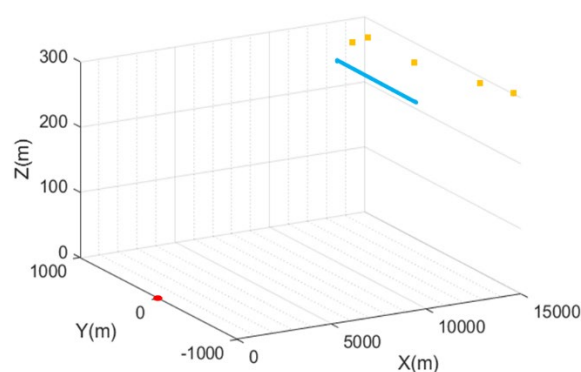
در شکل‌های (۶) الف، ب و ج خروجی تصویر با کمک الگوریتم فیلتر کالمن [۱۴] در جهت برد برای DS/TS برابر با 7dB، 12dB و 15dB رسم شده است. در هر شبیه‌سازی پس از حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده‌بان به کمک الگوریتم حسگری فشرده نیز خروجی تصویر در جهت برد رسم شده است. در شکل (۶) الف مشاهده می‌شود که به‌ازای 7dB می‌توان بیشینه هدف نقطه‌ای را مشاهده کرد؛ ولی یک بیشینه قوی مربوط به سیگنال مسیر مستقیم نیز در موقعیت برد صفر دیده می‌شود. حال با افزایش توان سیگنال مسیر مستقیم دیگر نمی‌توان بیشینه هدف را در شکل‌های (۶) ب و ج مشاهده کرد زیرا گلبرگ‌های سیگنال مسیر مستقیم بیشینه هدف را پوشش می‌دهد، بنابراین لازم است که این سیگنال قوی را از کانال دیده‌بان حذف کرد. حال در شکل‌های (۶) ب و ج پس از حذف سیگنال مسیر مستقیم به کمک الگوریتم حسگری فشرده می‌توان به خوبی بیشینه مربوط به هدف نقطه‌ای را مشاهده کرد. همچنین در موقعیت برد برابر با صفر دیگر بیشینه مربوط به سیگنال مسیر مستقیم وجود ندارد.



شکل (۴). بلوک دیاگرام الگوریتم حسگری فشرده به‌منظور حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده‌بان رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه

۶- شبیه‌سازی

به‌منظور شبیه‌سازی الگوریتم ارائه شده در این مقاله از سیگنال DVB-T با مشخصات موجود در جدول (۱) استفاده شده است. از آنجاکه مدل خطی استخراجی برای رادار دهانه مصنوعی غیرفعال از چند فرستنده مغتنم استفاده می‌شود، لذا سیگنال ارسالی فرستنده‌ها مشخصات مشابه آنچه در جدول (۱)



شکل (۵). هندسه هدف، گیرنده و فرستنده‌ها شبیه‌سازی شده

آورده شده است دارند، فقط فرکانس مرکزی آنها متفاوت است. سناریوی شبیه‌سازی در این بخش در شکل (۵) آورده شده است. در این شکل موقعیت مرکز تصویر $[0m, 0m, 0m]$ و پنج فرستنده به ترتیب در موقعیت‌های $[13500m, 0m, 300m]$ (فرستنده اول با فرکانس مرکزی ۶۱۸ مگا هرتز)، $[13500m, 600m, 300m]$ (فرستنده دوم با فرکانس مرکزی ۶۱۰٫۳۹ مگا هرتز)، $[14000m, 900m, 270m]$ (فرستنده سوم با فرکانس مرکزی ۶۲۵٫۶۱ مگا هرتز)، $[14500m, -600m, 300m]$ (فرستنده چهارم با فرکانس مرکزی ۶۰۲٫۷۸ مگا هرتز) و $[15000m, -900m, 300m]$ (فرستنده پنجم با فرکانس مرکزی ۶۳۳٫۲۲ مگا هرتز) می‌باشد، که m نشان دهنده واحد متر است. گیرنده مسیر ۱۰۰۰ متر (L_{sy}) را از نقطه $[11500m, -500m, 280m]$ شروع و در جهت y در نقطه $[11500m, 500m, 280m]$ با سرعت $40m/s$ به پایان می‌برد.

۶-۱- آزمایش اول: بررسی اثر سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده‌بان

در این شبیه‌سازی به بررسی اثر سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده‌بان پرداخته می‌شود. برای این منظور یک هدف نقطه‌ای در

پیشنهادی $ECA-B^1$ و $RLS-B^2$ در نظر گرفته شده است. الگوریتم‌های $RLS-B$ و $ECA-B$ بدین صورت عمل می‌کند که در هر BRI که گیرنده رادار دهانه مصنوعی غیرفعال سیگنال Burst را دریافت می‌کند، به ترتیب الگوریتم‌های RLS و ECA به منظور حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده‌بان استفاده می‌شود.

جدول (۲) پیچیدگی محاسباتی الگوریتم‌های حسگری فشرده، $RLS-B$ و $ECA-B$ آورده شده است. متغیر L در این جدول تعداد Tapهای فیلتر وقتی RLS می‌باشد. در این جدول مشاهده می‌شود که پیچیدگی محاسباتی الگوریتم $ECA-B$ از دیگر روش‌ها بیشتر است. پیچیدگی محاسباتی الگوریتم $RLS-B$ و حسگری فشرده بستگی به تعداد Tapهای فیلتر وقتی تقریباً مشابه یکدیگر می‌باشد.

جدول (۲). پیچیدگی محاسباتی الگوریتم‌های حسگری فشرده،

$RLS-B$ و $ECA-B$

الگوریتم	پیچیدگی محاسباتی
حسگری فشرده	$O(N_{az} N_{rg} N_l)$
$ECA-B$	$O(N_{az} [N_{rg}]^3 N_l)$
$RLS-B$	$O(3.5 L^2 N_{az})$

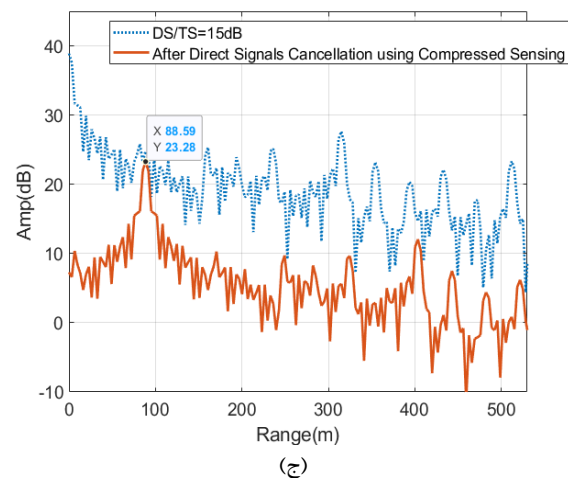
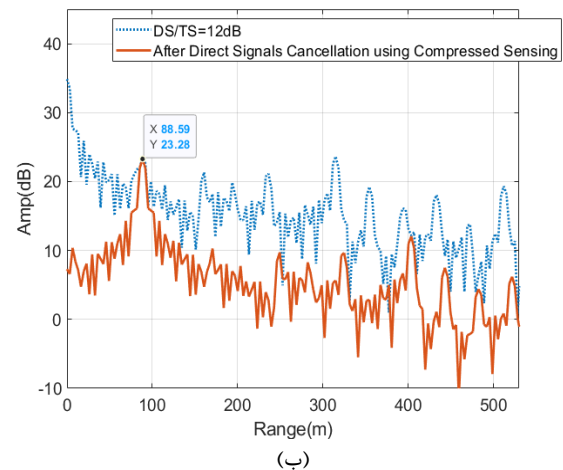
جدول (۳). مقدار CA برای الگوریتم‌های حسگری فشرده، $ECA-B$ و

$RLS-B$

الگوریتم	CA
حسگری فشرده	۳۳,۶۵
$ECA-B$	۳۳,۶۱
$RLS-B$	۲۵,۷۴

به منظور مقایسه الگوریتم‌های حسگری فشرده، $RLS-B$ و $ECA-B$ از سناریوی آزمایش اول بهره برده می‌شود. شکل‌های (۷) و (۸) نمودار یک بعدی خروجی تصویر در جهت برد به کمک الگوریتم فیلتر کالمن به ازای DS/TS برابر با ۱۵ dB رسم شده‌اند. همچنین در شکل‌های (۷) و (۸) به ترتیب خروجی تصویر در جهت برد پس از حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده‌بان به کمک الگوریتم $RLS-B$ و $ECA-B$ آورده شده‌اند. با مقایسه شکل‌های (۶ ج)، (۷) و (۸) مشاهده می‌شود که هر سه الگوریتم سیگنال مسیر مستقیم را حذف کرده‌اند و می‌توان در تصویر نهایی بیشینه مربوط به هدف را مشاهده کرد. برای بررسی دقیق‌تر توانایی الگوریتم‌ها معیار CA به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$CA = 10 \log \left(\frac{\text{Peak Before}}{\text{Peak After}} \right) \quad (۳۴)$$



شکل (۶). خروجی تصویر با کمک الگوریتم فیلتر کالمن در جهت برد

به ازای الف) $DS/TS=7dB$ ب) $DS/TS=12dB$ ج) $DS/TS=15dB$

۲-۶- آزمایش دوم: مقایسه الگوریتم حسگری فشرده با دیگر روش‌ها به منظور حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده‌بان

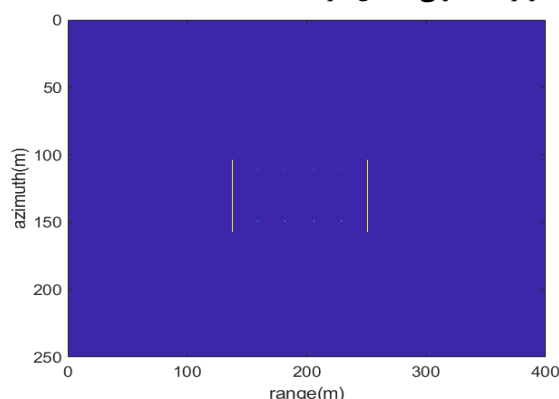
در رادارهای غیرفعال مبتنی بر سیگنال مغنم موجود در محیط در کانال دیده‌بان سیگنال مسیر مستقیم وجود دارد. در رادارهای غیرفعال الگوریتم‌های متفاوتی به منظور حذف سیگنال مسیر مستقیم پیشنهاد شده است. در این بخش الگوریتم‌های فیلتر وقتی RLS [۳۰،۲۸] و ECA [۳۰،۲۹] به منظور مقایسه با الگوریتم حسگری فشرده در نظر گرفته شده‌اند. در رادارهای غیرفعال به منظور استخراج برد و سرعت هدف یک بازه زمانی سیگنال در کانال‌های مرجع و دیده‌بان دریافت می‌شود، سپس از تابع ابهام بهره برده می‌شود؛ لذا از لحاظ عملکردی با رادار دهانه مصنوعی غیرفعال متفاوت می‌باشد. در این مقاله به منظور مقایسه الگوریتم حسگری فشرده با دیگر روش‌ها الگوریتم‌های

¹ Extensive Cancellation Algorithm - Burst

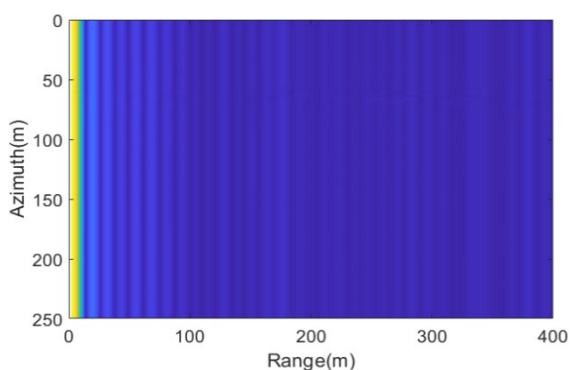
² Recursive Least Square - Burst

برای بررسی اثر سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده بان رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه تصویر مصنوعی شکل (۹) در نظر گرفته شده است. برای شبیه سازی از هندسه شکل (۵) بهره برده می شود. در تصویر مصنوعی شکل (۹) در کانال دیده بان سیگنال مسیر مستقیم نیز دریافت می شود که DS/TS برابر با ۱۵ dB می باشد.

شکل (۱۰) خروجی الگوریتم KRCEA برای تصویر مصنوعی در شرایط حضور سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده بان رسم شده است. در این شکل هیچگونه تصویری مشاهده نمی شود، زیرا در حضور سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده بان نمی توان فشرده سازی در جهت سمت داشت و همانطور که در شکل (۱۰) مشاهده می شود هیچگونه فشرده سازی در جهت سمت رخ نداده است، فقط در جهت برد صفر یک بیشینه وجود دارد که سیگنال مسیر مستقیم می باشد. شکل (۱۱) خروجی الگوریتم KRCEA پس از حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده بان توسط الگوریتم حسگری فشرده را نشان می دهد. در این شکل مشاهده می شود پس از استفاده از الگوریتم حسگری فشرده می توان تصویری مطلوبی حاصل کرد.

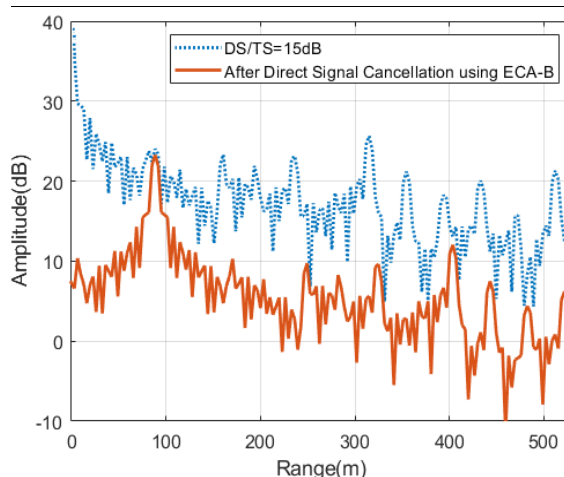


شکل (۹). تصویر مصنوعی مورد استفاده در شبیه سازی

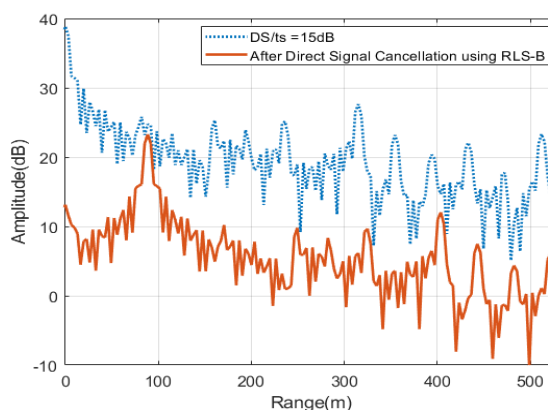


شکل (۱۰). خروجی الگوریتم KRCEA را برای تصویر مصنوعی در شرایط حضور سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده بان

در رابطه (۳۴) Peak After و Peak Befor به ترتیب اندازه بیشینه خروجی تصویر در جهت برد برابر با صفر قبل از حذف سیگنال مسیر مستقیم و بعد از حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده بان می باشند. در جدول (۳) مقادیر CA برای سناریوی آزمایش اول و الگوریتم های حسگری فشرده، RLS-B و ECA-B آورده شده اند. در این جدول مشاهده می شود که الگوریتم RLS-B دارای عملکرد ضعیف تری نسبت به حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده بان در مقایسه با الگوریتم های حسگری فشرده و ECA-B است. عملکرد الگوریتم حسگری فشرده و ECA-B تقریباً مشابه یکدیگر می باشد.



شکل (۷). خروجی تصویر در جهت برد به ازای DS/TS=15dB قبل و بعد از حذف سیگنال مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم ECA-B



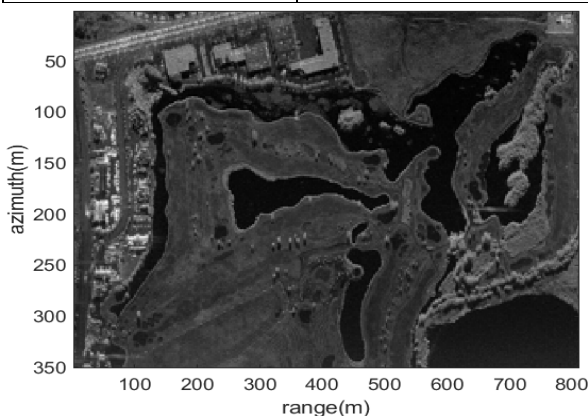
شکل (۸). خروجی تصویر در جهت برد به ازای DS/TS=15dB قبل و بعد از حذف سیگنال مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم RLS-B

۳-۶- آزمایش سوم: بررسی اثر سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده بان در خروجی یک تصویر مصنوعی

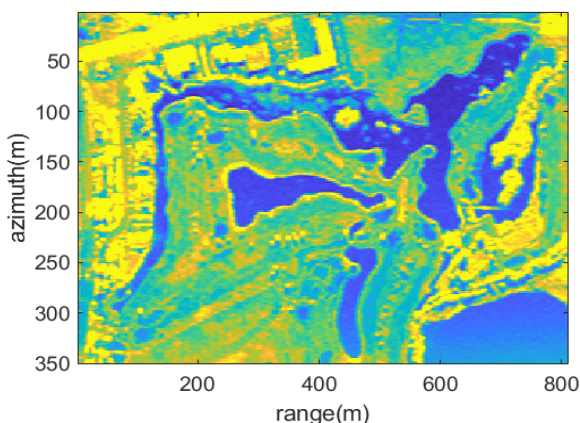
سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده‌بان به کمک الگوریتم حسگری فشرده رسم شده است. در این شکل مشاهده می‌شود که در خروجی الگوریتم KRCEA می‌توان تصویر مطلوبی با قدرت تفکیک مناسب داشت.

جدول (۴). مشخصات رادار NSP-5

قدرت تفکیک در جهت برد	۵ متر
برد	۲۴ کیلومتر
باند فرکانسی	۱۲-۱۸ گیگاهرتز
توان ارسالی	۱۳۰ وات
وزن ساخت‌افزار	۷٫۵ کیلوگرم



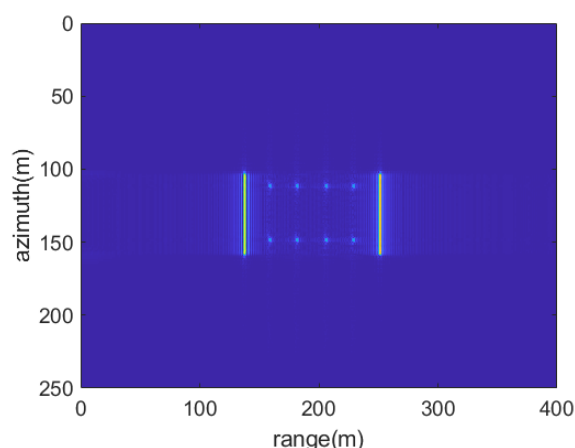
شکل (۱۲). تصویر واقعی مورد استفاده در شبیه‌سازی [۳۱]



شکل (۱۳). خروجی الگوریتم KRCEA برای تصویر واقعی پس از حذف سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده‌بان به کمک الگوریتم حسگری فشرده

۷- نتیجه گیری

برای بهبود قدرت تفکیک در جهت برد در رادار دهانه مصنوعی غیرفعال یکی از راهکارها افزایش پهنای باند فرستنده مغتنم



شکل (۱۱). خروجی الگوریتم KRCEA پس از حذف سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده‌بان توسط الگوریتم حسگری فشرده

۴-۶- آزمایش چهارم: بررسی اثر سیگنال مسیر مستقیم در کانال دیده‌بان در خروجی یک تصویر واقعی

برای بررسی حذف سیگنال مسیر مستقیم به کمک الگوریتم حسگری فشرده در رادار دهانه مصنوعی غیرفعال مبتنی بر سیگنال DVB-T یک تصویر واقعی در شکل (۱۲) در نظر گرفته می‌شود. تصویر واقعی شکل (۱۲) مربوط به منطقه‌ای در کشور ترکیه می‌باشد. این تصویر در سال ۲۰۲۱ میلادی توسط وزارت دفاع ترکیه اخذ شده است. این تصویر واقعی توسط رادار NSP-^۱ 5 گرفته شده است. مشخصات رادار NSP-5 در جدول (۴) آورده شده است. تصویر واقعی مورد استفاده در شبیه‌سازی دارای قدرت تفکیک در جهت برد و سمت به ترتیب ۵ متر و ۱٫۷ متر می‌باشد. همچنین تعداد سلول‌های تصویر در جهت برد و سمت به ترتیب برابر با ۱۰۰ و ۲۰۶ می‌باشند [۳۱].

برای شبیه‌سازی از هندسه فرستنده‌ها، گیرنده و تصویر موجود در شکل (۵) بهره برده می‌شود. در بخش شبیه‌سازی مربوط به هدف مصنوعی دیده شد که در صورتی که سیگنال مسیر مستقیم قوی در کانال دیده‌بان وجود داشته باشند در خروجی الگوریتم KRCEA هیچ تصویری دیده نمی‌شود، بنابراین نتایج خروجی الگوریتم KRCEA با تصویر واقعی در صورت وجود سیگنال مسیر مستقیم قوی نیز شبیه شکل (۱۰) می‌شود. شکل (۱۳) خروجی الگوریتم KRCEA برای تصویر واقعی شکل (۱۲) پس از حذف

¹ Naval Surface Processing

- Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 58, pp. 5066- 5076, 2020
- [8] A. Evers, and J. Jackson, "Experimental passive SAR imaging exploiting LTE, DVB, and DAB signals," IEEE Radar conference, Cincinnati, pp 0680-0685, 2014
 - [9] J. R. Arroyo, and J. A. Jackson, "Collecting and Processing WiMAX Ground Returns for SAR Imaging," IEEE Radar conference, pp 1-6, 2013
 - [10] P. Krysik, and K. Kulpa, "The use of a GSM-based passive radar for sea target detection," European Radar Conference, pp. 142-145, 2012
 - [11] X. Qiu, C. Ding, and D. Hu, "Bistatic SAR data processing algorithms," Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2013
 - [12] P. B. Davenport, "Using multistate passive radar for real-time detection of UFO in the near-earth environment," National UFO Reporting Center, Seattle Washington, 2004
 - [13] M. Conti, F. Berizzi, M. Martorella, E. D. Mese, D. Petri and A. Capria, "High range resolution multichannel DVB-T passive radar," IEEE AGE System Magazin, 2012
 - [14] F. Ansari, S. Samadi, and R. Mohseni, "Passive synthetic aperture radar imaging using Kalman Reflection Coefficients Estimation algorithm with DVB-T signal," Real Time Image Processing, vol. 18, no. 4, pp. 2097 - 2109, 2021
 - [15] F. Santi, M. Bucciarelli, D. Pastina, and M. Antoniou, "CLEAN technique for passive bistatic and multistatic SAR with GNSS transmitters," IEEE Radar conference, pp. 1-6, 2015
 - [16] K. Kulpa, P. Samczynski, M. Malanowski, L. Maslikowski, and V. Kubica, "The use of CLEAN processing for passive SAR image creation," IEEE Radar conference, pp. 1-6, 2013
 - [17] A. Y. Carmi, L. Mihaylovam, and S. J. Godsill, "Compressed Sensing and Sparse Filtering," New York: Springer, 2014.
 - [18] J. Fang, Z. Xu, B. Zhang, W. Hong, and Y. Wu, "Fast compressed sensing SAR imaging based on approximated observation," IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, pp. 1-12, 2014
 - [19] U. Ladebusch, and C. A. Liss, "Terrestrial DVB: A broadcast technology for stationary portable mobile use," Proceeding of the IEEE, vol. 94, no. 1, pp. 183-193, 2006.
 - [20] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), "Digital video broadcasting, Framing structure, channel coding and modulation for terrestrial television," European Standard (EN) 300 744 V1.5.1, 2004
 - [21] S. Samadi, M. Cetin, and M. A. Masnadi-Shirazi, "Sparse representation based SAR imaging," IET Radar Sonar & Navigation, vol. 5, no. 2, pp. 182 - 193, 2011
 - [22] S. Roucart, "Sparse recovery algorithms: sufficient conditions in terms of restricted isometry constants," Approximation Theory XIII: San Antonio 2010, Springer New York, pp. 65-77, 2012
 - [23] S. S. Chen, D. L. Donoho, and M. A. Saunders, "Atomic decomposition by basis pursuit," Society for Industrial and Applied Mathematics, vol. 43, no. 1, pp. 129-159, 2001
 - [24] S. Bahmani, B. Raj, and P. T. Boufounos, "Greedy sparsity-constrained optimization," J Mach Learning Research, vol. 14, no. 1, pp. 807-841, 2013
 - [25] T. Blumensath, M. Yaghoobi, and M. Davies, "Iterative hard thresholding and L0 regularization," IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, pp. 1520-6149, 2007
 - [26] J. A. Tropp, and A. C. Gilbert, "Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 63, no. 10, pp. 2572-2581, 2007
 - [27] A. Asadipooya, S. Samadi, M. Moradikia, and R. Mohseni, "Majorization-Minimization approach for real-time enhancement of sparsity-driven SAR imaging," Real-Time Image Processing, vol. 18, no. 3, pp. 1441-1455, 2021
 - [28] I. Homana, M. D. Topa, and B. S. Kirei, "Echo cancelling using adaptive algorithms," SIITME2009- 15th International

است، برای این منظور به جای استفاده از یک فرستنده می توان از تعداد بیشتری بهره برد که این سبک رادار به عنوان دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه شناخته می شود. در رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه برای تشکیل تصویر در گیرنده دو کانال مرجع و دیده بان وجود دارد. در کانال مرجع سیگنال مسیر از تصویر باید دریافت شوند. یکی از مشکلات رادار دهانه مصنوعی غیرفعال این است که در کانال دیده بان نیز نشی سیگنال مسیر مستقیم دریافت می شود و از آنجاکه مسیر این سیگنال در کانال دیده بان کوتاه تر از سیگنال برگشتی از تصویر می باشد با توان به مراتب بیشتری دریافت می شود. وجود سیگنال مسیر مستقیم با توان بالا در کانال دیده بان موجب می گردد که گلبرگ های آن سلول های تصویر را پوشش دهد و در نهایت تصویری مطلوبی حاصل نگردد. در این مقاله ابتدا یک مدل خطی برای سیگنال دریافتی در گیرنده رادار دهانه مصنوعی غیرفعال چندپایه در حضور سیگنال مسیر مستقیم استخراج می شود. در این مدل استخراجی توان نشی سیگنال مسیر مستقیم مختلط فرض شده است. سپس با استفاده از الگوریتم حسگری فشرده سیگنال مسیر مستقیم از کانال دیده بان حذف می گردد. در این مقاله با استفاده از شبیه سازی تصاویر مصنوعی و واقعی به بررسی عملکرد الگوریتم حسگری فشرده به منظور حذف سیگنال مسیر مستقیم پرداخته شد. نتایج شبیه سازی ها عملکرد مطلوب الگوریتم حسگری فشرده را تأیید کرد.

۸- مراجع

- [1] W. Carrara, R. Goodman, and R. Majewski, "Spotlight Synthetic Aperture Radar," MA: Artech House, 1995
- [2] P. Krysik, L. Maslikowski, P. Samczynski, and A. Kurowska, "Bistatic ground-based passive SAR imaging using TerraSAR-X as an illuminator of opportunity," IEEE International conference on radar, pp. 39-42, 2013
- [3] M. Cassola, R. Prats, P. Schulze, D. Ramon, N. T. Steinbrecher, U. Marotti, L. Nannini, M. Younis, M. Dokker, P. L. Zink, M. Reigber, A. Krieger, and G. Moreira, "First bistatic SAR experiments with TanDEM-X," IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 9, no. 1, pp. 33-37, 2012
- [4] A. Anghel, R. Căcovăanu, A. S. Moldovan, A. A. Popescu, M. Datcu, and A. Serban, "Simplified bistatic SAR imaging with a fixed receiver and TerraSAR-X as transmitter of opportunity First results," IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), pp. 2094-2097, 2016
- [5] D. Gromek, P. Krysik, K. Kulpa, P. Samczynski, and M. Malanowski, "Ground-based mobile passive imagery based on a DVB-T signal of opportunity," International Radar Conference Radar, pp 1-4, 2014
- [6] D. Gromek, P. Samczynski, K. Kulpa, P. Krysik, and M. Malanowski, "Initial results of passive SAR imaging using a DVB-T based airborne radar receiver," European Radar Conference (EuRAD), pp. 137-140, 2014
- [7] Y. Fang, G. Atkinson, A. Sayin, and J. Chen, "Improved passive SAR imaging with DVB-T transmissions," IEEE

Symposium for Designand Technologyof Electronics Packages, 2009

- [29] F. Colone, D. W. O'Hahan, P. Lombardo, and C. J. Baker, "A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 45, no. 2, pp.698-722, 2009
- [30] [F. Ansari, and M. R. Taban, "Clutter and direct signal cancellation in passive radar using TV analog," Journal of Radar, vol. 1, no. 2, 2013 \(In Persian\)](#)
- [31] <https://www.imsar.com/portfolio/synthetic-aperture-radar/>