



فصلنامه علمی ((دفاع هوافضایی))

دوره ۲، شماره ۴، اسفند ۱۴۰۲

عنوان مقالات

مقاله پژوهشی

بهبود تفکیک پذیری برد متقاطع در رادار SAR به کمک فشرده-

سازی مبتنی بر فیلتر منطبق بر شیب

فرهاد صادقی آملو^۱، مجید زارعی^۲

۱. مدرس، گروه مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء(ص)، تهران، ایران

۲. استادیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء(ص)، تهران، ایران

چکیده

در این مقاله بهبود تفکیک پذیری SAR با استفاده از یک فیلتر منطبق بر پایه FrFT مورد بررسی قرار گرفته است که فیلتر منطبق بر شیب نامیده شده است. معمولاً سیگنال دریافتی از اهداف توسط SAR با استفاده از الگوریتم‌های همچون RDA و CSA مورد پردازش قرار گرفته و تصویر نهائی استخراج می‌شود. یکی از مهمترین بخش‌های این الگوریتم‌ها، پیاده‌سازی یک فیلتر منطبق است که موجب فشرده‌سازی سیگنال دریافتی در راستای برد و در راستای سمت شده و منجر به مکان‌یابی و تفکیک پذیری بالای SAR خواهد شد. با توجه به اینکه شکل موج ارسالی اغلب رادارهای SAR از نوع LFM می‌باشد، بنابراین اکوی برگشتی از اهداف در راستای برد یک سیگنال LFM می‌باشد. از طرفی در رادار SAR، در راستای سمت همیشه یک سیگنال چیرپ ایجاد می‌شود. در نتیجه در این مقاله فشرده‌سازی سیگنال با استفاده از فیلتر منطبق بر شیب بطور خاص روی سیگنال سمت انجام شده است و بدیهی است می‌توان همین روش را روی سیگنال LFM در راستای برد نیز تعمیم داد. نتایج بدست آمده نشان می‌دهند که روش پیشنهادی مبتنی بر تبدیل FrFT در حوزه زمان - فرکانس برای پیاده‌سازی یک فیلتر منطبق نسبت به روش کلاسیک، هم تفکیک پذیری را بهبود داده و هم سطح گلبزرگی فرعی در آشکارسازی دو هدف نقطه‌ای کاهش داده است.

اطلاعات مقاله

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۲/۱۰/۱۵

تاریخ دریافت: ۱۴۰۲/۰۶/۱۲

کلمات کلیدی:

تفکیک‌پذیری سمت، رادار دهانه ترکیبی، فیلتر منطبق بر شیب، فشرده‌سازی سیگنال، تبدیل فوریه کسری



نویسنده مسئول:

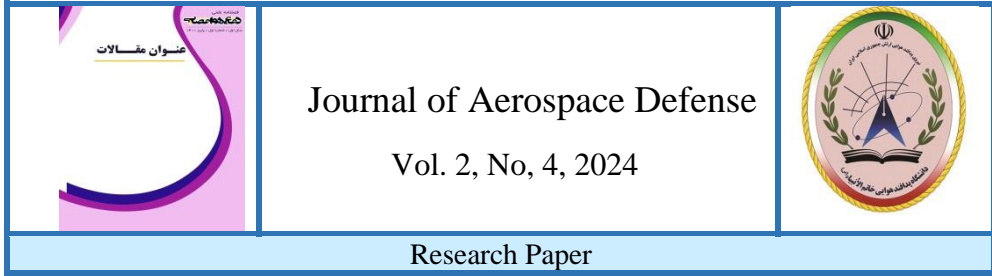
فرهاد صادقی آملو

ایمیل:

fasadeghi@ihu.ac.ir

استناد به مقاله: فرهاد صادقی آملو، مجید زارعی بهبود تفکیک‌پذیری برد متقاطع در رادار SAR به کمک

فشرده‌سازی مبتنی بر فیلتر منطبق بر شیب، مجله علمی پژوهشی دفاع هوافضایی دوره ۲، شماره ۴، اسفند ۱۴۰۲.



An improved synthetic aperture radar cross-range resolution method based on Matched Slope Filter

Farhad Sadeghi Almaloo¹, Majid Zarie²

1- Electrical Engineering Department, khatam al-anbia (pbuh) University, Tehran, Iran

2-Assistant Professor, Electrical Engineering Department, khatam al-anbia (pbuh) University, Tehran, Iran

Article Information

Accepted: 2024/12/12

Received: 2024/09/03

Keywords:

Cross range Resolution; SAR; Matched on Slope Filter; Signal compression; FrFT



Corresponding author:

Farhad Sadeghi

Almaloo

Email:

fasadeghi@ihu.ac.ir

Abstract

This article aims at the improvement of Synthetic Aperture Radar (SAR) resolution by using a Matched Filter (MF) based on the Fractional Fourier Transform (FrFT) that has been called a Matched Slope Filter (MSF). Generally, the received SAR signals are processed by well-known algorithms to extract the final image, such as the Chirp Scaling Algorithm (CSA) and the Range Doppler Algorithm (RDA). Implementing a Matched Filter (MF) that aims at compressing the received signal in the range and azimuth directions is a principal part of these algorithms to deliver target positioning and high resolution. Because the transmitted signal by SARs has often been Linear Frequency Modulated (LFM), the received echo from the targets in the range direction is the LFM. On the other hand, there is always a chirp signal in the azimuth orientation. Thus, this paper proposes the Matched on Slope Filter to improve the compression of the azimuth signals. It's clear the proposed method has been adopted for LFM signal compression in the range direction also. The evaluation results show that our method that uses the FrFT in the time-frequency domain for implementing a Matched Slope Filter enhances the resultant azimuth resolution and reduces the sidelobe level compared to the other frequency-based method.

HOW TO CITE: F. Sadeghi Almaloo, M. Zarie An improved synthetic aperture radar cross-range resolution method based on Matched Slope Filter, Journal of Airspace Defense, Vol. 2, No 4, 2024.

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر در بسیاری از کاربردهای نظامی و غیر نظامی بمنظور تولید تصاویر هوایی با وضوح بالا از سطح زمین توسط امواج الکترومغناطیسی در شب و روز و تحت هرگونه شرایط آب و هوایی، بطور گسترده‌ای از رادار دهانه ترکیبی (SAR) استفاده می‌شود مانند سنجش از راه دور، اکتشاف معادن و نفت، پایش وضعیت جنگل‌ها و تغییرات اقلیمی، شناسایی اهداف زمینی و غیره [1]. دستیابی به وضوح و تفکیک‌پذیری بالا در این رادارها هم در راستای برد و هم در راستای سمت از اهمیت ویژه‌ای برخوردار می‌باشد. به همین دلیل یکی از مهمترین بخش‌های الگوریتم‌های پردازش سیگنال رادار SAR مانند RDA¹ و CSA²، فشرده‌سازی سیگنال می‌باشد که علاوه بر مکان‌یابی دقیق‌تر اهداف، تفکیک‌پذیری چندین هدف نزدیک به هم را نیز با کیفیت بهتری محقق می‌سازد. به دلیل اینکه خروجی این رادار یک تصویر دو بعدی است، تفکیک‌پذیری بایستی در دو بعد تحقق پیدا کند که یکی از این دو بعد مسافتی است در خط دید از رادار تا هدف که برد³ نامیده می‌شود و بعد دوم تصویر، سمت⁴ نامیده می‌شود که عمود بر راستای برد است. بطور معمول این عمل با استفاده از یک فیلتر منطبق⁵ انجام می‌پذیرد که این فیلتر در الگوریتم‌های پردازشی باید هم به اکوی دریافتی در راستای برد و هم به سیگنال سمت اعمال شود [4]-[2]

می‌توان نشان داد پهنای باند سیگنال ارسالی رادار با قدرت تفکیک‌پذیری آن رابطه مستقیم دارد [4]. پهنای باند بالا در راستای برد توسط شکل موج سیگنال ارسالی رادار تأمین شده و تفکیک‌پذیری برد را بهبود می‌بخشد و در راستای سمت، افزایش پهنای باند داپلر هدف یا افزایش سابقه داپلر هدف باعث افزایش تفکیک‌پذیری سمت می‌شود. در [3], [2] نشان داده شده است که افزایش پهنای باند داپلر در رادار SAR ارتباطی به شکل موج ارسالی رادار نداشته و فقط با استفاده از افزایش طول دهانه ترکیبی⁶ قابل تحقق می‌باشد. یک دهانه ترکیبی بزرگ با حرکت دادن رادار در طول یک مسیر ایجاد می‌شود که این حرکت می‌تواند با قرار دادن رادار بر روی هواپیما یا ماهواره انجام شود. همانگونه که در بخش‌های بعدی نشان داده شده است بعد از دریافت اکوی برگشتی از هدف در گیرنده رادار SAR، مستقل از اینکه چه شکل موجی ارسال شده‌است، مولفه سمت سیگنال آشکارسازی شده، تقریباً یک سیگنال LFM خواهد بود. بنابراین یکی از شکل موج‌های ارسالی رادار SAR، سیگنال LFM⁷ است که مشخصه‌ای مورب در صفحه زمان-فرکانس داشته و به دلیل پهنای باند بالای آن در رادارهای SAR نیز مورد استفاده قرار گرفته و موجب بهبود تفکیک‌پذیری برد خواهد شد. سیگنال سمت نیز که مهمترین وجه تمایز SAR نسبت به سایر رادارها می‌باشد، بطور ذاتی یک سیگنال شبهه LFM است،

1 Range Doppler Algorithm

2 Chirp Scaling Algorithm

3Range

4Azimuth

5 Matched filter

6Synthetic Aperture

7 Linear Frequency Modulation

در نتیجه در رادارها پیاده‌سازی یک فیلتر منطبق روی یک سیگنال LFM از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است [5]. هرچند قدرت تفکیک‌پذیری در رادار SAR تابعی از پهنای باند سیگنال ارسالی و طول زمان جمع‌آوری سیگنال (زمان پرتوگیری هدف^۱) یا همان سابقه داپلر هدف می‌باشد ولی بوسیله روشهای پردازشی و با استفاده از روش‌های کارآمد فشرده‌سازی سیگنال LFM در هر دو راستای برد و سمت می‌توان قدرت تفکیک‌پذیری را بهبود بخشید. با توجه به مطالب گفته شده بالا در این مقاله فشرده‌سازی سیگنال شبهه LFM سمت در رادار SAR و بهبود تفکیک‌پذیری سمت در این رادار با استفاده از یک فیلتر منطبق مورد بررسی قرار گرفته است که فیلتر منطبق بر شیب نامیده می‌شود. بدیهی است می‌توان نتایج بدست آمده از این روش را به سادگی در الگوریتم‌های پردازش سیگنال SAR همانند RDA و CSA بکار گرفته و تفکیک‌پذیری برد را نیز همزمان بهبود بخشید.

روش کلاسیک فشرده‌سازی در حوزه فرکانس، پیاده‌سازی فیلتر منطبق با استفاده از تبدیل فوریه (FT) می‌باشد [6]. در این مقاله روش کارآمد دیگری معرفی خواهد شد که بر مبنای تبدیل فوریه کسری یا (FrFT)^۲ استوار است. هر دو روش مذکور در این مقاله شبیه‌سازی شده و مزیت روش مبتنی بر FrFT نسبت به روش کلاسیک نشان داده خواهد شد. تبدیل FrFT که در دهه اخیر بکارگیری آن در مباحثی همچون اپتیک، فیزیک هسته‌ای و پردازش سیگنال مورد توجه خاصی قرار گرفته است، از مدت‌ها قبل در کتب و منابع ریاضی مطرح بوده و برای اولین بار توسط نامیس^۳ در دهه ۱۹۸۰ در زمینه اپتیک مورد استفاده قرار گرفت [8]، [7] و در سالهای اخیر نیز به عنوان یک ابزار قوی در پردازش سیگنال بویژه پردازش سیگنال‌های راداری و فشرده‌سازی سیگنال مطرح گردیده است [9]، [10]. در سال ۲۰۱۰ شریف‌الجمال و همکارانش با استفاده از فیلتر منطبق بر مبنای تبدیل FrFT اقدام به فشرده‌سازی یک سیگنال چیرپ نمودند [11]. آنها برای انجام این کار از تقریب فاز ایستائی سیگنال چیرپ (POSP)^۴ استفاده کرده و نشان دادند که مقدار فشرده‌سازی یک سیگنال چیرپ به عواملی همچون طول زمانی پالس حاوی چیرپ و پهنای باند سیگنال چیرپ بستگی داشته و در صورت تخمین صحیح برخی از پارامترهای چیرپ می‌توان به بطور نسبی به فشرده‌سازی بهتری نسبت به تبدیل فوریه FT دست یافت. احمد امین و همکارانش در سال ۲۰۰۶ الگوریتم CSA را با استفاده از تبدیل FrFT توسعه دادند [12]. از دیدگاه کلی آنها در حقیقت عملیات RCMC^۵ را در الگوریتم فوق جهت جبران‌سازی فاز سیگنال و تصحیح مکان هدف در سلول‌های برد بکار می‌رود، در حوزه FrFT با اعمال فاز مناسب در هر سلول برد انجام دادند. برخی دیگر از محققان همان روش قبلی را در الگوریتم RDA و در حضور نویز سفید گوسی اجرا نمودند [14]، [13]. نتایج بدست آمده نشان می‌دهد که مقدار تفکیک‌پذیری با روش گفته شده تأثیر ناچیزی در تفکیک‌پذیری داشته و فقط

1Target Exposure Time

2Fractional Fourier transform

3Namias

4principle of stationary phase

5 Range Cell Migration Correction

نسبت پیک به گلبرگ فرعی (PLSR)¹ را کاهش می‌دهد. حتی در [13] خروجی شبیه‌سازی‌ها نشان دهنده بدتر شدن تفکیک‌پذیری وجود اهداف کاذب در کنار هدف واقعی است. در سال ۲۰۱۵ چن و همکارانش توسعه دیگری را روی الگوریتم CSA در حالت Squint با استفاده از تبدیل FrFT معرفی کردند [15]. در حالت Squint جابجائی سلول‌های برد تشدید شده و نیاز به جبران‌سازی زیادی می‌باشد [17], [16]. آنها قبل از جبران‌سازی اصلی فاز توسط FrFT و اجرای الگوریتم CSA مبتنی بر FrFT با اجرای یک مرحله پیش‌پردازشی بنام LRWC²، یک مرحله جبران‌سازی اولیه با گام‌های خطی انجام دادند که این کار توسط اعمال FrFT تحت زاویه ۹۰ درجه صورت پذیرفته است. FrFT تحت زاویه ۹۰ درجه معادل تبدیل فوریه FT می‌باشد و بنابراین این روش مشابه روش پیشنهاد شده در [12] است که فقط به آن یک مرحله مقدماتی جبران فاز اضافه شده است. نتایج این روش‌ها نیز نشان می‌دهند که تفکیک‌پذیری تغییری نکرده و فقط PLSR کاهش می‌یابد [6].

در روش پیشنهادی یک فیلتر منطبق مبتنی بر FrFT و یک تغییر مقیاس مکانی در راستای سمت ارائه شده است که با فشرده‌سازی حداکثری سیگنال سمت SAR در نقطه مرکزی داپلر³ موجب بهبود تفکیک‌پذیری و کاهش PLSR می‌شود. آنچه که سیگنال سمت SAR را با سیگنال LFM در راستای برد رادارها متمایز می‌سازد، خاصیت شبهه خطی بودن سیگنال یاد شده می‌باشد، بطوریکه مشخصه زمان-فرکانس این سیگنال در طول دهانه ترکیبی کاملاً خطی نبوده و نرخ تغییرات فرکانس در نقاط مختلف مشخصه مقدار ثابتی ندارد، در نتیجه برای این سیگنال امکان فشرده‌سازی با یک نرخ چیرپ ثابت وجود ندارد که تبدیل FrFT این امکان را فراهم می‌نماید تا در صورت تغییر نرخ چیرپ در سیگنال‌های شبهه LFM، بتواند سیگنال را نقطه به نقطه از نظر فرکانسی پردازش نماید. لذا با استفاده از این تبدیل می‌توان هم پردازش سیگنال‌هایی با مشخصه فرکانسی غیر خطی و هم سیگنال‌های LFM را به بهترین شکل انجام داد.

نکات اصلی کار ما در حوزه کاربرد گفته شده عبارت است از:

- ما یک نوع جدیدی از فیلتر منطبق دو بعدی مکان - فرکانس به منظور مکان‌یابی هدف، پیشنهاد داده-ایم که فیلتر منطبق بر شیب نام دارد. در کارهای دیگران فیلتر منطبق فقط در حوزه فرکانس FT (یا زمان) اجرا می‌شود و توسط آن همبستگی بین سیگنال دریافتی با سیگنال مرجع اندازه‌گیری می‌شود. در روش پیشنهادی ما با استفاده از تبدیل FrFT، همبستگی بین این دو سیگنال توسط شیب مشخصه زمان - فرکانس آنها اندازه‌گیری می‌شود. به عبارت دیگر بیشترین همبستگی زمانی اتفاق می‌افتد که شیب مشخصه‌ها با هم برابر باشند. بکار گرفتن FrFT در کارهای دیگران با روش ما متفاوت است. آنها از FrFT جهت جبران فاز سیگنال‌ها برای مکان‌یابی استفاده کرده‌اند و فیلتر منطبق را با استفاده از FT اجرا نموده‌اند [2], [3], [9]-[13].

1Peak to Side Lobe Ratio

2Linear range walk correction

3Doppler Centroid

- در روش پسنهادی ما این امکان وجود دارد که شیب مشخصه سیگنال به صورت محلی محاسبه شود. در نتیجه اگر شیب بصورت غیر خطی تغییر نماید می توان در هر زمان شیب مربوط به آن زمان را محاسبه نمود. با این کار پردازش غیر ایستادن میسر می شود.

- در کار ما مختصات زمان آهسته - فرکانس به مختصات مکان - فرکانس جدیدی تبدیل می شود و بعد از مکان یابی اهداف بر روی محور مکان، موقعیت اهداف با یک تبدیل خطی که فقط تابعی از مرتبه تبدیل FrFT است به محل واقعی خود منتقل می شود. در نتیجه پیاده سازی فیلتر منطبق بر شیب مشابه روش فیلتر منطبق بوده و ساده است.

موضوعات مطرح در این مقاله بدین ترتیب ارائه خواهد شد: در بخش ۲ بطور مختصر در مورد FrFT و برخی خواص مهم آن در پردازش سیگنال توضیح داده خواهد شد. در بخش ۳ به طور اجمال مدل سیستم تصویربرداری در سمت و همچنین تئوری بازسازی سیگنال بیان خواهد شد. در بخش ۴ روش کلاسیک فشرده سازی مبتنی بر FFT و همچنین روش جدید فشرده سازی سیگنال سمت بر مبنای FrFT بیان شده و خروجی شبیه سازیهای مربوط به این دو روش ارائه خواهد شد و در بخش ۵ نتیجه گیری کار ارائه خواهد شد.

۲- تبدیل FrFT و کاربرد آن در پردازش سیگنال

تبدیل فوریه FT^1 نگاشتی است که یک سیگنال زمانی یک بعدی مانند $x(t)$ را به یک طیف فرکانسی یک بعدی مانند $X(f)$ تبدیل می کند. اگر تبدیل FT در یک صفحه دو بعدی با محورهای متعامد زمان-فرکانس قابل بیان باشد، در این حالت بعد از اعمال تبدیل FT ، سیگنال زمانی با دورانی به اندازه $\frac{\pi}{2}$ در جهت عقربه های ساعت بر روی محور طیف فرکانسی نگاشته می شود. بنابراین بعد از اعمال تبدیل فوریه، اطلاعات زمانی هر کدام از مولفه های طیف فرکانسی سیگنال به کلی حذف شده و در نتیجه بخش مهمی از قابلیت های تجزیه و تحلیل زمانی سیگنال به ویژه سیگنالهای غیر خطی فرکانسی به شدت کاهش می یابد.

تبدیل $FrFT$ به عنوان یک $(TFR)^2$ خطی، حالت کلی تری از تبدیل فوریه FT می باشد که در آن میزان دوران مشخصه زمان-فرکانس یک سیگنال، بجای ۹۰ درجه، به اندازه دلخواه α درجه رخ می دهد. به عبارت دیگر در این نوع تبدیل می توان مشخصه سیگنال زمانی را در صفحه زمان-فرکانس تحت هر زاویه دلخواهی بر روی محور فرکانس نگاشت. بدین ترتیب اطلاعات زمانی و فرکانسی سیگنال به طور همزمان در دسترس قرار می گیرند. تبدیل فوریه $FrFT$ یک سیگنال مانند $x(t)$ تحت زاویه دوران α به صورت زیر تعریف می شود:

1-Fourier Transform

1_ Time-Frequency Representation

$$X_{\alpha}(u) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)K_{\alpha}(t, u)dt \quad (1)$$

که در آن $\alpha = a \frac{\pi}{2}$ مرتبه تبدیل و $K_{\alpha}(t, u)$ هسته اصلی تبدیل نامیده شده و عبارت است از:

$$K_{\alpha}(t, u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1 - j \cot \alpha}{2\pi}} \exp\left(j \frac{t^2 + u^2}{2} \cot \alpha - jtu \csc \alpha\right); & \alpha \neq n\pi \\ \delta(t - u)\alpha = 2n\pi \\ \delta(t + u)\alpha = (2n + 1)\pi \end{cases} \quad (2)$$

با توجه به روابط فوق دیده می‌شود که:

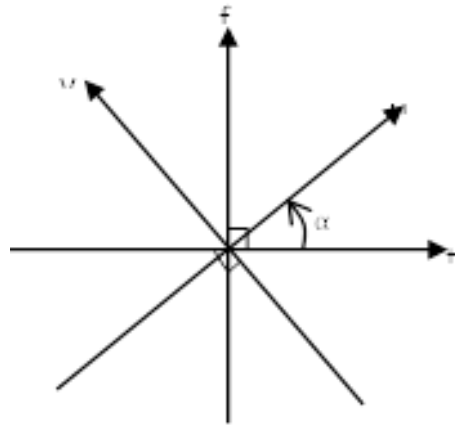
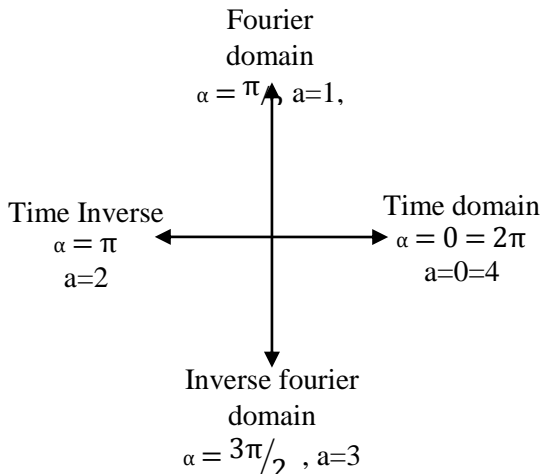
$$a = 1 \Rightarrow X_{\alpha}(u) = X(f) \leftrightarrow \text{تبدیل فوریه معمولی}$$

$$a = 2 \Rightarrow X_{\alpha}(u) = x(-t)$$

$$a = 3 \Rightarrow X_{\alpha}(u) = X(-f)$$

$$a = 4 \Rightarrow X_{\alpha}(u) = x(+t)$$

محدوده $FrFT$ در صفحه زمان-فرکانس ($t-f$) در شکل ۱ نمایش داده شده است. در حقیقت مرتبه تبدیل a به عنوان یک درجه آزادی در این تبدیل، بین حوزه زمان و فرکانس یک حوزه میانی جدیدی به نام $FrFT$ ایجاد می‌نماید که در شکل ۲ نشان داده شده است.



شکل ۲. صفحه زمان-فرکانس در حوزه $FrFT$

شکل ۱. حدود $FrFT$ در صفحه $f-t$ شکل

همانگونه که در این شکل دیده می‌شود محورهای جدید زمان و فرکانس u و v تعامد خود را بعد از تبدیل حفظ نموده‌اند. عکس تبدیل فوریه $FrFT$ با گرفتن تبدیل فوریه تحت دوران α - بدست می‌آید:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X_{\alpha}(u)K_{-\alpha}(u, t)dt \quad (3)$$

رابطه بین متغیرهای $t-f$ (محورهای قدیم) و $u-v$ (محورهای جدید) با استفاده از ماتریس تبدیل زیر بدست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} t \\ f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t \\ f \end{bmatrix} \quad (4)$$

همانند تبدیل فوریه FT ، خواص $FrFT$ نیز در کتب و مراجع زیادی از جمله در مراجع [18]-[20] به تفصیل مورد بررسی قرار گرفته و روش پیاده‌سازی آن در مراجع متعددی بیان شده است [10], [21]-[25].

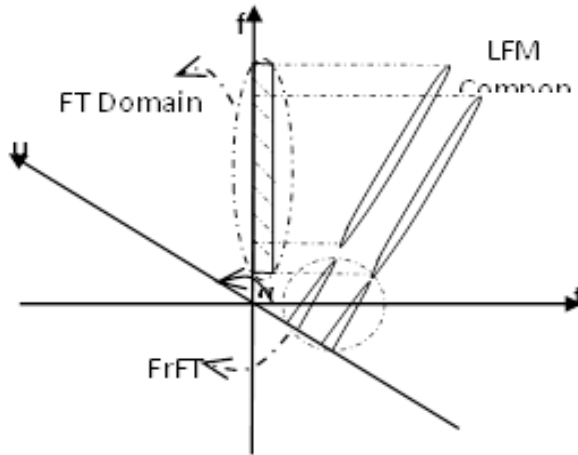
پردازش سیگنال چیرپ با استفاده از تبدیل $FrFT$: یکی از سیگنالهایی که می‌توان آن را با استفاده از خواص $FrFT$ بنحو مطلوبی مورد تجزیه و تحلیل قرار داد، سیگنال چیرپ^۱ یا LFM می‌باشد. اگر $s(t)$ یک سیگنال LFM باشد، $\varphi(t)$ و $\varphi'(t)$ به ترتیب فاز و فرکانس لحظه‌ای این سیگنال بوده و به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\varphi(t) = \exp(At^2 + Bt + C) \quad (5)$$

$$\varphi'(t) = 2At + B + C \quad (6)$$

$$\varphi''(t) = 2A \quad (7)$$

با توجه به رابطه (۷) به دلیل شیب مشخصه زمان-فرکانس سیگنال چیرپ یا LFM ، این گونه سیگنال‌ها را با استفاده از $FrFT$ می‌توان بهتر و کارآمدتر مورد پردازش قرار داد. شکل ۳ توزیع انرژی دو سیگنال چیرپ را در فاصله زمانی کوتاهی از هم و با نرخ چیرپ یکسان در صفحه زمان-فرکانس ($t-\omega$) نشان می‌دهد. همانگونه که دیده می‌شود در صورت اعمال تبدیل FT روی این سیگنال‌ها، طیف بدست آمده از مجموع این دو سیگنال در حوزه فرکانس (ω) همپوشانی قابل توجهی با یکدیگر داشته و مولفه‌های فرکانسی این دو سیگنال غیر قابل تفکیک هستند. در حالی که بعد از اعمال تبدیل $FrFT$ تحت یک دوران بهینه α ، مولفه‌های فرکانسی این دو سیگنال در حوزه $FrFT$ بر روی محور u هیچگونه تداخلی نداشته و از هم تفکیک شده‌اند؛ بنابراین می‌توان مرتبه‌ای از تبدیل $FrFT$ (مرتبه a) را به قسمی یافت که چنین سیگنالی بطور کامل فشرده شود. لذا جهت فشرده‌سازی سیگنال در حوزه $FrFT$ ، انتخاب یک مرتبه تبدیل بهینه ضروری است.



شکل ۲. فشرده‌گی طیف مولفه‌های چیرپ در حوزه FT و FrFT و تفکیک

مولفه‌ها در FrFT تحت یک دوران بهینه α [۱۷]

اگر یک سیگنال چیرپ در حالت کلی به صورت رابطه (۵) در نظر گرفته شود، جهت فشرده سازی آن با استفاده از $FrFT$ مقدار بهینه مرتبه تبدیل بعد از نمونه برداری سیگنال مذکور، از رابطه زیر تعیین می‌شود [24]:

$$t = -\frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{f_s^2 / m}{2A} \right] \quad (۸)$$

که در رابطه فوق f_s فرکانس نمونه برداری، m تعداد نمونه‌ها و $2A$ نرخ چیرپ می‌باشد. بدین ترتیب می‌توان از سیگنال تشکیل شده از چندین مولفه چیرپ، تحت یک دوران بهینه، $FrFT$ گرفته و مولفه‌های آن را از هم جدا نمود.

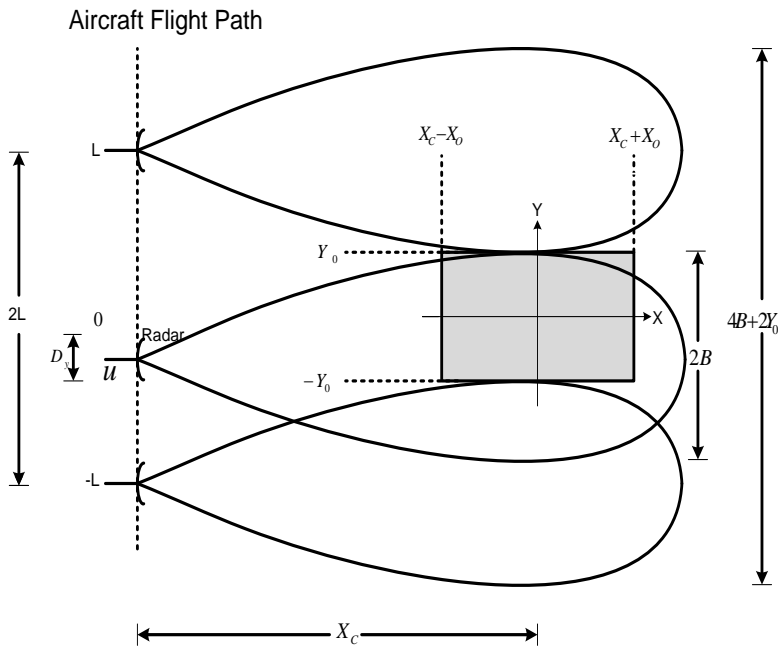
3- برد متقاطع و مدل سیستم مکان‌یابی اهداف

مدل سیستم تصویر برداری سمت SAR در شکل ۴ نمایش داده شده است. در این مدل رادار در راستای محور عمودی (در راستای سمت) حرکت نموده و بیم رادار زمین را جاروب می‌کند. بدلیل اینکه در کار ما فقط تفکیک‌پذیری سمت مورد بررسی قرار دارد، جهت سادگی فرض می‌کنیم برد اهداف ثابت و برابر با X_c بوده و در راستای سمت روی خط $x = X_c$ هدف وجود داشته باشد. در این شکل متغیر زمان آهسته (زمان اندازه‌گیری حرکت سکوی حامل رادار)، u و k_u به عنوان فرکانس مکانی^۱ در نظر گرفته می‌شود. در حالت کلی موقعیت اهداف در راستای سمت در محدوده $y_n \in E$

^۱- Spatial frequency

آن ناحیه محور مرکزی $[Y_c - Y_0, Y_c + Y_0]$ قرار دارد که با فرض روی محور مرکزی بودن اهداف، $Y_c = 0$ است که به آن ناحیه محور مرکزی^۲ می‌گویند و در این مقاله برای سادگی روابط، چنین ناحیه هدفی مورد نظر خواهد بود (شکل ۴). محل قرار گرفتن رادار در نقطه $(0, u)$ بوده و تغییر u ، به عنوان زمان آهسته^۳ دهانه ترکیبی را بوجود می‌آورد.

جهت سادگی تحلیل فرض کنیم سیگنال ارسالی رادار به صورت $p(t) = \exp(j\omega t)$ باشد که در آن t به عنوان زمان تند^۴ تعریف می‌شود.



شکل ۳. سیستم تصویربرداری رادار SAR در راستای سمت

اکوی برگشتی از هدف در باند پایه به صورت زیر نوشته می‌شود [2]:

¹-broadside

²-area Broadside target

³-slow time

⁴-fast time

$$\begin{aligned}
 (u) &= s(t, u) \exp(-j\omega t) \\
 &= \sum_n \sigma_n \exp \left[-j2k \sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2} \right]
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

که در آن $k = \omega/c$ عدد موج بوده و از اندیس n برای نشان دادن هدف نقطه‌ای n ام استفاده می‌شود. σ_n ضریب بازتابش اهداف بوده و در عمل تابعی از فرکانس ω و فاصله هدف تا رادار می‌باشد. همانگونه که دیده می‌شود این سیگنال مستقل از شکل موج ارسالی $p(t) = \exp(j\omega t)$ ایجاد شده است.

اگر این سیگنال باند پایه، سیگنال برگشتی از یک هدف واحد در وسط ناحیه محور مرکزی یعنی $(x_n, y_n) = (X_c, 0)$ باشد، در این صورت:

$$(u) = \exp(-j2k \sqrt{X_c^2 + u^2})
 \tag{10}$$

که به آن سیگنال مرجع گفته می‌شود و در بخش‌های بعدی در تشکیل فیلتر منطبق از آن استفاده خواهد شد.

در روابط بالا تابع فاز $\exp[-j2k \sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}]$ به عنوان سیگنال مدولاسیون فاز کروی¹ شناخته می‌شود که در حقیقت یک فاز غیر خطی از u است. با گرفتن مشتق از رابطه فوق، فرکانس لحظه‌ای مکانی سیگنال مدولاسیون فاز در محدوده $[-L, L]$ بدست می‌آید [2]:

$$(u) = \frac{\partial}{\partial u} \left[-2k \sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2} \right] = \frac{2k(y_n - u)}{\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}} = 2k \sin \theta_n(u) ;
 \tag{11}$$

$$(u) = \tan^{-1} \left(\frac{y_n - u}{x_n} \right)$$

$\theta_n(u)$ زاویه دید رادار برای n امین هدف می‌باشد. با رسم تابع فرکانس مکانی K_{un} بر حسب تغییرات لحظه‌ای u دیده می‌شود این مشخصه بطور طبیعی شبیه مشخصه یک سیگنال LFM است و این مشخصه فقط حول نقطه $u = y_n$ که نقطه ایستائی سیگنال سمت است، تقریباً خطی می‌باشد [2].

به منظور مکان‌یابی هدف در سمت، باید یک فیلتر منطبق در حوزه فرکانس مکانی k_u پیاده‌سازی شود. بنابراین با اعمال تقریب فاز ایستائی از روابط بیان شده در (9) و (10) نسبت به u تبدیل فوریه گرفته می‌شود [2], [3]:

$$\tag{12}$$

$$S(\omega, k_u) = \sum_n \sigma_n I_n(\omega, k_u) \exp(-j \sqrt{4k^2 - k_u^2} x_n - j k_u y_n)$$

¹ -Spherical Phase Modulation Signal

(۱۳)

$$S_0(\omega, k_u) = \exp(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2} X_c)$$

پهنای باند داپلر یا سابقه داپلر^۱ n ام در محدوده $[\Omega_n \in [2k \sin \theta_n(L), 2k \sin \theta_n(-L)]$ زیر تعریف شده و بطور تقریبی از رابطه زیر بدست می آید [2]:

$$|v| \approx \frac{4kL}{x_n} \cos^2 \theta_n(0) \quad (14)$$

برای اینکه در عمل سیگنال هدف را بازسازی کنیم بایستی از سیگنال مرجع به عنوان یک فیلتر منطبق بصورت زیر استفاده کنیم:

$$k_u) = S(\omega, k_u) S_0^*(\omega, k_u) = \sum_n \sigma_n I_n(\omega, k_u) \exp(-k_u y_n) \quad (15)$$

با گرفتن عکس تبدیل فوریه مکانی نسبت به فرکانس مکانی k_u سیگنال برد متقاطع یا مکان هدف در راستای سمت بدست می آید [2]:

$$v) = \sum_n \sigma_n |\Omega_n| \exp(j\Omega_n c y) \text{sinc}\left(\frac{1}{2\pi} |\Omega_n| y\right) \quad (16)$$

رابطه فوق نشان می دهد سیگنال بازسازی شده در راستای سمت برای یک هدف نقطه ای به شکل یک تابع سینک است. با استفاده از یک تقریب که در آن تابع سینک فقط گلبرگ اصلی آن در نظر گرفته می شود، می توان قدرت تفکیک پذیری سمت را برای هدف m بصورت زیر نوشت:

$$v \approx \frac{2\pi}{|\Omega_n|} \frac{x_n \lambda}{4L \cos^2 \theta_n(0)} \quad (17)$$

با توجه به هندسه تصویربرداری سمت رادار SAR که در شکل انشان داده شده است همواره $Y_0 + L \ll X_c$. با این فرض بازه نرخ نایکیوست در حوزه زمان آهسته برای اهداف واقع در ناحیه محور مرکزی بصورت رابطه تقریبی زیر نوشته می شود [2]:

$$\leq \frac{X_c \lambda}{4(Y_0 + L)} \quad (18)$$

و تعداد نمونه ها در حوزه زمان (m_u) را محاسبه می کنیم که به ترتیب عبارتند از:

$$= \frac{2L}{\Delta_u} \quad (19)$$

۴. فیلتر منطبق بر شیب

در این بخش ابتدا با استفاده از تبدیل فوریه سریع FFT فیلتر منطبق را بر روی سیگنال سمت دریافتی از دو هدف نقطه ای شبیه سازی کرده و سپس همین کار را با روشهای مبتنی بر تبدیل فوریه کسری FrFT انجام

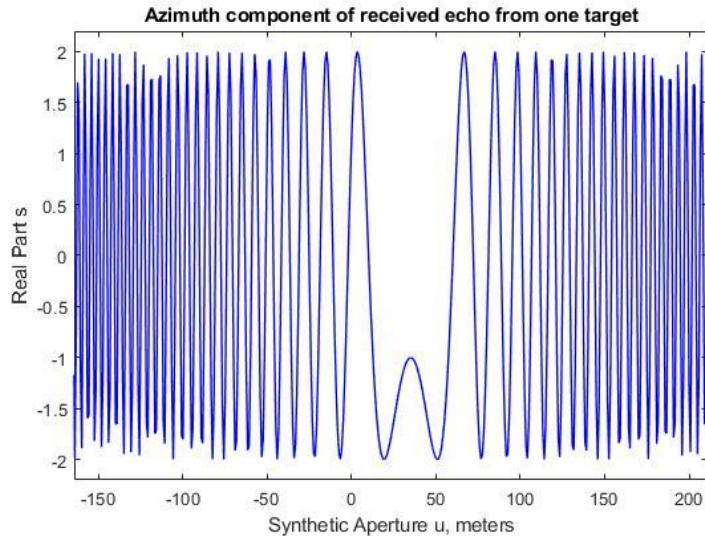
¹ -Doppler history

خواهیم داد. معیار مقایسه تفکیک‌پذیری در روش‌های مختلف ارائه شده، عرض ۳ دسیبل دامنه سیگنال فشرده شده می‌باشد. سیگنال سمت با پارامترهای مندرج در جدول ۱ برای یکی از اهدافی که در نقطه $(X_C, Y_n) = (1000, 35)$ واقع شده است، در شکل ۵ نمایش داده شده است.

فیلتر منطبق (MF): در روش مبتنی بر FFT از هر دو سیگنال (10) و (11) ، جداگانه تبدیل فوریه FFT گرفته و حاصل ضرب آنها محاسبه می‌شود. در مرحله بعدی با گرفتن تبدیل فوریه معکوس از حاصل ضرب فوق، سیگنال سمت در حوزه زمان آهسته بازسازی شده و موقعیت اهداف در طول دهانه ترکیبی مشخص می‌شود.

جدول ۱. پارامترهای مهم سیگنال سمت و هدف نقطه‌ای

پارامتر	مقدار
فرکانس موج حامل	۲۰۰ مگاهرتز
طول دهانه ترکیبی	۸۰۰ متر
طول ناحیه هدف	۵۰ متر
برد اهداف (طول)	۱۰۰۰ متر
سمت اهداف (عرض)	صفر و ۳۵m
فاصله بین نمونه های دهانه ترکیبی	۰/۷۸۵۶ متر
لمه بین نمونه های در حوزه فرکانس مکانی	۰/۰۰۷۸ رادیان بر متر
تعداد نمونه ها	۹۶۰
زاویه تابش (θ_c)	۰ درجه



شکل ۴. سیگنال azimuth یا مدولاسیون فاز برای هدفی با $y_n = 35m$

¹ - Matched filter

فیلتر منطبق بر شیب (MSF)^۱: روش پیشنهادی مبتنی بر $FrFT$ نیز سیگنال سمت و سیگنال مرجع به صورت روابط (۱۰) و (۱۱) در نظر گرفته می‌شوند. همانگونه که در بخشهای قبلی اشاره شد، می‌توان مشخصه زمان - فرکانس $(u - k_u)$ سیگنال سمت را که با رابطه (۱۰) بیان شد همانند شکل ۴ تحت یک دوران مناسب به مشخصه زمان - فرکانس جدید $(u_f - k_{u_f})$ تبدیل کرده و به فشردگی لازم جهت بهبود قدرت تفکیک پذیری دست یافت.

می‌توان فشردسازی سیگنال سمت را طی مراحل زیر با اعمال فیلتر منطبق بر شیب در حوزه $FrFT$ نوشت:

الف- محاسبه مرتبه تبدیل بهینه (a_{opt}) : برای این منظور ابتدا باید نرخ چیرپ K_a را تعیین کنیم. لذا با اعمال تقریب $Fresnel$ بر روی آرگمان رابطه (۱۰)، آنرا به صورت دوجمله‌ای درجه دوم تقریب زده (به فرم رابطه (۶)) و سپس با گرفتن مشتق، رابطه فرکانس لحظه‌ای داپلر و در نتیجه نرخ چیرپ محاسبه می‌شود:

$$K_{un}(u) = \frac{\partial}{\partial u} \left[-2k \sqrt{x_n^2 + u^2} \right] = \frac{\partial}{\partial u} \left[-2k(x_n^2 + u^2)^{\frac{1}{2}} \right] = \frac{\partial}{\partial u} \left[-2kx_n \left(1 + \frac{u^2}{x_n^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$\approx \frac{\partial}{\partial u} \left[-2kx_n \left(1 + \frac{u^2}{2x_n^2} \right) \right] = \frac{-2k}{x_n} u$$

$$= \frac{-2k}{x_n} = \frac{-2k}{X_c} \quad (20)$$

در رابطه (۸) با جاگذاری مقدار $\frac{2\pi}{\Delta u}$ به جای فرکانس نمونه برداری f_s ، m_u به جای تعداد نمونه‌های m و قدر مطلق مقدار بدست آمده از رابطه (۲۴)، مرتبه تبدیل a_{opt} محاسبه می‌شود. البته ممکن است مقدار مرتبه تبدیل فوق به دلیل شبیه خطی و غیر ایستا بودن مشخصه در طول دهانه ترکیبی، به کمی تصحیح نیاز داشته باشد که می‌توان با تنظیم نهائی، مقدار دقیق مرتبه تبدیل را تعیین نمود.

ب- پیاده‌سازی فیلتر منطبق در حوزه $FrFT$: پس از محاسبه $S(\omega, k_{uf})$ و $S_0(\omega, k_{uf})$ در حوزه $FrFT$ تحت a_{opt} ، با استفاده از مراحل یاد شده بخش ۳، خروجی فیلتر منطبق در حوزه $FrFT$ طبق رابطه (۱۵) محاسبه می‌گردد.

ج- بازسازی سیگنال سمت در ناحیه دهانه ترکیبی (حوزه زمان آهسته): جهت بازسازی سیگنال کافی است با توجه به تعریف عکس تبدیل فوری $FrFT$ ، از $F(k_u)$ تحت مرتبه تبدیل $a = -1$ تبدیل

¹ - Matched on slope filter

فوریه $FrFT$ بگیریم. بدین ترتیب سیگنال سمت در ناحیه دهانه ترکیبی u_f بدست می‌آید که نشان دهنده موقعیت مکانی هدف در این ناحیه می‌باشد (شکل ۴).

۵- همانگونه که در شکل ۴ نیز مشهود است تبدیل $FrFT$ مشخصه سیگنال را به اندازه α دوران می‌دهد و در نتیجه فواصل نمونه‌ها روی محورهای قدیم و جدید در یک ضریب $\cos \alpha$ تفاوت دارند و لذا یک تغییر مقیاس روی محور جدید زمان بعد از گرفتن تبدیل فوریه معکوس و برگرداندن سیگنال به حوزه زمان آهسته (ناحیه دهانه ترکیبی) به صورت زیر نیاز است [26]. با استفاده از رابطه زیر تغییر مقیاس لازم را انجام داده و موقعیت هدف را در ناحیه دهانه ترکیبی u تصحیح می‌نماییم.

$$f = \Delta_u \cos \alpha \quad (21)$$

که Δ_{uf} فواصل بین نمونه‌های بازبازی شده و Δ_u فواصل نمونه‌های دهانه ترکیبی هستند.

۴-۱- ارتباط روش پیشنهادی با برخی تحقیقات مشابه

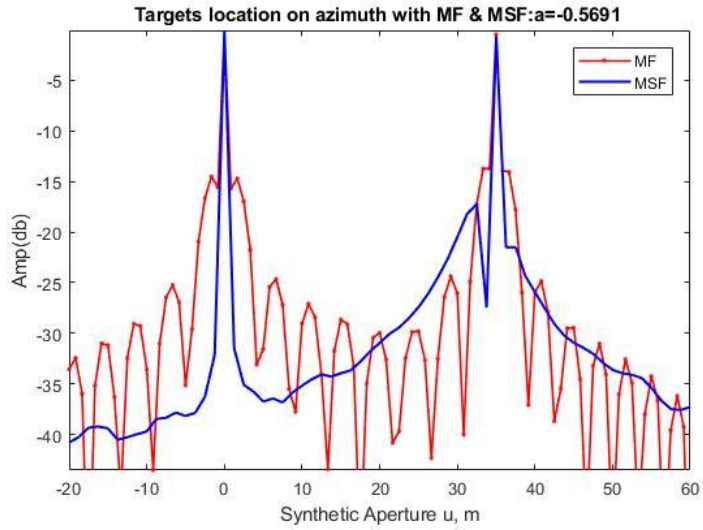
الگوریتم پیشنهادی دارای ارتباط نزدیکی با چندین رویکرد پردازش سیگنال رادار مبتنی بر FT و $FrFT$ دارد. به عنوان مثال، روش ما ارتباط نزدیکی با آثار ارائه شده در [12] و همچنین [15] در حالت لوچی^۱ زاویه دارد. آنها از $FrFT$ برای جبران فاز هر سلول برد ($RCMC$) استفاده کردند. روش آنها عمدتاً وضوح برد را بهبود بخشید. به طور مشابه، در [14]، [13] از همین روش در RDA استفاده شد و نویسندگان کاهش $PSLR$ را گزارش کردند. در کار آنها تفکیک پذیری بهبود ناچیزی داشت یا حتی در برخی موارد بدتر نیز شد و منجر به مکان‌یابی نادرست هدف نیز شد [13]، در حالیکه که رویکرد پیشنهادی ما به طور موثر حداکثر فشرده‌سازی را به سیگنال SAR در جهت سمت در مرکز داپلر اعمال می‌کند تا تفکیک پذیری را بهبود و همچنین $PSLR$ را کاهش دهد. از سوی دیگر، در [17]، [16] یک مرحله پیش پردازش به نام $LRWC$ اجرا شده است که در آن از $FrFT$ تحت زاویه ۹۰ درجه برای انجام جبران اولیه در ناحیه خطی استفاده می‌شود. توجه داشته باشید که $FrFT$ تحت زاویه ۹۰ درجه معادل FT است، از این رو این روش را می‌توان به عنوان نسخه پیشرفته روش مورد استفاده در [12] در نظر گرفت. نتایج شبیه‌سازی گزارش شده نشان می‌دهد که، در حالی که تغییرات ناچیز در تفکیک پذیری مشاهده می‌شود، روش مورد استفاده عمدتاً منجر به کاهش نسبت قله به گلبرگ کناری ($PSLR$) در سمت می‌شود [6]. در روش‌های ذکر شده بر اساس $FrFT$ ، سیگنال در زمان آهسته بازسازی می‌شود تا موقعیت هدف در دهانه ترکیبی محاسبه شود (مرحله چهارم که در بالا توضیح داده شد) و $FrFT$ معکوس تحت چرخش α - گرفته می‌شود که فشرده‌سازی حاصل را کاهش دهد. برخلاف روش‌های مرسوم فشرده‌سازی، در روش پیشنهادی دامنه $FrFT$ پس از بازسازی سیگنال حفظ می‌شود و مقیاس‌بندی روی محور زمان کند جدید اعمال می‌شود. تفاوت دیگر در روش مبتنی بر

¹ Squint

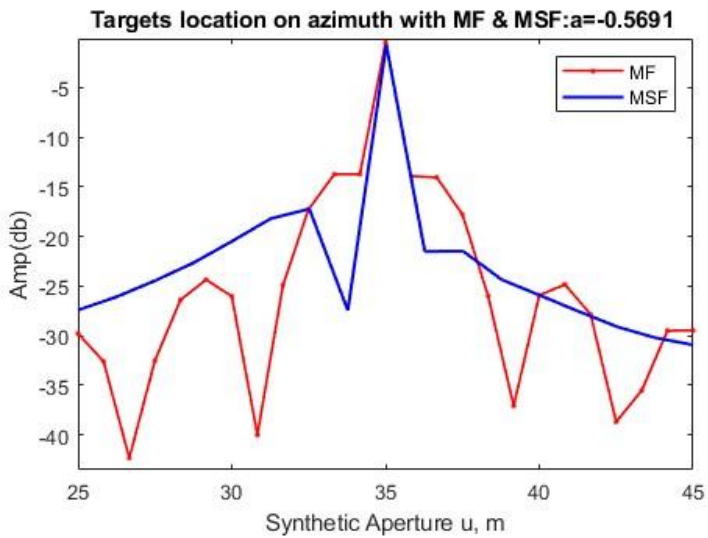
$FrFT$ این است که، به جای اعمال تقریب $POSP$ همراه با فشرده سازی سیگنال مبتنی بر FFT ، شبیه سازی ما در حالت غیر ثابت و بدون تقریب $POSP$ انجام می‌شود [13]، [3]. یک مزیت اضافی روش پیشنهادی این است که در پردازش سیگنال با مشخصه زمان یا فرکانس غیر خطی انعطاف پذیر است. در این حالت، هر نقطه دلخواه در مشخصه سیگنال را می‌توان با استفاده از یک ضریب تبدیل بهینه متفاوت برای آن نقطه پردازش کرد و در نتیجه از فشرده سازی بهینه اطمینان حاصل کرد. بنابراین، ضریب تبدیل، به عنوان یک درجه آزادی در محاسبات، امکان مصالحه بین تفکیک پذیری و نسبت قله به گلبرگ‌های جانبی را فراهم می‌کند.

۴-۲- آزمایشات:

بمنظور شبیه سازی هر کدام از روش‌های ارائه شده در بخش‌های قبل و مقایسه نتایج حاصله، دو هدف یکی در مرکز ناحیه هدف و دیگری در سمت (عرض) $35m$ در نظر گرفته شده و از مدل سیستم تصویربرداری شکل ۴ جهت فشرده سازی و مکان‌یابی آنها استفاده شده است. پارامترهای اصلی سیگنال و اهداف مطابق جدول ۱ در نظر گرفته شده است. در مدل یادشده همه اهداف در صفحه برد مایل دارای برد ثابت X_c بوده و فقط برد متقاطع یا سمت آنها متغیر می‌باشد. نتایج حاصله از شبیه سازی‌های انجام شده برای هدف ذکر شده، در شکل‌های ۶، ۷ و ۸ به نمایش درآمده و در جدول ۲ نیز مقادیر عددی نتایج فقط برای هدف واقع در سمت 35 متر درج گردیده است. همچنین شکل‌های ۶-ب و ۷-ب در محدوده 25 الی 45 متر برای هدف دوم (سمت 35 متر) بزرگنمایی و رسم شده‌اند تا از وضوح مطلوبتری جهت تحلیل شبیه سازی‌ها برخوردار گردند. همانگونه که در شکل ۶ مشاهده می‌شود در روش مبتنی بر FFT (فیلتر منطبق) مقدار تفکیک پذیری سمت $0.37m$ و دامنه اولین گلبرگ فرعی $13/3db$ حاصل گردیده است در صورتیکه در روش مبتنی بر $FrFT$ (فیلتر منطبق بر شیب) با مرتبه تبدیل $a=0.5691$ ، این دو مقدار به ترتیب $0.27m$ و $16/7db$ بدست آمده است که حاکی از بهبود تفکیک پذیری و کاهش سطح گلبرگ‌های کناری در روش پیشنهادی می‌باشد. شکل ۷ نیز نتیجه فشرده سازی مذکور را در حالت ایستائی فاز سیگنال برگشتی از اهداف با هر دو روش نشان می‌دهد. در این شکل مقادیر تفکیک پذیری سمت و دامنه اولین گلبرگ فرعی در روش مبتنی بر FFT به ترتیب $0.35m$ و $28db$ بدست آمده است در حالی که در روش مبتنی بر $FrFT$ با $a=0.5190$ ، مقادیر فوق $0.20m$ و $41db$ حاصل گردیده‌اند. مقایسه این دو روش نشان می‌دهد در حالت استفاده از تقریب فاز ایستائی نیز روش پیشنهادی عملکرد مطلوبتری داشته است. در شکل ۸ شبیه سازی قبل با روش مبتنی بر $FrFT$ به ازاء مقدار مرتبه تبدیل $a=0.5790$ تکرار و مقادیر تفکیک پذیری سمت و دامنه گلبرگ کناری در حالت غیر ایستائی فاز به ترتیب $0.45m$ و $21db$ بدست آمده است که حاکی از کاهش سطح گلبرگ‌های فرعی به مقدار $4/3db$ و کاهش (بدتر شدن) تفکیک پذیری به مقدار $0.18m$ نسبت به حالت قبل است.

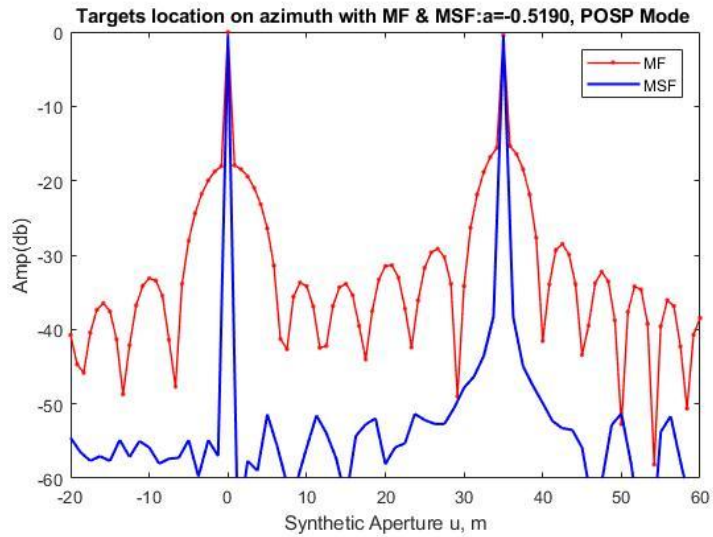


الف-اهداف واقع در عرض‌های صفر و $35m$

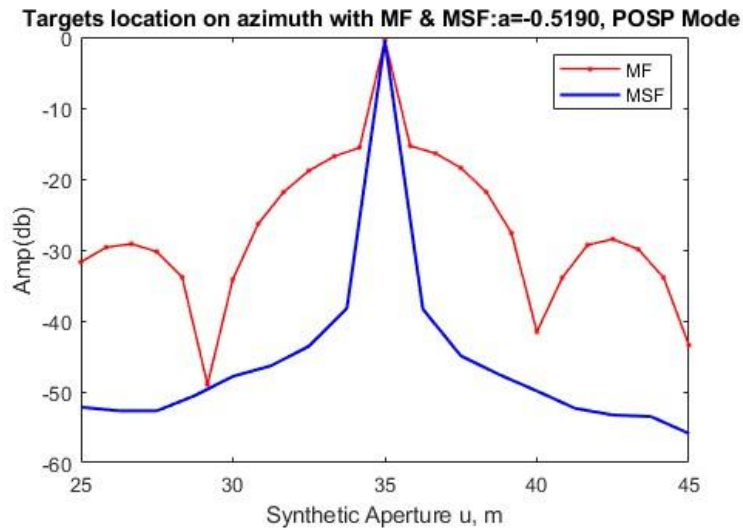


ب-بزرگنمایی هدف واقع در عرض $m35$

شکل ۵. فشرده‌سازی بدون استفاده از تقریب *POSP* با روش‌های مبتنی بر *FrFT* و *FFT*

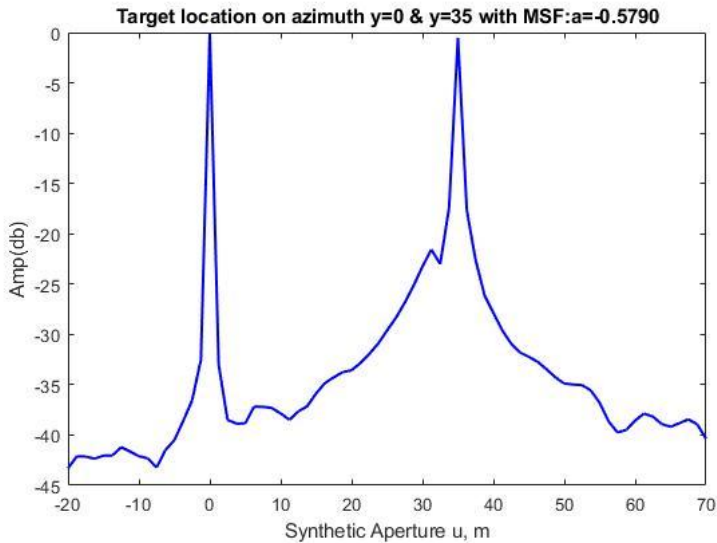


الف-اهداف واقع در عرض‌های صفر و $35m$



ب-بزرگنمایی هدف واقع در عرض $35m$

شکل ۶. فشرده‌سازی در حالت تقریب POSP با روش‌های مبتنی بر $FrFT$ و FFT



شکل ۷. کاهش دامنه گلبیگ فرعی به ازاء کاهش تفکیک‌پذیری در روش مبتنی بر $FrFT$

جدول ۲. مقایسه نتایج شبیه‌سازی‌ها

$PLSR$ (db)	تفکیک‌پذیری (متر)	سمت هدف (متر)	تقریب	تقریب تبدیل بهینه	روش
-45	0.20	0	POSP	-0.5190	فیلتر منطبق بر شیب
-41	0.21	35	POSP	-0.5190	
-18	0.27	0	-----	-0.5690	
-16.7	0.27	35	-----	-0.5690	
-15	0.42	70	-----	-0.76375	
-21	0.45	35	-----	-0.5790	
-29	0.35	0	POSP	-----	فیلتر منطبق
-28	0.35	35	POSP	-----	
-13.5	0.35	0	-----	-----	
-13.3	0.37	35	-----	-----	
-13.1	0.45	70	-----	-----	

همانگونه که در جدول ۲ و شکل ۶ دیده می‌شود روش فشرده‌سازی مبتنی بر $FrFT$ در حالت غیر ایستا تفکیک‌پذیری سمت را بهبود و سطح گلبیگ‌های فرعی را نیز حدود 3 db کاهش داده است. آنچه که موجب

افزایش سطح گلبرگ‌های فرعی پس از فشرده‌سازی سیگنال سمت می‌گردد مشخصه غیر خطی زمان-فرکانس این سیگنال است که این موضوع به روشنی در رابطه (۱۲) نمایان است. رابطه مذکور در حقیقت قسمتی از یک تابع سینوسی می‌باشد که با اعمال تقریب فاز ایستائی، مشخصه آن با یک خط راست تقریب زده می‌شود. با توجه به اینکه تغییر مرتبه تبدیل a نشان دهنده تغییر شیب مشخصه زمان-فرکانس است، به وضوح دیده می‌شود که در شکل ۷ با تغییر مقدار a به $0/5190$ مقدار تفکیک‌پذیری و سطح گلبرگ‌های فرعی تغییر نموده است. به عبارت دیگر در حالت ایستائی قبل از فشرده‌سازی سیگنال شبهه LFM سمت (سیگنال مدولاسیون فاز)، این سیگنال با یک سیگنال LFM تقریب زده می‌شود. با مقایسه شکل‌های ۶ و ۷ می‌توان نتیجه گرفت روش پیشنهادی مبتنی بر $FrFT$ در حالت ایستائی نیز نتایج مطلوبتری را در پی دارد. علاوه بر آن می‌توان نتیجه گرفت روش مبتنی بر $FrFT$ حتی در حالت غیر ایستا و عدم استفاده از تقریب، بر روش مبتنی بر FFT در حالت ایستا که دارای خطای محاسباتی نیز می‌باشد برتری دارد. زیرا سایر روش‌های مشابه در محاسبات خود از تقریب فاز ایستائی استفاده نموده‌اند یکی دیگر از مزیت‌های روش پیشنهادی قابلیت انعطاف روش فوق در پردازش سیگنال‌هایی با مشخصه غیر خطی زمانی یا فرکانسی است بطوریکه به ازاء هر نقطه از مشخصه سیگنال می‌توان مرتبه تبدیل بهینه‌ای را پیدا کرده و با استفاده از آن به بالاترین میزان تفکیک‌پذیری دست یافت. به عنوان مثال اگر هدف مورد نظر بجای سمت (برد متقاطع) $35m$ در نقطه‌ای با یک سمت دیگری در نظر گرفته شود با توجه به غیر خطی بودن مشخصه زمان-فرکانس سیگنال سمت رادار SAR ، بایستی از یک مرتبه تبدیل بهینه دیگری به منظور رسیدن به بالاترین حد ممکن تفکیک‌پذیری استفاده شود. نکته مهم دیگر اینکه مرتبه تبدیل a به عنوان یک درجه آزادی در پردازش این امکان را فراهم می‌نماید تا بتوان بین تفکیک‌پذیری و اندازه دامنه گلبرگ‌های فرعی یک مصالحه بهینه‌ای ایجاد نمود بطوریکه در شبیه‌سازی انجام شده که نتیجه آن در شکل ۸ نمایش داده شده است، با پذیرفتن کاهش مقدار تفکیک‌پذیری از $0/27m$ به $0/45m$ ، می‌توان $PSLR$ را به نحو چشمگیری کاهش داد.

۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله ابتدا روش کلی تصویربرداری سمت در رادار SAR و ماهیت سیگنال سمت با استفاده از روابط ریاضی بیان شد. سپس روش کلاسیک مبتنی بر تبدیل فوریه FT و همچنین روش پیشنهادی فشرده‌سازی این سیگنال بمنظور افزایش تفکیک‌پذیری سمت با استفاده از فیلتر منطبق بر شیب در دو حالت ایستائی و غیر ایستائی فاز سیگنال سمت ارائه گردید. مقایسه نتایج از نظر قدرت تفکیک‌پذیری و $PSLR$ با اعمال تقریب فاز ایستا ($POSP$) و بدون اعمال این تقریب در جدول ۲ و شکل‌های ۷، ۸ و ۹ ارائه شده است. بطور کلی نتایج حاصل از خروجی شبیه‌سازی‌های انجام شده نشان می‌دهند که روش پیشنهادی مبتنی بر فیلتر منطبق بر شیب به ویژه در حالت غیر خطی سیگنال و مشخصه زمان-فرکانس، از قابلیت انعطاف بیشتری برخوردار بوده و در زمینه بهبود تفکیک‌پذیری سمت در رادار SAR و کاهش گلبرگ‌های فرعی، نتایج مطلوب‌تری را نسبت به روش کلاسیک مبتنی بر FFT در بردارد.

۵- تشکر و قدردانی

از آزمایشگاه برق دانشگاه پدافند هوایی تشکر می‌شود.

۶- تعارض منافع

نویسنده(گان) اعلام می‌دارند که در مورد انتشار این مقاله تضاد منافع وجود ندارد. علاوه بر این، موضوعات اخلاقی شامل سرقت ادبی، رضایت آگاهانه، سوء رفتار، جعل داده‌ها، انتشار و ارسال مجدد و مکرر توسط نویسندگان رعایت شده است.

۷- دسترسی آزاد

این نشریه دارای دسترسی باز است و اجازه اشتراک (تکثیر و بازآرایی محتوا به هر شکل) و انطباق (بازترکیب، تغییر شکل و بازسازی بر اساس محتوا) را می‌دهد.

۶. مراجع

- [1] S.-T. M. Mazruei M, "A New Algorithm for Detection of Vegetation and Shadow Regions in High Resolution Aerial/Satellite Images Based on Principal Component Analysis. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers. 2018; 15 (2):25-43," Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers., vol. 15, no. 2, pp. 25–43, 2018.
- [2] M. Soumekh, Synthetic Aperture Radar Signal Processing With Matlab Algorithms. 1999.
- [3] I. G. Cumming and F. H. Wong, Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data Algorithms and Implementations. 2005.
- [4] N. Levanon and E. Mozeson, Radar Signals. 2004.
- [5] A. Noroozi, M. A. Sebt, A. H. Oveis, R. Amiri, and M. M. Nayebi, "Improved Algebraic Solution for Elliptic Localization in Distributed MIMO Radar," Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, vol. 17, no. 4, pp. 37–44, Dec. 2020.
- [6] W. Fan, M. Zhang, J. Li, and P. Wei, "Modified Range-Doppler Algorithm for High Squint SAR Echo Processing," IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 16, no. 3, pp. 422–426, 2019.
- [7] V. Namias, "The fractional order fourier transform and its application to quantum mechanics," IMA Journal of Applied Mathematics (Institute of Mathematics and Its Applications), vol. 25, no. 3, pp. 241–265, 1980.
- [8] Y. Zhang et al., "A comprehensive survey on fractional fourier transform," Fundamenta Informaticae, vol. 151, no. 1–4, pp. 1–48, 2017.

- [9] E. Sejdić, I. Djurović, and L. Stanković, “Fractional Fourier transform as a signal processing tool: An overview of recent developments,” *Signal Processing*, vol. 91, no. 6, pp. 1351–1369, 2011.
- [10] M. Jinming, M. Hongxia, S. Xinhua, G. Chang, K. Xuejing, and T. Ran, “Research progress in theories and applications of the fractional Fourier transform,” vol. 1, no. 61331021, pp. 1–24, 2018.
- [11] S. A. Elgamel, C. Clemente, and J. J. Soraghan, “Radar matched filtering using the fractional fourier transform,” in *Sensor Signal Processing for Defence (SSPD 2010)*, 2010, pp. 23–23.
- [12] A. S. Amein and J. J. Soraghan, “Azimuth fractional transformation of the Fractional Chirp Scaling Algorithm (FrCSA),” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 44, no. 10, pp. 2871–2879, 2006.
- [13] C. Clemente and J. J. Soraghan, “Fractional Range Doppler Algorithm for SAR Imaging,” *Proceedings of the 7th European Radar Conference*, no. October, pp. 248–251, 2010.
- [14] M. G. El-Mashed, O. Zahran, M. I. Dessouky, M. El-Kordy, and F. E. Abd El-Samie, “Synthetic aperture radar imaging with fractional Fourier transform and channel equalization,” *Digital Signal Processing: A Review Journal*, vol. 23, no. 1, pp. 151–175, 2013.
- [15] S. Chen, S. Zhang, H. Zhao, and Y. Chen, “A New Chirp Scaling Algorithm for Highly Squinted Missile-Borne SAR Based on FrFT,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 8, no. 8, 2015.
- [16] Y. G. and X. L. Qianrong Lu, “A Novel Compensation Approach for the Range-Dependent Motion Error based on Time Scaling,” pp. 6715–6718, 2018.
- [17] L. Dong, L. Huan, L. Hongqing, L. Guisheng, and T. Xiaoheng, “Focus Improvement for High-Resolution Highly Squinted SAR Imaging Based on 2-D Spatial-Variant Linear and Quadratic RCMs Correction and Azimuth-Dependent Doppler Equalization,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 10, no. 1, pp. 168–183, 2017.
- [18] Z. Ding, L. Liu, T. Zeng, W. Yang, and T. Long, “Improved Motion Compensation Approach for Squint Airborne SAR,” vol. 51, no. 8, pp. 4378–4387, 2013.
- [19] O. Akay and G. F. Boudreaux-Bartels, “Fractional convolution and correlation via operator methods and an application to detection of linear FM signals,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, no. 5, pp. 979–993, 2001.
- [20] A. Bultheel, “A two-phase implementation of the fractional Fourier transform

Katholieke Universiteit Leuven Department of Computer Science A two-phase implementation of the fractional Fourier transform,” no. March, 2011.

[21] D. Li et al., “A Fast Cross-Range Scaling Algorithm for ISAR Images Based on the 2-D Discrete Wavelet Transform and Pseudopolar Fourier Transform,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 57, no. 7, pp. 4231–4245, 2019.

[22] W. Yu, W. Su, H. Gu, J. Yang, and X. Lu, “Fast implementation of ground maneuvering target focusing,” *Digital Signal Processing: A Review Journal*, vol. 89, pp. 155–169, 2019.

[23] Y. Yang, Z. Peng, W. Zhang, and G. Meng, “Parameterised time-frequency analysis methods and their engineering applications: A review of recent advances,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 119, pp. 182–221, 2019.

[24] C. Capus and K. Brown, “Short-time fractional Fourier methods for the time-frequency representation of chirp signals,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 113, no. 6, p. 3253, 2003.

[25] K. K. Sinha, “The Fractional Fourier Transform in Signal Processing,” *International Journal of Scientific and Research Publications*, vol. 3, no. 2, pp. 1–3, 2013.

[26] A. Akhavan, A. Mahloojifar, and S. Hashemi-Berenjabad, “Axial resolution and robustness improvement in coded excitation ultrasound images using fractional fourier transform,” *Proceedings - 4th International Conference on Developments in eSystems Engineering, DeSE 2011*, pp. 68–73, 2011.