

2D-DOA Estimation of LFM Signal Wideband Using Low Snapshots Dechirping Algorithm in a Two-Dimensional Circular Array

Abbas Partovi Sangi, *PhD Student*, Jasem Jamali, *Assistant Professor*, Mohammad Hossein Fatehi, *Assistant Professor*, Mohammad Mehdi Ghanbarian, *Assistant Professor*

Department of Electrical Engineering- Kazerun Branch, Islamic Azad University, Kazerun, Iran
apartovis@kau.ac.ir, j.jamali@kau.ac.ir, mh_fatehi@kau.ac.ir, ghanbarian@kau.ac.ir

Abstract

Wideband linear frequency modulation (LFM) signals are widely used in systems such as radar, sonar, and mobile. 2D-DOA algorithms for LFM signals are relying on a large number of snapshots. For this reason, they are not suitable for low-power applications. In this paper, we present an algorithm-centered estimation method with low estimation of signal parameters via rotational invariance technique (ESPRIT) calculations based a 2D circular array using a fractal Fourier transform (FrFT). Furthermore, the utilization of a circular array facilitates the two-dimensional DOA calculation. Therefore, the procedure is that firstly, we develop the Dechirping process for LFM signals using the FrFT; secondly, we extend the ESPRIT algorithm- as used for linear arrays (ULA) - for 2D circular arrays (UCA). Finally, DOA calculations are made for a low number of snapshots with low computational volume. The simulation results of the proposed MESPRIT (i.e. modified ESPRIT) algorithm show that this algorithm outperforms compared to other algorithms like MUSIC and TSFDOA. We also have shown that the proposed method has an acceptable accuracy in low SNRs and creates less error in high SNRs. It was also demonstrated that for all algorithms, accuracy of azimuth angle is better than the elevation angle's.

Keywords: 2D circular array, 2D-DOA wideband estimation, Dechirp algorithm, FrFT transform, linear frequency modulation signals, modified-ESPRIT method

Received: 9 June 2021

Revised: 5 August 2021

Accepted: 28 August 2021

Corresponding Author: Dr. Jasem Jamali

<https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1401.13.50.6.7>

مقاله پژوهشی

تخمین زاویه ورودی دوبعدی پهن باند سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی با استفاده از الگوریتم دچیرپ با تعداد کم فریم زمانی در آرایه دوبعدی دایروی

عباس پرتوی‌سنگی، دانشجوی دکتری، جاسم جمالی، استادیار، محمدحسین فاتحی دیندارلو، استادیار،
محمد مهدی قنبریان، استادیار

دانشکده فنی و مهندسی - واحد کازرون، دانشگاه آزاد اسلامی، کازرون، ایران
apartovis@kau.ac.ir, j.jamali@kau.ac.ir, mh_fatehi@kau.ac.ir, ghanbarian@kau.ac.ir

چکیده: سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی (LFM) پهن باند به‌طور گسترده‌ای در سیستم‌هایی مانند رادار، سونار و موبایل استفاده می‌شود. الگوریتم‌های تخمین زاویه ورود دوبعدی (2D-DOA) سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی به تعداد زیادی فریم زمانی متکی هستند. به همین دلیل برای کاربردهای با توان پایین مناسب نیستند. در این مقاله یک روش برآورد مبتنی بر الگوریتم با محاسبات کم ESPRIT بر مبنای آرایه دوبعدی دایروی با استفاده از تبدیل فوریه فراکتالی (FrFT) ارائه شده است. استفاده از آرایه دایروی، امکان محاسبه دوبعدی زاویه ورود را فراهم می‌نماید. روش کار به این ترتیب است که ابتدا با استفاده از تبدیل فوریه فراکتالی الگوریتم دچیرپ را برای سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی توسعه داده‌ایم، سپس الگوریتم ESPRIT را که برای آرایه‌های خطی (ULA) استفاده می‌شود را برای آرایه‌های دوبعدی دایروی (UCA) گسترش می‌دهیم، آنگاه محاسبات زاویه ورود را برای تعداد کم فریم زمانی با حجم محاسبات پایین به‌دست آورده‌ایم. نتایج شبیه‌سازی الگوریتم پیشنهادی (MESPRIT (الگوریتم ESPRIT بهبود یافته) در مقایسه با سایر الگوریتم‌ها مانند طبقه‌بندی سیگنال چندگان (MUSIC) و تخمین زاویه ورود با استفاده از الگوریتم دو مرحله‌ای سریع (TSFDOA)، بهتر بودن الگوریتم پیشنهادی را نشان می‌دهد. نشان داده‌ایم که روش پیشنهادی هم در SNRهای پایین دقت قابل قبولی دارد و هم در SNRهای بالا خطای کمی از خود نشان می‌دهد. همچنین نشان دادیم برای همه الگوریتم‌ها، دقت زاویه سمت از زاویه ارتفاع بهتر است.

کلمات کلیدی: آرایه دوبعدی دایروی، الگوریتم دچیرپ، تبدیل فوریه فراکتالی، تخمین زاویه ورود دوبعدی پهن باند، روش تغییر ناپذیری چرخشی بهینه شده، سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۳/۱۹

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۰/۵/۱۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۶/۶

نام نویسنده مسئول: دکتر جاسم جمالی

نشانی نویسنده مسئول: فارس، کازرون، دانشگاه آزاد اسلامی واحد کازرون، دانشکده فنی و مهندسی

۱- مقدمه

روش تخمین زاویه ورودی^۱ (DOA) در زمینه‌های مختلفی مانند سونار، رادار و ارتباطات بی‌سیم کاربرد دارد [۱،۲]. روش سنتی تأخیر و جمع^۲ (DAS) دارای رزولوشن پایین و سطح جانبی^۳ بالا است که برای کاربردهای با دقت بالا مناسب نیست. روش شناخته شده دیگر، طبقه‌بندی سیگنال چندگان^۴ (MUSIC) است که به مقدار زیادی محاسبات و فریم زمانی^۵ از سیگنال نیاز دارد؛ همچنین این روش، برای تخمین زاویه ورودی با وضوح بالا، باید از سیگنال‌های غیر همبسته باند باریک استفاده نماید [۳،۴].

سیگنال پهن باند مدولاسیون فرکانس خطی^۶ (LFM)، دسته مهمی از سیگنال‌های غیرثابت است که به‌طور گسترده‌ای در سیستم‌های مختلف مورد استفاده قرار می‌گیرد. برای تخمین زاویه ورودی سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی، روش‌های مختلفی پیشنهاد شده است [۵،۶] که در بخش پیشینه تحقیق تعدادی از آن‌ها بررسی شده است.

۱-۱- پیشینه تحقیق

برای جهت‌یابی سیگنال‌های پهن باند مانند سیگنال‌های پهن باند صوتی و راداری از آرایه‌های وفقی استفاده می‌شود [۷]. یکی از روش‌های مهم در آشکارسازی دقیق زاویه ورودی، استفاده از الگوریتم دچیرپ^۷ (Dechirp) در آشکارسازی سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی است که برای انجام آن تبدیل‌های مختلفی پیشنهاد شده است [۸]. تبدیل زمان-فرکانس فوریه فراکتالی (تبدیل فوریه فراکتالی^۸) یکی از تبدیل‌های مشتق شده از فوریه است که کارایی مناسبی برای الگوریتم‌های دچیرپ دارد [۹،۱۰]. این تبدیل با ترکیب شدن با روش‌هایی مانند پیاده‌سازی روش طبقه‌بندی سیگنال چندگان در حوزه تبدیل فوریه فراکتالی [۱۱،۱۲]، روش تخمین پارامترهای سیگنال با استفاده از تکنیک تغییر ناپذیری چرخشی^۹ (ESPRIT) در حوزه تبدیل فوریه فراکتالی [۱۲،۱۳] و روش‌های مبتنی بر عملکرد ابهام فرکانسی [۱۴] یکی از پرستفاده‌ترین روش‌ها برای تخمین زاویه ورودی است. باین‌حال، در صورتی که تعداد نمونه‌های در دسترس از سیگنال کم باشد، هیچ‌یک این روش‌ها قادر به ارائه تفکیک‌پذیری بالای زاویه ورودی نیستند [۱۵]. در دسترس نبودن تعداد زیادی از نمونه‌های سیگنال (تعداد کم فریم زمانی از سیگنال) ممکن است زیاد اتفاق بیفتد [۱۶،۱۷]. مانند زمانی که رادار برای کشف نشدن، سیگنال‌های کمی را بفرستد [۱۸]، همچنین به دلایلی مانند صرفه‌جویی در مصرف توان، شرایط محیطی مشکل که امکان نمونه‌برداری زیاد از سیگنال را ندارد (مانند محیط سونار در زیر آب)، تعداد فریم زمانی کمی از سیگنال در دسترس است [۱۸،۱۹].

الگوریتم‌های وفقی تکرار شونده^{۱۰} (IAA) [۲۰]، یادگیری تنک به روش حداقل نمودن خطا از طریق تکرار^{۱۱} (SLIM) [۲۱] و تخمین مبتنی بر کوواریانس تنک به روش تکرار^{۱۲} (SPICE) در مرجع [۲۲] برای تعداد فریم زمانی کم پیشنهاد شده است؛ که برای سیگنال‌های پهن باند مدولاسیون فرکانس خطی مناسب نیستند. همچنین برای آرایه‌های دوبعدی و تخمین دوبعدی زاویه کارایی ندارند. برای آرایه‌های خطی به دلیل سادگی ساختار الگوریتم‌های زیادی پیشنهاد شده است که یک دسته مهم از این الگوریتم‌ها، الگوریتم تخمین پارامترهای سیگنال با استفاده از تکنیک تغییر ناپذیری چرخشی با استفاده از به‌دست آوردن ماتریس سیگنال و به‌دست آوردن مقادیر ویژه آن است [۲۳]. مشکل اصلی آرایه با ساختار خطی و پوشش یک‌بعدی فضا است که توانایی تخمین زاویه ورودی دوبعدی^{۱۳} (2D-DOA) را ندارد. از طرفی آرایه‌های دایره‌ای یکنواخت^{۱۴} (UCA) به دلیل آرایش آن‌ها و پوشش دوبعدی فضا، توانایی تخمین زاویه ورودی دوبعدی را دارند. همچنین به دلیل توانایی آشکارسازی فازی غیر محور به‌طور گسترده‌ای مورد استفاده قرار گرفته است [۲۴]. روش‌های مبتنی بر پراکندگی مکانی می‌تواند بسته به شرایط، با داشتن چندین فریم زمانی، زاویه ورودی را با رزولوشن متوسط به‌دست آورد [۲۵]؛ اما آن‌ها به سیگنال‌های پهن باند مدولاسیون فرکانس خطی اعمال نمی‌شوند. زیرا به دلیل استفاده از یک مدل تقریبی برای سیگنال پهن باند مدولاسیون فرکانس خطی و تغییر زمانی سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی این روش کارایی ندارد [۲۶].

در مراجع [۲۷] و [۲۸] از تبدیل فوریه سریع^{۱۵} (FFT) برای الگوریتم دچیرپ استفاده کرده‌اند. روش تبدیل فوریه سریع به دلیل یک‌بعدی بودن نمی‌تواند به‌خوبی تمرکز انرژی را در فرکانس‌های مختلف دنبال نماید که در این مقاله نیز ما آن را نشان داده‌ایم. به همین دلیل در این مقاله به‌سراغ تبدیل FrFT^{۱۶} رفته‌ایم. در مرجع [۲۸] برای کاهش حجم جستجوی الگوریتم

طبقه‌بندی سیگنال چندگان از روش تبدیل زیرآرایه‌ها استفاده کرده است که در مقایسه با روش طبقه‌بندی سیگنال چندگان دقت پایین‌تری دارد.

یکی از روش‌های جدید ارائه شده برای کاهش حجم محاسبات الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال چندگان، استفاده از روش تقسیم آرایه به زیرآرایه‌های کوچک‌تر است که ابعاد جستجوی روش طبقه‌بندی سیگنال چندگان را کاهش می‌دهد، ضمن اینکه برای سیگنال‌های پهن باند مناسب‌تر است [۲۸، ۲۹]. این الگوریتم‌ها دقت بالاتری نسبت به طبقه‌بندی سیگنال چندگان از خود نشان نمی‌دهند، ضمن اینکه حجم محاسبات آن‌ها نسبت به الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال چندگان چندان کاهش نمی‌یابد. الگوریتم ارائه شده برای تخمین دوبعدی زاویه ورود در مرجع [۳۰] شبیه الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال چندگان با استفاده از تبدیل فوریه فراکتالی است. این الگوریتم علاوه بر حجم محاسبات بالای طبقه‌بندی سیگنال چندگان از تبدیل فوریه فراکتالی نیز استفاده کرده است که حجم محاسبات را باز هم افزایش می‌دهد ضمن اینکه فضای جستجو شبیه رابطه اصلی طبقه‌بندی سیگنال چندگان با همان مشکلات است. روش ارائه شده در مرجع [۳۱] مبتنی بر استفاده از تبدیل فوریه فراکتالی برای الگوریتم دچیرپ و روش استفاده از فضای حالت است. اگرچه این روش مانند روش پیشنهادی ما حجم محاسبات قابل قبولی دارد، ولی برای ارائه دقت مطلوب به تعداد فریم زمانی زیادی نیاز دارد.

۱-۲- ساختار مقاله

در این مقاله برای تخمین زاویه ورود دوبعدی سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی از الگوریتم دچیرپ و آرایه دایروی یکنواخت استفاده شده است. به این ترتیب که ابتدا از تبدیل فوریه فراکتالی برای الگوریتم دچیرپ برای پردازش سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی دریافت شده توسط هر عنصر آرایه و تبدیل سیگنال‌ها از حوزه زمان به حوزه فرکانس (برای تبدیل فوریه فراکتالی حوزه u است) استفاده می‌کنیم. سپس طریق جداسازی ایمپالس به‌دست آمده در حوزه u ، یک مدل داده آرایه جدید ایجاد می‌کنیم. سرانجام با استفاده از الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال چندگان و الگوریتم تخمین پارامترهای سیگنال با استفاده از تکنیک تغییر ناپذیری چرخشی تخمین زاویه ورود دوبعدی از سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی را به‌دست می‌آوریم. برای سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی LFM ، استفاده از تبدیل فوریه فراکتالی برای پردازش آن‌ها بسیار مناسب است [۲۲]. روش پیشنهادی ما از نظر پیچیدگی محاسباتی بسیار کارآمد است. این الگوریتم همچنین از تبدیل نسبتاً ساده فوریه فراکتالی استفاده می‌کند و توانایی برآورد زاویه ورود از چندین سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی به‌طور هم‌زمان با دقت بالا را دارد.

ساختار مقاله به این ترتیب است که در قسمت دوم، ساختار آرایه دایروی و سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی دریافتی توسط آن را بررسی می‌کنیم. در قسمت سوم، ضمن شناخت تبدیل فوریه فراکتالی، روند پیاده‌سازی آن برای الگوریتم دچیرپ توضیح داده می‌شود. در قسمت چهارم مقاله الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال چندگان و الگوریتم نوآوری تخمین پارامترهای سیگنال با استفاده از تکنیک تغییر ناپذیری چرخشی بهینه شده^{۱۶} (MESPRIT) را برای تخمین زاویه ورود دوبعدی ارائه می‌دهیم. در قسمت پنجم مقاله، نتایج شبیه‌سازی ارائه می‌شود و عملکرد مناسب الگوریتم پیشنهادی را نشان می‌دهیم و در نهایت در قسمت ششم نتیجه‌گیری را ارائه نموده‌ایم.

۲- مدل آرایه دایروی یکنواخت

یک سیستم رادار فعال را در نظر بگیرید که در شکل (۱) مدل آرایه دایروی یکنواخت (UCA) رسم شده است. آرایه دارای N سنسور A_1 تا A_N است. شعاع دایره r است. زاویه بین A_1 و محور x ها برابر w_0 و زاویه بین سایر سنسورهای آرایه برابر $w=2\pi/n$ است. زاویه بین سیگنال میدان دور (Far-field) با محور z ها را β (زاویه ارتفاع) در نظر گرفته‌ایم. زاویه تصویر هدف در صفحه XY با محور x ها، α (زاویه سمت) است. اگر M سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی از میدان دور به‌صورت زیر داشته باشیم:

$$x_n(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t - \tau_{nm}) + n_n(t), n=1, \dots, N \quad (1)$$

$$s_m(t) = \exp[j\pi(2f_m t + \mu_m t^2)] \quad (2)$$

که در روابط بالا، n نویز هر سنسور، $s_m(t)$ سیگنال، f_0 فرکانس مرکزی و μ_m فرکانس مدوله شده m امین سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی هستند. τ_{nm} تأخیر بین m امین سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی و n امین سنسور آرایه است که از رابطه زیر به دست می آید:

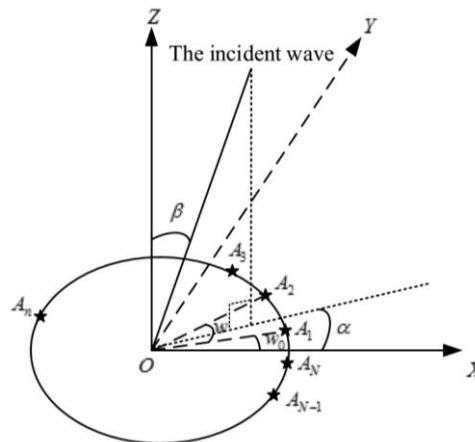
$$\tau_{nm} = \frac{r}{c} \sin(\theta_{em}) \cos(\theta_{am} - \frac{2\pi(n-1)}{n}) \quad (3)$$

که θ_{em} زاویه ارتفاع و θ_{am} زاویه سمت هستند. c سرعت نور است. در این مقاله فرض می شود که μ_1 ، μ_2 و ... و μ_M برابر نیستند.

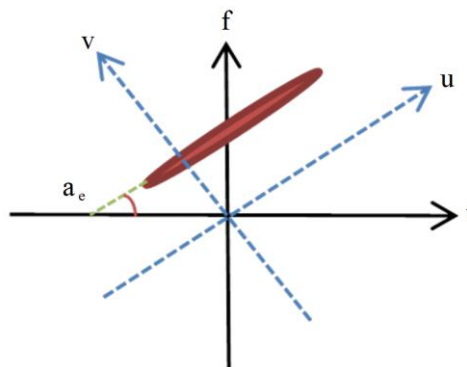
۳- الگوریتم دچیرپ

۳-۱- معرفی تبدیل فوریه فراکتالی به عنوان الگوریتم دچیرپ

مطابق رابطه (۲)، فرکانس سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی پهن باند به صورت خطی در زمان افزایش می یابد. بنابراین در حوزه زمان-فرکانس سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی یک سیگنال دوبعدی است. به این ترتیب اگر تبدیل فوریه سریع آن را در پنجره زمانی رسم کنیم، توزیع انرژی سیگنال در حوزه زمان-فرکانس به شکل (۲) دیده می شود: بنابراین تبدیل یک بعدی تبدیل فوریه سریع نمی تواند محدوده تمرکز انرژی را به خوبی آشکارسازی نماید و الگوریتم دچیرپ را به درستی انجام دهد. همان گونه که در مرجع [۲۷]، مؤلفان از تبدیل یک بعدی فوریه سریع استفاده کرده و نتوانسته اند تفکیک خوبی برای هدف های نزدیک به هم را داشته باشند، لذا ما در این مقاله به دنبال تبدیل دوبعدی هستیم که با پیدا کردن زاویه چرخش سیگنال و پیدا کردن a_e محدوده تمرکز انرژی را به خوبی آشکار نماید.



شکل (۱): مدل آرایه دایروی یکنواخت [۲۷]
Figure (1): Uniform circular array model [27]



شکل (۲): توزیع انرژی سیگنال در حوزه زمان-فرکانس برای دو تبدیل فوریه سریع و فوریه فراکتالی
Figure (2): Distribution of signal energy in the time-frequency domain for both FFT and FrFT conversion

به این منظور استفاده از تبدیل فوریه فراکتالی به ذهن می‌رسد که قابلیت رفع این مشکل را خواهد داشت. تبدیل فوریه فراکتالی به صورت زیر نوشته می‌شود [۱۴]:

$$X(a,u)=F^q[x(t)]=\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)K_a(t,u)dt \quad (۴)$$

که در آن $K_a(t,u)$ به صورت زیر تعریف شده است [۱۴]:

$$K_a(t,u)=\begin{cases} \sqrt{1-jcota}\exp\{j\pi[t^2cota-2tucsca+u^2cota]\} & a=2n\pi \\ \delta(t-u) & a=2n\pi \\ \delta(t+u) & a=(2n\pm 1)\pi \end{cases} \quad (۵)$$

q مرتبه تبدیل فوریه فراکتالی است. a مقدار چرخش زاویه را مشخص می‌کند که برابر $a=q\pi/2$ است. در واقع تفاوت این تبدیل نسبت به تبدیل فوریه معمولی، چرخش محور سیگنال در صفحه زمان-فرکانس را با زاویه a به صورت پادساعتگرد است [۱۰]. [رابطه زاویه a_{dm} با زاویه a_e به صورت رابطه‌های (۶) و (۷) است]. با اعمال تبدیل فوریه فراکتالی بر روی رابطه (۲) خواهیم داشت:

$$a_e = -\cot^{-1}\mu_m s_c^2 \quad (۶)$$

$$a_{dm} = \tan^{-1}\mu_m s_c^2 = a_e + \frac{\pi}{2} \quad (۷)$$

$$S_m(a,u) = a \sqrt{\frac{1+j\tan a}{1+\mu_m \tan a}} \times \exp\left\{j\pi \frac{u^2(\mu_m - \tan a) + 2uf_m \sec a - f_m^2 \tan a}{1+\mu_m \tan a}\right\} \quad (۸)$$

زمانی که a برابر رابطه (۷) شود، آنگاه $S_m(a,u)$ برابر رابطه (۹) خواهد شد. در این مقاله از روش محاسبه سریع Ozaktas در مرجع [۱۴] استفاده شده که در آن S_c برابر رابطه (۱۰) و D تعداد فریم زمانی است. C به صورت زیر خواهد بود [۱۵]:

$$S_m(a,u) = C * \exp\{j2\pi f_m \cos a u\} \quad (۹)$$

$$s_c = \frac{\sqrt{D}}{f_s} \quad (۱۰)$$

$$C = a \cos a_{dm} \sqrt{1+j\tan a_{dm}} \exp[-j\pi f_m^2 \sin a_{dm} \cos a_{dm}] \quad (۱۱)$$

در ادامه در قسمت شبیه‌سازی نشان خواهیم داد که تبدیل فوریه فراکتالی به خوبی می‌تواند با پیدا کردن زاویه چرخش و انطباق محور u بر روی آن محدوده تمرکز انرژی را به صورت ایمپالس پیدا می‌نماید که باعث الگوریتم دچیرپ مناسب و افزایش دقت در پیدا کردن هدف‌های نزدیک به هم خواهد شد.

۳-۲- الگوریتم دچیرپ

الگوریتم دچیرپ نوعی تکنیک تبدیل حوزه زمان-فرکانس است که در رادارهای با رزولوشن بالا استفاده می‌شود. این الگوریتم حجم داده‌های ورودی پردازش را تا حد زیادی کاهش می‌دهد و در اکثر پردازش‌های سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی به کار می‌رود. ابتدا یک سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی می‌سازیم که فرکانس مرکزی و فرکانس مدوله شده آن همان سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی اصلی است. سپس در حوزه فرکانس (در اینجا حوزه فوریه فراکتالی)، تفاوت بین سیگنال اصلی و سیگنال مرجع را پردازش می‌کنیم. با این کار می‌توان یک سیگنال تک فرکانسی به دست آورد [۲۷]. سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی دریافت شده توسط هر عنصر آرایه به صورت زیر است:

$$y_n(t) = x_n(t) * s_i^*(t) = \sum_{m=1}^M p_{nm}(t) \quad (۱۲)$$

که $p_{nm}(t)$ به صورت زیر است:

$$p_{nm}(t) = \exp\{j\pi[(\mu_m - \mu_i)t^2 + 2(f_m - f_i - \mu_m \tau_{mn})t + \mu_m \tau_{mm}^2 - 2f_m \tau_{mn}]\} \quad (۱۳)$$

در اینجا سیگنال $P_{nm}(t)$ زمانی تک فرکانس خواهد شد که $m=i$ در غیر این صورت سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی خواهد بود [۲۸]. بنابراین سیگنال‌های دریافتی هر سنسور ترکیب خطی بین $M-1$ سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی و سیگنال تک فرکانسی بعد از اعمال الگوریتم دچیرپ خواهد شد.

۳-۳- اعمال تبدیل فوریه فراکتالی به عنوان الگوریتم دچیرپ

با استفاده از خاصیت شیفت زمانی تبدیل فوریه فراکتالی می‌توان نوشت [۲۲]:

$$F^q[s_m(t-\tau)] = \exp(j\pi\tau^2 \sin\alpha \cos\alpha - j2\pi\tau \sin\alpha) \times S_m(u a_d - \tau \cos\alpha) \quad (14)$$

در سنسور m ، تبدیل فوریه فراکتالی سیگنال دریافتی ناشی از m امین سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی به صورت زیر خواهد شد:

$$S_{nm}(a_{dm}, u) = F^q[s_n(t-\tau_{nm})] = aC \exp[j2\pi(f_m \cos\alpha_d - \tau_{nm} \sin\alpha_{dm})u] \times \exp[j\pi(\tau_{nm}^2 \sin\alpha_{dm} \cos\alpha_{dm} - 2f_m \cos^2\alpha_{dm} \tau_{nm})] \quad (15)$$

با توجه به کوچک بودن ترم $\tau_{nm} \sin\alpha_{dm}$ می‌توان رابطه (۱۵) را به صورت زیر ساده نمود:

$$S_{nm}(a_{dm}, u) = F^q[s_n(t-\tau_{nm})] \approx aC \exp[j2\pi f_m \cos\alpha_{dm} u] \times \exp[j\pi(\tau_{nm}^2 \sin\alpha_{dm} \cos\alpha_{dm} - 2f_m \cos^2\alpha_{dm} \tau_{nm})] \quad (16)$$

در نتیجه می‌توان نوشت:

$$S_{nm}(a_{dm}, u) = \rho_{nm} S_m(u) \quad (17)$$

که ρ_{nm} ترم دامنه و $S_m(u)$ سیگنال دچیرپ شده هستند و برابرند با:

$$\rho_{nm} = \exp[j\pi(\tau_{nm}^2 \sin\alpha_{dm} \cos\alpha_{dm} - 2f_m \cos^2\alpha_{dm} \tau_{nm})] \approx \exp(-2j\pi f_m \cos^2\alpha_{dm} \tau_{nm}) \quad (18)$$

$$S_m(u) = aC \exp[j2\pi f_m \cos\alpha_{dm} u] \quad (19)$$

اکنون می‌توان از رابطه (۱) تبدیل فوریه فراکتالی گرفت که به صورت زیر است:

$$S_n(a_d, u) = \sum_{m=1}^M \rho_{nm} S_m(u) + N_n(a_d, u) \quad (20)$$

در نتیجه می‌توان مسئله را به صورت زیر فرموله نمود:

$$\begin{cases} X = AS + N \\ X = [X_1, \dots, X_N] \\ X_n = [X_{n1}(a_{d1}, u), \dots, X_{nM}(a_{dM}, u)]^T \\ A = [A_1, \dots, A_M] \\ A_m = [A_{1m}, \dots, A_{Nm}]^T \\ S = \text{diag}\{S_1(u), \dots, S_M(u)\} \end{cases} \quad (21)$$

۴- حل مسئله تخمین زاویه ورود دوبعدی برای آرایه دایروی

۴-۱- حل مسئله تخمین زاویه ورود دوبعدی برای آرایه دایروی با استفاده از الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال

چندگان

روش طبقه‌بندی سیگنال چندگان دوبعدی یک روش مشهور برای محاسبه زاویه‌های سمت و ارتفاع است که اکثر روش‌های تخمین زاویه ورود با آن مقایسه می‌شوند [۱۸]. از معادله (۲۲)، ماتریس نویز که در حل الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال چندگان استفاده می‌شود را به دست می‌آوریم:

$$R_X = E[XX^H] = AR_S A^H + \sigma^2 I \quad (22)$$

که R_S ماتریس همبستگی سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی است و σ^2 توان نویز سفید گوسی ناهمبسته با سیگنال در سنسورها است. I ماتریس واحد نویز است. با تجزیه R_X به صورت زیر داریم:

$$R_X = U_S \sum_S U_S^H + U_N \sum_N U_N^H \quad (23)$$

که U_N و U_S به ترتیب زیر فضای سیگنال و نویز هستند، جواب الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال چندگان به صورت زیر خواهد بود: [۱۵]

$$P(\theta_{am}, \theta_{em}) = \frac{1}{A_m^H(\theta_{am}, \theta_{em}) U_N U_N^H A_m(\theta_{am}, \theta_{em})} \quad (24)$$

زوج $(\theta_{am}, \theta_{em})$ زاویه‌های ارتفاع و سمت هستند که برای پیدا کردن آن‌ها باید جستجوی دوبعدی انجام دهیم [زوج $(\theta_{am}, \theta_{em})$ را به گونه‌ای پیدا کنیم که مقدار $P(\theta_{am}, \theta_{em})$ را بیشینه نماید]. همچنین مقدار ماتریس $A_m(\theta_{am}, \theta_{em})$ از یک سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی به سیگنال دیگر تغییر می‌کند که کار جستجو را مشکل‌تر و از لحاظ حجم محاسبات بسیار سنگین و زمان‌بر است.

۲-۴- حل مسئله تخمین زاویه ورود دوبعدی برای آرایه دایروی با استفاده از الگوریتم دو مرحله‌ای تخمین زاویه ورود با استفاده از الگوریتم دو مرحله‌ای سریع

یکی از الگوریتم‌های جدید (ارائه شده در ابتدای سال ۲۰۲۱) برای محاسبه زاویه ورود دوبعدی، الگوریتم محاسبه سریع زاویه ورود دومرحله‌ای به نام تخمین زاویه ورود با استفاده از الگوریتم دو مرحله‌ای سریع^{۱۷} (TSFDOA) است [۲۸]. به این ترتیب که ابتدا در مرحله اول (مرحله پیش‌پردازش)، جدا کردن اطلاعات چند هدف و تشخیص هدف در امتداد بعد برد مدنظر است. به این ترتیب که از معادله (۱۲) تبدیل فوریه سریع گرفته می‌شود. (در واقع الگوریتم دچیرپ با استفاده از تبدیل فوریه سریع انجام می‌شود). پس از آن برای m مین هدف در حالت $\mu \tau_m T_s = l_l / M$ فاز سیگنال اصلی با دامنه تبدیل فوریه سریع در بعد دامنه متناسب است (L تعداد فریم‌های زمانی مورد استفاده است). سپس با تعیین حد آستانه آن سیگنال‌های تبدیل فوریه سریع انتخاب می‌شود که از حد آستانه بزرگ‌تر باشد. در مرحله دوم، آرایه دایروی به Q زیر آرایه تقسیم می‌شود:

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 1 & 0 & \dots \\ \dots & 0 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ \dots & & & & & \\ \dots & & & & & \\ \dots & 1 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}_{Q \times Q} \begin{bmatrix} g_0(\theta_k) \\ g_1(\theta_k) \\ \dots \\ g_{M-1}(\theta_k) \end{bmatrix}_{Q \times 1} \quad (25)$$

در نهایت ماتریس همبستگی شبیه رابطه (۲۳) الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال چندگان به صورت زیر به دست می‌آید:

$$R_X = U_K^S \sum_K (U_K^S)^H + U_K^N \sum_K (U_K^N)^H \quad (26)$$

که U_K^S و U_K^N به ترتیب زیر فضای سیگنال و نویز زیر آرایه‌ها هستند، جواب الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال چندگان از این مرحله به بعد مانند معادله (۲۴) به دست می‌آید.

۳-۴- الگوریتم پیشنهادی MESPRIT برای حل مسئله تخمین زاویه ورود دوبعدی برای آرایه دایروی

اکثر الگوریتم‌های ارائه شده برای مسئله تخمین زاویه ورود اولاً از آرایه‌های خطی استفاده می‌نمایند، ثانیاً زاویه ورود را به صورت یک‌بعدی به دست می‌آورند. در این مقاله برای حل مسئله از الگوریتم ESPRIT [۱۶، ۱۷] استفاده شده است که در آن از تبدیل مدل آرایه خطی به آرایه دایروی از فرم تبدیل بسط استفاده شده است [۱۷]. استفاده از تبدیل بسط یکی از مهم‌ترین روش‌ها برای تبدیل خطی به دایروی است. روش کار بدین ترتیب است که در معادله (۲۰)، \ln المان ماتریس برابر است با:

$$x_n = \left[\exp(-2j\pi f_1 \cos^2 a_{d1} \tau_{n1}) s_1 \dots \exp(-2j\pi f_M \cos^2 a_{dM} \tau_{nM}) s_M \right] \quad (27)$$

از طرفی فرم ساده تبدیل فوریه فراکتالی طبق رابطه (۱۱) خواهد بود. پس با توجه به رابطه بسط می‌توان نوشت [۱۸]:

$$v_u = \sum_{n=0}^{N-1} x_n C \exp(-j \frac{2\pi \cos \alpha_d}{N})$$

$$= \begin{bmatrix} \sum_{n=0}^{N-1} C \exp(-2j\pi f_1 \cos^2 \alpha_{d1} \tau_{n1}) \exp(-j \frac{2\pi \cos \alpha_{d1}}{N} nu) s_{1, \dots} \\ \sum_{n=0}^{N-1} C \exp(-2j\pi f_M \cos^2 \alpha_{dM} \tau_{nM}) \exp(-j \frac{2\pi \cos \alpha_{dM}}{N} nu) s_M \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\approx \begin{bmatrix} NC j^{-u} J_{-u}(-\beta_1) \exp(-ju\theta_1) s_{1, \dots} \\ NC j^{-u} J_{-u}(-\beta_M) \exp(-ju\theta_M) s_M \end{bmatrix}$$

که J_u تابع بسل مرتبه u ، $\beta_m = 2\pi \sin(\theta_{em}) r \cos^2 \alpha_{dm} f_m / c$ ، فاکتور متناسب با موج ورودی) خواهد بود. با تعریف $\beta = \max[2\pi r f_m / c]$ در الگوریتم ESPRIT می توان نتیجه گرفت که اگر یک آرایه خطی از $-K, -K+1, \dots, K$ داشته باشیم، معادل آرایه دایروی با $2K+1$ خواهد شد [۱۹]. در نتیجه با توجه به رابطه (۲۷)، تجزیه ماتریس به صورت زیر خواهد شد:

$$V = NC J A_C S, \quad V = [v_{-K}, \dots, v_K], \quad J = \text{diag}\{j^{-K}, \dots, j^K\},$$

$$A_C = \begin{bmatrix} J_{-K}(-\beta_1 \exp(-jK\theta_{e1})) & \dots & J_{-K}(-\beta_M \exp(-jK\theta_{eM})) \\ \dots & \ddots & \vdots \\ J_K(-\beta_1 \exp(jK\theta_{e1})) & \dots & J_K(-\beta_M \exp(jK\theta_{eM})) \end{bmatrix} \quad (29)$$

همچنین می توان تعریف تبدیل فوریه فراکتالی را به صورت زیر به فرم ماتریسی نوشت:

$$V = F^H X, \quad F = [W_{-K} \quad W_{-K+1} \quad \dots \quad W_K], \quad W_i = \left[1 \quad \exp(-j \frac{2\pi i}{N} \cos \alpha_d) \quad \dots \quad \exp(-j \frac{2\pi(N-1)i}{N} \cos \alpha_d) \right]^H \quad (30)$$

با مقایسه روابط (۲۹) و (۳۰) می توان نوشت:

$$Y = TX = A_C S \quad (31)$$

در نتیجه T برابر رابطه (۳۲) خواهد شد. بنابراین خلاصه الگوریتم به صورت زیر می شود:

$$T = J^{-1} F^H / NC \quad (32)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Y = TX = A_C S + N \\ A_C = \begin{bmatrix} J_{-K}(-\beta_1 \exp(-jK\theta_{e1})) & \dots & J_{-K}(-\beta_M \exp(-jK\theta_{eM})) \\ \dots & \ddots & \vdots \\ J_K(-\beta_1 \exp(jK\theta_{e1})) & \dots & J_K(-\beta_M \exp(jK\theta_{eM})) \end{bmatrix} \\ T = \frac{1}{NC} J^{-1} F^H \\ F = [W_{-K} \quad W_{-K+1} \quad \dots \quad W_K] \\ W_i = \left[1 \quad \exp(-j \frac{2\pi i}{N} \cos \alpha_d) \quad \dots \quad \exp(-j \frac{2\pi(N-1)i}{N} \cos \alpha_d) \right]^H \\ J = \text{diag}\{j^{-K}, \dots, j^K\} \end{array} \right. \quad (33)$$

در این رابطه، Y خروجی آرایه، T ماتریس تبدیل، A_C ماتریس تبدیل آرایه دایروی به خطی در الگوریتم ESPRIT، F ماتریس زمانی، مکانی تبدیل فوریه فراکتالی، $J_m(X)$ تابع بسل مرتبه m و $\beta_m = 2\pi \sin(\theta_{em}) r \cos^2 \alpha_{dm} f_m / c$ فاکتور متناسب با موج ورودی سنسور، درون آرایه دایروی خواهد بود. K حداکثر حالت فاز تحریک شده توسط آرایه خطی تبدیل شده به آرایه دایروی است و برابر است با:

$$K = \left\lfloor \min \left[\frac{2\pi r f_m}{c} \right] \right\rfloor \quad (34)$$

که عبارت [] اشاره به گرد کردن رو به پایین دارد. با توجه به متفاوت بودن β_m ها در رابطه (۳۳)، نمی‌توان به‌طور مستقیم از الگوریتم ESPRIT و تقسیم آرایه دایروی به زیر آرایه خطی استفاده نمود. برای حل این مشکل، از رابطه بازگشتی بسط استفاده می‌کنیم:

$$J_{m-1}(X) + J_{m+1}(x) = \frac{2m}{x} J_m(x) \quad (35)$$

با استفاده از رابطه‌های (۳۳) و (۳۴) می‌توان نوشت:

$$\begin{cases} [C_1 \ C_3] [\xi \ \xi^*]^T = LC_2 \\ L = \text{diag} \{2(-K+1) \ \dots \ 2(K-1)\} \\ \xi = \text{diag} \{\beta_1 \exp(j\theta_{a1}) \ \dots \ \beta_M \exp(j\theta_{aM})\} \end{cases} \quad (36)$$

در رابطه (۳۶)، C_1 ، زیر آرایه $(2K-1) \times M$ المانی است که از حذف خط اول ماتریس A_c به‌دست آمده است. به همین ترتیب C_2 و C_3 زیر آرایه $(2K-1) \times M$ المانی هستند که از حذف خط دوم و سوم ماتریس A_c به‌دست آمده‌اند. نقش ماتریس‌های C_1 ، C_2 ، و C_3 مانند نقش ماتریس A_c برای زیر آرایه خود است. پس می‌توان رابطه (۳۵) را به‌صورت زیر نیز نوشت:

$$\begin{cases} [U_{s1} \ U_{s3}] \Phi = LU_{s2} \\ \Phi = [\xi \ \xi^*]^T \end{cases} \quad (37)$$

که U_{s1} ، U_{s2} ، و U_{s3} معادل سه زیر آرایه در فضای سیگنال هستند. از روش حداقل مربعات^{۱۸} برای حل معادله (۳۷) استفاده می‌کنیم [۲۰]. جواب به‌صورت زیر است:

$$\Phi_{LS} = [\Phi_{LS1} \ \Phi_{LS2}]^T = [U_{s1} \ U_{s3}]^+ L U_{s2} \quad (38)$$

که علامت + نشان‌دهنده معکوس کلی ماتریس است. Φ_{LS1} و Φ_{LS2} به ترتیب M سطر اول و دوم ماتریس Φ_{LS} هستند که به زوایای θ_{am} و θ_{em} مربوط هستند. با به‌دست آوردن مقادیر ویژه متناظر با آن‌ها $\lambda_{1m}(m=1, \dots, M)$ و $\lambda_{2m}(m=1, \dots, M)$ ، رابطه زاویه ورود به‌صورت زیر محاسبه می‌شود [۲۱]:

$$\begin{cases} \theta_{am} = \frac{\arg(\lambda_{1m}/\lambda_{2m})}{2} \\ \theta_{em} = \arcsin\left(\frac{\text{real}(\lambda_{1m})c}{2\pi r f_m \cos a_{dm} \cos \theta_{am}}\right) \end{cases} \quad (39)$$

مزیت رابطه (۳۹) در این است که نیاز به محاسبه مقادیر ویژه برای سیگنال‌های مختلف ندارد و فقط یک‌بار مقادیر ویژه باید محاسبه شود که حجم محاسبات بسیار کاهش می‌یابد. شیوه انجام کامل الگوریتم پیشنهادی در جدول (۱) آورده شده است.

Table (1): How to complete procedure of the proposed algorithm

جدول (۱): شیوه انجام کامل الگوریتم پیشنهادی

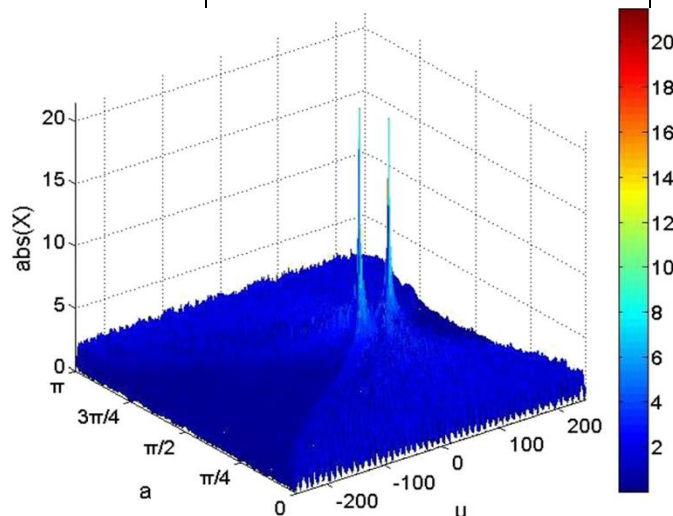
۱- انتخاب m مین سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی به‌عنوان سیگنال مرجع برای الگوریتم دچیرپ
۲- پیاده‌سازی تبدیل فوریه فراکتالی بر روی آن از رابطه (۸) و (۱۱) و محاسبه $\cos a_m$ و C و به‌دست آوردن سیگنال دچیرپ شده (ایمپالس به‌دست آمده). برای به‌دست آوردن ماتریس خروجی آرایه جدید می‌توانیم قسمت‌های برجسته سیگنال (ایمپالس به‌دست آمده) را جدا کرده و برای هر عنصر آرایه آن در نظر می‌گیریم.
۳- قسمت‌های ۱ و ۲ را برای همه سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی $(m=1, \dots, M)$ انجام دهید.
۴- از معادله (۳۳) ماتریس A_c را به‌دست آورید.
۵- معادله رابطه (۳۷) را به‌دست آورید و از معادله (۳۸)، Φ_{LS} را به‌دست آورید.
۶- از روی Φ_{LS} مقادیر ویژه λ_{1m} و λ_{2m} را به‌دست آورید و از رابطه (۳۹)، θ_{am} (زاویه سمت) و θ_{em} (زاویه ارتفاع) به‌دست می‌آید.

۵- نتایج شبیه‌سازی

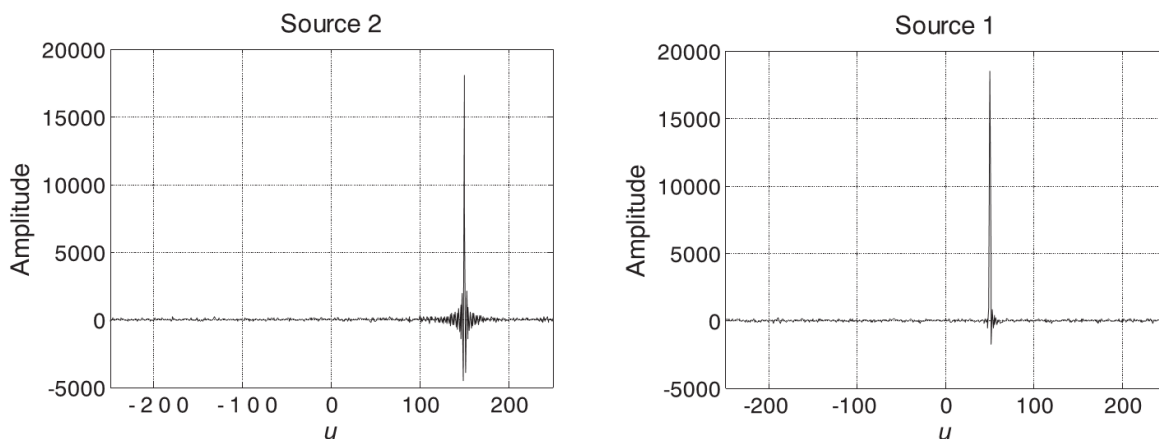
در این مقاله شبیه‌سازی عددی الگوریتم با آرایه دایروی و شانزده سنسور به شعاع 0.4 متر انجام شده است. دو منبع سیگنال در دو جهت مختلف با مشخصات جدول (۲) استفاده شده است. جهت شبیه‌سازی مقاله از نرم‌افزار متلب ۲۰۱۹ استفاده شده و سیستم رایانه‌ای مورد استفاده دارای پردازنده INTEL 8750H و مقدار ۱۶ گیگابایت حافظه اصلی (RAM) از نوع DDR4 بوده است. اولین شبیه‌سازی برای اثبات خاصیت دچیرپ تبدیل فوریه فراکتالی و نشان دادن توانایی مناسب تبدیل فوریه فراکتالی برای جداسازی سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی در نسبت توان سیگنال به نویز 19 (SNR) برابر ۵ دسی‌بل انجام شده است. دیده می‌شود تبدیل فوریه فراکتالی به‌خوبی توانسته است دو سیگنال متفاوت را در دو محدوده فرکانس (u) جداسازی نماید. با توجه به مختصات دو ایمپالس مجزا در طیف، می‌توان زاویه چرخش حوزه متمرکز انرژی آن‌ها را تعیین کرد و تعداد منابع موجود را به‌راحتی با شمردن تعداد ایمپالس‌ها به‌دست آورد و a_d را برای هر کدام از سیگنال‌ها به‌دست آورد. برای به‌دست آوردن ماتریس خروجی آرایه جدید می‌توانیم قسمت‌های برجسته سیگنال (ایمپالس به دست آمده) را جدا کرده و برای هر عنصر آرایه آن در نظر بگیریم. شکل (۳) طیف‌های انرژی دو منبع در سنسور اول در حوزه u در تبدیل فوریه فراکتالی را نشان می‌دهد. برای جداسازی بهتر دو ایمپالس، می‌توان اول از یک فیلتر میان‌گذر استفاده نمود، سپس الگوریتم دچیرپ را انجام داد. با این روش خروجی حوزه u تمیزتر بوده و برای استفاده در رابطه (۳۰) مناسب‌تر خواهد بود. شکل (۵) نتایج الگوریتم دچیرپ پس از فیلتر کردن را نشان می‌دهد که مقدار ایمپالس به‌صورت کاملاً تمیز به‌دست آمده است و از آن در رابطه (۳۰) استفاده نموده‌ایم. در شکل‌های (۶) و (۷)، دقت تخمین زاویه ورود دوبعدی برحسب جذر میانگین مربعات خطا 20 (RMSE) برای زوایای سمت (θ_a) و ارتفاع (θ_b) برای دو منبع در نسبت توان سیگنال به نویزهای مختلف برای دو الگوریتم پیشنهادی و طبقه‌بندی سیگنال چندگان [رابطه (۲۴)] نشان داده شده است. برای به‌دست آوردن این نمودارها، از ۱۰۰ شبیه‌سازی مونت-کارلو استفاده شده است. دقت الگوریتم پیشنهادی برای سیگنال دوم در همه نسبت توان سیگنال به نویزها از الگوریتم طبقه‌بندی سیگنال چندگان و TSFDOA بهتر است.

Table (2): Specifications of two simulated signals and their directions
جدول (۲): مشخصات دو سیگنال شبیه‌سازی شده و جهت آن‌ها

نرخ نمونه‌برداری (هرتز)	فرکانس مدولاسیون (هرتز بر ثانیه)	فرکانس (هرتز)	شماره سیگنال
10^8	6×10^{12}	10×10^8	۱
10^8	-2×10^{12}	8×10^8	۲
زاویه ورود (درجه)	نسبت توان سیگنال به نویز (دسی‌بل)	تعداد فریم زمانی	شماره سیگنال
(-۲۵، -۳۵)	۱۰ تا -۴۰	۳۰۰	۱
(۲۵، -۱۵)	۱۰ تا -۴۰	۳۰۰	۲

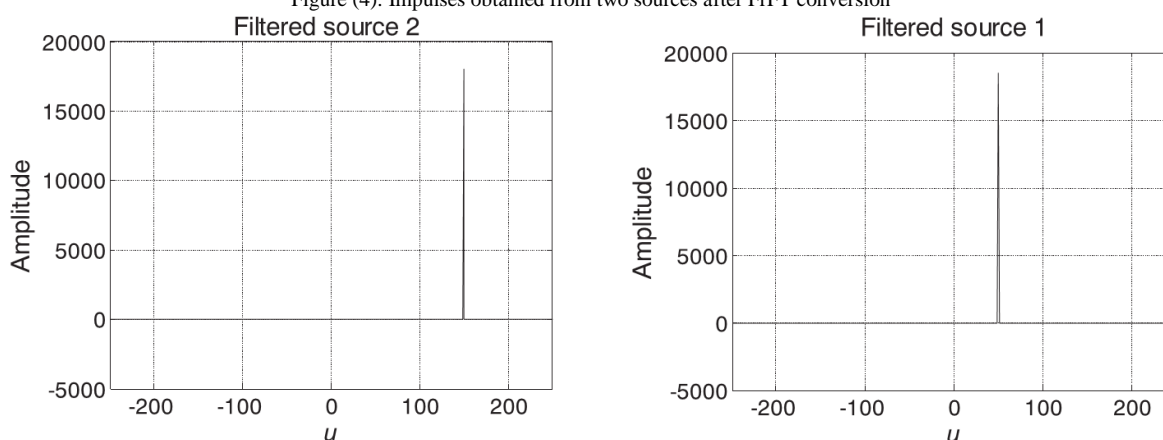


شکل (۳): نتایج الگوریتم دچیرپ برای دو سیگنال در المان مرجع با استفاده از تبدیل فوریه فراکتالی
Figure (3): Dechirp algorithm results for two signals in the reference element using FrFT conversion



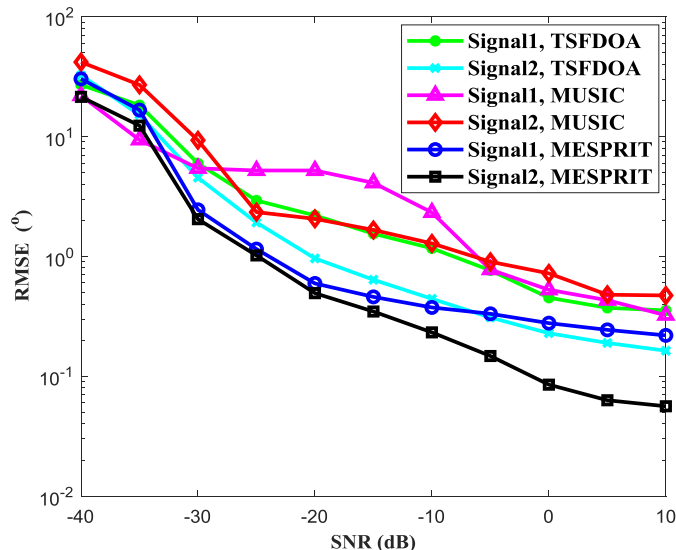
شکل (۴): ایمپالس به دست آمده از دو منبع پس از تبدیل فوریه فراکتالی

Figure (4): Impulses obtained from two sources after FrFT conversion



شکل (۵): ایمپالس به دست آمده از دو منبع پس از استفاده از فیلتر میان‌گذر و تبدیل فوریه فراکتالی

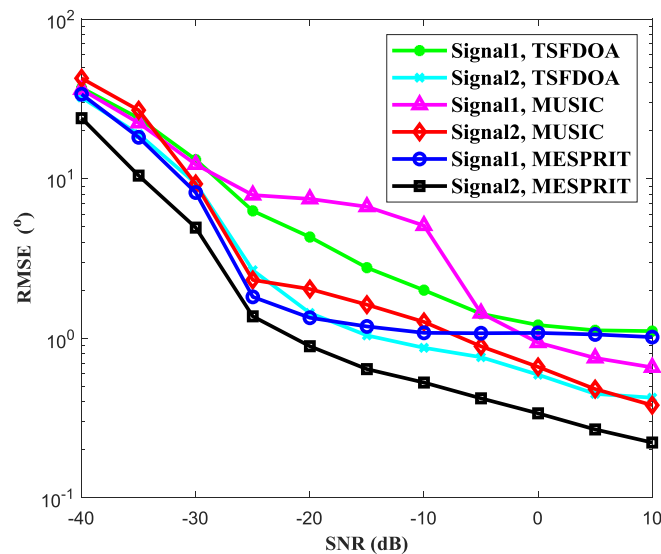
Figure (5): Impulse obtained from two sources after using a Band-pass filter and FrFT conversion



شکل (۶): تخمین زاویه سمت (θ_a) برای دو سیگنال داده شده توسط الگوریتم‌های طبقه‌بندی سیگنال چندگان، TSFDOA و پیشنهادی MESPRIT

Figure (6): Estimation of azimuth angle (θ_a) for two signals given by MUSIC, TSFDOA algorithms and MESPRIT proposed algorithm

در این شکل برتری تبدیل فوریه فراکتالی نسبت به تبدیل فوریه سریع برای الگوریتم دچیرپ در مقایسه دقت به دست آمده در دو الگوریتم پیشنهادی و TSFDOA مشخص است. همچنین الگوریتم پیشنهادی به جای استفاده از زیر آرایه‌ها و کاهش اطلاعات ورودی از کلیه سیگنال‌های دریافتی از آنتن‌ها استفاده نموده است.



شکل (۷): تخمین زاویه ارتفاع (θ_e) برای دو سیگنال داده شده توسط الگوریتم‌های طبقه‌بندی سیگنال چندگان، TSFDOA و پیشنهادی MESPRIT

Figure (7): Estimation of elevation angle (θ_e) for two signals given by MUSIC, TSFDOA algorithms and MESPRIT proposed algorithm

برای سیگنال اول نیز الگوریتم پیشنهادی در نسبت توان سیگنال به نویزهای پایین از طبقه‌بندی سیگنال چندگان و TSFDOA بهتر است و فقط در نسبت توان سیگنال به نویز بالاتر از 0dB دقت طبقه‌بندی سیگنال چندگان کمی بهتر شده است. ولی نکته مهم این است که حجم محاسبات الگوریتم پیشنهادی MESPRIT بسیار کمتر از روش جستجوی جامع دوبعدی طبقه‌بندی سیگنال چندگان و نیز روش TSFDOA است. همچنین شایان ذکر است که مقادیر پایین نسبت توان سیگنال به نویز در رادار معمولاً وجود دارد و باید الگوریتم‌ها بتوانند در نسبت توان سیگنال به نویزهای پایین جواب خوبی از خود نشان دهند. از طرف دیگر الگوریتم TSFDOA نسبت به طبقه‌بندی سیگنال چندگان برتری چندانی ندارد و فقط از لحاظ حجم محاسبات آن نسبت به طبقه‌بندی سیگنال چندگان بهتر شده است. نکته دیگر که باید توجه شود این است که دقت تخمین زاویه ارتفاع از زاویه سمت در همه الگوریتم‌ها کمتر شده که این امر مورد انتظار است. زیرا با توجه به رابطه (۳۹)، هر خطایی در زاویه سمت منجر به خطا در زاویه ارتفاع می‌شود.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک الگوریتم تخمین زاویه ورود دوبعدی جدید برای سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی و الگوریتم دچیرپ با استفاده از تبدیل فوریه فراکتالی و الگوریتم ESPRIT ارائه شده است. در مرحله اول، با دریافت سیگنال‌های مدولاسیون فرکانس خطی مختلف و مقایسه با سیگنال، الگوریتم دچیرپ را انجام می‌دهیم و یک سیگنال ایمپالس را در حوزه u به دست می‌آوریم. سپس برای آرایه دایروی، الگوریتم آرایه خطی ESPRIT را به دست آورده و الگوریتم پیشنهادی MESPRIT را ارائه نمودیم. از مزایای روش پیشنهادی می‌توان به سادگی و کم حجم بودن محاسبات زاویه ورود مانند الگوریتم ESPRIT اشاره نمود، ضمن اینکه توانایی کار با آرایه دایروی را نیز دارد. این الگوریتم همچنین از اپراتور نسبتاً ساده فوریه فراکتالی استفاده می‌کند و توانایی تخمین زاویه ورود از چندین سیگنال مدولاسیون فرکانس خطی را به طور هم‌زمان، کارایی بهتر و افزایش دقت در پیدا کردن هدف‌های نزدیک به هم را دارد. نتایج شبیه‌سازی، کارایی بالای الگوریتم پیشنهادی MESPRIT را در مقایسه با دو الگوریتم جستجوی دوبعدی طبقه‌بندی سیگنال چندگان و TSFDOA نشان داد و علاوه بر آن از نظر حجم محاسبات بسیار کمتر از روش طبقه‌بندی سیگنال چندگان و TSFDOA است. در همه آزمایش‌ها، دقت تخمین زاویه سمت از زاویه ارتفاع بهتر به دست آمد.

References

مراجع

- [1] B. R. Jackson, S. Rajan, B. J. Liao, S. Wang, "Direction of arrival estimation using directive antennas in uniform circular arrays", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 2, pp. 736-747, Feb. 2015 (doi: 10.1109/TAP.2014.2384044).
- [2] C. Gu, H. Hong, Y. Li, X. Zhu, J. He, "Highly accurate multi-invariance ESPRIT for DOA estimation with a sparse array", *Mathematical Problems in Engineering*, Article Number: 5325817, pp. 1-7, Feb. 2019 (doi: 10.1155/2019/5325817).
- [3] J. Xu, B. Sun, Y. Cao, W. Hong, "DOA estimation based on fractional low-order multi-sensor time-frequency analysis in heavy tailed noise", *Journal of Physics: Conference Series*, Bristol, vol. 1812, no. 1, Feb 2021 (doi: 10.1088/1742-6596/1812/1/012007).
- [4] Z. Li, L. Song, H. Shi, "Approaching the capacity of k-user MIMO interference channel with interference counteraction scheme", *Ad Hoc Networks*, vol. 58, pp. 286-291, April. 2017 (doi: 10.1016/j.adhoc.2016.02.009).
- [5] R. Mulinde, M. Kaushik, D. W. Dissanayake, M. attygalle, T. Chan, S. W. Ho, S. M. Aziz, "DOA estimation of wideband LFM RADAR signals", *Proceeding of the IEEE/RADAR*, pp. 1-6, Toulon, France, Sept. 2019 (doi: 10.1109/RADAR41533.2019.171357).
- [6] L. Zhang, C. Y. Hung, J. Yu, K. Liu, "Linear chirp signal DOA estimation using sparse time-frequency dictionary", *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 27, pp. 568-574, Dec 2020 (doi: 10.1007/s10776-020-00489-1).
- [7] A. Avokh, H.R. Abutalebi, "Speech enhancement using linearly constrained adaptive constant directivity beam-formers", *Applied Acoustics*, vol. 71, no. 3, pp. 262-268, Mar. 2010 (doi: 10.1016/j.apacoust.2009.09.004).
- [8] E. Dubrovinskaya, V. Kebkal, O. Kebkal, K. Kebkal, P. Casari, "Underwater localization via wideband direction-of-arrival estimation using acoustic arrays of arbitrary shape", *Sensors*, vol. 20, no. 14, July 2020 (doi:10.3390/s20143862).
- [9] P. Stoica, P. Babu, J. Li, "New method of sparse parameter estimation in separable models and its use for spectral analysis of irregularly sampled data", *IEEE Trans. On Signal Processing*, vol. 59, no. 1, pp. 35-47, Jan. 2011 (doi: 10.1109/TSP.2010.2086452).
- [10] P. Luo, K. Liu, W. Shi, G. Yan, "2-D DOA estimation of wideband LFM signals for arbitrary planar array", *Proceeding of the IEEE/ICOSP*, pp. 307-310, Beijing, China, Oct. 2010 (doi: 10.1109/ICOSP.2010.5656080).
- [11] J. Xu, L. Lan, X. He, S. Zhu, C. Zeng, G. Liao, Y. Zhang, "System design and signal processing for frequency diverse array radar", *Journal of Beijing Institute of Technology*, vol. 30, no. 1, pp. 1-19, Mar. 2021 (doi: 10.15918/j.jbit1004-0579.2021.004).
- [12] W. Du, D. Su, S. Xie, H.T. Hui, "A fast calculation method for the receiving mutual impedances of uniform circular arrays", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp 893-896, Aug. 2012 (doi: 10.1109/LAWP.2012.2211329).
- [13] P. Wang, Y. Li, B. Vucetic, "Millimeter wave communications with symmetric uniform circular antenna arrays", *IEEE Communications Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 1307-1310, July 2014 (doi: 10.1109/LCOMM.2014.2332334).
- [14] Z. Zhang, H. Wang, H. Yao, "Time reversal and fractional fourier transform-based method for LFM signal detection in underwater multi-path channel", *Applied Sciences*, vol. 11, no. 2, Article Number: 583, Jan. 2021 (doi: 10.3390/app11020583).
- [15] G. Ben, X. Zheng, Y. Wang, N. Zhang, X. Zhang, "A local search maximum likelihood parameter estimator of chirp signal", *Applied Sciences*, vol. 11, no. 2, Article Number: 673, Jan. 2021 (doi: 10.3390/app11020673).
- [16] M. Wang, X. Ma, S. Yan, C. Hao, "An auto calibration algorithm for uniform circular array with unknown mutual coupling", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 12-15, April 2015 (doi: 10.1109/LAWP.2015.2425423).
- [17] Y.J. Pan, X.F. Zhang, S.Y. Xie, J.J. Huang, "An ultra-fast DOA estimator with circular array interferometer using lookup table method", *Radioengineering*, vol. 24, no. 8, pp. 850-856, Sept. 2015 (doi: 10.13164/re.2015.0850).
- [18] J. Vineet, W. Dale-Blair, "Filter design for steady-state tracking of maneuvering targets with LFM waveforms", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, no. 2, pp. 765-773 (doi: 10.1109/TAES.2009.5089558).
- [19] P. Wang, H. Li, I. Djurović, B. Himed, "Integrated cubic phase function for linear FM signal analysis", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 46, no. 3, pp. 963-977, Aug. 2010 (doi: 10.1109/TAES.2010.5545167).

- [20] M. Khodja, A. Belouchrani, K. Abed-Meraim, "Performance analysis for time-frequency MUSIC algorithm in presence of both additive noise and array calibration errors", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2012, no. 1, pp. 1–11, Dec. 2012 (doi: 10.1186/1687-6180-2012-94).
- [21] J. Lin, X. Ma, S. Yan, C. Hao, "Time-frequency multiinvariance esprit for DOA estimation", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 770–773, Aug. 2015 (doi: 10.1109/LAWP.2015.247366-4).
- [22] H. Zhang, G. Bi, Y. Cai, S. Gulam-Razul, C. Meng-Samson-See, "DOA estimation of closely-spaced and spectrally-overlapped sources using a STFT-based MUSIC algorithm", *Digital Signal Processing*, vol. 52, pp. 25–34, May 2016 (doi: 10.1016/j.dsp.2016.01.015).
- [23] Y. Wei, W.S. Yao, "FRFT based method to estimate DOA for wideband signal", *Advanced Materials Research*, 2013, vol. 712-715, pp. 2716–2720, June 2013 (doi: 10.4028/www.scientific.net/AMR.712-715.2716).
- [24] Y. Cui, J. Wang, "Wideband LFM interference suppression based on fractional Fourier transform and projection techniques", *Circuits Systems and Signal Process*, vol. 33, no. 2, pp. 613–627, Feb. 2014 (doi: 10.1007/s00034-013-9642-z).
- [25] R. Tao, N. Zhang, Y. Wang, "Analyzing and compensating the effects of range and Doppler frequency migrations in linear frequency modulation pulse compression radar", *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 5, no. 1, pp. 12–22, Feb. 2011 (doi: 10.1049/iet_rsn.2019.0265).
- [26] J. Su, H.H. Tao, X. Rao, J. Xie, X.L. Guo, "Coherently integrated cubic phase function for multiple LFM signals analysis", *Electronics Letters*, vol. 51, no. 5, pp. 411–413, Mar. 2015 (doi: 10.1049/el.2014.4164).
- [27] K.B. Cui, W.W. Wu, X. Chen, J.J. Huang, Y. Niingning, "2-D DOA estimation of LFM signals based on dechirping algorithm and uniform circle array", *Radioengineering*, vol. 26, no. 1, pp. 299-308, April 2017 (doi: 10.13164/re.2017.0299).
- [28] Y. Xie, M. Huang, Y. Zhang, T. Duan, C. Wang, "Two-stage fast DOA estimation based on directional antennas in conformal uniform circular array", *Sensors*, vol. 21, no. 1, Jan. 2021 (doi: 10.3390/s21010276).
- [29] H. Chung, Y. M-Park, S. Kim, "Wideband DOA estimation on co-prime array via atomic norm minimization", *Energies*, vol. 13, no. 12, June 2020 (doi: 10.3390/en13123235).
- [30] L. Peng, L. Kai-hua, S. Wei-guang, Y. Ge, "2-D DOA estimation of wideband LFM signals for arbitrary planar array", *Proceeding of the IEEE/ICOSP*, pp. 307-310, Beijing, China, Oct. 2010 (doi: 10.1109/ICOSP.2010.5656080).
- [31] K. Cui, X. Zhang, X. Chen, Q. Wang, N. Yuan, "2D DOA estimation of LFM sources using FRFT-based and mode-space-based algorithm," *Proceeding of the IEEE/ICMMT*, pp. 1-3, Guangzhou, China, Feb. 2020 (doi: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992510).

زیر نویس ها

1. Direction of arrival
2. Delay and sum
3. Sidelobe
4. Multiple signal classification
5. Snapshot
6. Linear frequency modulation
7. Dechirping algorithm
8. Fractional Fourier transform
9. Estimation of signal parameters via rotational invariance technique
10. Iterative adaptive approach
11. Sparse learning via iterative minimization
12. Sparse iterative covariance-based estimation
13. 2-Dimensional direction of arrival
14. Uniform circle array
15. Fast Fourier transform
16. Modified-ESPRIT
17. Two-stage fast direction of arrival
18. Least square
19. Signal to noise ratio
20. Root mean square error