



## Using Iterative-Based Methods in Multiple-Input Multiple-Output Synthetic Aperture Radar for Target-Image Separation

M. Pourjoula<sup>\*</sup> , M. Karbasi , M. M. Nayebi 

<sup>\*</sup> PhD student, Sharif University Of Technology, Tehran, Iran

(Received:2022 /10/24, Revised: 2022/12/14, Accepted: 2022/12/31, Published: 2023/01/21)

DOR: : <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1401.10.2.11.2>

### Abstract

*Estimating the angle of arrival of waves in the low-altitude scenario is a challenging issue in the field of phased array radars. This problem generally occurs when a target moves at low altitude, and the signal received directly from the target coincides with the signal received from its reflection off the ground, simultaneously entering the receiver and disrupting the angle estimation. Many articles have investigated and addressed this issue in phased array radars using high-resolution separation methods. In this paper, we focus on solving this problem in multiple-input multiple-output radars. Specifically, we concentrate on impulse and synthetic aperture radars. The proposed method consists of two steps: first, the range, azimuth angle, and approximate elevation angle of the target are estimated using a matched filter; then, the proposed method is applied around the detected elevation angle to separate the target from its image. The term "image" refers to the reflection of a target from the ground surface, which creates a false target in the receiver. The results obtained demonstrate that the proposed method is capable of effectively separating the target from its image under various conditions.*

**Keywords:** : SIAR, MIMO, Super resolution, Low angle.

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: mohsen.pourjoula@ee.sharif.edu*

## استفاده از روش‌های مبتنی بر تکرار در رادار با ضربه و روزنه مصنوعی با چند ورودی - چند خروجی جهت تفکیک هدف از تصویر آن

محسن پورجولا<sup>۱\*</sup>، سید محمد کرباسی<sup>۲</sup>، محمدمهدی نایی<sup>۳</sup>

۱- دانشجوی دکتری، ۲- استادیار و ۳- استاد، دانشگاه صنعتی شریف، شریف، ایران

(دریافت: ۱۴۰۱/۰۸/۰۲، بازنگری: ۱۴۰۱/۰۹/۲۳، پذیرش: ۱۴۰۱/۱۰/۱۰، انتشار: ۱۴۰۱/۱۱/۰۱)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1401.10.2.11.2>



\* 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

تخمین زاویه ورود موج در حالت ارتفاع پست، یک مسئله چالشی در زمینه انواع رادارهای آرایه فازی است. این مسئله به صورت کلی زمانی رخ می‌دهد که هدف در ارتفاع پست حرکت کرده و سیگنال دریافتی از خود هدف با سیگنال دریافتی از بازتاب آن از زمین، با یکدیگر و به صورت هم‌زمان وارد گیرنده شده و زاویه سنجی را خراب کنند. خیلی از مقالات با استفاده از روش‌های تفکیک بسیار بالا (Super Resolution)، اقدام به بررسی و حل این مسئله در رادارهای آرایه فازی کرده‌اند. در این مقاله به حل این مشکل در رادارهای چند ورودی - چند خروجی می‌پردازیم. در این زمینه، تمرکز بر روی رادارهای با ضربه و روزنه مصنوعی است. روش ارائه شده در اینجا، دارای دو گام است، ابتدا برد و زاویه سمت و حدود زاویه ارتفاع هدف با استفاده از فیلتر منطبق تخمین زده می‌شوند و سپس در اطراف زاویه ارتفاع تشخیص داده شده، با استفاده از روش پیشنهادی، به تفکیک هدف و تصویر از یکدیگر خواهیم پرداخت. منظور از تصویر یک هدف، بازتاب آن از سطح زمین است که باعث ایجاد هدف جعلی در گیرنده خواهد شد. نتایج به دست آمده نشان می‌دهند که روش پیشنهادی توانایی جداسازی مناسب هدف از تصویر آن را در شرایط مختلف داراست.

**کلیدواژه‌ها:** رادار با روزنه و ضربه مصنوعی، رادار چند ورودی - چند خروجی، حد تفکیک بسیار بالا، ارتفاع پست

(SIAR) است.

### ۱- مقدمه

SIAR در دهه ۷۰ میلادی توسط ONERA معرفی گردید. این رادار از نوع ۴ بعدی (مسافت، سرعت نزدیک شونده‌گی، زاویه سمت و زاویه ارتفاع) است. در سامانه‌های SIAR، هر فرستنده جهت جداسازی سیگنال خود در گیرنده‌ها، از یک فرکانس خاص جهت ارسال استفاده می‌کند [۸]. در گیرنده، سیگنال ارسال شده از تمام فرستنده‌ها تجمیع می‌شود. سپس سیگنال ارسال شده از هر فرستنده جدا شده و با استفاده از الگوریتم‌های پردازش سیگنال، محل هدف و همچنین سرعت نزدیک شونده‌گی آن، تخمین زده می‌شود.

در سامانه‌های SIAR، هر دو شکل دهی پرتو ارسال و دریافت در گیرنده انجام می‌شود [۹]. در این نوع از سامانه‌ها، از روش فیلتر منطبق جهت تخمین برد، سرعت و زاویه سمت و ارتفاع اهداف استفاده می‌شود [۱، ۱۰-۱۵].

روش فیلتر منطبق بدین صورت است که با شبکه‌بندی فضا

یکی از مواردی که در زمینه پردازش آرایه‌ای مطرح می‌شود، موضوع زاویه سنجی موج ورودی (DOA) است. در این روش، سعی می‌شود تا حد ممکن سیگنال مطلوب افزایش یافته و سایر سیگنال‌ها کاهش یابند.

رادارهای چند ورودی چند خروجی (MIMO)، یکی از موضوعات مطرح در سال‌های اخیر بوده‌اند [۱-۷ و ۲۹-۳۲]. روش‌های DOA نیز در این زمینه، یکی از موارد اصلی و مهم بوده‌اند. سامانه‌های راداری MIMO از چندین فرستنده و چندین گیرنده برای ارسال و دریافت سیگنال از محیط استفاده می‌کنند. یکی از حالات خاص MIMO رادار، رادار با ضربه و روزنه مصنوعی

\* رایانامه نویسنده مسئول: mohsen.pourjoula@ee.sharif.edu

$$s_k(t) = \Pi(t)e^{j2\pi f_k t}, 1 \leq k \leq N_t \quad (1)$$

که در آن

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_t \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

که در آن  $T_t$  عرض پالس ارسالی و  $f_k$  فرکانس ارسالی آنتن  $k$ ام است.

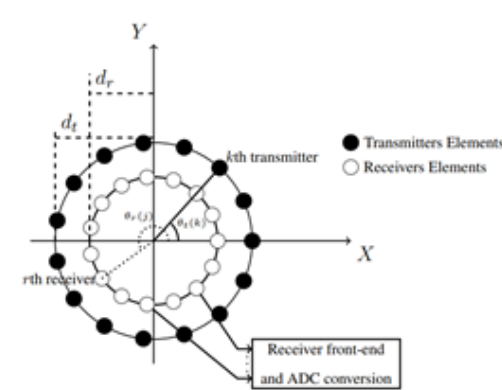
همان‌طور که در شکل ۲ مشاهده می‌شود، فرض کنیم که هدفی در موقعیت فرضی  $T$  که به صورت زیر تعریف می‌شود، وجود دارد.

$$\mathbf{l}_T = \begin{bmatrix} x_T \\ y_T \\ z_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_T \cos El_T \cos Az_T \\ R_T \cos El_T \sin Az_T \\ -R_T \sin El_T \end{bmatrix} \quad (3)$$

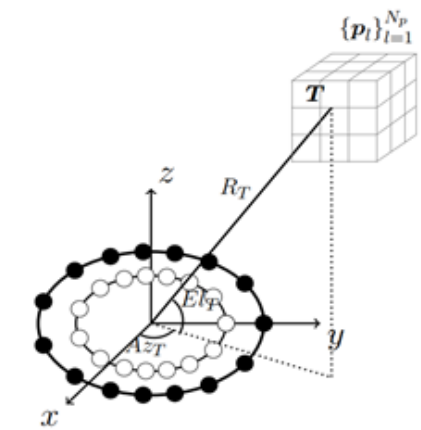
بنابراین، سیگنال ارسالی از آنتن فرستنده  $k$ ام که در گیرنده  $j$ ام دریافت می‌شود به صورت زیر خواهد بود.

$$s_{er}(k, j; t - \tau_{tk} - \tau_{rj}) = \Pi(t - \tau_0)e^{j2\pi f_k(t - \tau_{tk} - \tau_{rj})} \quad (4)$$

که در آن  $\tau_{tk}$  و  $\tau_{rj}$  به ترتیب برابر تأخیر فرستنده  $k$ ام تا هدف و هدف تا گیرنده  $j$ ام،  $\tau_0 = 2R_T/C$  و  $C$  سرعت نور هستند.



شکل (۱). ساختار SIAR



شکل (۲). هدف فرضی  $T$  در محل  $l_T$ . توجه شود که شکل نمادین است و مقیاس آن، ارتباطی با مشخصات آنتن‌ها ندارد.

در راستای برد، داپلر، زاویه سمت و زاویه ارتفاع، خروجی فیلتر منطبق به‌ازای آن‌ها محاسبه می‌شود. هر ناحیه‌ای که خروجی این فیلتر منطبق نسبت به نواحی اطراف آن بیشتر باشد، در آنجا وجود هدف گزارش خواهد شد.

ولی مشکلی که در این روش‌ها وجود دارد، بدین‌گونه است که هرگاه اهداف در یکی از ابعاد مورد جستجو به یکدیگر نزدیک شوند، تفکیک آن‌ها از یکدیگر مشکل خواهد بود و الگوریتم فیلتر منطبق، نمی‌تواند تشخیص وجود دو یا چند هدف را بدهد. همین امر باعث خطای تخمین آن پارامتر خواهد شد.

در سناریوی ارتفاع پست، حداقل دو بازتاب از یک هدف وجود دارد، این دو بازتاب در تمام ابعاد برد، داپلر و زاویه سمت بسیار به همدیگر شبیه بوده؛ ولی در راستای زاویه ارتفاع، از هم فاصله دارند و اصطلاحاً تصویر یکدیگر نسبت به زمین هستند. برای تفکیک این اهداف از یکدیگر در رادارهای آرایه فازی، روش‌های کلاسیکی مانند MPDR, MVDR و یا MUSIC استفاده می‌شوند [۱۶-۲۶].

ولی این روش‌ها در اینجا جواب مناسبی ندارند. دلیل این امر، عدم امکان بهینه‌سازی دقیق در یک مرحله است. روش‌های متداول اشاره شده، سعی در حل یکبار مسأله دارند. ولی از آنجایی که این مسائل دارای پارامترهای چندگانه و متصل به یکدیگر هستند، جواب به‌دست آمده از آن‌ها مناسب نیست. برای کسب نتایج مناسب، روش‌های تکرار شونده پیشنهاد می‌شوند.

یکی از این روش‌های تکرار شونده IAA-APES است [۲۷]. نام این روش بر اساس تخمین دامنه و فاز سیگنال به صورت بازگشتی انتخاب شده است. همچنین روش نوآورانه MPDR بازگشتی نیز در اینجا ارائه خواهد شد.

ادامه این مقاله بدین صورت تقسیم‌بندی شده است که ابتدا به معرفی مدل سیگنال SIAR می‌پردازیم [۲۸]، سپس خروجی فیلتر منطبق جهت تخمین برد، زاویه سمت و زاویه ارتفاع مورد بررسی قرار خواهند گرفت. در ادامه مسأله نزدیکی دو هدف در زاویه ارتفاع و راه‌های مختلف حل آن را مورد ارزیابی قرار خواهیم داد.

## ۲- مدل سیگنال در SIAR

نمایه ساختار رادارهای SIAR به صورت **Error! Reference source not found.** است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، در اینجا  $N_t$  تا آنتن فرستنده و  $N_r$  تا آنتن گیرنده در شعاع  $d_r$  و  $d_t$  به ترتیب قرار گرفته‌اند. آنتن‌ها در اینجا به صورت ایده‌آل در نظر گرفته شده‌اند. یعنی آنتن‌ها به صورت همه‌جهته با بهره یکسان در گیرنده و فرستندگی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. فرستنده شماره  $k$ ام سیگنال  $s_k(t)$  را به صورت زیر ارسال می‌کند.

$$y(\mathbf{p}_l) = \mathbf{w}_t^H (\mathbf{Y} \odot \text{conj}(\mathbf{D}_l)) \mathbf{w}_r \quad (9)$$

که در آن  $\mathbf{w}_t$  و  $\mathbf{w}_r$  به ترتیب وزندهی ارسال و دریافت هستند و

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{T_t} \int_{\tau_0}^{\tau_0+T_t} \mathbf{s}_r \mathbf{g}^H dt. \quad (10)$$

### ۳- حل مسئله به روش وزندهی کمترین مربعات<sup>۲</sup>

تا اینجا، مدل سیگنالینگ مسئله بیان شد. در این قسمت، سعی می‌کنیم تا از روش وزندهی کمترین مربعات به حل مسئله بپردازیم. در این راه، از معادله مربوط به  $\mathbf{Y}$  شروع می‌کنیم. همان‌طور که آورده شد، می‌توان مقدار آن را در محل  $\mathbf{p}_l$  به صورت زیر به دست آورد

$$\mathbf{Y}(\mathbf{p}_l) = \mathbf{X}_l^H \mathbf{A}_l^H, \quad l = 1, \dots, N_p \quad (11)$$

بنابراین، اگر سیگنال هر گیرنده را جدا کنیم، سیگنال دریافتی به صورت زیر خواهد بود:

$$\mathbf{Y}(\mathbf{p}_l) = \mathbf{X}_l^H \mathbf{A}_l^H, \quad l = 1, \dots, N_p \quad (12)$$

اگر وزندهی ارسال  $\mathbf{w}_t$  را در نظر بگیریم، آنگاه سیگنال خروجی هر فیلتر منطبق به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(\mathbf{p}_l, i)_{N_r \times 1} &= \mathbf{Y}(\mathbf{p}_l) \mathbf{w}_t + \mathbf{e}(i) \\ &= \mathbf{X}_l^H \mathbf{A}_l^H \mathbf{w}_t + \mathbf{e}(i) \\ &= \mathbf{a}(\mathbf{p}_l) + \mathbf{e}(i), i = 1, \dots, N_i \end{aligned} \quad (13)$$

که در آن  $N_i$  تعداد تکرارها و  $\mathbf{a}(\mathbf{p}_l) = \mathbf{X}_l^H \mathbf{A}_l^H \mathbf{w}_t$  هستند. فرض کنیم که سیگنال دریافتی از هر نقطه جستجوی هدف را با بردار  $\mathbf{s}(i) = [s(\mathbf{p}_1, i), s(\mathbf{p}_2, i), \dots, s(\mathbf{p}_{N_p}, i)]^T$  نشان دهیم. این بردار به صورت تنک هست. در نتیجه سیگنال دریافتی در تکرار  $i$ ام از کل فضا به صورت زیر است

$$\mathbf{y}(i)_{N_r \times 1} = \mathbf{A}(\mathbf{p}) \times \mathbf{s}(i) + \mathbf{e}'(i) \quad (14)$$

که در آن

$$\mathbf{A}(\mathbf{p})_{N_r \times N_p} = [\mathbf{a}(\mathbf{p}_1), \mathbf{a}(\mathbf{p}_2), \dots, \mathbf{a}(\mathbf{p}_{N_p})] \quad (15)$$

با استفاده از تعریف بالا، می‌توان دریافتی از هر نقطه فضایی  $\mathbf{p}_l$  را به صورت زیر تعریف کرد

$$U_l = \frac{1}{N_i} \sum_{i=1}^{N_i} |s(\mathbf{p}_l, i)|^2, l = 1, \dots, N_p. \quad (16)$$

در نتیجه، ماتریس  $\mathbf{U}_{N_p \times N_p}$  که به صورت قطری است و المان‌های روی قطر آن، بر اساس رابطه بالا است، تعریف می‌شود.

بنابراین، سیگنال دریافتی در گیرنده  $l$ ام که ناشی از تمام فرستنده‌ها است به صورت زیر خواهد بود.

$$\begin{aligned} s_r(j; t) &= \sum_{k=1}^{N_t} s_{er}(k, j; t - \tau_{tk} - \tau_{rj}) \\ &= \sum_{k=1}^{N_t} \Pi(t - \tau_0) e^{j2\pi f_k(t - \tau_{tk} - \tau_{rj})} \\ &= \Pi(t - \tau_0) \sum_{k=1}^{N_t} e^{j2\pi f_k(t - \tau_{tk} - \tau_{rj})} \\ &= \Pi(t - \tau_0) \sum_{k=1}^{N_t} e^{j2\pi f_k(t)} e^{-j2\pi f_k(\tau_{tk} + \tau_{rj})} \\ &= \Pi(t - \tau_0) \mathbf{d}_j^H \mathbf{g} \end{aligned} \quad (5)$$

که در آن

$$\begin{aligned} \mathbf{g} &:= \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_1 t} \\ e^{j2\pi f_2 t} \\ \vdots \\ e^{j2\pi f_{N_t} t} \end{bmatrix} \\ \mathbf{d}_j &:= \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_1(\tau_{t1} + \tau_{rj})} \\ e^{j2\pi f_2(\tau_{t2} + \tau_{rj})} \\ \vdots \\ e^{j2\pi f_{N_t}(\tau_{tN_t} + \tau_{rj})} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

بنابراین، در نهایت تمام سیگنال‌های دریافتی در گیرنده‌های مختلف را می‌توان به صورت برداری زیر نوشت.

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_r &= \begin{bmatrix} s_r(1; t) \\ s_r(2; t) \\ \vdots \\ s_r(N_r; t) \end{bmatrix} \\ &= \Pi(t - \tau_0) \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1^H \mathbf{g} \\ \mathbf{d}_2^H \mathbf{g} \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{N_r}^H \mathbf{g} \end{bmatrix} \\ &= \Pi(t - \tau_0) \mathbf{D}^H \mathbf{g} \\ &= \Pi(t - \tau_0) \mathbf{X}^H \mathbf{A}^H \mathbf{g} \end{aligned} \quad (7)$$

که در آن

$$\mathbf{D} := [\mathbf{d}_1 \quad \mathbf{d}_2 \quad \dots \quad \mathbf{d}_{N_r}] = \mathbf{A} \mathbf{X}.$$

$$\mathbf{A} := \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_1 \tau_{t1}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & e^{j2\pi f_2 \tau_{t2}} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j2\pi f_{N_t} \tau_{tN_t}} & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{X} := \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_1 \tau_{r1}} & e^{j2\pi f_1 \tau_{r2}} & \dots & e^{j2\pi f_1 \tau_{rN_r}} \\ e^{j2\pi f_2 \tau_{r1}} & e^{j2\pi f_2 \tau_{r2}} & \dots & e^{j2\pi f_2 \tau_{rN_r}} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ e^{j2\pi f_{N_t} \tau_{r1}} & e^{j2\pi f_{N_t} \tau_{r2}} & \dots & e^{j2\pi f_{N_t} \tau_{rN_r}} \end{bmatrix}.$$

حال فرض کنیم که  $N_p$  تا محل آزمون وجود و یا عدم وجود هدف در یک شبکه‌بندی فضایی مطابق **Error! Reference source not found.** در نظر می‌گیریم. در این صورت خروجی فیلتر منطبق آن نقطه فرضی فضا، به صورت زیر خواهد بود

<sup>2</sup> Weighted Least Square

از روی ماتریس  $R_r$  و با فرمول آورده شده، مقدار بردار  $w_t$  را تخمین می‌زنیم. در ادامه و از روی آن و با فرمول آورده شده، مقدار ماتریس  $R_t$  محاسبه می‌شود. تا اینجا، حلقه کامل شده است و برای ادامه مرحله و تکرار بعدی، باید مقدار بردار  $w_r$  را به‌روزرسانی کنیم. این فرآیند برای هر نقطه فضایی  $p_l$ ، تا رسیدن به پایداری ادامه خواهد داشت. ملاک پایداری این الگوریتم، کم شدن مقدار خطای آورده شده از یک آستانه مشخص است. با رسیدن خطا به این حد آستانه، به سراغ نقطه بعدی خواهیم رفت و بدین ترتیب تمام نقاط فضا را اسکن می‌کنیم.

این دو روش حل مسئله به صورت دو جدول ۱ و ۲ خلاصه می‌شوند.

جدول (۱). الگوریتم IAA-APES

**Algorithm 1** IAA-APES algorithm in SIAR case

```

1: Initiate  $U$  with matched filter output
2: Set  $w_t = \frac{1}{N_t} [1, 1, \dots, 1]^T$ 
3: Initiate  $R = AUA^H$ 
4:  $i \leftarrow 1$ 
5: while
6:   for  $l = 1: N_p$  do
7:      $\hat{s}(p_l, i) = \frac{a^H(p_l)R^{-1}(p_l)y(i)}{a^H(p_l)R^{-1}(p_l)a(p_l)}$ 
8:      $U_l = \frac{1}{N_i} \sum_{i=1}^{N_i} |\hat{s}(p_l, i)|^2$ 
9:   end for
10:   $R \leftarrow AUA^H$ 
11:   $i \leftarrow i + 1$ 
12: end while

```

جدول (۲). الگوریتم Iterative MPDR

**Algorithm 2** Iterative MPDR algorithm

```

13: for  $l = 1: N_p$  do
14:   $w_r(l) \leftarrow [1, 1, \dots, 1]_{1 \times N_r}^T$ 
15:   $error \leftarrow Inf$ 
16:  while  $error < error_{th}$  do
17:     $R_r = E[Y^H w_r(l) w_r^H(l) Y]$ 
18:     $w_t(l) = \frac{R_r^{-1} D_l w_r(l)}{w_r^H(l) D_l^H R_r^{-1} D_l w_r(l)}$ 
19:     $R_t = E[Y w_t(l) w_t^H(l) Y^H]$ 
20:     $w_r(l)^{new} = \frac{R_t^{-1} D_l^H w_t(l)}{w_t^H(l) D_l R_t^{-1} D_l^H w_t(l)}$ 
21:     $error = \frac{|w_r(l)^{new} - w_r(l)|_2^2}{|w_r(l)|_2^2}$ 
22:     $w_r(l) \leftarrow w_r(l)^{new}$ 
23:  end while
24: end for

```

سیگنال تداخل دریافتی از محل  $p_l$  به صورت سیگنال دریافتی از سایر نقاط بعلاوه نویز تعریف می‌شود. با این تعریف، این سیگنال به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$Q(p_l) = R - U_l a(p_l) a^H(p_l) \quad (17)$$

که در آن

$$R = AUA^H \quad (18)$$

در ادامه، تابع هزینه با روش وزن‌دهی کمترین مربعات، به صورت زیر تعریف می‌شود

$$f_{cost}^{WLS} := \sum_{i=1}^{N_i} \|y(i) - s(p_l, i) a(p_l)\|_{Q^{-1}(p_l)}^2 \quad (19)$$

که در آن  $\|x\|_{Q^{-1}(p_l)}^2 = x^H Q^{-1}(p_l) x$  یک نوع از نرم است.

**۴- پاسخ‌های مسئله**

مسئله بیان‌شده بالا، در اینجا به دو روش IAA-APES و همچنین Iterative MPDR، حل شده است. روش IAA-APES در [۲۷] برای حالت آرایه فازی آورده شده است. در اینجا این روش برای مسئله SIAR، توسعه داده شده است. همچنین روش Iterative MPDR به عنوان یک روش خلاقانه برای حل این مسئله، بیان شده است.

در روش IAA-APES در SIAR، ابتدا با استفاده از مقدار اندازه خروجی فیلتر منطبق در هر نقطه فضایی، ماتریس قطری  $U$  را به مقداردهی اولیه می‌کنیم. سپس مقدار  $w_t$  و  $R$  را بر اساس فرمول‌های آورده شده، مقداردهی می‌کنیم. در ادامه و در هر تکرار نام و تا رسیدن به همگرایی، در هر نقطه فضایی  $p_l$  ابتدا  $\hat{s}(p_l, i)$  را به‌روزرسانی کرده و سپس از روی آن، مقدار  $U_l$  را به‌روزرسانی می‌کنیم. در نهایت که کل نقاط فضا را بررسی کردیم، مقدار ماتریس  $R$  را بر اساس مقادیر جدید ماتریس  $U$ ، به‌روزرسانی می‌کنیم. این حلقه عملیات تا رسیدن به همگرایی، ادامه دارد.

در روش خلاقانه Iterative MPDR، بر روی هر نقطه فضایی  $p_l$  ابتدا مقدار  $w_r$  را مقداردهی اولیه می‌کنیم. در اینجا ما فرض را بر مقداردهی اولیه تمام یک نرمالیزه گذاشته‌ایم ولی روش‌های دیگر مانند مقداردهی تصادفی نیز پیشنهاد می‌شوند. در ادامه، به صورت تکرارشونده، ابتدا ماتریس  $R_r$  را محاسبه می‌کنیم. در اینجا، مقدار بردار  $w_r$  اهمیت دارد که برای آن مقدار اولیه تعیین شده است و در ادامه، در هر تکرار، محاسبه می‌شود. سپس

## ۵- شبیه‌سازی

در شبیه‌سازی، از روش  $IAA - APES$  که الگوریتم آن در بالا توضیح داده شده، استفاده شده است. برای آنکه عملکرد این الگوریتم‌ها مورد ارزیابی قرار گیرد، از یک آرایه با ۲۰ المان دریافت و ۴۰ المان ارسال در شعاع  $d_r = 15m$  و  $d_t = 30m$  به ترتیب برای دریافت و ارسال، استفاده می‌شود. این المان‌ها به صورت منظم روی دایره‌ها قرار گرفته‌اند.

سیگنال ارسالی به صورت CW بوده که فرکانس مرکزی هر آنتن فرستنده آن به صورت رابطه:

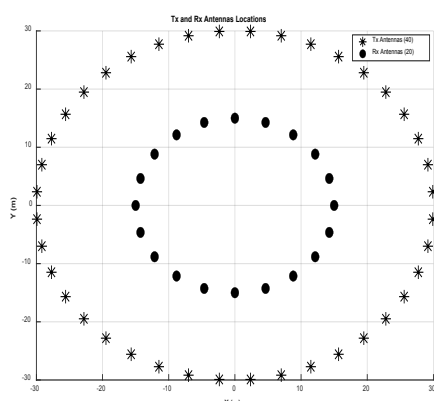
$$f_k \in \{961MHz, 962MHz, \dots, 1000MHz\}$$

تعیین می‌گردد.

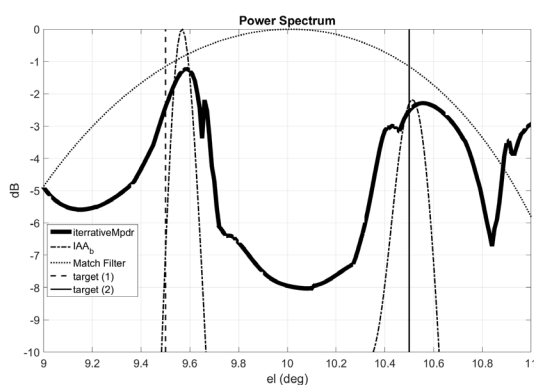
در ابتدا، خروجی به فیلتر منطبق محاسبه می‌شود، در این قسمت، در بررسی فیلتر منطبق فضایی، اهدافی در دو راستای سمت و ارتفاع شبیه‌سازی کرده و سعی در تفکیک آن‌ها با استفاده از روش فیلتر منطبق می‌کنیم. در ادامه، برای بررسی کامل الگوریتم، سناریویی با دو هدف مورد بررسی قرار خواهد گرفت؛ ولی سناریو با اهداف بیشتر نیز باهدف به دست آوردن حد تفکیک الگوریتم بررسی خواهد شد. البته توجه شود که در شرایط ارتفاع پایین، عمده سناریو به صورت دو سیگنال بازگشتی، هدف و تصویر آن، باعث اشکال در زاویه سنجی خواهند شد و مهم‌ترین حالت مسئله، آنجا است.

نتیجه یکی از تکرارهای شبیه‌سازی، در شکل (۲) آورده شده است. در این شبیه‌سازی، هدف در برد  $R_t = 20Km$  و زاویه سمت  $Az_t = 0^\circ$  و  $El_t = 10.5^\circ$  و به صورت ثابت فرض می‌شود. تصویر آن در همان وضعیت ولی با  $El_t = 9.5^\circ$  فرض می‌شود. دقت شود که در اینجا فرض کرده‌ایم که آنتن‌ها با زاویه نصب نسبت به افق<sup>۳</sup> برابر با  $10^\circ$  نسبت به افق نصب شده‌اند و بنابراین هدف و تصویر آن به ترتیب در زاویه  $10.5^\circ$  و  $9.5^\circ$  قرار خواهند داشت.

در این شبیه‌سازی، فرض می‌کنیم که دو هدف در برد و زاویه سمت یکسان قرار دارند و فقط زاویه ارتفاع آن‌ها با یکدیگر متفاوت است. در این حالت، نتایج شبیه‌سازی به صورت شکل (۲) به دست آمده‌اند.



شکل (۱). محل قرارگیری المان‌های ارسال و دریافت.



شکل (۲). نتایج شبیه‌سازی دو هدف.

### ۵-۱- فیلتر منطبق دوبعدی (زاویه سمت و ارتفاع)

این قسمت خروجی فیلتر منطبق را در دو راستای سمت و ارتفاع نمایش می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی این موضوع، در شکل (۳) نمایش داده شده است. در این سناریو، اهداف مختلفی در زوایای سمت و ارتفاع‌های گوناگون در نظر گرفته شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، فیلتر منطبق توانسته است تا این اهداف را به درستی در زوایای سمت و ارتفاع‌های گوناگون، تفکیک کرده و آن‌ها را پیدا کند.

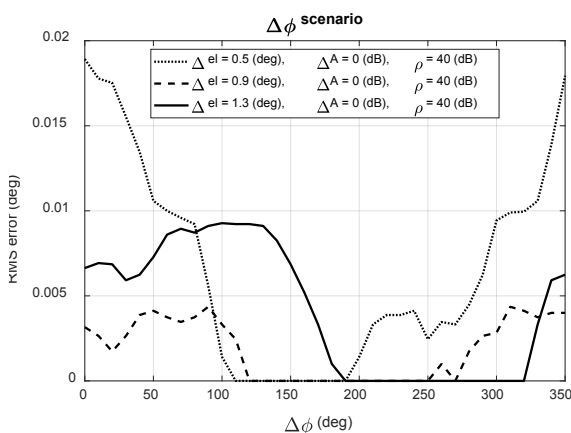
توجه شود که در این قسمت، هدف این است تا نشان دهیم که الگوریتم‌های ارائه شده توانایی زاویه سنجی در دو راستا را دارند و هنوز از الگوریتم‌های تنک و یا Iterative MPDR استفاده نکرده‌ایم؛ زیرا هنوز اهداف در زاویه آنقدر به هم نزدیک نیستند که در فیلتر منطبق نتوان آن‌ها را از یکدیگر تفکیک کرد. اهداف شبیه‌سازی شده در این قسمت، دارای فاصله حدوداً برابر با ۳ درجه در سمت و ارتفاع می‌باشند. این اهداف در یک بازه ۱۰ درجه در صفحه سمت - ارتفاع به صورت یکنواخت توزیع شده‌اند. در شکل (۳)، محل اهداف واقعی با ستاره مشخص است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، خروجی فیلتر منطبق در

<sup>3</sup> Tilt

نتایج این موارد در شکل (۴) تا شکل (۶) نمایش داده شده است. در اینجا از روش IAA-APES استفاده شده است. در این شکل‌ها، در هر مورد، سه مقدار اختلاف ارتفاع  $\Delta el = \{0.5^0, 0.9^0, 1.3^0\}$  را در نظر گرفته‌ایم.

اولین پارامتری که مورد ارزیابی قرار می‌گیرد، مقدار  $\Delta\phi$  است که در شکل (۴) وابستگی الگوریتم به آن آورده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، با تغییر این پارامتر، میزان RMS در فازهای نزدیک به صفر که سیگنال هدف و تصویر با هم هم‌دوس تر هستند، مقداری بالا می‌رود که البته قابل چشم‌پوشی است؛ بنابراین نتایج، برای بررسی بهتر الگوریتم، در ادامه فقط حالت  $\Delta\phi = 0^0$  را بررسی می‌کنیم که سخت‌گیرانه‌ترین حالت است.

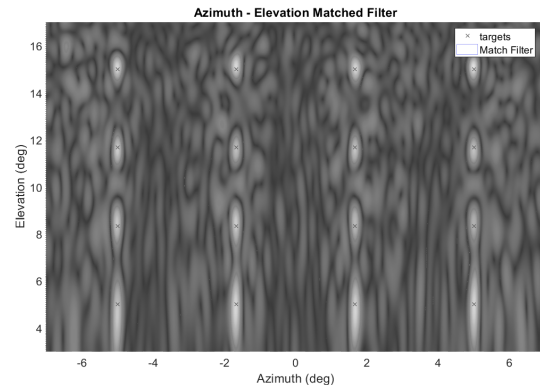
پارامتر بعدی، مقدار  $\Delta A$  است. تغییرات RMS نسبت به آن در شکل (۵) نمایش داده شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود تغییر این پارامتر تأثیر زیادی در تغییرات RMS ندارد. این موضوع نشان دهنده کیفیت الگوریتم در محاسبه نتایج است. همچنین الگوریتم نسبت به این موضوع که در عمل بسیار مهم است، دارای مقاومت<sup>۴</sup> زیادی است. بعد از آن، پارامتر نسبت سیگنال به نویز ( $SNR$ ) را در شکل (۶) بررسی کردیم. همان‌طور که انتظار داشتیم، با افزایش SNR، میزان RMS خطا نیز کمتر می‌شود. مقدار  $SNR = 25dB$ ، آستانه‌ای است که با بیشتر شدن SNR از آن مقدار، تأثیری در خطای زاویه سنجی ندارد و برای همگرایی الگوریتم کافی است.



شکل (۴). تغییرات RMS زاویه سنجی ارتفاع با تغییر  $\Delta\phi$  و در مقدار SNR بالا و دامنه یکسان دو هدف ( $\Delta A = 0dB$ ).

محل‌هایی که هدف قرار داشته است، مقدار بیشینه خود را اتخاذ کرده است (کم‌رنگ در شکل سیاه‌وسفید). با این روش، می‌توان اهداف را به‌درستی در راستای سمت و ارتفاع، تفکیک کرد.

در ادامه اهداف را در یک زاویه سمت در نظر گرفته و به همدیگر در راستای زاویه ارتفاع نزدیک خواهند شد.



شکل (۳). شبیه‌سازی دوبعدی پراکندگی سمت و ارتفاع اهداف مختلف.

## ۲-۵- شبیه‌سازی دو هدف

در این قسمت، شبیه‌سازی باوجود دو هدف در سناریوهای مختلف را ارزیابی می‌کنیم. محل قرارگیری این دو هدف بر اساس جدول ۳ است. در این جدول، علاوه بر اطلاعات مربوط به موقعیت اهداف ( $R_T, Az_T, El_T$ )، دو پارامتر  $\Delta\phi$  و  $\Delta A$  را نیز در نظر می‌گیریم که به ترتیب برابر اختلاف فاز و اختلاف دامنه دو هدف هستند. این دو پارامتر برای بسط و شبیه‌سازی تمام احتمالات ممکن در عمل بر روی الگوریتم آورده شده‌اند زیرا در عمل، دو سیگنال هدف و تصویر، ممکن است نسبت به یکدیگر دارای اختلاف فاز و دامنه باشند و الگوریتم باید بتواند در تمام موارد، هدف و تصویر را از یکدیگر تفکیک کند. پارامتر بعدی شبیه‌سازی، مقدار نسبت سیگنال به نویز ( $SNR$ ) است. در شبیه‌سازی، منظور از  $SNR$ ، مقدار آن برای هدف شماره یک است و مقدار  $SNR$  در هدف شماره دو، برابر با  $SNR + \Delta A$  است. مقدار  $SNR$  را با متغیر  $\rho$  نمایش می‌دهیم. مورد بعدی، مقدار فاصله دو هدف در راستای زاویه ارتفاع است که آن را با  $\Delta el$  نمایش می‌دهیم. بنابراین در نهایت شبیه‌سازی را بر اساس تغییر این چهار پارامتر ( $\Delta el, \Delta\phi, \Delta A, SNR(\rho)$ ) در نظر می‌گیریم.

جدول (۳). محل قرارگیری دو هدف.

	Target 1	Target 2	Unit
$R_T$	20	20	Km
$Az_T$	0	0	deg
$El_T$	$10 - \Delta el$	$10 + \Delta el$	Deg
$\Delta\phi$	0	$\Delta\phi$	Deg
$\Delta A$	0	$\Delta A$	dB
$SNR(\rho)$	$\rho$	$\rho + \Delta A$	dB

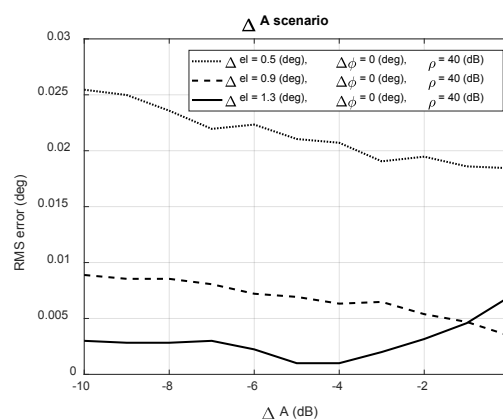
<sup>4</sup> Robustness

همدوس است، مقداری RMS زاویه سنجی بیشتر می‌شود. از نظر تجربه شخصی، به نظر می‌رسد ترکیب روش فیلتر منطبق و دادن خروجی آن به حالت Iterative MPDR که در اینجا آورده شده است، بهترین نتیجه را در پی دارد.

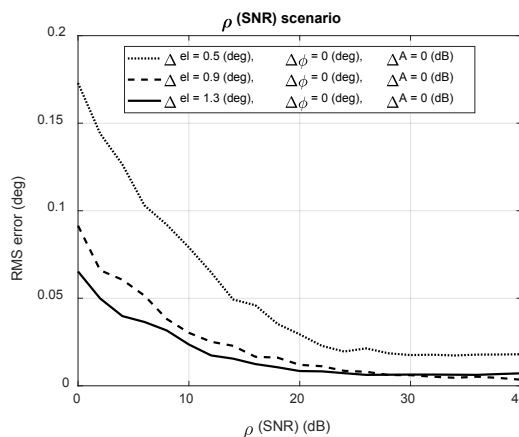
برای کارهای آتی، می‌توان از مدل‌های سیگنالی پیچیده‌تر استفاده کرد. در مدل پیچیده‌تر، می‌توان ۴ سیگنال را به جای دو سیگنال در حالت ارتفاع پست متصور بود، دو سیگنال به‌مانند آنچه در اینجا در نظر گرفتیم و دو سیگنال بعدی، بازتاب‌هایی هستند که سیگنال ارسال آن‌ها از روی زمین به هدف خورده است. در این مدل پیچیده، باید از مدل‌های حل مسئله پیچیده‌تر جهت تحقق نتیجه مطلوب استفاده کرد. همچنین مورد بعدی در جهت پیچیده‌تر کردن مدل سیگنال، در نظر گرفتن فرض وجود بازتاب از زوایای سمت متفاوت است. در این حالت، باید از تکنیک‌های حد تفکیک بالا<sup>۵</sup> دوبعدی با هدف رسیدن به نتیجه بهره برد.

## ۷- مراجع

- [1]. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, D. Chizhik, L. Cimini, and R. Valenzuela, "MIMO radar: an idea whose time has come," in *Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference (IEEE Cat. No. 04CH37509)*, 2004.
- [2]. Wasim, D. J. Malik, and C. J. Edwards, "Ultra wideband multiple-input multiple-output radar," in *IEEE International Radar Conference*, IEEE, 2005, pp. 900–904.
- [3]. S. Bliss, "Multiple-input multiple-output (mimo) radar: Performance issues," in *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, IEEE, 2004, pp. 310–315.
- [4]. S. Daniel and R. Fuhrmann, "Transmit beamforming for mimo radar systems using signal cross-correlation," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 44, no. 1, pp. 171–186, 2008.
- [5]. Frank, S. Robey, D. Coutts, C. Jeffrey, and K. Mcharg, "Mimo radar theory and experimental results," in *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, IEEE, 2004, pp. 300–304.
- [6]. W. Bliss and K. W. Forsythe, "Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution," in *The Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, 2003, 2004.



شکل (۵). تغییرات RMS زاویه سنجی ارتفاع با تغییر  $\Delta A$  و در مقدار SNR بالا و فاز یکسان دو هدف ( $\Delta\phi = 0deg$ ).



شکل (۶). تغییرات RMS زاویه سنجی ارتفاع با تغییر  $SNR(\rho)$  و در فاز یکسان ( $\Delta\phi = 0deg$ ) و دامنه یکسان ( $\Delta A = 0dB$ ).

## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، ما سعی در بالابردن کیفیت جداسازی اهداف نزدیک به هم در ساختار SIAR که از زیرمجموعه‌های رادارهای چند فرستنده – چند گیرنده است، داشتیم. این موضوع زمانی اتفاق می‌افتد که هدف در ارتفاع پایین حرکت کرده و در نتیجه دو سیگنال از برد و زاویه سمت یکسان ولی با زاویه ارتفاع متفاوت وارد گیرنده می‌شوند. در اینجا، تمرکز اصلی بر روی ارائه یک سیگنال مدل کلی برای مسئله و سپس استفاده از روش IAA-APES و همچنین MPDR تکرارشونده برای حل این مسئله بوده است. نتایج حاصل از این روش نشان می‌دهد که استفاده از آن در SIAR باعث بالابردن حد تفکیک زاویه سنجی خواهد شد. همان‌طور که در نتایج مشاهده می‌شود، با رسیدن میزان SNR به بیش از 25dB، دیگر میزان خطای RMSE تغییر نمی‌کند و بهبود نمی‌یابد. در موضوع حساسیت نسبت به اختلاف دامنه و همچنین اختلاف فاز اهداف، الگوریتم کاملاً مقاوم است و فقط در فازهای نزدیک به صفر که به معنی سیگنال‌های بسیار

<sup>5</sup> Super Resolution

- [20]. D. Naveen, N. Venkategowda, and A. K. Tandon, "Mvdrbased multicell cooperative beamforming techniques for unicast/multicast mimo networks with perfect/imperfect csi," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 11, pp. 5160–5176, 2014.
- [21]. -T. Chen, Y.-T. Hwang, and C.-Y. Huang, "Design and chip implementation of a SMI/MVDR dual-mode beamformer for wireless MIMO communication systems," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 67940–67954, 2020.
- [22]. Hong, J. Li, Y. Ai, Y. Dong, Z. Zhao, and Y. Wang, "Biiterative mvdr beamforming based on beamspace preprocessing for mimo radars," in *12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, IEEE, 2018, pp. 1–4.
- [23]. L. Sit, C. Sturm, J. Baier, and T. Zwick, "Direction of arrival estimation using the MUSIC algorithm for a MIMO OFDM radar," in *2012 IEEE Radar Conference*, 2012.
- [24]. Li, X. Zhang, R. Cao, and M. Zhou, "Reduced-dimension MUSIC for angle and array gain-phase error estimation in bistatic MIMO radar," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 3, pp. 443–446, 2013.
- [25]. Feng, Z. Cui, Y. Yang, and Q. Shu, "A reduced-dimension MUSIC algorithm for monostatic FDA-MIMO radar," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 25, no. 4, pp. 1279–1282, 2021.
- [26]. Zheng, Y. Song, and C. Chen, "Height measurement with meter wave polarimetric MIMO radar: Signal model and MUSIC-like algorithm," *Signal Processing*, vol. 190, no. 108344, p. 108344, 2022.
- [27]. Yardibi, J. Li, P. Stoica, M. Xue, and A. B. Baggeroer, "Source localization and sensing: A nonparametric iterative adaptive approach based on weighted least squares," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 46, no. 1, pp. 425–443, 2010.
- [28]. Tang, J. Liu, H. Wang, and Y. Hu, "Constrained radar waveform design for range profiling," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 69, pp. 1924–1937, 2021.
- [29]. Vahdani, R., H. Khaleghi, and M. Fallah. "Transmit Covariance Matrix Signal Design in Correlated MIMO Radar with High Probability in Target Detection." *Radar*. Vol. 8. No. 1. pp.15-20. 2020. <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1399.8.1.2.7>
- [30]. Zarie, Majid, et al. "Improvement of Positioning in MIMO Radar Using Prior Information." *Radar*. Vol. 7. No. 1. pp.93-101,
- [7]. Alexander, R. S. Haimovich, and L. J. Blum, "Mimo radar with widely separated antennas," *IEEE signal processing magazine*, vol. 25, no. 1, pp. 116–129, 2007.
- [8]. Nikolaus *et al.*, "Evaluation of transmit diversity in mimo-radar direction finding," *IEEE transactions on signal processing*, vol. 55, no. 5, pp. 2215–2225, 2007.
- [9]. S. Daniel and R. Fuhrmann, "Transmit beamforming for mimo radar systems using partial signal correlation," in *Conference Record of the ThirtyEighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, IEEE, 2004, pp. 295–299.
- [10]. F. Sammartino, C. J. Baker and H. D. Griffiths, "Frequency Diverse MIMO Techniques for Radar," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 49, no. 1, pp. 201–222, 2013.
- [11]. Chen and J. Wu, *Synthetic impulse and aperture radar (SIAR): a novel multi-frequency MIMO radar*. John Wiley & Sons, 2014.
- [12]. Y. Chen and P. P. Vaidyanathan, "MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, no. 2, pp. 623–635, 2008.
- [13]. Xu, G. Liao, S. Zhu, L. Huang, and H. C. So, "Joint range and angle estimation using MIMO radar with frequency diverse array," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 63, no. 13, pp. 3396–3410, 2015.
- [14]. Chen, M. Yang, Y. Wang, X. Dang, and B. Wu, "The applications and future of synthetic impulse and aperture radar," in *2016 CIE International Conference on Radar (RADAR)*, 2016.
- [15]. Baixiao, Z. Shouhong, W. Yajun, and W. Jun, "Analysis and experimental results on sparse-array synthetic impulse and aperture radar," in *2001 CIE International Conference on Radar Proceedings (Cat No.01TH8559)*, 2002.
- [16]. Wang, G. Zhou, and T. Kirubarajan, "Track-before-detect technique in mixed coordinates," in *21st International Conference on Information Fusion (FUSION)*, IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [17]. Pal and P. P. Vaidyanathan, "Frequency invariant MVDR beamforming without filters and implementation using MIMO radar," in *2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 2009.
- [18]. Yasmine and M. Tabra, "Hybrid mvdr-lms beamforming for massive mimo," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 16, no. 2, pp. 715–723, 2019.
- [19]. -W. Chen, C.-L. Meng, and A.-C. Chang, "DOA and DOD estimation based on double 1-D root-MVDR estimators for bistatic MIMO radars," *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 86, no. 3, pp. 1321–1332, 2016.

- 
- 2019.<https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1398.7.1.8.6>
- [31]. Masnadi, Shirazi MA. "A Comparison of the Tracking Performance of Cognitive Co-Located MIMO and Phased-Array Radars." Vol.5.No.3, (2017): 51-60.<https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1396.5.3.5.3>
- [32]. Moghaddasi, S. A., H. Khaleghi, and M. Fallah. "Beam pattern design in phased MIMO radars for known target locations." Journal Of Radar, Vol.3,No4. (2016): 25-32.