

## طراحی توأمان سیگنال ارسالی و فیلتر گیرنده در رادارهای شناختگر به منظور آشکارسازی اهداف در حضور کلاتر

زهرا مهرمحمدی<sup>۱</sup>، عباس شیخی<sup>۲\*</sup>، مصطفی درختیان<sup>۳</sup>

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد، ۲- استاد، ۳- دانشیار، دانشگاه شیراز

(دریافت: ۱۳/۱۰/۹۵؛ پذیرش: ۲۷/۰۹/۹۶)

### چکیده

در این مقاله به طراحی توأم کد ارسالی و فیلتر گیرنده در سامانه‌های رادار شناختگر به منظور آشکارسازی اهداف در حضور کلاتر پرداخته شده است. با توجه به این که در کلیه تحقیقات انجام شده ماتریس کواریانس کلاتر معلوم فرض می‌شود، در این مقاله با فرض نامعلوم بودن ماتریس کواریانس کلاتر و با توجه به مدل کلاتر، دو روش (مبتنی بر داده‌های ثانویه) برای تخمین پارامترهای ماتریس کواریانس کلاتر پیشنهاد و بر مبنای آن‌ها الگوریتم‌های شناختگر برای طراحی توأم کد ارسالی و فیلتر گیرنده ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان دهنده آن است که خطای تخمین ماتریس کواریانس کلاتر، افت ناچیزی در کارایی سیستم ایجاد می‌نماید. همچنین، با افزایش تعداد داده‌های ثانویه، متوسط سرعت همگرایی الگوریتم‌های پیشنهادی، به سرعت همگرایی حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم باشد، میل می‌نماید.

### واژگان کلیدی

رادار شناختگر، آشکارسازی وفقی، تخمین پارامتر، طراحی کد، فیلتر گیرنده

### ۱- مقدمه

نیز برای مواجهه با آن پیشنهاد شده است: ۱- رویکرد طراحی متوسط به این معنا که بهینه‌سازی، بر اساس متوسط متریک تعیین کننده کارایی آشکارسازی (نسبت به شیفت داپلر هدف) صورت می‌گیرد [۳]. ۲- طراحی به ازای بدترین حالت به این معنا که طراحی، به ازای بدترین مقدار متریک تعیین کننده کارایی آشکارسازی (نسبت به شیفت داپلر هدف) انجام می‌شود. در [۵] به کمک معیار max-min یک روش داپلر-مقاوم برای طراحی کد ارسالی و فیلتر گیرنده ارائه شده است که اقدام به پیشینه نمودن کمترین مقدار SINR خروجی فیلتر گیرنده (نسبت به شیفت داپلر هدف) می‌نماید. در [۶]، با توجه به این که در حالت داپلر نامعلوم آشکارساز بهینه و روابط مربوط به کارایی آن منجر به روابط بسته‌ای نشده، آشکارساز بهینه با فرض معلوم بودن شیفت داپلر استخراج گردیده و مقدار متوسط یا بدترین مقدار متریک تعیین کننده کارایی آن برای طراحی پیشنهاد شده است. در [۷] نیز فرض شده سیگنال دریافتی توسط آرایه‌ای از فیلترها که هر کدام برای فرکانس داپلر خاصی تنظیم شده‌اند، پردازش می‌شود که با اتخاذ رویکرد طراحی به ازای بدترین حالت، کد ارسالی و بانک فیلتر گیرنده به گونه‌ای طراحی شده‌اند که کمترین SINR خروجی در بین فیلترها پیشینه گردد.

از آنجا که غالباً با محیط‌های غیر ایستاد سروکار داریم، وجود رادارهای وفقی که بتوانند خود را با شرایط مختلف، به بهترین نحو تطبیق دهند، ضروری به نظر می‌رسد. سیستم‌های رادار شناختگر، نسل جدیدی از رادارها محسوب می‌شوند که با بهینه‌سازی وفقی پارامترهای فرستنده و گیرنده، قابلیت تطبیق با محیط را به خوبی دارا می‌باشند [۲-۱]. تحقیقات انجام شده در زمینه طراحی شکل موج وفقی در رادارهای شناختگر به منظور آشکارسازی اهداف را می‌توان بر اساس این که شیفت داپلر هدف معلوم یا مجهول فرض شده باشد، به دو دسته کلی تقسیم بندی نمود. از جمله مقالاتی که در طراحی، شیفت داپلر هدف را معلوم فرض کرده‌اند، می‌توان به [۴-۳] اشاره نمود که با طراحی کد ارسالی و فیلتر گیرنده، اقدام به پیشینه نمودن  $SINR^1$  خروجی فیلتر گیرنده به ترتیب تحت قیود شباهت و ثابت بودن دامنه سیگنال ارسالی نموده‌اند. با توجه به اینکه فرض داپلر معلوم صرفاً برای مواردی نظیر تأیید آشکارسازی یا هدفی که قبلاً ردگیری شده منطقی می‌باشد، اخیراً طراحی شکل موج با فرض نامعلوم بودن شیفت داپلر هدف مورد توجه قرار گرفته و دو رویکرد

\* نویسنده مسئول: sheikhi@shirazu.ac.ir

شده‌اند، مدل می‌شود. بر این مبنا بردار  $N$  بعدی  $\mathbf{c}$  که حاوی نمونه‌های کلاتر می‌باشد، به صورت زیر خواهد بود [۳]:

$$\mathbf{c} = \sum_{r=0}^{N_c-1} \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_{(r,i)} \mathbf{J}_r(\mathbf{s} \odot \mathbf{p}(v_{d_{(r,i)}})) \quad (۲)$$

در رابطه فوق،  $N_c \leq N$  تعداد حلقه‌های برد،  $L$  تعداد سلول‌های سمت در هر حلقه و  $v_{d_{(r,i)}}$  و  $\alpha_{(r,i)}$  نیز به ترتیب شیفت داپلر نرمالیزه و دامنه انعکاس دهنده واقع در  $(r,i)$  امین سلول برد- سمت می‌باشند. فرض شده هدف مورد نظر در سلول  $(0,0)$  در شکل (۱) واقع شده باشد.  $\mathbf{J}_r$  نیز ماتریس شیفت می‌باشد که به صورت زیر تعریف می‌گردد:

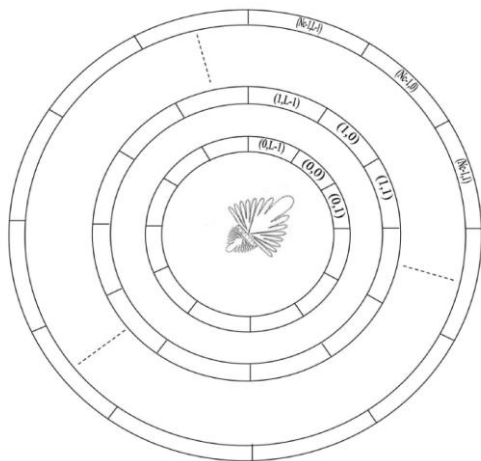
$$\mathbf{J}_r(l,m) = \begin{cases} 1 & \text{if } l-m=r \\ 0 & \text{if } l-m \neq r \end{cases} \quad (l,m) \in \{1, \dots, N\}^2 \quad (۳)$$

همچنین فرض شده بردار  $N$  بعدی  $\mathbf{n}$ ، نویز سفید با مشخصات آماری زیر باشد:

$$\mathbb{E}[\mathbf{n}] = 0, \quad \mathbb{E}[\mathbf{nn}^\dagger] = \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (۴)$$

با فرض این‌که برای انعکاس‌دهنده واقع در  $(r,i)$  امین سلول برد- سمت، در شکل (۱)، داشته باشیم:  $\sigma_{(r,i)}^2 = \mathbb{E}[\alpha_{(r,i)}^2]$  و همچنین شیفت داپلر نرمالیزه متناظر هر سلول به صورت یکنواخت در بازه  $(\bar{v}_{d_{(r,i)}} - \varepsilon_{(r,i)}/2, \bar{v}_{d_{(r,i)}} + \varepsilon_{(r,i)}/2)$  توزیع شده باشد، ماتریس کواریانس کلاتر به صورت زیر به دست می‌آید [۳]:

$$\Sigma_c(\mathbf{s}) = \mathbb{E}[\mathbf{cc}^\dagger] = \sum_{r=0}^{N_c-1} \sum_{i=0}^{L-1} \sigma_{(r,i)}^2 \mathbf{J}_r \mathbf{\Gamma}(\mathbf{s}, (r,i)) \mathbf{J}_r^T \quad (۵)$$



شکل (۱): سلول‌های برد- سمت در ناحیه تحت پوشش الگوی آنتن [۳]

که  $\mathbf{\Gamma}(\mathbf{s}, (r,i)) = \text{diag}\{\mathbf{s}\} \Phi_{\varepsilon_{(r,i)}}^{\bar{v}_{d_{(r,i)}}} \text{diag}\{\mathbf{s}\}^\dagger$  و داریم:

$$\Phi_{\varepsilon}^{\bar{v}_d}(l,m) = \begin{cases} 1 & \text{if } l-m=r \\ e^{(j2\pi\bar{v}_d(l-m))} \frac{\sin[\pi\varepsilon(l-m)]}{[\pi\varepsilon(l-m)]} & \text{if } l-m \neq r \end{cases} \quad (l,m) \in \{1, \dots, N\}^2 \quad (۶)$$

با توجه به این‌که در مقالات فوق، طراحی با فرض دانستن مشخصات آماری کلاتر صورت گرفته و در بعضی شرایط در عمل، این اطلاعات به طور دقیق از پیش معلوم نمی‌باشد، در این مقاله به طراحی شکل موج با فرض نامعلوم بودن ماتریس کواریانس کلاتر می‌پردازیم. در ادامه، در بخش دوم مدل سیگنال ارسالی و دریافتی معرفی شده و به دنبال آن مسئله طراحی کد ارسالی و فیلتر گیرنده تبیین می‌گردد. در بخش سوم با فرض نامعلوم بودن ماتریس کواریانس کلاتر، دو روش برای تخمین پارامترهای آن پیشنهاد شده و بر مبنای آن‌ها الگوریتم‌های شناختگر برای طراحی کد ارسالی و فیلتر گیرنده ارائه می‌گردند. نتایج شبیه‌سازی به منظور ارزیابی عملکرد الگوریتم‌های پیشنهادی در بخش چهارم ارائه می‌گردد. بخش پنجم نیز به جمع‌بندی و نتیجه‌گیری اختصاص دارد.

در این مقاله،  $\mathbb{C}^N$  مجموعه بردارهای  $N$  بعدی از اعداد مختلط را نمایش می‌دهد.  $\mathbf{I}$  بیانگر ماتریس همانی و  $\text{diag}(\mathbf{a})$  بیانگر یک ماتریس قطری است که  $i$  امین المان قطری آن،  $i$  امین درایه بردار  $\mathbf{a}$  می‌باشد.  $\mathbb{E}[\cdot]$  نمایانگر امید ریاضی بوده و ترانهاده، مزدوج و ترانهاده هرمیتی نیز به ترتیب با نمادهای  $(\cdot)^T$ ،  $(\cdot)^*$  و  $(\cdot)^\dagger$  نشان داده شده‌اند.

## ۲. مدل سیستم و تعریف مسئله

یک رادار پالسی برد کوتاه را در نظر می‌گیریم که به منظور آشکارسازی اهداف در حضور کلاترهای  $MTA^1$ ، قطاری از  $N$  پالس کد شده را به سمت هدف ارسال می‌نماید و با در نظر گرفتن مجموعه‌ای از پژواک‌های بازگشتی از یک سلول راداری، به آشکارسازی همدوس هدف در آن سلول می‌پردازد. با عبور سیگنال دریافتی (در باند پایه) از فیلتر منطبق و نمونه‌برداری در لحظات مناسب، بردار داده دریافتی از سلول برد- سمت تحت آزمون به صورت زیر خواهد بود [۳]:

$$\mathbf{v} = \alpha_T \mathbf{s} \odot \mathbf{p}(v_{d_T}) + \mathbf{c} + \mathbf{n} \quad (۱)$$

که  $\alpha_T$  دامنه مختلط سیگنال بازگشتی بیانگر ضریب انعکاس هدف و اثرات انتشار انتشار کانال بوده،  $\mathbf{s} = [s(0), s(1), \dots, s(N-1)] \in \mathbb{C}^N$  بردار کد ارسالی،  $\mathbf{p} = [1, e^{j2\pi v_{d_T}}, \dots, e^{j2\pi(N-1)v_{d_T}}]^T$  بردار هدایت زمانی  $v_{d_T}$  و شیفت داپلر نرمالیزه هدف می‌باشد. مؤلفه کلاتر به صورت حاصل جمع پژواک‌های سیگنال ارسالی از تعدادی انعکاس دهنده ناهمبسته که مطابق شکل (۱) در راستای برد و سمت پراکنده

- 1- Multiple Time Around
- 2- Temporal Steering Vector

تکراری با روندی مشابه حالت داپلر معلوم ارائه نموده‌اند.

### ۳. روش‌های پیشنهادی برای تخمین پارامترهای ماتریس کواریانس کلاتر

همان‌طور که گفته شد در کلیه تحقیقات پیشین، طراحی شکل موج با فرض معلوم بودن مشخصات آماری کلاتر صورت گرفته است. در صورتی که در بعضی شرایط در عمل، این اطلاعات به طور دقیق از پیش معلوم نبوده و لازم است که تخمین زده شود. این امر در آشکارسازهای وقفی نیز از اهمیت ویژه‌ای برخوردار می‌باشد [۸]. در این بخش، با فرض اینکه کلاتر حداقل در دو بازه پردازش هم‌دوس (CPI) متوالی ایستاد باشد، دو روش برای تخمین پارامترهای مدل ماتریس کواریانس کلاتر ارائه می‌گردد که هر یک شامل مراحل زیر می‌باشند:

**مرحله ۱:** ابتدا یک کد تمام-یک ارسال شده و ماتریس کواریانس کلاتر با استفاده از پژواک‌های بازگشتی از سلول‌های مجاور سلول تحت آزمون، به عنوان داده‌های ثانویه، به صورت زیر تخمین زده می‌شود:

$$\hat{\Sigma}_c(\mathbf{s}) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^\dagger \quad (10)$$

که  $K$  مبین تعداد سلول‌های ثانویه است که فرض شده فقط شامل تداخل به صورت  $\mathbf{X} = \mathbf{c} + \mathbf{n}$  باشند.

**مرحله ۲:** با بهره‌گیری از اطلاعات اضافی یعنی معلوم بودن مدل کلاتر و با استفاده از روش حداقل مربعات ( $LS^\dagger$ )، پارامترهای مدل ماتریس کواریانس کلاتر به گونه‌ای تخمین زده می‌شوند که نرم فرونیوس ماتریس خطا کمینه گردد:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \|\Sigma_c(\mathbf{s}, \boldsymbol{\theta}) - \hat{\Sigma}_c(\mathbf{s})\|_F \quad (11)$$

در رابطه فوق،  $\boldsymbol{\theta}$  بردار پارامترهای ماتریس کواریانس کلاتر می‌باشد که ابعاد آن بسته به سناریوی مفروض متفاوت است. در ادامه، در دو سناریوی کلاتر همگن و ناهمگن، مرحله دوم روش‌های پیشنهادی شرح داده می‌شود.

#### ۳-۱. روش اول

در مدل کلاتر همگن برای همه سلول‌های  $(r, i)$  داریم:  $\sigma_{(r,i)}^2 = \sigma_0 K_r |G(\theta_r)|^2$  که تابعیت  $K_r$  از  $r$  برای حلقه  $r$  ام به صورت زیر است:

$$K_r = \left( \frac{R_0}{R_0 + r \text{PRR}} \right)^3 \times K_0 \quad (12)$$

که  $R_0$  برد مربوط به حلقه اول و  $\text{PRR}^\dagger = c \text{ PRI}/2$  می‌باشد.

همچنین  $\sigma_{(r,i)}^2 = \sigma_0^{(r,i)} K_r |G(\theta_r)|^2$  می‌باشد که  $\sigma_0^{(r,i)}$  سطح مقطع راداری (RCS<sup>۱</sup>) کلاتر در واحد مساحت و  $K_r$  نیز یک ثابت بوده که بیانگر اثرات انتشار کانال از قبیل تلفات مسیر و سیستم (طبق معادله رادار) و سطح مقطع سلول می‌باشد.  $\theta_r$  زاویه سمت سلول  $(r, i)$  و  $G(\theta_r)$  نیز گین آنتن برای این زاویه می‌باشد. مشابه مراجع بسیاری مانند [۳] و [۴]، ما نیز SINR خروجی فیلتر گیرنده را به عنوان معیار کارایی سیستم در نظر می‌گیریم که ذیل مدل‌سازی فوق به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$\text{SINR} = \frac{|\alpha_r|^2 |\mathbf{w}^\dagger (\mathbf{s} \odot \mathbf{p}(v_{d_r}))|^2}{\mathbf{w}^\dagger \Sigma_c(\mathbf{s}) \mathbf{w} + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}\|^2} \quad (7)$$

لذا مسئله طراحی فیلتر گیرنده،  $\mathbf{w}$  و کد ارسالی،  $\mathbf{s}$ ، به صورت مسئله بهینه‌سازی زیر تبیین می‌گردد:

$$\mathcal{P} \begin{cases} \max_{\mathbf{s}, \mathbf{w}} & \frac{|\alpha_r|^2 |\mathbf{w}^\dagger (\mathbf{s} \odot \mathbf{p}(v_{d_r}))|^2}{\mathbf{w}^\dagger \Sigma_c(\mathbf{s}) \mathbf{w} + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}\|^2} \\ \text{s.t.} & \|\mathbf{s}\|^2 = 1 \\ & \|\mathbf{s} - \mathbf{s}_0\|^2 \leq \delta \end{cases} \quad (8)$$

مسئله فوق یک مسئله غیر محدب می‌باشد که نویسندگان [۳] برای حل آن یک الگوریتم تکراری پیشنهاد نموده‌اند. بدین صورت که در مرحله تکرار  $n$ ام با شروع از فیلتر مرحله قبل،  $\mathbf{w}^{(n-1)}$ ، کد  $\mathbf{s}^{(n)}$  به گونه‌ای طراحی می‌گردد که SINR متناظر با زوج  $(\mathbf{w}^{(n-1)}, \mathbf{s}^{(n)})$  بیشینه شود. سپس فیلتر  $\mathbf{w}^{(n)}$  به گونه‌ای طراحی می‌گردد که SINR متناظر با زوج  $(\mathbf{s}^{(n)}, \mathbf{w}^{(n)})$  بیشینه شود. این روند به همین ترتیب تکرار می‌شود تا جایی که یک شرط توقف از پیش تعیین شده برآورده شود. این شرط می‌تواند به عنوان مثال حداکثر تعداد تکرار قابل قبول، یا تفاوت بین دو مقدار SINR متوالی و یا ترکیب این دو باشد. در حالتی که شیفت داپلر هدف نامعلوم باشد نیز با اتخاذ رویکرد طراحی متوسط و با فرض اینکه شیفت داپلر هدف دارای توزیع یکنواخت به صورت  $v_{d_r} \sim \mathcal{U}(\bar{v}_{d_r} - \varepsilon_r/2, \bar{v}_{d_r} + \varepsilon_r/2)$  باشد، مسئله طراحی کد ارسالی و فیلتر گیرنده به صورت مسئله بهینه‌سازی زیر تبیین می‌گردد:

$$\mathcal{P}^1 \begin{cases} \max_{\mathbf{s}, \mathbf{w}} & \frac{|\alpha_r|^2 \mathbf{w}^\dagger \text{diag}\{\mathbf{s}\} \Phi_{\varepsilon_r}^\dagger \text{diag}\{\mathbf{s}\} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^\dagger \Sigma_c(\mathbf{s}) \mathbf{w} + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}\|^2} \\ \text{s.t.} & \|\mathbf{s}\|^2 = 1 \\ & \|\mathbf{s} - \mathbf{s}_0\|^2 \leq \delta \end{cases} \quad (9)$$

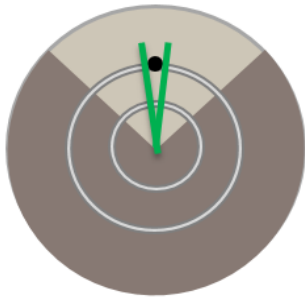
برای حل مسئله فوق نیز نویسندگان [۳] یک الگوریتم

2- Coherent Processing Interval

3- Least Squares

4- Pulse Repetition Range

1- Radar Cross Section



شکل (۲): مدل محیط ناهمگن

با حل معادلات فوق، مقدار تخمینی  $\hat{\gamma} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}$  به دست می‌آید. تخمین پارامترهای  $\hat{v}_k, \hat{\epsilon}_k, k = g, s$  نیز مشابه حالت همگن، با جایگذاری  $\hat{\gamma}$  در مدل ماتریس کواریانس کلاتر، (۱۶)، به کمک جستجوی شبکه‌ای به دست می‌آید:

$$(\hat{v}_k, \hat{\epsilon}_k, \hat{v}_s, \hat{\epsilon}_s) = \arg \min \|\Sigma_c(\mathbf{s}, \hat{\gamma}, \bar{v}_k, \epsilon_k, \bar{v}_s, \epsilon_s) - \hat{\Sigma}_c(\mathbf{s})\|_F \quad (18)$$

### ۳-۲. روش دوم

می‌دانیم که با ضرب  $\mathbf{J}_r$  و  $\mathbf{J}_r^T$  به ترتیب از راست و چپ در ماتریس  $\Phi_{\epsilon}^{\bar{v}_k}$ ، سطرها و ستون‌های آن به اندازه  $r$  واحد به ترتیب به پایین و چپ شیفت یافته و به جای آن‌ها صفر جایگزین می‌گردد. از طرفی با توجه به اینکه  $\Phi_{\epsilon}^{\bar{v}_k}$  یک ماتریس دوزنقه‌ای است و عناصر روی قطر اصلی آن برابر یک هستند، از این خاصیت می‌توان برای تخمین  $\gamma$  بهره جست. با توجه به نکات بیان شده، در حالتی که کلاتر به صورت همگن مدل شده باشد، تخمین  $\hat{\gamma}$  پس از ساده‌سازی به صورت زیر خواهد بود:

$$\hat{\gamma} = \frac{\text{tr}(\hat{\Sigma}_c)}{\sum_{r=0}^{N_c-1} (N-r) \left(\frac{R_0}{R_0+r\text{PRR}}\right)^3} \quad (19)$$

تخمین پارامترهای  $(\hat{v}_k, \hat{\epsilon}_k)$  نیز مشابه قبل با روش جستجوی شبکه‌ای به دست می‌آید. بدین ترتیب، در شرایطی که ماتریس کواریانس کلاتر نامعلوم باشد، می‌توان یک مرحله تخمین پارامترهای ماتریس کواریانس کلاتر به ابتدای الگوریتم‌های ارائه شده در [۳] افزود و با استفاده از مقادیر تخمین زده شده، ماتریس  $\Sigma_c(\mathbf{s}, \hat{\theta})$  را که تخمینی از ماتریس کواریانس واقعی می‌باشد، به جای  $\Sigma_c(\mathbf{s}, \theta)$  در الگوریتم‌های مذکور جایگزین نمود. در حالت شیفت داپلر معلوم، بسته به اینکه از روش اول یا دوم برای تخمین پارامترهای ماتریس کواریانس کلاتر استفاده شود، الگوریتم‌های پیشنهادی را به ترتیب CA<sup>T</sup>1 و CA2 و در حالت شیفت داپلر نامعلوم، الگوریتم‌ها را CA1\_ave و CA2\_ave می‌نامیم.

بنابراین، با توجه به این‌که  $\text{diag}\{\mathbf{s}\} = \mathbf{I}$  و با تعریف  $\gamma = \sum_{i=0}^{L-1} \sigma_0 K_0 |G(\theta_i)|^2$  و  $\mathbf{A}_r(\bar{v}_d, \epsilon) = \mathbf{J}_r \Phi_{\epsilon}^{\bar{v}_d} \mathbf{J}_r^T$  کواریانس کلاتر در (۵) به صورت زیر ساده می‌گردد:

$$\Sigma_c(\mathbf{s}) = \gamma \sum_{r=0}^{N_c-1} \left(\frac{R_0}{R_0+r\text{PRR}}\right)^3 \mathbf{A}_r(\bar{v}_d, \epsilon) \quad (13)$$

به منظور محاسبه تخمین  $\hat{\gamma}$  از مشتق گیری استفاده می‌نماییم که در نهایت مقدار تخمینی  $\hat{\gamma}$  از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\hat{\gamma} = \frac{\sum_{l,m} [\hat{\Sigma}_c(\mathbf{s})]_{lm} \times \left[ \sum_{r=0}^{N_c-1} \left(\frac{R_0}{R_0+r\text{PRR}}\right)^3 \mathbf{A}_r^*(\bar{v}_d, \epsilon) \right]_{lm}}{\left\| \sum_{r=0}^{N_c-1} \left(\frac{R_0}{R_0+r\text{PRR}}\right)^3 \mathbf{A}_r(\bar{v}_d, \epsilon) \right\|_F^2} \quad (14)$$

با جایگذاری  $\hat{\gamma}$  در رابطه ماتریس کواریانس کلاتر، (۱۳)، تخمین پارامترهای  $(\hat{v}_k, \hat{\epsilon}_k)$  نیز با روش جستجوی شبکه‌ای به دست می‌آید:

$$(\hat{v}_k, \hat{\epsilon}_k) = \arg \min \|\Sigma_c(\mathbf{s}, \hat{\gamma}, \bar{v}_k, \epsilon_k) - \hat{\Sigma}_c(\mathbf{s})\|_F \quad (15)$$

مدل کلاتر ناهمگن را به صورت شکل (۲) در نظر می‌گیریم که در یک قطاع زاویه‌ای نوع کلاتر، به عنوان مثال از زمین به دریا، تغییر می‌نماید. در این حالت، اگر  $g$  و  $s$  به ترتیب اندیس مربوط به زمین و دریا باشند، با تعریف  $\gamma_k = \sum_{i \in I_k} \sigma_0 K_0 |G(\theta_i)|^2$  و  $\mathbf{A}_{k,r}(\bar{v}_d, \epsilon_k) = \mathbf{J}_r \Phi_{\epsilon_k}^{\bar{v}_d} \mathbf{J}_r^T, k = g, s$  که  $I_k = \{i | \theta_i \in \Theta_k\}, k = g, s$  زاویه‌ای کلاتر زمین و دریا می‌باشند، ماتریس کواریانس کلاتر در (۵) را می‌توان به شکل زیر بازنویسی نمود:

$$\Sigma_c(\mathbf{s}) = \sum_{r=0}^{N_c-1} \left(\frac{R_0}{R_0+r\text{PRR}}\right)^3 [\gamma_g \mathbf{A}_{g,r}(\bar{v}_d, \epsilon_g) + \gamma_s \mathbf{A}_{s,r}(\bar{v}_d, \epsilon_s)] \quad (16)$$

در این شرایط، بردار پارامترهای ماتریس کواریانس کلاتر به صورت  $\theta = (\gamma_g, \bar{v}_d, \epsilon_g, \gamma_s, \bar{v}_d, \epsilon_s)$  می‌باشد که با مشتق گیری نسبت به  $\hat{\gamma} = [\hat{\gamma}_g \hat{\gamma}_s]^T$  و تعریف  $\Psi_k = \sum_{r=0}^{N_c-1} \left(\frac{R_0}{R_0+r\text{PRR}}\right)^3 \mathbf{A}_{k,r}(\bar{v}_d, \epsilon_k), k = g, s$  خواهیم داشت:

$$\begin{pmatrix} \|\Psi_g\|_F^2 & \sum_{l,m} [\Psi_g^*]_{lm} [\Psi_s]_{lm} \\ \sum_{l,m} [\Psi_s^*]_{lm} [\Psi_g]_{lm} & \|\Psi_s\|_F^2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \hat{\gamma}_g \\ \hat{\gamma}_s \end{pmatrix} = \hat{\gamma} \quad (17)$$

$$= \underbrace{\begin{pmatrix} \sum_{l,m} [\Psi_g^*]_{lm} [\hat{\Sigma}_c(\mathbf{s})]_{lm} \\ \sum_{l,m} [\Psi_s^*]_{lm} [\hat{\Sigma}_c(\mathbf{s})]_{lm} \end{pmatrix}}_{\mathbf{a}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \sum_{l,m} [\Psi_g^*]_{lm} [\hat{\Sigma}_c(\mathbf{s})]_{lm} \\ \sum_{l,m} [\Psi_s^*]_{lm} [\hat{\Sigma}_c(\mathbf{s})]_{lm} \end{pmatrix}}_{\mathbf{b}}$$

1- Toeplitz

2- Cognitive Algorithm

هر تکرار الگوریتم بهینه‌سازی، برای کد و فیلتر به‌دست‌آمده،  
 $(\mathbf{s}^{(n)}, \mathbf{w}^{(n)})$ ، SINR به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$\text{SINR}^{(n)} = \frac{N |\alpha_T|^2 \left| \mathbf{w}^{(n)\dagger} (\mathbf{s}^{(n)} \odot \mathbf{p}(v_{d_r})) \right|^2}{\mathbf{w}^{(n)\dagger} \Sigma_c (\mathbf{s}^{(n)}, \sigma_{(r,i)}^2, \bar{v}_d, \varepsilon) \mathbf{w}^{(n)} + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}^{(n)}\|^2} \quad (20)$$

به‌منظور بررسی تأثیر تعداد داده‌های ثانویه بر کارایی الگوریتم‌های پیشنهادی CA1 و CA2، مقادیر SINR به‌دست‌آمده در هر تکرار الگوریتم‌های مذکور، به‌ازای  $\delta = 0.5$ ، تعداد حلقه‌های برد  $N_c = 2$  و  $N_c = 3$  و مقادیر مختلف تعداد داده‌های ثانویه،  $K \in \{6, 20, 60\}$ ، در شکل (۳) ترسیم شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌گردد، الگوریتم‌های پیشنهادی نسبت به حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم باشد، افت کارایی ناچیزی دارند و طبق انتظار، با افزایش تعداد داده‌های ثانویه، عملکرد تخمینگر بهتر شده و به تبع آن عملکرد آشکارسازی نیز بهتر می‌شود. همچنین مشاهده می‌شود که الگوریتم‌های CA1 و CA2، مستقل از تعداد داده‌های ثانویه، عملکرد مشابهی دارند.

در جدول‌های (۱ و ۲)، کمینه، بیشینه و متوسط تعداد تکرارهای لازم برای همگرایی الگوریتم‌های شناختگر CA1، CA2 و حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است، به همراه SINR به‌دست‌آمده در هر سناریو، به‌ازای میزان شباهت‌های مختلف با کد بارکر،  $\delta \in \{0.01, 0.2, 0.5\}$ ، آورده شده است که سطر سفید و خاکستری رنگ به ترتیب، مقادیر به‌ازای  $N_c = 2$  و  $N_c = 3$  را نمایش می‌دهند. همان‌گونه که ملاحظه می‌گردد، در هر دو حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است و یا تخمین زده می‌شود، با افزایش  $\delta$  مقدار بهینه SINR افزایش می‌یابد. همچنین با افزایش تعداد داده‌های ثانویه، متوسط تعداد تکرارهای لازم برای همگرایی الگوریتم‌های پیشنهادی، به تعداد تکرارهای حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است، میل می‌نماید.

در جدول (۳)، حداقل و حداکثر افت کارایی الگوریتم CA1 نسبت به حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم باشد، به‌ازای تغییرات  $\delta$  و  $N_c$ ، آورده شده است. همان‌گونه که مشاهده می‌گردد؛ الگوریتم‌های پیشنهادی، با تعداد داده‌های ثانویه کم ( $K = 6$ ) نیز پارامترهای مورد نیاز ماتریس کواریانس کلاتر را به خوبی تخمین می‌زنند. بنابراین، می‌توان برای کاهش محاسبات از تعداد داده ثانویه کمتری استفاده نمود. در شکل (۴)، متوسط دامنه و فاز کد بهینه به‌ازای  $K = 60$  داده،  $N_c = 2$  و اندازه‌های مختلف ناحیه شباهت ترسیم شده است. همان‌گونه که ملاحظه می‌گردد، الگوریتم‌های CA1 و CA2 کدهای بهینه یکسانی را به دست می‌دهند و لذا عملکرد مشابهی دارند.

#### ۴. نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، به منظور بررسی عملکرد الگوریتم‌های پیشنهادی که اقدام به تخمین ماتریس کواریانس کلاتر می‌نمایند در مقایسه با حالتی که ماتریس کواریانس معلوم باشد، نتایج شبیه‌سازی‌های متعددی را با استفاده از ۱۰۰۰ بار اجرای مونت کارلو و برای دو سناریوی کلاتر همگن و ناهمگن ارائه می‌نماییم. در شبیه‌سازی‌ها فرض شده آنتن رادار، یک آرایه خطی با وزن‌دهی یکنواخت باشد که شامل  $N_a = 21$  المان با فواصل  $d = \lambda/2$  می‌باشد. در این صورت، الگوی تشعشعی آنتن که به سلول برد- سمت تحت آزمون، سلول (0,0) در شکل (۱)، اشاره دارد، به صورت زیر خواهد بود:

$$G(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{N_a} \frac{\sin\left(N_a \frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)} & \text{if } 0 \leq \theta \leq \pi \\ G_{\text{back}} & \text{if } \pi \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (20)$$

که در آن،  $G_{\text{back}} = 10^{-3}$  بیانگر تضعیف لوب‌های عقبی می‌باشد. تعداد حلقه‌های برد  $N_c = 2$  و  $N_c = 3$ ، تعداد سلول‌های سمت در هر حلقه  $L = 100$ ، طول کد ارسالی  $N = 20$  و کد بارکر چند فازی به عنوان کد شباهت،  $\mathbf{s}_0$ ، انتخاب شده است. برد سلول تحت آزمون  $R_0 = 5 \text{ km}$  و  $\text{PRR} = 10 \text{ kr}$  در نظر گرفته شده است. شرط توقف الگوریتم نیز  $\text{SINR}^{(n)} - \text{SINR}^{(n-1)} \leq 0.1 \text{ dB}$  می‌باشد.

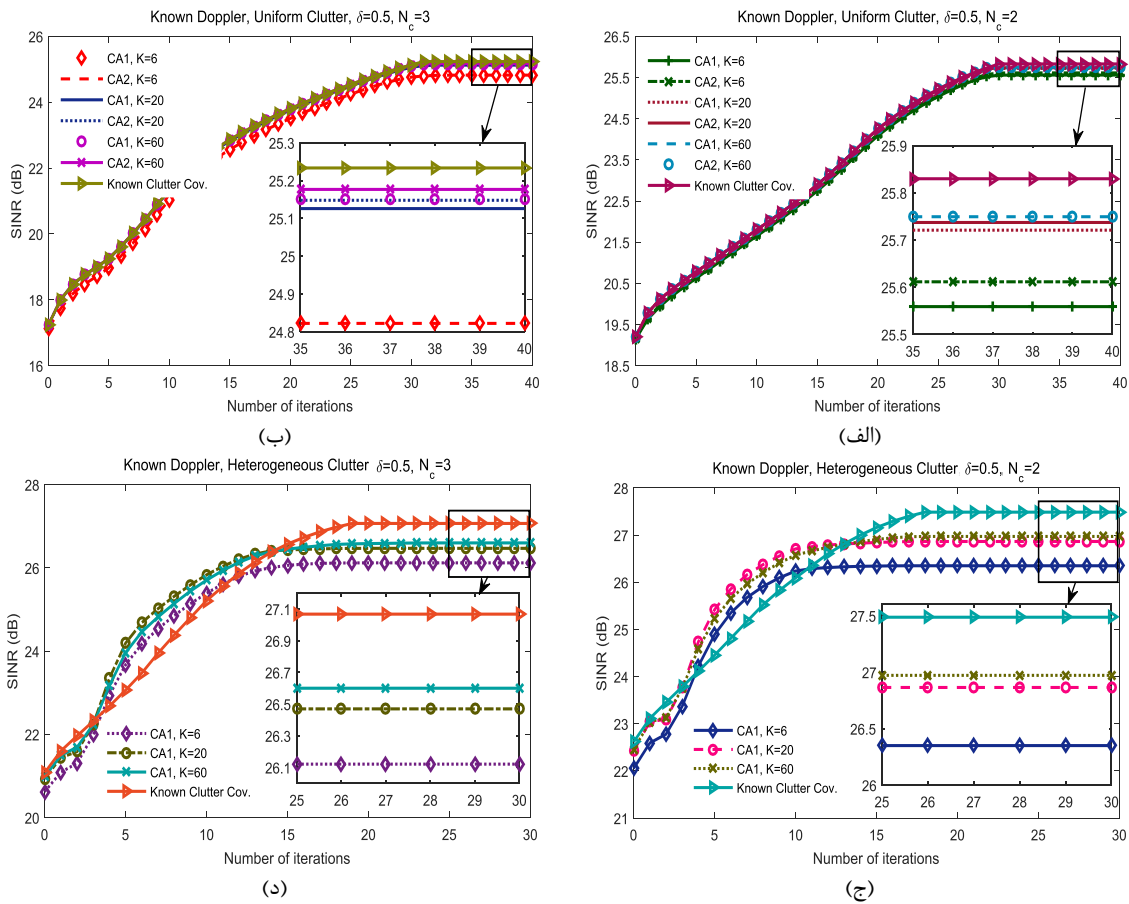
#### ۴-۱. بررسی کارایی الگوریتم‌های پیشنهادی با فرض

##### معلوم بودن شیفت داپلر هدف

در این حالت، فرض می‌شود هدفی با  $\text{SNR} = |\alpha_T|^2 / \sigma_n^2 = 15 \text{ dB}$  و شیفت داپلر نرمالیزه  $v_{d_r} = 0.5$  در  $\theta = \pi/2$  واقع شده است. در سناریوی کلاتر همگن، فرض شده:

$$\frac{1}{N_c} \sum_{r=0}^{N_c-1} (\sigma_0 / \sigma_n^2) K_r \left( \frac{R_0}{R_0 + r \text{PRR}} \right)^3 = \text{CNR}_{\text{ave}} K_r = 30 \text{ dB} \quad (21)$$

میانگین و پهنای باند طیف نرمالیزه کلاتر هر سلول به ترتیب  $\bar{v}_d = 0$  و  $\varepsilon/2 = 0.3$  در نظر گرفته شده است. در سناریوی کلاتر ناهمگن که مطابق شکل (۲) ترکیب کلاتر زمین و دریا در نظر گرفته شده، برای سلول‌های برد- سمت زمین،  $\text{CNR}_{\text{ave}}^g K_r = 30 \text{ dB}$  و میانگین و پهنای باند طیف نرمالیزه هر سلول نیز به ترتیب  $\bar{v}_{d_g} = 0$  و  $\varepsilon_g/2 = 0.3$  فرض شده است. به طور مشابه، برای سلول‌های برد- سمت دریا داریم:  $\text{CNR}_{\text{ave}}^s K_r = 25 \text{ dB}$ ،  $\bar{v}_{d_s} = -0.1$  و  $\varepsilon_s/2 = 0.1$ . همچنین فرض شده در هر حلقه برد، کلاتر دریا در قطاع زاویه‌ای  $\pi/4 \leq \theta \leq \pi/2 + \pi/4$  گسترده شده است. لازم به ذکر است در



شکل (۳): مقادیر SINR به دست آمده به ازای مقادیر مختلف تعداد داده‌های ثانویه، در حضور کلاتر همگن: الف)  $N_c = 2$  و ب)  $N_c = 3$  و کلاتر ناهمگن: ج)  $N_c = 2$  و د)  $N_c = 3$

جدول (۱): کمینه، بیشینه و متوسط تعداد تکرارهای لازم برای همگرایی الگوریتم‌های CA1، CA2 و حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است، به همراه مقادیر SINR به دست آمده، در حضور کلاتر همگن

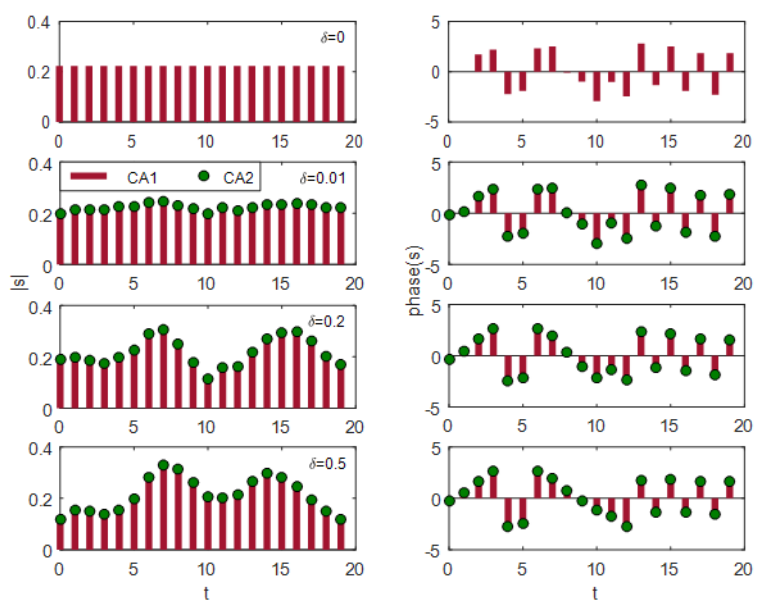
		$\delta = 0.01$				$\delta = 0.2$				$\delta = 0.5$			
		min	mean	max	SINR (dB)	min	mean	max	SINR (dB)	min	mean	max	SINR (dB)
$K = 6$	CA1	۵	۵/۱۸	۷	۱۹/۶۱	۵	۲۱/۱۸	۲۴	۲۲/۶۸	۱۰	۳۰/۲۹	۳۳	۲۵/۵۶
		۵	۵/۱۱	۷	۱۷/۶۹	۲	۲۶/۲۷	۳۲	۲۲/۳	۱۱	۳۱/۰۶	۳۷	۲۴/۸۲
	CA2	۵	۵/۲۱	۷	۱۹/۶۱	۵	۲۱/۰۳	۲۴	۲۲/۶۵	۱۱	۳۰/۷۳	۳۳	۲۵/۶۱
		۵	۵/۱۳	۷	۱۷/۶۹	۲	۲۶/۷۲	۳۲	۲۲/۳۴	۱۱	۳۱/۰۹	۳	۲۴/۸۲
$K = 20$	CA1	۵	۵	۵	۱۹/۹	۵	۲۱/۳۲	۲۴	۲۳/۱۶	۲۰	۳۱	۳۲	۲۵/۷۲
		۵	۵	۵	۱۷/۹۳	۲۱	۲۷/۳۸	۳۰	۲۲/۶	۱۱	۳۲/۰۵	۳۵	۲۵/۱۳
	CA2	۵	۵	۵	۱۹/۹	۶	۲۱/۳۵	۲۴	۲۳/۱۶	۳۰	۳۱/۲۶	۳۲	۲۵/۷۵
		۵	۵	۵	۱۷/۹۳	۲۱	۲۷/۴	۳۰	۲۲/۶	۱۱	۳۲/۲	۳۵	۲۵/۱۵
$K = 60$	CA1	۵	۵	۵	۱۹/۹	۶	۲۲/۰۶	۲۳	۲۳/۲۶	۳۱	۳۱/۱۷	۳۲	۲۵/۷۵
		۵	۵	۵	۱۷/۹۳	۲۶	۲۷/۵۶	۲۹	۲۲/۶۷	۱۳	۳۱/۶۶	۳۷	۲۵/۱۵
	CA2	۵	۵	۵	۱۹/۹	۲۲	۲۲/۲۲	۲۳	۲۳/۲۸	۳۱	۳۱/۱۷	۳۲	۲۵/۷۵
		۵	۵	۵	۱۷/۹۳	۲۶	۲۷/۵۴	۲۹	۲۲/۶۷	۱۱	۳۱/۳۸	۳۶	۲۵/۱۸
Known Clutter Cov.		۵			۱۹/۹۹	۲۲			۲۳/۳۵	۳۱			۲۵/۸۳
		۵			۱۸/۰۱	۲۸			۲۲/۸۱	۳۲			۲۵/۲۳

**جدول (۲):** کمینه، بیشینه و متوسط تعداد تکرارهای لازم برای همگرایی الگوریتم CA1 و حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است، به همراه مقادیر SINR به دست آمده، در حضور کلاتر ناهمگن

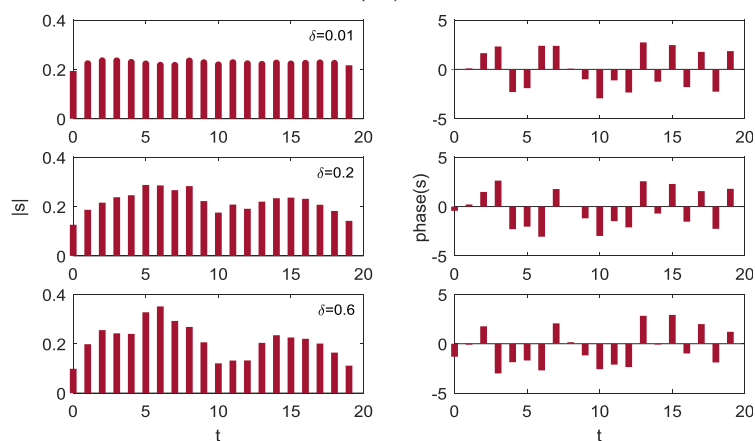
		$\delta = 0.01$				$\delta = 0.2$				$\delta = 0.5$			
		min	mean	max	SINR (dB)	min	mean	max	SINR (dB)	min	mean	max	SINR (dB)
$K = 6$	CA1	۳	۵/۲۱	۶	۲۲/۸۵	۳	۱۲/۵۴	۲۰	۲۶/۲۹	۳	۱۱/۳۲	۱۹	۲۶/۳۵
		۳	۵/۴	۶	۲۱/۵۳	۲	۱۴/۵۹	۱۹	۲۵/۹۲	۳	۱۴/۹۲	۲۲	۲۶/۱۲
$K = 20$	CA1	۳	۵/۳۵	۶	۲۳/۱۸	۲	۱۳/۴۱	۱۹	۲۶/۶۳	۳	۱۲/۶۱	۲۰	۲۶/۸۶
		۳	۵/۶۷	۶	۲۱/۸۲	۲	۱۴/۹۹	۱۹	۲۶/۰۷	۳	۱۵/۳۱	۲۲	۲۶/۴۷
$K = 60$	CA1	۳	۵/۵۷	۶	۲۳/۲۷	۲	۱۴/۲۷	۲۰	۲۶/۷۱	۲	۱۳/۹۸	۲۰	۲۶/۹۷
		۳	۵/۸۷	۶	۲۱/۹	۲	۱۵/۸۷	۲۰	۲۶/۱۲	۸	۱۶/۵۷	۲۶	۲۶/۶
Known Clutter Cov.		۶			۲۳/۵۷	۱۸			۲۷/۱	۱۹			۲۷/۴۹
		۶			۲۲/۱۴	۱۸			۲۶/۴۴	۲۰			۲۷/۰۷

**جدول (۳):** حداقل و حداکثر افت کارایی الگوریتم CA1، بر حسب dB، نسبت به حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است، به ازای تغییرات  $\delta$  و  $N_c$

$K = 6$		$K = 60$		کلاتر همگن
min	max	min	max	
۰/۳۷	۰/۶۷	۰/۰۸	۰/۱۴	
۰/۵۲	۱/۱۴	۰/۲۴	۰/۵۲	کلاتر ناهمگن



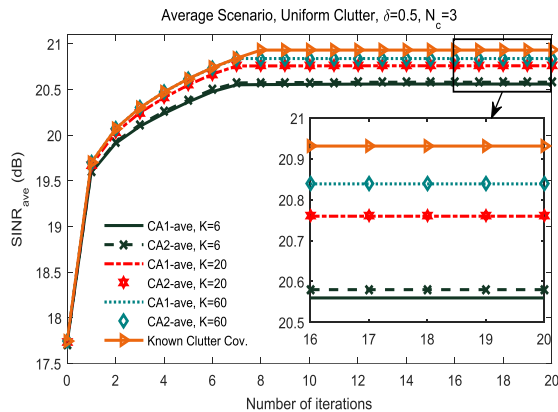
(الف)



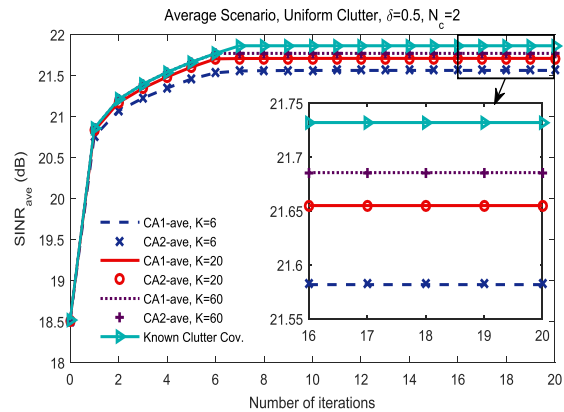
(ب)

**شکل (۴):** متوسط دامنه و فاز کد بهینه به دست آمده به ازای  $K = 60$  داده و  $N_c = 2$  (الف: کلاتر همگن و ب) کلاتر ناهمگن

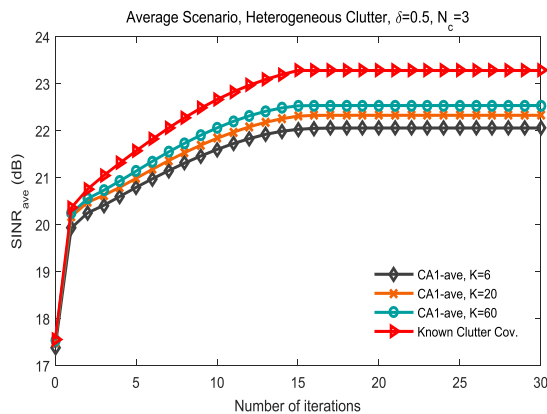
الگوریتم‌های پیشنهادی نسبت به حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم باشد، افت کارایی ناچیزی دارند و طبق انتظار، با افزایش تعداد داده‌های ثانویه، عملکرد تخمینگر بهتر شده و به تبع آن عملکرد آشکارسازی نیز بهتر می‌شود. همچنین مشاهده می‌شود که الگوریتم‌های CA1\_ave و CA2\_ave، مستقل از تعداد داده‌های ثانویه، عملکرد مشابهی دارند



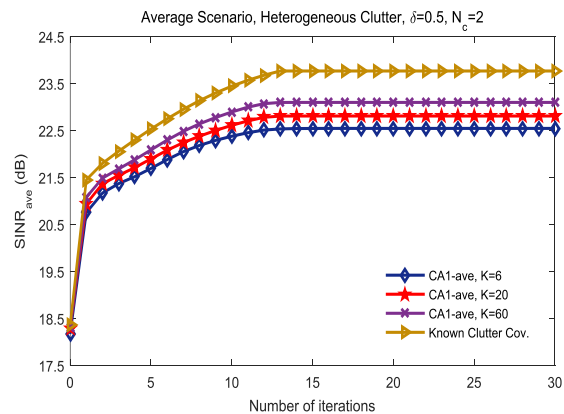
(ب)



(ف)



(د)



(ج)

شکل (۵): مقادیر SINR متوسط به‌دست‌آمده به‌ازای مقادیر مختلف تعداد داده‌های ثانویه، در حضور کلاتر همگن: الف)  $N_c = 2$  و ب)  $N_c = 3$  و کلاتر ناهمگن: ج)  $N_c = 2$  و د)  $N_c = 3$

تکرارهای لازم برای همگرایی الگوریتم‌های پیشنهادی، به تعداد تکرارهای حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است، میل می‌نماید.

در جدول (۶)، حداقل و حداکثر افت کارایی الگوریتم CA1\_ave نسبت به حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم باشد، به ازای تغییرات  $\delta$  و  $N_c$ ، آورده شده است. همان‌گونه که مشاهده می‌گردد الگوریتم‌های پیشنهادی، با تعداد داده‌های ثانویه کم ( $K=6$ ) نیز پارامترهای مورد نیاز ماتریس کواریانس کلاتر را به خوبی تخمین می‌زنند که می‌توان برای کاهش محاسبات از تعداد داده ثانویه کمتری استفاده نمود.

به‌منظور بررسی تأثیر تعداد داده‌های ثانویه بر کارایی الگوریتم‌های پیشنهادی CA1\_ave و CA2\_ave، مقادیر SINR متوسط به‌دست‌آمده در هر تکرار الگوریتم‌های مذکور، به‌ازای  $\delta=0.5$ ، تعداد حلقه‌های برد  $N_c=2$  و  $N_c=3$  و مقادیر مختلف تعداد داده‌های ثانویه،  $K \in \{6, 20, 60\}$ ، در شکل (۵) ترسیم شده است. همان‌گونه که ملاحظه می‌گردد، مشابه حالت داپلر معلوم،

در جدول‌های (۴ و ۵)، کمینه، بیشینه و متوسط تعداد تکرارهای لازم برای همگرایی الگوریتم‌های شناخته‌شده CA1\_ave، CA2\_ave و حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم بوده، به همراه SINR متوسط به‌دست‌آمده در هر دو سناریو، به‌ازای میزان شباهت‌های مختلف با کد بارکر،  $\delta \in \{0.01, 0.2, 0.5\}$ ، آورده شده است که سطر سفید و خاکستری رنگ به ترتیب، مقادیر به‌ازای  $N_c=2$  و  $N_c=3$  را نمایش می‌دهند. همان‌گونه که ملاحظه می‌گردد، در هر دو حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است و یا تخمین زده می‌شود، با افزایش  $\delta$  مقدار بهینه SINR متوسط افزایش می‌یابد. همچنین با افزایش تعداد داده‌های ثانویه، متوسط تعداد



جدول (۴): کمینه، بیشینه و متوسط تعداد تکرارهای لازم برای همگرایی الگوریتم‌های CA1\_ave, CA2\_ave و حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است، به همراه مقادیر SINR متوسط به دست آمده، در حضور کلاتر همگن

		$\delta = 0.01$				$\delta = 0.2$				$\delta = 0.5$			
		min	mean	max	SINR (dB)	min	mean	max	SINR (dB)	min	mean	max	SINR (dB)
$K = 6$	CA1	۳	۳/۲۶	۵	۱۹/۳۱	۵	۶/۶	۱۱	۲۱/۰۹	۷	۸/۴۱	۱۳	۲۱/۵۷
		۳	۴/۰۴	۶	۱۸/۵۲	۷	۸/۱۹	۱۴	۲۰/۱۲	۸	۹/۴	۱۶	۲۰/۵۶
	CA2	۳	۳/۲۶	۵	۱۹/۳۱	۵	۶/۵۵	۱۱	۲۱/۱	۷	۸/۴۹	۱۳	۲۱/۵۷
		۳	۴/۰۵	۶	۱۸/۵۱	۷	۸/۲۵	۱۴	۲۰/۱۲	۸	۹/۳۵	۱۶	۲۰/۵۸
$K = 20$	CA1	۳	۳/۰۲	۴	۱۹/۴	۶	۶/۵۷	۱۰	۲۱/۲	۷	۸/۱۴	۱۳	۲۱/۷۱
		۳	۴	۵	۱۸/۶۳	۷	۶/۶	۸	۲۰/۳۷	۸	۹/۰۵	۱۵	۲۰/۷۶
	CA2	۳	۳/۰۱	۴	۱۹/۴	۶	۶/۵۵	۱۱	۲۱/۲	۷	۸/۱۵	۱۳	۲۱/۷۱
		۳	۴/۰۱	۵	۱۸/۶۳	۷	۶/۶۱	۸	۲۰/۷۳	۸	۹/۰۸	۱۶	۲۰/۷۶
$K = 60$	CA1	۳	۳	۳	۱۹/۴	۶	۶/۵۱	۷	۲۱/۲۴	۸	۸/۰۱	۹	۲۱/۷۷
		۴	۴	۴	۱۸/۶۶	۷	۷/۶۸	۸	۲۰/۳۸	۸	۸/۹۷	۹	۲۰/۸۴
	CA2	۳	۳	۳	۱۹/۴	۶	۶/۵۳	۷	۲۱/۲۴	۸	۸/۱۰	۹	۲۱/۷۷
		۴	۴	۴	۱۸/۶۶	۷	۷/۷	۸	۲۰/۸۳	۸	۸/۹۷	۹	۲۰/۸۴
Known Clutter Cov.		۳			۱۹/۴۸	۶			۲۱/۲۹	۸			۲۱/۸۶
		۴			۱۸/۷۳	۸			۲۰/۴۹	۹			۲۰/۹۳

جدول (۵): کمینه، بیشینه و متوسط تعداد تکرارهای لازم برای همگرایی الگوریتم CA1\_ave و حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است، به همراه مقادیر SINR متوسط به دست آمده، در حضور کلاتر ناهمگن

		$\delta = 0.01$				$\delta = 0.2$				$\delta = 0.5$			
		min	mean	max	SINR (dB)	min	mean	max	SINR (dB)	min	mean	max	SINR (dB)
$K = 6$	CA1_ave	۳	۴/۵۱	۶	۱۹/۲۸	۲	۱۰/۳۲	۱۵	۲۱/۷۶	۵	۱۲/۴۲	۱۸	۲۲/۵۵
		۳	۵/۷۵	۱۰	۱۸/۷۱	۳	۱۳/۷۲	۱۹	۲۱/۳۷	۲	۱۶/۱۷	۲۱	۲۲/۰۶
$K = 20$	CA1_ave	۳	۴/۶۸	۶	۱۹/۵۱	۲	۱۱/۸۴	۱۴	۲۲/۲۳	۲	۱۲/۸۷	۱۶	۲۲/۸۱
		۵	۵/۸۵	۷	۱۸/۹۸	۳	۱۴/۳۴	۱۶	۲۱/۶۵	۱۴	۱۶/۹۵	۱۹	۲۲/۳۳
$K = 60$	CA1_ave	۳	۴/۸۵	۶	۱۹/۶۲	۹	۱۲/۰۴	۱۳	۲۲/۵	۴	۱۳/۴۴	۱۶	۲۳/۱
		۳	۵/۹۴	۶	۱۹/۰۱	۴	۱۴/۳۱	۱۶	۲۱/۹	۴	۱۶/۴۳	۱۸	۲۲/۵۳
Known Clutter Cov.		۵			۱۹/۷۷	۱۲			۲۲/۸۶	۱۴			۲۳/۷۷
		۶			۱۹/۱۸	۱۴			۲۲/۴۲	۱۶			۲۳/۲۸

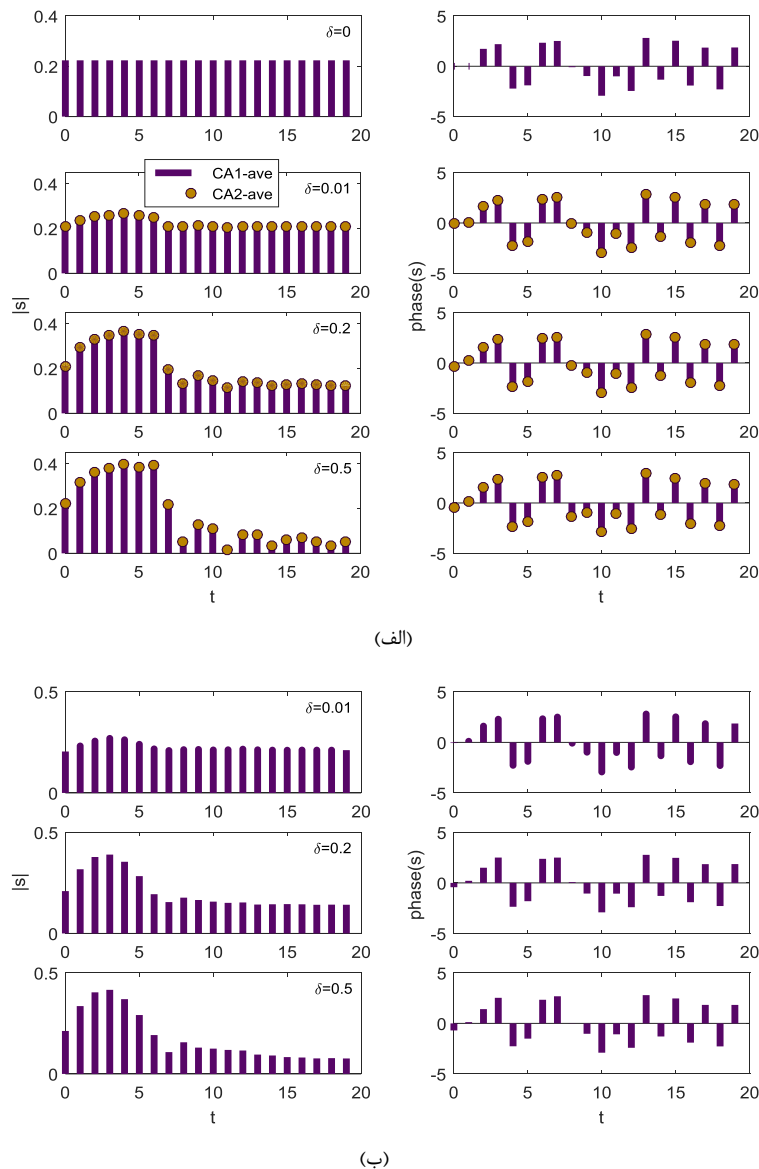
جدول (۶): حداقل و حداکثر افت کارایی الگوریتم CA1\_ave، بر حسب dB، نسبت به حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم است، به ازای تغییرات  $\delta$  و

$$N_c$$

$K = 6$		$K = 60$		
min	max	min	max	
۰/۱۷	۰/۳۷	۰/۰۵	۰/۱۱	کلاتر همگن
۰/۴۷	۱/۲۲	۰/۱۵	۰/۷۴	کلاتر ناهمگن

در شکل (۶)، متوسط دامنه و فاز کد بهینه به ازای  $K = 60$  داده، عملکرد مشابهی دارند.

در شکل (۶)، متوسط دامنه و فاز کد بهینه به ازای  $K = 60$  داده، عملکرد مشابهی دارند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، الگوریتم‌های CA1\_ave و  $N_c = 2$  و اندازه‌های مختلف ناحیه شباهت ترسیم شده است.



شکل (۶): متوسط دامنه و فاز کد بهینه به دست آمده به ازای  $K = 60$  داده و  $N_c = 2$ : الف) کلاتر همگن و ب) کلاتر ناهمگن

## ۵. نتیجه گیری

سرعت همگرایی الگوریتم‌های پیشنهادی، به سرعت همگرایی حالتی که ماتریس کواریانس کلاتر معلوم باشد، میل می‌نماید. در پژوهش‌های آتی می‌توان به بررسی بار محاسباتی و روش‌های کارا جهت پیاده‌سازی ایده مطرح شده پرداخت.

## ۶. مراجع

- [1] R. Joseph, "Cognitive radar: The knowledge-aided fully adaptive approach," Artech Norwood, MA House, 2010.
- [2] S. Haykin, "Cognitive dynamic systems: perception-action cycle, radar and radio," Cambridge University Press, 2012.
- [3] A. Aubry, A. DeMaio, A. Farina, and M. Wicks, "Knowledge-aided (potentially cognitive) transmit signal and receive filter design in signal-dependent clutter," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 49, pp. 93-117, 2013.

در این مقاله، به طراحی توأم کد ارسالی و فیلتر گیرنده در رادارهای شناختگر به منظور آشکارسازی اهداف در حضور کلاترهای MTA پرداخته شد و با فرض نامعلوم بودن ماتریس کواریانس کلاتر، الگوریتم‌های شناختگر برای دو حالت معلوم و نامعلوم بودن شیفت داپلر هدف ارائه گردید. الگوریتم‌های پیشنهادی با ارسال یک کد تمام-یک و تخمین پارامترهای ماتریس کواریانس کلاتر با استفاده از داده‌های ثانویه و به کمک روش حداقل مربعات، به طراحی کد ارسالی و فیلتر گیرنده می‌پردازند. نتیجتاً ملاحظه گردید که خطای تخمین پارامترهای ماتریس کواریانس کلاتر، افت ناچیزی در کارایی سیستم ایجاد می‌نماید. همچنین، با افزایش تعداد داده‌های ثانویه، متوسط

- [4] A. Aubry, A. De Maio, M. Piezzo, A. Farina, and M. Wicks, "Cognitive design of the receive filter and transmitted phase code in reverberating environment," *IET, Radar, Sonar & Navigation*, vol. 6, pp. 822-833, 2012.
- [5] M. M. Naghsh, M. Soltanalian, P. Stoica, M. Modarres-Hashemi, A. De Maio, and A. Aubry, "A Doppler robust design of transmit sequence and receive filter in the presence of signal-dependent interference," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 62, pp. 772-785, 2014.
- [6] M. M. Naghsh, M. Soltanalian, P. Stoica, and M. Modarres-Hashemi, "Radar code design for detection of moving targets," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 50, pp. 2762-2778, 2014.
- [7] A. Aubry, A. De Maio, and M. M. Naghsh, "Optimizing Radar Waveform and Doppler Filter Bank via Generalized Fractional Programming," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 9, pp. 1387-1399, 2015.
- [8] M. R. Taban, A. Sheikh Mozaffari, "Adaptive Radar Signal Detection in Gaussian Clutter with Autoregressive Model Using Kalman Filter," *Journal of Radar*, vol. 2, no. 3, pp. 1-12, 2014, (in Persian).

## **Cognitive Design of Transmit Signal and Receive Filter for Target Detection in the Clutter**

**Z. Mehrmohammadi, A. Sheikhi\*, M. Derakhtian**

Shiraz University

(Received: 02/01/2017, Accepted: 18/12/2017)

### **Abstract**

In this paper, we consider the problem of cognitive transmit code and receive filter design for target detection in the clutter. Since the previous works have considered clutter statistics to be a priori knowledge, in this paper, assuming the unknown clutter covariance matrix, we propose two methods for estimating the parameters of the clutter covariance matrix (both based on secondary data and clutter model), and use them to develop cognitive algorithms for the joint design of transmit code and receive filter. Simulation results demonstrate that the clutter covariance matrix estimation error will lead to negligible performance loss. Moreover, as the number of secondary data increases, the average convergence rate of the proposed algorithms reaches the rate of the known clutter covariance matrix case.

**Keywords:** Cognitive Radar, Adaptive Detection, Parameter Estimation, Code Design, Receive Filter.