

آشکارسازی اهداف متحرک در رادار آرایه فازی چند ورودی - چند خروجی

پخش شده هواپایه با استفاده از آشکارساز زیر فضای تعمیم یافته

معین احمدی^{۱*}، کمال محامدپور^۲، محمد علیایی^۳، محمدعلی سبط^۴

۱- دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی ۲- استاد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه

صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی ۳- دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی اصفهان

۴- استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

(دریافت: ۱۳۹۲/۱۱/۳۰، پذیرش: ۱۳۹۳/۰۲/۰۷)

چکیده

در این مقاله با استفاده از آزمون نسبت حداکثر شباهت تعمیم یافته آشکارسازی استخراج شده است که از اطلاعات زیر فضای کلاتر و تخمین حداکثر شباهت پارامترهای آن بهره می برد. این کار باعث بهبود عملکرد آشکارساز ارائه شده در محیط با سیگنال کلاتر قوی می شود. هدف از ارائه این آشکارساز، بررسی مسئله آشکارسازی اهداف متحرک در رادار ترکیبی آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی پخش شده که بر روی چند پلتفرم متحرک قرار دارد می باشد. نوآوری مقاله حاضر در ارائه یک مدل سیگنال فضا-زمان برای رادار ترکیبی آرایه فازی- چند ورودی- چند خروجی با چینی آنتن دلخواه در فضای سه بعدی می باشد. همچنین در این مقاله آشکارساز حداکثر شباهت تعمیم یافته برای آشکارسازی سیگنال هدف متحرک در حضور سیگنال کلاتر با زیر فضای مشخص استخراج شده و نشان داده شده است که آشکارساز ارائه شده دارای خاصیت نرخ هشدار غلط ثابت (CFAR) است. شبیه سازی ها عملکرد آشکارساز ارائه شده در سناریوهای مختلف را به نحو مناسبی نشان می دهند.

واژگان کلیدی

آشکارسازی راداری، پردازش آرایه ای، تضعیف کلاتر، رادار چند ورودی - چند خروجی، رادار هواپایه، نسبت حداکثر

۱. مقدمه

می گویند، تفکیک پذیری فضایی بهتری به دست می آید [۲]. در این سناریو آنتن های فرستنده در فاصله کمی (در حدود طول موج) از یکدیگر قرار می گیرند و تمام مسیرهای فرستنده، سطح مقطع یکسانی را از هدف مشاهده می کنند. مؤلفه های استخراج شده از فیلتر منطبق آنتن گیرنده، شامل اطلاعات مسیر از آنتن های فرستنده به یک آنتن گیرنده می باشند. از مزایای دیگر این روش می توان به قابلیت بالاتر در حذف تداخل [۳]، تشخیص پارامتر بهتر [۴] و انعطاف بیشتر در طراحی شکل بیم فرستنده [۵] اشاره کرد.

در روش دوم، آنتن های فرستنده در فاصله زیادی از یکدیگر قرار می گیرند (رادارهای چند ورودی- چند خروجی پخش شده) به طوری که هر آنتن هدف را از زاویه متفاوتی مشاهده کند [۶]. بدین ترتیب سطح مقطع راداری هدف برای مسیرهای ارسال مختلف

رادارهای آرایه فازی که در آنها نسخه های تأخیر فاز یافته از یک شکل موج از آنتن های مختلف به صورت هم دوس ارسال می شوند، در دسته رادارهای تک ورودی- چند خروجی^۱ قرار گرفته اند [۱]. در مقابل و در رادار چند ورودی- چند خروجی امکان استفاده از شکل موج های متعامد در هر آنتن فرستنده وجود دارد. گیرنده رادار چند ورودی- چند خروجی برای هر شکل موج از فیلتر منطبق، متناظر با آن شکل موج استفاده می کند و بدین وسیله شکل موج های ارسالی از یکدیگر تفکیک می شوند. هر مؤلفه استخراج شده، اطلاعاتی از یک مسیر ارسال دارد و دو روش متفاوت برای استفاده از این اطلاعات وجود دارد. در روش اول که به آن چند ورودی- چند خروجی هم جا^۲

* رایانامه نویسنده پاسخگو: moein@ee.kntu.ac.ir

¹ Multiple Input Multiple Output (SIMO) Radar

² Colocated MIMO Radar

می‌باشد، پرداخته شده است و در [۲۲] آشکارسازی اهداف متحرک در رادارهای آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی هم‌جا را مورد بررسی قرار داده‌ایم.

در مقاله حاضر، آشکارسازی اهداف متحرک در رادارهای آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی پخش شده^۲ مدنظر می‌باشد که بر روی چند پلتفرم متحرک نیز قرار دارند. سناریوی مورد بحث ما، کلی‌ترین حالت ممکن را شامل می‌شود و لذا از این جنبه حائز اهمیت است؛ ضمن آنکه در این مقاله علاوه بر ارائه آشکارساز برای حداکثر کردن احتمال آشکارسازی با شرط اینکه احتمال هشدار غلط از حد مشخصی تجاوز نکند، مدل‌سازی سیگنال به صورت سه بعدی انجام شده است که نوآوری دیگری محسوب می‌شود. همچنین آشکارساز، در رادار ترکیبی آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی هواپایه پخش شده در حضور کلاتر و نویز استخراج شده است و از اطلاعات زیرفضای کلاتر برای استخراج قانون آشکارسازی با استفاده از نسبت حداکثر شباهت تعمیم‌یافته بهره برده است. عملکرد آشکارساز ارائه شده در سناریوهای مختلف شبیه‌سازی و نشان داده شده است که در محیط با کلاتر قوی، آشکارساز حداکثر شباهت تعمیم یافته ارائه شده، نسبت به آشکارسازهای ارائه شده در سایر مقالات عملکرد آشکارسازی بهتری دارد.

در ادامه و در بخش دوم، مدل سیگنال دریافتی و ماتریس زیرفضای کلاتر آورده می‌شود. سپس تخمین حداکثر شباهت پارامترها و آشکارساز حداکثر شباهت تعمیم‌یافته، استخراج می‌شود. نتایج شبیه‌سازی‌ها در بخش چهارم ارائه خواهد شد و سرانجام در بخش پنجم نتایج حاصل جمع‌بندی می‌شود.

در این مقاله برای نمایش بردارها (\mathbf{a}) و ماتریس‌ها (\mathbf{A}) به ترتیب با حروف کوچک و بزرگ غیرمورب ضخیم استفاده می‌شود. اعداد اسکالر (a, A) نیز با حروف مورب غیرضخیم نمایش داده می‌شوند.

۲. مدل سیگنال

در این بخش، مدل سیگنال به صورت سه بعدی برای رادار آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی پخش شده هواپایه ارائه می‌گردد. مطابق شکل ۱ رادار مورد بررسی از زیرسیستم فرستنده رادار ترکیبی آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی و زیرسیستم گیرنده آرایه‌ای استفاده می‌کند و فاصله میان زیرسیستم‌ها به قدری زیاد است که هر زیرسیستم هدف را از زاویه‌ای متفاوت مشاهده می‌کند. در حالت کلی آنتن‌های زیرسیستم فرستنده M بر روی

به صورت متغیرهای تصادفی مستقل خواهند بود و هر مؤلفه استخراج شده در گیرنده شامل اطلاعات مستقلی از هدف خواهد بود و چندگانگی فضایی افزایش می‌یابد. از آنجا که در این حالت چندین سیگنال مستقل از هدف به دست می‌آید، عملکرد آشکارسازی هدف بهبود خواهد یافت [۷] تا [۱۰]. چون در این نوع رادارها تخمین داپلر هدف از مسیرهای مختلف قابل انجام است، مؤلفه‌های بیشتری از سرعت هدف قابل دستیابی است و همچنین اهداف با سرعت پایین‌تر (سرعت شعاعی نزدیک به صفر نسبت به آنتن‌ها) قابل آشکارسازی خواهند بود [۱۰].

از سوی دیگر، ترکیب رادارهای چند ورودی- چند خروجی و آرایه فازی تحت عنوان رادار ترکیبی آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی شناخته می‌شود. در این نوع رادار میان مزایای رادارهای آرایه فازی و چند ورودی- چند خروجی مصالحه صورت می‌پذیرد.

برای بهره‌گیری از بهره پردازش هم‌دوس در رادارهای چند ورودی- چند خروجی، رادار ترکیبی آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی معرفی شده است [۱۱]. در این رادار آرایه آنتن‌های فرستنده به چندین گروه تقسیم شده و هر گروه یک شکل موج مشخص را با یک بیم جهت‌دار ارسال می‌کند و همه بیم‌ها قابلیت هدایت به نقطه خاصی از فضا را دارند. این رادار یک سیستم قابل تنظیم است که محدوده پیوسته‌ای از حالت‌های عملیاتی را از "رادار آرایه فازی که حداکثر بهره هدایتی و حداقل قابلیت مقابله با تداخل را دارد" تا "رادار Colocated چند ورودی- چند خروجی با آنتن‌های همه جهته که حداکثر قابلیت مقابله با تداخل را دارد و فاقد بهره هدایتی است" را پوشش می‌دهد. با تغییر پیکره‌بندی به راحتی می‌توان مصالحه میان بهره هدایتی و حذف اثر تداخل را برقرار نمود [۱۲].

پردازش فضا زمان وفقی، برای استخراج سیگنال هدف در رادار آرایه فازی هواپایه در [۱۳] تا [۱۵] بررسی شده است. در [۱۶] نسبت حداکثر شباهت تعمیم‌یافته^۱ برای حداکثر کردن احتمال آشکارسازی در رادار آرایه فازی در محیط با نویز گوسی با ماتریس همبستگی نامشخص به دست آمده است. آشکارسازی هدف در رادار چند ورودی- چند خروجی با فاصله آنتن‌های زیاد در [۷]، [۸] و [۹] مورد بررسی قرار گرفته است. در [۱۷] و [۱۸] آشکارسازهایی برای رادار چند ورودی- چند خروجی هم‌جا در محیط با تداخل گوسی و غیرگوسی ارائه و در [۱۹] به وابستگی مشخصات فرکانسی و مشخصات زاویه‌ای سیگنال کلاتر در رادار چند ورودی- چند خروجی هواپایه که مستلزم پردازش فضا زمان وفقی سیگنال دریافتی

² Widely Separated Phased Multiple Input Multiple Output (MIMO) Radar

¹ Generalized Likelihood Ratio (GLRT)

در این رابطه، λ طول موج سیگنال رادیویی ارسالی است. در هر فاصله همدوس پردازش (CPI) تعداد L پالس پردازش می‌شود. در هر پالس و در هر آنتن دریافتی زیرسیستم گیرنده آرایه‌ای n ام، با توجه به خاصیت متعامد بودن شکل موج‌های ارسالی و با استفاده از K_m فیلتر منطبق، مؤلفه‌های شکل موج‌های زیرسیستم فرستنده m ام از سیگنال بازگشتی هدف استخراج می‌شود. بردار سیگنال دریافتی $X_{m,n}$ که یک بردار $LK_m N_{r,n}$ بعدی است، با انبار کردن خروجی فیلترهای منطبق به صورت زیر تشکیل می‌شود:

$$\mathbf{x}_{m,n} = \alpha_{m,n} \mathbf{u}_{m,n} + \mathbf{c}_{m,n} + \mathbf{n}_{m,n} \quad (2)$$

که $\mathbf{a}_{m,n}$ دامنه سیگنال هدف است که با توان ارسالی و سطح مقطع راداری هدف و فاصله آن نسبت دارد. $\mathbf{c}_{m,n}$ کلاتر بازگشتی از بسته‌های کلاتری موجود در سلول تحت آزمایش و $\mathbf{n}_{m,n}$ نویز سفید است. $\mathbf{u}_{m,n}$ بردار هدایت فضا-زمان مابین فرستنده m ام و گیرنده n ام است که آن را به صورت زیر مدل می‌کنیم:

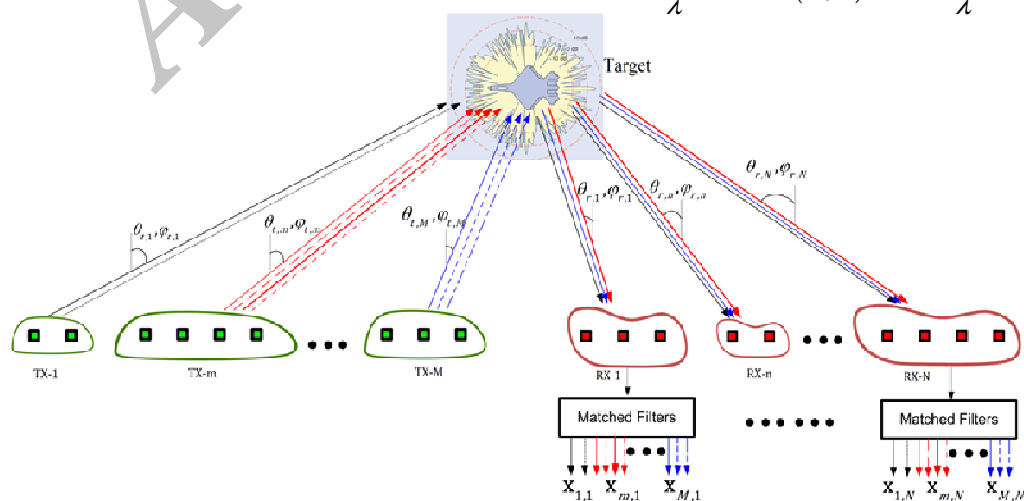
$$\mathbf{u}_{m,n} = \mathbf{a}_{t,m}(\theta_{t,m}, \phi_{t,m}) \otimes \mathbf{a}_{r,n}(\theta_{r,n}, \phi_{r,n}) \otimes \mathbf{a}_{d,m,n}(f_{d,m,n}, \theta_{t,m}, \phi_{t,m}, \theta_{r,n}, \phi_{r,n}) \quad (3)$$

در این رابطه، \otimes بیانگر عملگر ضرب کرونگر است و $\mathbf{a}_{t,m}(\theta_{t,m}, \phi_{t,m})$ بردار هدایت فضایی فرستنده m ام، $\mathbf{a}_{r,n}(\theta_{r,n}, \phi_{r,n})$ بردار هدایت فضایی گیرنده n ام و $\mathbf{a}_{d,m,n}(f_{d,m,n}, \theta_{t,m}, \phi_{t,m}, \theta_{r,n}, \phi_{r,n})$ بردار هدایت زمانی مابین فرستنده m ام و گیرنده n ام هستند که در ادامه تعریف می‌شوند.

بردار هدایت فضایی فرستنده m ام به صورت رابطه (۴) بیان می‌شود:

یک پلتفرم قرار دارند که با سرعت $\mathbf{v}_{t,m}^T = [v_{t,m,x}, v_{t,m,y}, v_{t,m,z}]$ حرکت می‌کند. آنتن‌های فرستنده m ام در مختصات کارتیزین سه بعدی با چینش و موقعیت دلخواه $\mathbf{r}_{t,m,i}^T = [x_{t,m,i}, y_{t,m,i}, z_{t,m,i}]$ قرار گرفته‌اند و به K_m زیرسیستم آرایه فازی تقسیم می‌شوند. مجموعه آنتن‌های فرستنده $\Omega_{m,k}$ که در موقعیت $\mathbf{r}_{t,m,i}$; $i \in \Omega_{m,k}$; $k = 1, \dots, K_m$ قرار گرفته‌اند متعلق به زیرسیستم فرستنده آرایه فازی K_m ام هستند. هر زیرسیستم فرستنده از K_m شکل موج متعامد جهت ارسال از زیرسیستم‌های آرایه فازی خود استفاده می‌کند. آنتن‌های زیرسیستم گیرنده آرایه n ام در موقعیت $\mathbf{r}_{r,n,i}^T = [x_{r,n,i}, y_{r,n,i}, z_{r,n,i}]$; $i = 1, \dots, N_{r,n}$ بر روی پلتفرم متحرکی با سرعت $\mathbf{v}_{r,n}^T = [v_{r,n,x}, v_{r,n,y}, v_{r,n,z}]$ قرار دارند. هدف در موقعیت $\mathbf{r}_0^T = [x_0, y_0, z_0]$ قرار گرفته است و نسبت به زیرسیستم فرستنده m ام در زاویه سمت و ارتفاع $\theta_{t,m}$ و $\phi_{t,m}$ و نسبت به زیرسیستم گیرنده آرایه‌ای n ام در زاویه سمت و ارتفاع $\theta_{r,n}$ و $\phi_{r,n}$ قرار دارد. هدف متحرک با سرعت $\mathbf{v}^T = [v_x, v_y, v_z]$ باعث ایجاد فرکانس داپلر $f_{d,m,n}$ می‌شود که از رابطه (۱) به دست می‌آید [۲۰]:

$$f_{d,m,n} = \frac{(v_{t,m,x} - v_x)}{\lambda} \cos(\theta_{t,m}) \cos(\phi_{t,m}) + \frac{(v_{r,n,x} - v_x)}{\lambda} \cos(\theta_{r,n}) \cos(\phi_{r,n}) + \frac{(v_{t,m,y} - v_y)}{\lambda} \sin(\theta_{t,m}) \cos(\phi_{t,m}) + \frac{(v_{r,n,y} - v_y)}{\lambda} \sin(\theta_{r,n}) \cos(\phi_{r,n}) + \frac{(v_{t,m,z} - v_z)}{\lambda} \sin(\phi_{t,m}) + \frac{(v_{r,n,z} - v_z)}{\lambda} \sin(\phi_{r,n}) \quad (1)$$



شکل ۱. ساختار رادار ترکیبی آرایه فازی چند ورودی - چند خروجی هواپایه پخش

که T فاصله تکرار پالس‌ها است. همان‌طور که در رابطه (۳) نشان داده شد، بردار هدایت فضا-زمان مابین فرستنده m ام و گیرنده m ام که آن را با $\mathbf{u}_{m,n}$ نشان دادیم، از ضرب کروئکر این سه بردار هدایت ایجاد می‌شود.

در مدل ارائه شده، تعداد کل آنتن‌های فرستنده و گیرنده $N_{Elements} = \sum_{m=1}^M N_{r,m} + \sum_{m=1}^M N_{r,n}$ است. در این رادار هدف از $N_{Aspects} = MN$ جفت زاویه مختلف مشاهده می‌شود که برای هر جفت زاویه، یک بردار دریافتی $\mathbf{x}_{m,n}$ با طول $d_{m,n} = LK_m N_{r,n}$ داریم. می‌توان اندیس دوتایی را در $\mathbf{x}_{m,n}$ به یک اندیس $\mathbf{x}_i; i=(m-1)N+n$ تبدیل کرد و بنابراین بردارهای ورودی زیر را در مرکز پردازش مرکزی داریم.

$$\mathbf{x}_i = \alpha_i \mathbf{u}_i + \mathbf{c}_i + \mathbf{n}_i \quad i=1, \dots, N_{Aspects} \quad (9)$$

با تعریف $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \mathbf{x}_2^T \dots \mathbf{x}_{N_{Aspects}}^T]^T$ و $\mathbf{c} = [\mathbf{c}_1^T \mathbf{c}_2^T \dots \mathbf{c}_{N_{Aspects}}^T]^T$ و $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^T \mathbf{n}_2^T \dots \mathbf{n}_{N_{Aspects}}^T]^T$ ماتریس هدایت:

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \mathbf{u}_{N_{Aspects}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

بردار سیگنال دریافتی در مرکز پردازش به صورت (۱۱) بیان می‌شود:

$$\mathbf{x} = \mathbf{U} \alpha + \mathbf{c} + \mathbf{n} \quad (11)$$

که یک بردار $d_{m,n} = L \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N K_m N_{r,n} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N d_{m,n} = \sum_{i=1}^{N_{Aspects}} d_i$ بعدی است و ماتریس هدایت \mathbf{U} یک ماتریس $N_D \times N_{Aspects}$ است.

در یک رادار هواپایه، سیگنال کلاتر زمین از حاصل جمع سیگنال‌های بازگشتی از بسته‌های کلاتر زمین موجود در حلقه هم‌فاصله سلول تحت آزمایش به دست می‌آید. سیگنال کلاتر شامل سیگنال‌های بازگشتی از موانعی به جز هدف است که معمولاً سرعت حرکت این موانع صفر و یا بسیار اندک می‌باشد. به همین دلیل رتبه ماتریس همبستگی سیگنال کلاتر کم است و می‌توان مدل زیرفضای سیگنال کلاتر را با ماتریس مولد \mathbf{A}_i به صورت زیر بیان کرد [۲۲]:

$$\mathbf{c}_i = \mathbf{A}_i \mathbf{g}_i \quad (12)$$

\mathbf{A}_i یک ماتریس $LK_m N_{r,n} \times r_i$ است که رتبه ماتریس همبستگی کلاتر است و \mathbf{g}_i یک بردار مختلط $r_i \times 1$ است که شامل ضرایب مجهول مرتبط با ستون‌های ماتریس است. در [۲۲] مدل زیر فضای کلاتر در رادار چند ورودی- چند خروجی هم‌جا و معادلات مربوط به \mathbf{A}_i مورد بررسی قرار گرفته است.

$$\mathbf{a}_{r,m}(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) = \begin{bmatrix} \exp(j\mathbf{k}^T(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) \mathbf{r}_{r,m,\Omega_{m,1}}) \\ \exp(j\mathbf{k}^T(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) \mathbf{r}_{r,m,\Omega_{m,2}}) \\ \vdots \\ \exp(j\mathbf{k}^T(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) \mathbf{r}_{r,m,\Omega_{m,K_m}}) \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{m,1}^H a_{PH,m,1}(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) \\ \mathbf{w}_{m,2}^H a_{PH,m,2}(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{m,K_m}^H a_{PH,m,K_m}(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

که در آن، \odot بیانگر عملگر ضرب هادامارد است و $\mathbf{k}(\theta, \phi)$ بیانگر تابع موج است که به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\mathbf{k}(\theta, \phi) = \frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \phi \\ \sin \theta \cos \phi \\ \sin \phi \end{bmatrix} \quad (5)$$

همچنین در رابطه (۴)، $\mathbf{r}_{r,m,\Omega_{m,k}}$ موقعیت مکانی مرکز زیرسیستم آرایه فازی k ام است ($k=1, \dots, K_m$). ضمن آنکه $\mathbf{w}_{m,k}$ بردار شکل-دهی بیم ارسال زیرسیستم آرایه فازی k ام برای دست‌یابی به بهره پردازش همدوس ارسال است و $a_{PH,m,k}(\theta, \phi)$ بردار هدایت فضایی زیرسیستم آرایه فازی k ام است که به صورت (۶) بیان می‌شود:

$$\mathbf{a}_{PH,m,k}(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) = \begin{bmatrix} \exp(j\mathbf{k}^T(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) \mathbf{r}_{r,m,\Omega_{m,k}}(1)) \\ \exp(j\mathbf{k}^T(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) \mathbf{r}_{r,m,\Omega_{m,k}}(2)) \\ \vdots \\ \exp(j\mathbf{k}^T(\theta_{r,m}, \phi_{r,m}) \mathbf{r}_{r,m,\Omega_{m,k}}(|\Omega_{m,k}|)) \end{bmatrix} \quad (6)$$

علی‌رغم پیچیدگی بردار هدایت فضایی فرستنده، از آنجایی که تنوع شکل موج ارسالی در رادارهای چند ورودی- چند خروجی در فرستنده معنی می‌یابد و گیرنده این نوع رادارها تفاوت چندانی با گیرنده‌های رادارهای آرایه‌ای مرسوم ندارند، بردار هدایت فضایی گیرنده m ام به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{a}_{r,n}(\theta_{r,n}, \phi_{r,n}) = \begin{bmatrix} \exp(j\mathbf{k}^T(\theta_{r,n}, \phi_{r,n}) \mathbf{r}_{r,n,1}) \\ \exp(j\mathbf{k}^T(\theta_{r,n}, \phi_{r,n}) \mathbf{r}_{r,n,2}) \\ \vdots \\ \exp(j\mathbf{k}^T(\theta_{r,n}, \phi_{r,n}) \mathbf{r}_{r,n,N_{r,n}}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

که $\mathbf{r}_{r,n,i}$ موقعیت آنتن‌های زیرسیستم گیرنده آرایه‌ای m ام است. همچنین بردار هدایت زمانی مابین فرستنده m ام و گیرنده m ام در رابطه (۸) نشان داده شده است.

$$\mathbf{a}_{d,m,n}(f_{d,m,n}) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(j2\pi f_{d,m,n} T) \\ \vdots \\ \exp(j2\pi f_{d,m,n} (L-1)T) \end{bmatrix} \quad (8)$$

برای تخمین مؤلفه‌های بردار \mathbf{g} از تابع هزینه رابطه (۱۸) نسبت به \mathbf{g} مشتق می‌گیریم.

$$\mathbf{A}^H (\mathbf{x} - \mathbf{U}\alpha - \mathbf{A}\mathbf{g}) = 0 \quad (19)$$

در نتیجه

$$H_1 : \hat{\mathbf{g}}_1 = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H (\mathbf{x} - \mathbf{U}\alpha) \quad (20)$$

با جای گذاری (۲۰) در (۱۸)، تخمین حداکثر شباهت α از رابطه زیر تعیین می‌شود:

$$\min_{\alpha} (\mathbf{x} - \mathbf{U}\alpha)^H \left(\mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \right) (\mathbf{x} - \mathbf{U}\alpha) \quad (21)$$

با مشتق‌گیری بر حسب α ، تخمین حداکثر شباهت رابطه (۲۲) به‌دست می‌آید:

$$\hat{\alpha} = (\mathbf{U}^H \mathbf{P}\mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{P}\mathbf{x} \quad (22)$$

که

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \quad (23)$$

بیانگر ماتریس تصویرسازی بر فضای متعامد بر فضای متشکل از ستون‌های ماتریس \mathbf{A} است. برای تخمین ضرایب زیرفضای کلاتر در آزمون H_0 دامنه دریافتی هدف در رابطه (۲۰) با صفر جایگزین می‌شود و در نتیجه رابطه (۲۴) به‌دست می‌آید:

$$H_0 : \hat{\mathbf{g}}_0 = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{x} \quad (24)$$

با جای گذاری روابط (۲۰)، (۲۲) و (۲۴) در تابع شباهت تعمیم‌یافته (۱۵) خواهیم داشت:

$$\ln \Lambda(\mathbf{x}) = \frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{U}\hat{\alpha} + \mathbf{A}(\hat{\mathbf{g}}_1 - \hat{\mathbf{g}}_0))^H (\mathbf{U}\hat{\alpha} + \mathbf{A}(\hat{\mathbf{g}}_1 - \hat{\mathbf{g}}_0)) \quad (25)$$

و با توجه به روابط (۲۰) و (۲۴) داریم:

$$\hat{\mathbf{g}}_1 - \hat{\mathbf{g}}_0 = -(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{U}\hat{\alpha} = (\mathbf{P} - \mathbf{I})\mathbf{U}\hat{\alpha} \quad (26)$$

در نتیجه، آشکارساز حدکثر شباهت تعمیم‌یافته به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\ln \Lambda(\mathbf{x}) = \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{x}^H \mathbf{P}\mathbf{U}(\mathbf{U}^H \mathbf{P}\mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{P}\mathbf{x} \underset{H_0}{\underset{H_1}{\geq}} \tau \quad (27)$$

۳-۱. مشخصات آماری آشکارساز حدکثر شباهت تعمیم‌یافته

با اطلاعات جزئی از زیرفضای تداخل

بردار سیگنال دریافتی یک بردار تصادفی گوسی مختلط است و همچنین:

$$\mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{g} = \mathbf{A}\mathbf{g} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{A}\mathbf{g} = \mathbf{A}\mathbf{g} - \mathbf{A}\mathbf{g} = 0 \quad (28)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \mathbf{A}_{N_{Aspects}} \end{bmatrix} \text{ و } \mathbf{g} = [\mathbf{g}_1^T \mathbf{g}_2^T \dots \mathbf{g}_{N_{Aspects}}^T]^T$$

بردار سیگنال کلاتر دریافتی به‌صورت (۱۳) بیان می‌شود:

$$\mathbf{c} = \mathbf{A}\mathbf{g} \quad (13)$$

مسئله مورد نظر در آشکارسازی هدف، تشخیص حضور یا عدم حضور هدف متحرک در سلول تحت آزمایش با استفاده از بردار سیگنال دریافتی \mathbf{x} است. مسئله آشکارسازی به‌صورت آزمون فرضیه زیر بیان می‌شود:

$$H_0: \mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{g} + \mathbf{n} \quad (14)$$

$$H_1: \mathbf{x} = \mathbf{U}\mathbf{a} + \mathbf{A}\mathbf{g} + \mathbf{n}$$

که آزمون H_0 بیانگر عدم حضور هدف در سلول تحت آزمایش است و سیگنال دریافتی در این حالت تنها شامل نویز و کلاتر می‌باشد. در آزمون H_1 سیگنال دریافتی علاوه بر نویز و کلاتر شامل سیگنال هدف نیز می‌باشد. در بخش بعد، آشکارساز حدکثر شباهت تعمیم‌یافته برای آشکارسازی هدفی با ماتریس هدایت مشخص \mathbf{U} در حضور دو سیگنال تداخلی کلاتر و نویز سفید ارائه خواهد شد.

۳. آشکارساز حدکثر شباهت تعمیم‌یافته با اطلاعات

جزئی از زیرفضای تداخل

تابع شباهت تعمیم‌یافته برای مسئله آشکارسازی مطرح شده در رابطه (۱۴) به‌صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\Lambda(\mathbf{x}) = \frac{\max_{\mathbf{g}, \alpha} p(\mathbf{x} | H_1)}{\max_{\mathbf{g}} p(\mathbf{x} | H_0)} \underset{H_0}{\underset{H_1}{\geq}} \tau \quad (15)$$

که τ آستانه آشکارسازی و $p(\mathbf{x} | H_1)$ و $p(\mathbf{x} | H_0)$ به ترتیب تابع چگالی احتمال بردار سیگنال دریافتی تحت آزمون H_1 و H_0 هستند. تابع چگالی احتمال بردار سیگنال دریافتی، وقتی هدف حضور نداشته باشد به‌صورت رابطه (۱۶) بیان می‌شود:

$$p(\mathbf{x} | H_0) = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^{N_d}} \exp\left(-\frac{(\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{g})^H (\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{g})}{\sigma^2}\right) \quad (16)$$

در این رابطه σ^2 واریانس نویز سفید است. فرض می‌شود واریانس نویز سفید معلوم باشد. تابع چگالی احتمال بردار سیگنال دریافتی در صورت حضور هدف نیز می‌تواند به‌صورت (۱۷) بیان شود:

$$p(\mathbf{x} | H_1) = p(\mathbf{x} - \mathbf{U}\alpha | H_0) \quad (17)$$

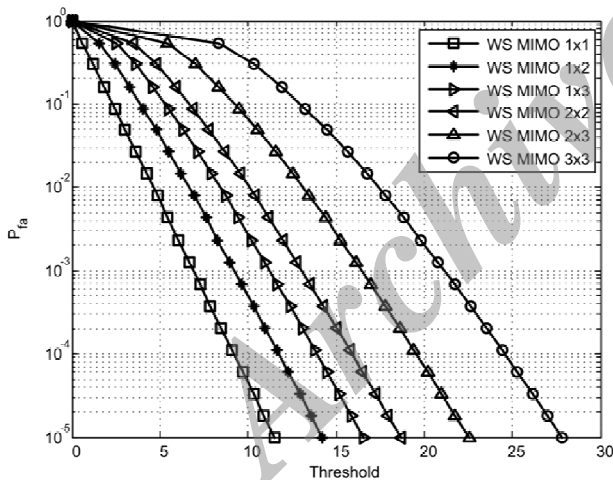
تخمین حداکثر شباهت بردارهای \mathbf{g} و α از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$\min_{\mathbf{g}, \alpha} (\mathbf{x} - \mathbf{U}\alpha - \mathbf{A}\mathbf{g})^H (\mathbf{x} - \mathbf{U}\alpha - \mathbf{A}\mathbf{g}) \quad (18)$$

۴. نتایج شبیه‌سازی

در این بخش یک رادار آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی آماری، متشکل از تعدادی زیرسیستم آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی است که هر زیرسیستم فرستنده، شامل $N_{l,m}=16, m=1, \dots, M$ آنتن همه جهت فرستنده می‌باشد که به $K_m=4$ زیرسیستم آرایه فازی تقسیم می‌شوند و هر زیرسیستم گیرنده از $N_{r,n}=4, n=1, \dots, N$ آنتن همه جهت گیرنده تشکیل شده است. تعداد $L=12$ پالس در هر فاصله همدوس پردازش، استفاده می‌شود. رادار ترکیبی آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی پخش شده از چندین زیرسیستم فرستنده و چندین زیرسیستم گیرنده که بر روی پلتفرم‌های متحرکی قرار گرفته‌اند، تشکیل شده و هدف در مرکز مختصات قرار گرفته است. زیرسیستم‌های فرستنده و گیرنده به صورت متقارن حول دایره‌ای به مرکز هدف و شعاع واحد در نظر گرفته شده‌اند. به این ترتیب هر زیرسیستم آرایه فازی چند ورودی- چند خروجی یک سطح راداری مستقل از هدف را مشاهده می‌کند.

شکل ۲ احتمال هشدار غلط آشکار ساز پیشنهاد شده را بر حسب آستانه τ را برای تعداد زیرسیستم‌های فرستنده و گیرنده متفاوت نشان می‌دهد.



شکل ۲. احتمال هشدار غلط بر حسب آستانه آشکار سازی برای تعداد زیرسیستم‌های فرستنده و گیرنده متفاوت.

همان‌طور که در شکل ۲ مشاهده می‌شود، برای رسیدن به یک P_{fa} ثابت در رادار چند ورودی- چند خروجی آماری با زیرسیستم‌های بیشتر، آستانه بالاتری مورد نیاز است. نیاز به آستانه بالاتر به دلیل استفاده از انتگرال‌گیری ناهمدوس سیگنال تداخل در پردازش مرکزی رادار چند ورودی- چند خروجی آماری با زیرسیستم‌های بیشتر است.

و نیز با توجه به تمام رتبه بودن $(\mathbf{U}^H \mathbf{P} \mathbf{U})^{-1}$ داریم:

$$\text{rank} \left(\mathbf{P} \mathbf{U} (\mathbf{U}^H \mathbf{P} \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{P} \right) = N_{Aspects} \quad (29)$$

بنابراین توزیع آماری خروجی آشکار ساز حداکثر شباهت تعمیم یافته تحت آزمون‌های H_0 و H_1 به ترتیب با توزیع‌های مربع کای مرکزی و مربع کای غیر مرکزی با پارامتر غیر مرکزی بیان $\frac{2}{\sigma^2} \alpha^H \mathbf{U}^H \mathbf{P} \mathbf{U} \alpha$ می‌شوند [۱۰].

$$\begin{aligned} H_0 : \ln \Lambda(\mathbf{x}) &\sim \frac{1}{2} \chi_{2N_{Aspects}}^2(0) \\ H_1 : \ln \Lambda(\mathbf{x}) &\sim \frac{1}{2} \chi_{2N_{Aspects}}^2 \left(\frac{2}{\sigma^2} \alpha^H \mathbf{U}^H \mathbf{P} \mathbf{U} \alpha \right) \end{aligned} \quad (30)$$

احتمال هشدار غلط، بیانگر احتمال تشخیص اشتباه هدف در آزمون H_0 است که به صورت:

$$P_{fa} = P(\ln \Lambda(\mathbf{x}) > \tau | H_0) = e^{-\tau} \sum_{k=0}^{N_{Aspects}-1} \frac{\tau^k}{k!} \quad (31)$$

به دست می‌آید [۱۰]. احتمال هشدار غلط آشکار ساز حداکثر شباهت تعمیم یافته، تنها به آستانه τ وابسته است و بنابراین طبق تعریف، این آشکار ساز دارای خاصیت نرخ هشدار غلط ثابت می‌باشد.

احتمال آشکار سازی هدف، بیانگر احتمال تشخیص صحیح هدف در آزمون است که با توجه به رابطه (۳۰) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$P_d = P(\ln \Lambda(\mathbf{x}) > \tau | H_1) = Q_{N_{Aspects}} \left(\sqrt{\frac{2}{\sigma^2} \alpha^H \mathbf{U}^H \mathbf{P} \mathbf{U} \alpha}, \sqrt{2\tau} \right) \quad (32)$$

که در آن:

$$Q_M(a, b) = \exp\left(-\frac{a^2 + b^2}{2}\right) \sum_{k=1-M}^{\infty} \left(\frac{a}{b}\right)^k I_k(ab) \quad (33)$$

تابع Q مارکوم و $I_k(0)$ تابع بسل تعمیم یافته نوع اول از درجه k است [۲۱]. نسبت سیگنال به تداخل پس از پردازش را به صورت:

$$SIR_{Post} = \frac{1}{\sigma^2} \alpha^H \mathbf{U}^H \mathbf{P} \mathbf{U} \alpha \quad (34)$$

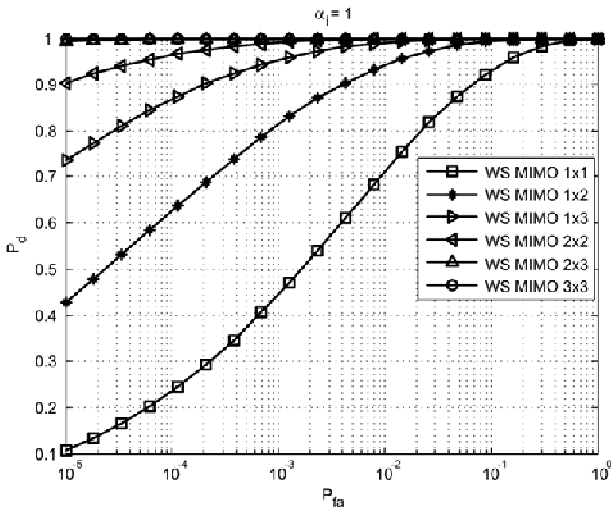
تعریف می‌کنیم. بنابراین:

$$P_d = Q_{N_{Aspects}} \left(\sqrt{2SIR_{Post}}, \sqrt{2\tau} \right) \quad (35)$$

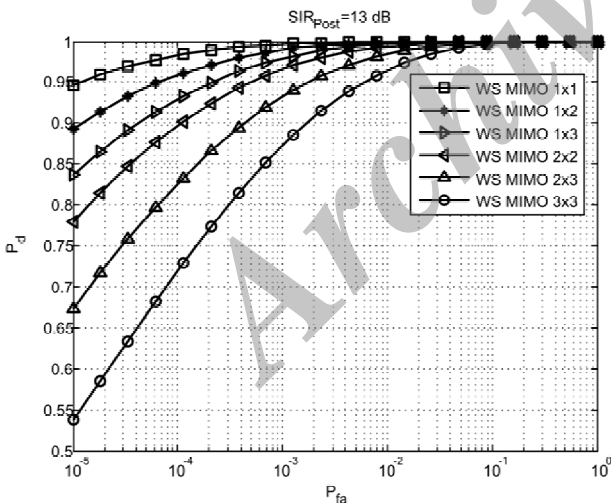
افزایش تعداد زیرسیستم‌ها باعث بالا رفتن نسبت سیگنال به تداخل پس از پردازش می‌گردد. دلیل این امر استفاده از پردازش مرکزی ناهمدوس در رادارهای چند ورودی- چند خروجی آماری می‌باشد.

چند خروجی پخش شده 2×2 به میزان 6dB بیش از رادار چند ورودی- چند خروجی پخش شده 1×1 می باشد.

به منظور مقایسه عادلانه، در شکل ۵ نمودار تابع مشخصه گیرنده این آشکارساز برای تعداد زیرسیستم های فرستنده و گیرنده متفاوت و به ازای $SIR_{post}=13\text{dB}$ آمده است.



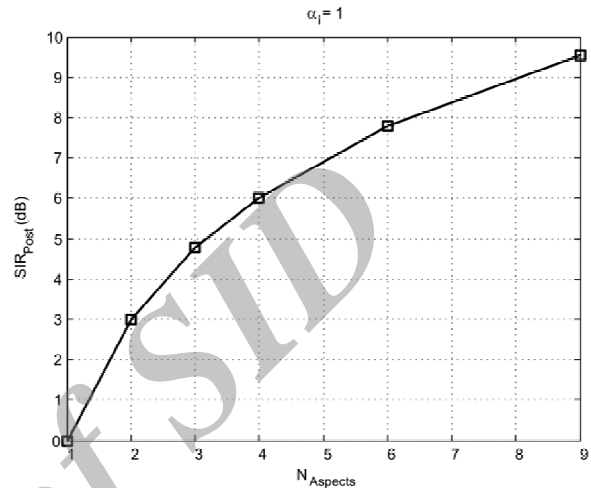
شکل ۴. احتمال آشکارسازی بر حسب احتمال هشدار غلط برای تعداد زیرسیستم های فرستنده و گیرنده متفاوت است و به ازای $\alpha_i=1; i=1,2,\dots,N_{Aspects}$



شکل ۵. احتمال آشکارسازی بر حسب احتمال هشدار غلط برای تعداد زیرسیستم های فرستنده و گیرنده متفاوت است و به ازای $SIR_{post}=13\text{dB}$

همان طور که مشاهده می شود، در شکل ۵ که نسبت سیگنال به تداخل پس از پردازش برای تمامی ساختارها ثابت نگه داشته شده است، با افزایش تعداد زیرسیستم ها کارایی آشکارسازی بدتر می شود.

با افزایش تعداد زیرسیستم ها، بعد پردازش مطابق رابطه $N_D = L \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N K_m N_{r,n}$ زیاد می شود. افزایش بعد پردازش، سبب بهبود نسبت سیگنال به تداخل دریافتی برای یک هدف خاص می گردد. این موضوع در شکل ۳ با نمایش نسبت سیگنال به تداخل پس از پردازش بر حسب $N_{Aspects}$ و به ازای $\alpha_i=1; i=1,2,\dots,N_{Aspects}$



شکل ۳. نسبت سیگنال به تداخل پس از پردازش بر حسب $N_{Aspects}$ و به ازای $\alpha_i=1; i=1,2,\dots,N_{Aspects}$

نشان داده شده است. فرض بر آن است که دامنه سیگنال دریافتی نرمالیزه شده است و تأثیر فاصله نادیده گرفته می شود.

با توجه به شکل ۳، همان طور که بیان شد، نسبت سیگنال به تداخل پس از پردازش با افزایش تعداد زیرسیستم ها بیشتر می شود. لذا هدفی با سطح مقطع راداری ثابت، دارای نسبت سیگنال به تداخل پس از پردازش بیشتری در رادار چند ورودی- چند خروجی پخش شده با تعداد $N_{Aspects}$ بیشتر می باشد.

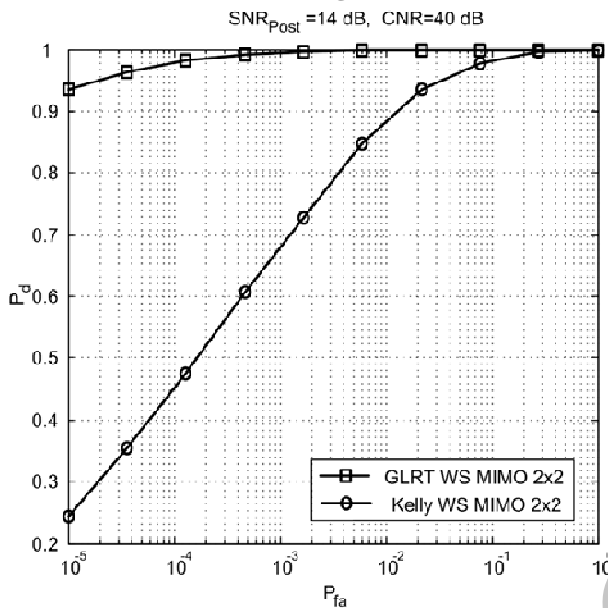
شکل ۴ تابع مشخصه گیرنده آشکارساز پیشنهادی را برای تعداد زیرسیستم های فرستنده و گیرنده متفاوت و به ازای $\alpha_i=1; i=1,2,\dots,N_{Aspects}$ نشان می دهد.

شکل ۴ نشان می دهد که افزایش تعداد زیرسیستم ها در رادار چند ورودی- چند خروجی آماری سبب افزایش P_d قابل استحصال می گردد. به عنوان مثال: اگر سیگنال دریافتی از یک هدف آن قدر ضعیف باشد که در رادار چند ورودی- چند خروجی پخش شده 1×1 (که معادل رادار چند ورودی- چند خروجی هم جا است) با احتمال $0/1$ آشکار شود، همان هدف با احتمال $0/9$ در رادار چند ورودی- چند خروجی پخش شده 2×2 آشکار می گردد. با این حال مقایسه فوق چندان عادلانه نمی باشد، چرا که نسبت سیگنال به تداخل دریافتی از هدف مورد بحث با توجه به شکل ۳ در رادار چند ورودی-

است که

$$\hat{\mathbf{M}}_{Kelly}^{-1} = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q \mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H \quad (37)$$

تخمین حداکثر درست‌نمایی ماتریس همبستگی سیگنال‌های تداخل با استفاده از داده‌های کمکی بدون داشتن ماتریس زیرفضای کلاتر \mathbf{A} است و Q تعداد داده‌های کمکی است [۱۶].



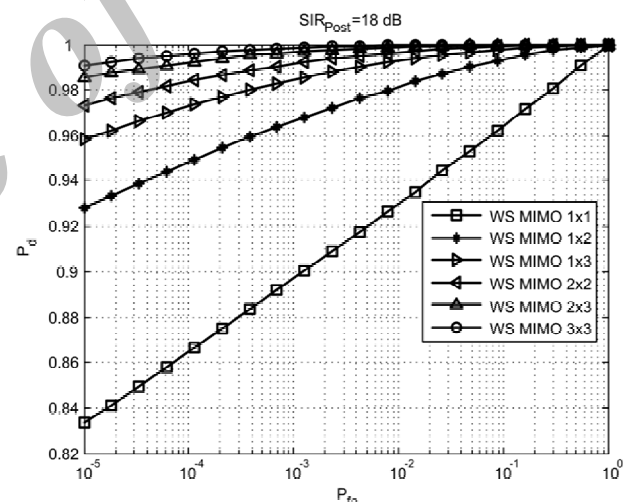
شکل ۷. مقایسه آشکارساز Kelly با GLRT ارائه شده.

۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله آشکارساز مبتنی بر آزمون نسبت حداکثر شباهت تعمیم‌یافته برای رادارهای چند ورودی- چند خروجی گسترده آماری ارائه شد. به این منظور مدل سیگنال برای آرایه آنتن‌ها و اهداف در فضای سه بعدی استخراج شد. آشکارساز پیشنهاد شده در این مقاله با توجه به کم رتبه بودن ماتریس کلاتر طراحی شد. این موضوع سبب شد که کارایی آشکارساز پیشنهادی در مقایسه با آشکارساز Kelly که در شرایط محیط همگن و در زمانی که اطلاعاتی از زیرفضای کلاتر وجود ندارد، بهینه می‌باشد، بهتر گردد. آماره آشکارساز در فرضیه عدم وجود هدف و وجود هدف به دست آمد. همچنین برای احتمال آشکارسازی و احتمال آزر خطا در این مقاله رابطه ریاضی به صورت فرم بسته ارائه شد. شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد زمانی که مدل سطح مقطع راداری هدف گسترده باشد، حتی در حالت نسبت سیگنال به تداخل پس از پردازش ثابت، رادار چند ورودی- چند خروجی با تعداد زیرسیستم‌های بیشتر عملکرد آشکارسازی بهتری نسبت به رادار چند ورودی- چند خروجی هم‌جا دارد. نتایج شبیه‌سازی‌ها، عملکرد مناسب آشکارساز پیشنهادی را با فرض شناخته شده بودن ماتریس زیرفضای کلاتر، نشان می‌دهد.

البته ثابت نگه داشتن نسبت سیگنال به تداخل پس از پردازش به معنی مواجهه رادار با زیرسیستم‌های بیشتر با هدف سطح مقطع راداری کمتر است. با این حال در حالت کلی یک هدف راداری دارای منعکس کننده‌های مختلف می‌باشد که سبب می‌شود از هر زاویه دید سطح مقطع راداری متفاوتی مشاهده شود. این موضوع سبب می‌شود که حتی در حالت نسبت سیگنال به تداخل پس از پردازش ثابت رادار چند ورودی- چند خروجی با تعداد زیر سیستم‌های بیشتر، عملکرد آشکارسازی بهتری نسبت به رادار چند ورودی- چند خروجی هم‌جا داشته باشد.

شکل ۶ احتمال آشکارسازی هدف با سطح مقطع راداری تصادفی در هر زاویه دید را بر حسب احتمال هشدار غلط برای تعداد زیرسیستم‌های فرستنده و گیرنده متفاوت و به ازای $SIR_{post}=18\text{dB}$ نشان می‌دهد. در این حالت سطح مقطع راداری متناظر با هر جفت زیرسیستم فرستنده و گیرنده به صورت یک متغیر تصادفی با میانگین و واریانس مشخص مدل می‌شوند.



شکل ۶. احتمال آشکارسازی هدف با سطح مقطع راداری تصادفی در هر زاویه دید بر حسب احتمال هشدار غلط برای تعداد زیرسیستم‌های فرستنده و گیرنده متفاوت است و به ازای $SIR_{post}=18\text{dB}$.

در ادامه آشکارساز حداکثر شباهت تعمیم‌یافته به دست آمده، با آشکارساز Kelly [۱۶] (که در شرایط محیط همگن و در زمانی که اطلاعاتی از زیرفضای کلاتر وجود ندارد، بهینه می‌باشد) مقایسه شده است. آشکارساز Kelly به صورت

$$\Lambda_{Kelly}(\mathbf{x}) = \frac{\left| \mathbf{a}^H(f_d, \theta_0, \phi_0) \hat{\mathbf{M}}_{Kelly}^{-1} \mathbf{x} \right|^2}{\left(\mathbf{a}^H(f_d, \theta_0, \phi_0) \hat{\mathbf{M}}_{Kelly}^{-1} \mathbf{a}(f_d, \theta_0, \phi_0) \right) \left(Q + \mathbf{x}^H \hat{\mathbf{M}}_{Kelly}^{-1} \mathbf{x} \right)} \stackrel{H_1}{\geq} \tau \quad (36)$$

۶- مراجع

- [12] Hassanien, A., Vorobyov, S.A., "Phased-MIMO Radar: A Tradeoff Between Phased-Array and MIMO Radars," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 58, pp. 3137-3151, 2010.
- [13] Guerci, J. R., *Space-Time Adaptive Processing*. Norwood: Artech House, 2003.
- [14] Ahmadi, M., Mohamedpour, K., "Robust space-time adaptive processing against Doppler and direction-of-arrival mismatches," In *Proceedings of the 3th Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium*. pp. 305 - 308, 2011.
- [15] Cristallini, D., Bürger, W., "A Robust Direct Data Domain Approach for STAP," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 60, No. 3, pp. 1283-1294, 2012.
- [16] Kelly, E. J., "An Adaptive Detection Algorithm," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 22, No. 2, pp. 115-127, 1986.
- [17] Maio, A. D., Lops, M., "Design principles of MIMO radar detectors," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 43, No. 3, pp. 886-898, 2007.
- [18] He, Q., Lehmann, N. H., Blum, R. S., and Haimovich, A. M., "MIMO radar moving target detection in homogeneous clutter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 46, No. 3, pp. 1290-1301, 2010.
- [19] Chen, C. Y., Vaidyanathan, P. P., "MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave function," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 56, No. 2, pp. 623-635, 2008.
- [20] Ahmadi, M., Mohamedpour, K., "Space-time adaptive processing for phased-multiple-input-multiple-output radar in the non-homogeneous clutter environment," *IET Radar, Sonar & Navigation*, DOI: 10.1049/iet-rsn.2013.0246 , Available online: 2014.
- [21] Proakis, J. G., *Digital Communications*, McGraw-Hill, 4th edition, 2000.
- [22] Ahmadi, M., Mohamedpour, K., "Moving Target Detection in Airborne Multiple Input Multiple Output Radar Using Generalized Subspace Detector," Accepted to be published in *Iranian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2014.
- [1] Jeffrey, T. *Phased-Array Radar Design: Application of Radar Fundamentals*. SciTech Publishing, 2009.
- [2] Li, J., Stoica, P., "MIMO radar with colocated antennas," *IEEE Signal Processing Mag.*, Vol. 24, No. 5, pp. 106 - 114, 2007.
- [3] Xu, L., Li, J., and Stoica, P., "Target detection and parameter estimation for MIMO radar systems," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 44, No. 3, pp. 927-939, 2008.
- [4] Li, J., Stoica, P., Xu, L., and Roberts, W., "On parameter identifiability of MIMO radar," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 14, No. 12, pp. 968-971, 2007.
- [5] Robey, F., Coutts, S., Weikle, D., McHarg, J., and Cuomo, K., "MIMO radar theory and experimental results," in *Proc. of the 38th Asilomar Conference*. Lexington (USA), pp. 300 - 304, 2004.
- [6] Haimovich, A.M., Blum, R.S., Cimini, L.J., "MIMO radar with widely separated antennas," *IEEE Signal Processing Mag.*, Vol. 25, No. 1, pp. 116-129, 2008.
- [7] Fishler, E., Haimovich, A. M., Blum, R. S., Cimini, L. J., Chizhik, J., and Valenzuela, R. A., "Spatial diversity in radars—models and detection performance," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 54, No. 3, pp. 823-838, 2006.
- [8] Bliss, D. W., Forsythe, K. W., "Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution. in *Proc. of the 37th Asilomar Conference*. Lexington (USA), pp. 54 - 59, 2003.
- [9] Chong, C. Y., Pascal, F., Ovarlez, J. P., and Lesturgie, M., "MIMO Radar Detection in Non-Gaussian and Heterogeneous Clutter," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Vol. 4, No. 1, pp. 115-126, 2010.
- [10] Wang, P., Li, H., and Himed, B., "Moving Target Detection Using Distributed MIMO Radar in Clutter With Nonhomogeneous Power," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 59, No. 10, pp. 4809-4820, 2011.
- [11] Li, H., Himed, B., "Transmit subaperturing for MIMO radars with co-located antennas," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Vol. 4, No. 1, pp. 55-65, 2010.

Moving Target Detection in Airborne Widely Separated Phased MIMO Radar Using Generalized Subspace Detector

M. Ahmadi*, K. Mohamed-pour, M. Alaei, M. A. Sebt

* K.N. Toosi University of Technology, Electrical Engineering Faculty

(Received:07/08/2013, Accepted:01/04/2014)

Abstract

In this paper, the detection of moving targets in airborne widely separated phased multiple-input multiple-output (MIMO) radars which are located on moving platform is investigated. In order to derive the detector, the generalized likelihood ratio test is applied. The proposed detection rule, exploits the clutter subspace information and its maximum likelihood estimation, to improve the detection performance in strong clutter background. First, we have proposed as an innovation, space-time signal model for widely separated phased MIMO radar with arbitrary configuration of antenna position in three dimensional spaces. Moreover, the generalized likelihood ratio detector has derived for moving target detection in presence of structured clutter and thus it is shown that the proposed detection rule has constant false alarm rate property. Simulation results are provided to demonstrate the performance of the proposed detector in different scenarios.

Keywords: radar Detection, array processing, clutter mitigation, multiple input multiple output radar, airborne radar, generalized likelihood ratio.

*Corresponding author E-mail: moein@ee.kntu.ac.ir