

آشکارسازی اهداف در رادارهای پسیو مبتنی بر سیگنال‌های رادیو FM در حضور سیگنال‌های تداخلی در کانال مرجع

امیر زعیم‌باشی

استادیار دانشکده فنی - بخش برق، دانشگاه شهید باهنر کرمان

(دریافت: ۹۳/۱۲/۰۹، پذیرش: ۹۴/۰۹/۲۴)

چکیده

در این مقاله بحث آشکارسازی در کانال مراقبت یک رادار پسیو دو پایه مبتنی بر سیگنال‌های رادیو FM در حضور سیگنال‌های تداخلی در کانال مرجع مورد بحث و بررسی قرار گرفته است. در این راستا یک الگوریتم جدید به منظور حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مرجع ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد، روش پیشنهادی عملکردی به مراتب بهتر از روش ارائه‌شده در [۱] دارد. علاوه بر این، برای اولین بار، عملکرد آشکارساز CA در کانال مراقبت در حضور سیگنال تداخلی در کانال مرجع با تابع چگالی طیف توان نمایی مورد بررسی قرار گرفته است. نتایج شبیه‌سازی حاکی از بهبود حداقلی ۱۱ dB در عملکرد الگوریتم پیشنهادی به نسبت روش ارائه‌شده در [۱] می‌باشد.

واژگان کلیدی

رادار پسیو، رادیو FM، کانال مراقبت، کانال مرجع، سیگنال تداخلی، آشکارسازی اهداف.

۱. مقدمه

است. در این روش از ویژگی ثابت بودن دامنه سیگنال‌های ارسالی رادیو FM استفاده شده است. برای به‌روزرسانی وزن‌های مورد استفاده در روش زمان-فضا از الگوریتم LMS بهره گرفته شده است. با مطالعه این کار، یک طراح رادار تنها به اهمیت موضوع پی می‌برد و نمی‌تواند به‌صورت پارامتری از نتایج این تحقیق استفاده نماید. با این دیدگاه در این مقاله سعی شده است با در نظر گرفتن شرایط عملی، در نگاه اول، اهمیت این مسئله به‌صورت پارامتری مشخص گردد تا یک طراح رادار بتواند از نتایج آن در طراح سیستمی یک رادار پسیو استفاده کند و سپس به ارائه الگوریتم جدید برای دستیابی به تلفات آشکارسازی کمتر در کانال مراقبت پرداخته شده است. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد بهتر روش پیشنهادی نسبت به روش قبلی را نشان می‌دهد. ساختار مقاله در ادامه به این صورت خواهد بود که در ابتدا به اهمیت مسئله پاک‌سازی سیگنال دریافتی در کانال مرجع خواهیم پرداخت. سپس ساختار کلی پردازش زمان-فضا برای پاک‌سازی سیگنال دریافتی در کانال مرجع، در بخش سوم بیان خواهد شد. در این قسمت کار قبلی ارائه‌شده در [۱] به فرم برداری بیان خواهد شد. سپس در بخش چهارم الگوریتم

رادارهای پسیو مبتنی بر سیگنال‌های ممتنم در محیط، معمولاً دارای دو کانال پردازشی تحت عناوین (۱) کانال مراقبت و (۲) کانال مرجع می‌باشد. هدف اصلی در کانال مراقبت آشکارسازی اهداف می‌باشد و منظور از به‌کارگیری کانال مرجع، فراهم آوردن نسخه‌ای از سیگنال ارسالی است تا بتوان براساس آن عملیات فیلتر منطبق و حذف سیگنال‌های مزاحم در کانال مراقبت را انجام داد. در سناریوی‌های عملی سیگنال دریافتی در کانال مرجع ناشی از سیگنال تاخیر یافته ارسالی (سیگنال مسیر مستقیم) و سیگنال‌های تداخلی شامل نویز و کلا تر می‌باشد. وجود این سیگنال‌های تداخلی در کانال مرجع بهره فیلتر منطبق و میزان حذف سیگنال‌های مزاحم در کانال مراقبت را به شدت کاهش می‌دهد که همه این مسائل در نهایت اثرات مخربی در آشکارسازی اهداف در کانال مراقبت دارند. بنابراین لازم است بحث مناسب‌سازی یا پاک‌سازی سیگنال کانال مرجع از سیگنال‌های تداخلی، مورد بحث و بررسی دقیق قرار گیرد. بحث پاک‌سازی سیگنال کانال مرجع را می‌توان ترکیبی از پرتوسازی و جبران‌سازی کور دانست. در [۱] یک الگوریتم با

*نویسنده پاسخگو: a.zaimbashi@uk.ac.ir

حال که مدل سیگنال دریافتی در کانال‌های مرجع و مراقبت بیان شد سه مسئله اصلی در رادارهای PBR یعنی (۱) پاک‌سازی سیگنال دریافتی در کانال مرجع (۲) حذف سیگنال مزاحم شامل سیگنال مسیر مستقیم و سیگنال‌های چندمسیره در کانال مراقبت و (۳) آشکارسازی اهداف در کانال مراقبت، قابل بحث و بررسی می‌باشد. در این مقاله تنها به بحث پاک‌سازی سیگنال دریافتی در کانال مرجع پرداخته خواهد شد، خواننده علاقه مند می‌تواند دو مسئله دیگر را در مقالات [۲ و ۶] جستجو کند.

معمولا در رابطه (۲)، وجود نویز به دلیل قوی‌تر بودن سیگنال دریافتی مسیر مستقیم در کانال مرجع مشکل‌ساز نمی‌باشد. ولی ترم دوم در رابطه (۲) می‌تواند به نسبت ترم اول و ترم سوم قابل توجه باشد و آشکارسازی در کانال مراقبت را تحت تاثیر خود قرار دهد. به منظور روشن شدن بحث، یک سناریو متشکل از ۶ هدف با مشخصات ارائه شده در جدول (۱) در نظر گرفته شده است (سناریوی ۱). در این شبیه‌سازی فرض شده است، سیگنال مسیر مستقیم با توان سیگنال مسیر مستقیم به نویز برابر $DNR_s=50\text{dB}$ در گیرنده کانال مراقبت دریافت شده است. همچنین در این سناریو فرض شده است که ۱۰ اکوی برگشتی ناشی از پدیده چند مسیری (کلاتر) با داپلر صفر در کانال مراقبت دریافت می‌شود که توان کلاتر به نویز در این سیگنال‌ها در محدوده $5\text{dB} \leq CNR \leq 35\text{dB}$ و برد آن‌ها نیز کمتر از 55Km می‌باشد. در این سناریو توان سیگنال مسیر مستقیم به نویز در کانال مرجع برابر $DNR_r=60\text{dB}$ فرض شده است. در کل این مقاله از سیگنال‌های فوق در شبیه‌سازی‌ها استفاده می‌کنیم مگر آن‌که در انجام یک شبیه‌سازی به موارد دیگری اشاره شود.

جدول ۱. مشخصات اهداف در سناریوی شماره یک آشکارسازی

Target	#1	#2	#3	#4	#5	#6
Range, Km	10	30	50	70	40	110
Doppler, Hz	5.8	-11.7	17.6	-29.3	-33.2	-88
SNR _i , dB	-30	-31	-35	-32	-34	-33

که C_0 دامنه مختلط سیگنال مسیر مستقیم، $C_k[n]$ و n_k نیز به ترتیب دامنه مختلط متغیر با زمان و تاخیر نمونه‌ای کلاتر مسیر حال برای آشکارسازی اهداف لازم است ابتدا سیگنال‌های مزاحم ناشی از پدیده چند مسیری توسط یک الگوریتم مناسب حذف گردند. در این مقاله از الگوریتم ارائه شده در [۷] برای حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت استفاده شده است. برای بررسی عملکرد الگوریتم حذف سیگنال‌های چندمسیری در کانال مراقبت استفاده شده است. برای بررسی عملکرد الگوریتم حذف سیگنال‌های چندمسیری در کانال مراقبت از

پیشنهادی ارائه خواهد شد. در بخش پنجم به شبیه‌سازی چند سناریو خواهیم پرداخت. همچنین در این بخش کارایی بهتر الگوریتم پیشنهادی در حذف سیگنال‌های تداخلی، تثبیت هشدار کاذب و احتمال آشکارسازی بررسی خواهد شد. سرانجام در بخش ششم به نتیجه‌گیری خواهیم پرداخت.

۲. اهمیت پاک‌سازی سیگنال دریافتی در کانال مرجع

در یک ساختار ساده می‌توان یک رادار PBR را شامل دو آنتن؛ یکی برای فراهم آوردن سیگنال مرجع در کانال مرجع و دیگری برای دریافت سیگنال‌های اهداف در کانال مراقبت در نظر گرفت. معمولا آنتن کانال مرجع یک آنتن با الگوی باریک می‌باشد که به سمت فرستنده جهت‌دهی می‌شود. ولی آنتن کانال مراقبت دارای یک الگوی پهن است که با توجه به ناحیه مراقبت رادار طراحی می‌شود. هر گاه سیگنال نمونه‌برداری شده معادل باند پایه سیگنال ارسالی از فرستنده رادیو FM در کانال مرجع را $s[n]$ بنامیم، آن‌گاه نمونه n ام سیگنال دریافتی در کانال مراقبت با فرکانس نمونه‌برداری $f_s = \frac{1}{T_s}$ به صورت زیر در خواهند آمد:

$$x[n] = \beta_0 s[n] + \sum_{i=1}^{N_{cs}} \beta_i [n] s[n - n_i^{(c)}] + \sum_{m=0}^{K-1} a_m s[n - n_m^{(t)}] e^{jm\Omega_m^{(t)}} + w_s[n] \quad (1)$$

که $w_s[n]$ نمونه n ام نویز گرمایی دریافتی در کانال مراقبت، $\Omega_m^{(t)} = 2\pi f_{dm} T_s$ و $n_m^{(t)}$ به ترتیب دامنه مختلط، تاخیر نمونه ای و فرکانس داپلر نرمالیزه مربوط به هدف m ام می‌باشند. β_0 دامنه مختلط سیگنال مسیر مستقیم در کانال مراقبت، $\beta_i [n]$ و $n_i^{(c)}$ نیز به ترتیب دامنه مختلط متغیر با زمان و تاخیر نمونه‌ای کلاتر مسیر i ام می‌باشند. همچنین K و N_{cs} به ترتیب تعداد اهداف مورد مراقبت و ماکزیمم تعداد پراشگرهای تولیدکننده کلاتر در کانال مراقبت خواهند بود. در رابطه فوق $n = 0, \dots, N - 1$ می‌باشد که N تعداد کل نمونه‌های انتگرال گیری در زمان مشاهده T می‌باشد که برابر با $N = T f_s$ است. به‌طور مشابه در کانال مرجع نیز نمونه n ام سیگنال دریافتی به صورت زیر قابل بیان است:

$$y[n] = c_0 s[n] + \sum_{k=1}^{N_{cr}} c_k [n] s[n - n_k] + w_r[n], \quad (2)$$

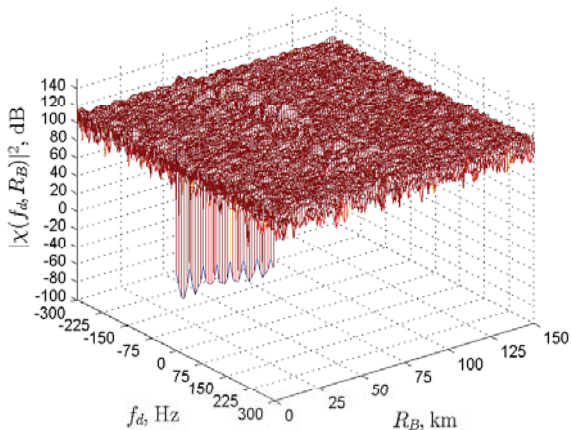
$$n = 0, \dots, N - 1$$

که $w_r[n]$ نیز ماکزیمم تعداد پراشگرهای تولیدکننده کلاتر در کانال مرجع و $w_r[n]$ نیز نمونه n ام نویز گرمایی در کانال مرجع می‌باشد.

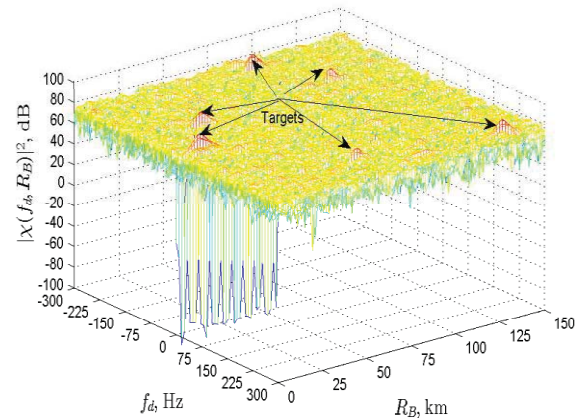
پارامتر تضعیف سیگنال‌هایی مزاحم^۱، IC ، که به صورت زیر تعریف می‌شود استفاده شده است:

همان‌طور که در شکل (۳) مشاهده می‌شود، با حضور اکوی مزاحم با $DMR = 20dB$ در کانال مرجع، کلیه اهداف در کانال مراقبت قابل‌رویت بوده ولی چندین هدف کاذب نیز در خروجی تابع ابهام مشاهده می‌شوند. علاوه بر این، نتایج شکل (۴) نشان می‌دهد، تک اکوی فوق‌زمانی در آشکارسازی کانال مراقبت ایجاد اهداف کاذب نمی‌کند که DMR آن حدود 40dB باشد. نتایج شبیه‌سازی سناریوی ۲ نشان می‌دهد، وجود حتی یک سیگنال تداخلی در کانال مرجع می‌تواند عملکرد آشکارسازی و بحث تثبیت هشدار کاذب در کانال مراقبت یک رادار پسیو را تحت تاثیر خود قرار دهد.

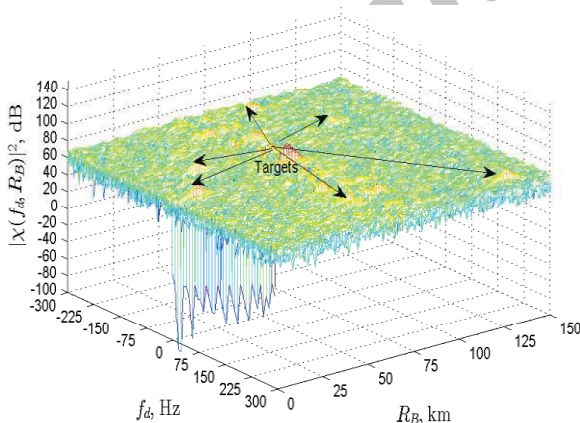
که $P_{c.in}$ توان سیگنال‌های مزاحم (سیگنال مسیر مستقیم، کلاتر و نویز) قبل از اعمال الگوریتم‌های حذف سیگنال‌های مزاحم در کانال مراقبت می‌باشد. $P_{c.out}$ نیز توان سیگنال‌های مزاحم بعد از اعمال الگوریتم‌های حذف سیگنال‌های مزاحم در این کانال می‌باشد. شکل (۱) نتایج اعمال روش حذف ارائه‌شده در [۷] بر سناریوی فوق‌را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، در این روش در داپلر صفر و تا فاصله ۵۵ Km یک نول عمیق در محل احتمالی کلاترها ایجاد شده است و همه اهداف به‌خوبی قابل‌رویت هستند. در این حالت میزان تضعیف سیگنال‌های مزاحم (IC) برابر با ۵۰ dB به‌دست آمده است. در ادامه گزارش از مقدار ۵۰ dB به‌عنوان مقدار ایده‌آل یاد می‌کنیم در حالی‌که هیچ سیگنال تداخلی در کانال مرجع دریافت نمی‌شود.



شکل ۲. خروجی تابع ابهام بعد از اعمال روش حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت وقتی در کانال مرجع یک اکوی مزاحم با تاخیر ۵ نمونه‌ای با $DMR=0dB$ دریافت می‌شود.



شکل ۱. خروجی تابع ابهام بعد از اعمال روش حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت



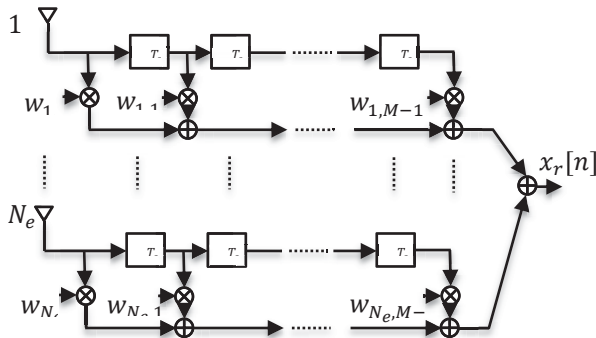
شکل ۳. خروجی تابع ابهام بعد از اعمال روش حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت وقتی در کانال مرجع یک اکوی مزاحم با تاخیر ۵ نمونه‌ای با $DMR=20dB$ دریافت می‌شود.

در سناریوی ۱، فرض بر این بود که در کانال مرجع تنها نویز و سیگنال مسیر مستقیم دریافت می‌شود. در ادامه به‌منظور پی‌بردن به اهمیت مسئله پاک‌سازی کانال مرجع از هر نوع سیگنال تداخلی، سناریویی را در نظر می‌گیریم که در آن علاوه بر دریافت سیگنال مسیر مستقیم و نویز، یک سیگنال چندمسیرگی با تاخیر ۵ نمونه نیز دریافت می‌شود (سناریوی ۲). در شکل‌های (۲-۴)، تابع ابهام کانال مراقبت به‌ازای مقادیر مختلف نسبت سیگنال سیگنال مسیر مستقیم به سیگنال چندمسیره (DMR) آورده شده است. همان‌طور که در این شکل‌ها مشاهده می‌شود با کاهش DMR ، آشکارسازی اهداف در کانال مراقبت به‌شدت دچار افت می‌شود، به‌طوری‌که به‌ازای

با توجه به این‌که در یک سناریوی عملی می‌توان انتظار داشت سیگنال دریافتی از چندین مسیر تداخلی در کانال مرجع دریافت گردد، بنابراین افت عملکرد قابل‌توجهی در کانال مراقبت دور از انتظار نیست. برای کاهش این افت عملکرد، یک روش

¹ Interference Cancellation

توجه شود در پردازش فضا-زمان در خروجی هر المان از یک جبران ساز با M وزن زمانی استفاده شده است. بنابراین در حال کلی انجام پردازش فضا-زمان به تخمین $N_e M$ ضریب مجهول



شکل ۵. بلوک دیاگرام پردازشی زمان-فضا بمنظور پاک سازی سیگنال دریافتی در کانال مرجع

ختم می‌شود. برای ادامه کار، ما این وزن‌های مجهول را در قالب بردار وزن‌دهی \mathbf{w} به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$\mathbf{w} = [\mathbf{w}_0^T, \dots, \mathbf{w}_{M-1}^T]^T \quad (5)$$

که در آن \mathbf{w}_m به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\mathbf{w}_m = [w_{1,m}, \dots, w_{N_e,m}]^T \quad (6)$$

که در حالت کلی، $w_{k,m}$ ضریب مجهول مربوط به خط تاخیر k ام در المان m ام آرایه می‌باشد.

با توجه به این که هدف ما رسیدن به سیگنال مطلوب $s[n]; n = 0, \dots, N-1$ در خروجی پردازشگر حوزه فضا-زمان است، می‌توان سیگنال خطا را به صورت زیر تعریف نمود:

$$e[n] = s[n] - \mathbf{w}[n]^H \mathbf{y}[n] \quad (7)$$

که $\mathbf{w}[n]_{N_e M \times 1}$ بردار ضرایب مجهول در لحظه n می‌باشد و $\mathbf{y}[n]$ بردار سیگنال مورد پردازش در الگوریتم زمان-فضا در لحظه n می‌باشد که \mathbf{y} در آن به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_0^T, \dots, \mathbf{y}_{M-1}^T]^T \quad (8)$$

که در آن، \mathbf{y}_m به صورت زیر تعریف می‌گردد:

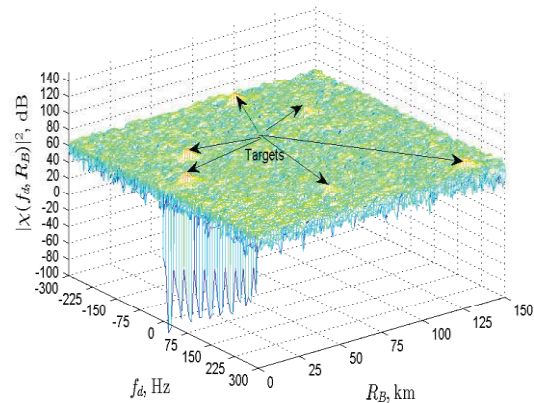
$$\mathbf{y}_m = [y_{1,m}, \dots, y_{N_e,m}]^T \quad (9)$$

که $y_{k,m}$ داده‌های دریافتی بعد از خط تاخیر k ام در المان m ام آرایه می‌باشد. هر گاه تابع هزینه مورد استفاده برای یافتن ضرایب $\mathbf{w}_{N_e M \times 1}$ را مینیمم نمودن میانگین مربع خطا در نظر بگیریم:

$$J_{MSE} = E\{|x_T[n] - s[n]|^2\} \quad (10)$$

می‌توان $\mathbf{w}_{N_e M \times 1}$ را از معادله وینر-هوف به صورت رابطه (۱۱) به دست آورد:

حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت در [۱] براساس پردازش فضا-زمان ارائه شده است که در بخش بعدی به ارائه آن خواهیم پرداخت.



شکل ۴. خروجی تابع ابهام بعد از اعمال روش حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت وقتی در کانال مرجع یک اکوی مزاحم با تاخیر ۵ نمونه‌ای با $DMR=40$ dB دریافت می‌شود.

۳. پردازش‌های فضا-زمان در کانال مرجع

ایده استفاده از پردازش فضا-زمان در کانال مرجع می‌تواند با دو انگیزه ایجاد شده باشد. اولاً توسط پرتوسازی مناسب می‌توان سیگنال فرستنده (سیگنال مسیر مستقیم) که در جهت θ_{tr} دریافت می‌شود را با بهره مناسب دریافت نمود و سایر سیگنال‌هایی که از جهت‌های غیر θ_{tr} دریافت می‌شوند، را به خوبی تضعیف نمود. ثانیاً، هر گاه سیگنالی غیر از سیگنال مسیر مستقیم در الگوی اصلی دریافت شود را می‌توان با جبران‌سازی مناسب به خوبی تضعیف نمود.

بر این اساس معمولاً در رادارهای پسیو از آرایه‌ای از آنتن‌ها استفاده می‌گردد تا بتوان دو هدف اصلی را در کانال مرجع محقق ساخت. هرگاه در گیرنده یک رادار پسیو از یک آرایه خطی یکنواخت با N_e المان استفاده کنیم، می‌توان سیگنال دریافتی نمونه m ام در المان k ام کانال مرجع را به صورت زیر مدل نمود:

$$y_k[n] = c_0 e^{j\pi(k-1)\sin(\theta_{tr})} s[n] + \sum_{k=1}^{N_{cr}} c_k [n] e^{j\pi(k-1)\sin(\theta_k)} s[n-n_k] e^{j\Phi_k} + n_k[n] \quad (4)$$

که $k = 1, \dots, N_e$ و $n = 0, \dots, N-1$ می‌باشد. در رابطه (۴)، θ_k زاویه دریافت مربوط به سیگنال چند مسیره k ام در آرایه می‌باشد. هدف از پردازش‌های فضا-زمان در کانال مرجع تخمین مناسبی از سیگنال $s[n]; n = 0, \dots, N-1$ می‌باشد که مطابق با شکل (۵) این کار را با تخمین ضرایب وزن $w_{k,m}$ به‌ازای $m = 1, \dots, M$ و $k = 1, \dots, N_e$ انجام می‌دهد.

با توجه به این‌که:

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{w}} = 2(\mathbf{w}^H \mathbf{y} \mathbf{y}^H)^T (\mathbf{w}^H \mathbf{y} \mathbf{y}^H \mathbf{w} - \gamma)^2 = 2\mathbf{y}^* \mathbf{w}^H \mathbf{y} (|\mathbf{w}^H \mathbf{y}|^2 - \gamma) \quad (18)$$

بنابراین نحوه به‌روز رسانی ضرایب به‌صورت رابطه (۱۹)

انجام می‌گیرد:

$$\mathbf{w}[n+1] = \mathbf{w}[n] - 2\mu \mathbf{y}^* x_r[n] (|\mathbf{w}[n]^H \mathbf{y}|^2 - \gamma) \quad (19)$$

این الگوریتم فرم برداری روش پیشنهادی در مقاله [۱] می‌باشد که در ادامه ما آن را $ST-CMA-SGD^4$ می‌نامیم. نکته جالب آن است که در الگوریتم $ST-CMA-SGD$ هر گاه $N_e = 1$ باشد به جبران‌ساز کانال می‌رسیم و هر گاه $M = 1$ به یک پرتوساز می‌رسیم. با توجه به این‌که در عمل M و N_e محدود می‌باشند، استفاده از جبران‌کننده و یا پرتوساز به تنهایی برآورده‌کننده نیازهای عملی در رادارهای پسیو نمی‌باشند. به‌طور مثال، هر گاه تاخیر کلاتر بیشتر از تاخیر متناظر با M باشد، روش جبران‌ساز به تنهایی ناکارآمد خواهد بود. به‌طور مشابه هر گاه تعداد زوایای سیگنال‌های چندمسیره از $N_e - 1$ تا بیشتر باشد یا سیگنال‌های چند مسیره از زوایایی نزدیک θ_{tr} در یافت شوند، روش پرتوسازی به تنهایی قادر به پاک‌سازی سیگنال کانال مرجع نخواهد بود. بنابراین ترکیب جبران‌ساز و پرتوساز می‌تواند تا حد زیادی کارا باشد، چرا که سیگنال چندمسیره‌ای در این حالت می‌توانند دچار اشکال کند که هم تاخیر آن بیشتر از M باشد و هم از زوایایی نزدیک θ_{tr} دریافت شود که این حال یک حالت خاص و با احتمال پایین خواهد بود.

۴. روش پیشنهادی

در حالت کلی الگوریتم‌های بر پایه SGD، علاوه بر سرعت همگرایی پایین بسیار حساس به اندازه گام می‌باشند [۹]. علاوه بر این در [۴] نشان داده شده است که الگوریتم‌های بر پایه SGD کارایی ضعیفی در رادارهای پسیو مبتنی بر سیگنال FM دارند. بر این اساس در این قسمت به‌جای استفاده از روش SGD سعی داریم از روش RLS که سرعت همگرایی آن به‌مراتب از روش SGD بیشتر است، استفاده کنیم. بنابراین در ادامه نام این الگوریتم را $ST-CMA-RLS^5$ می‌نامیم. طبق اطلاعات ما این الگوریتم تنها برای پرتوسازی استفاده شده است [۹] و برای بحث پردازش زمان-فضا در رادارهای پسیو مورد استفاده قرار نگرفته است. بنابراین برای اولین بار در این مقاله، از این الگوریتم برای پاک‌سازی کور کانال مرجع در یک رادار پسیو مبتنی بر سیگنال‌های رادیو FM تجاری استفاده می‌کنیم. لازم به ذکر است

$$\mathbf{w}_{N_e M \times 1} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (11)$$

که

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{y}[n]\mathbf{y}[n]^H\} \quad (12)$$

$$\mathbf{p} = E\{s[n]\mathbf{y}[n]\} \quad (13)$$

به عبارتی \mathbf{R} و \mathbf{p} به ترتیب ماتریس همبستگی بردار سیگنال اعمالی به الگوریتم زمان-فضا و بردار همبستگی متقابل بین سیگنال مطلوب و بردار داده‌های اعمالی به الگوریتم زمان-فضا می‌باشند. با توجه به این‌که سیگنال $s[n]$ در دسترس نمی‌باشد، برای محاسبه ضرایب $\mathbf{w}_{N_e M \times 1}$ نمی‌توان از رابطه (۱۱) استفاده نمود. بر این اساس، لازم است از تابع هزینه‌ای استفاده کنیم که نیاز به این اطلاعات نداشته باشد. با توجه به این‌که سیگنال مورد استفاده در این گزارش یک سیگنال با دامنه ثابت است، در ادامه با لحاظ نمودن این خاصیت در تابع هزینه به بحث پاک‌سازی سیگنال کانال مرجع در یک رادار پسیو بر پایه سیگنال‌های رادیو FM تجاری می‌پردازیم. برای طراحی الگوریتم فضا-زمان در رادار پسیو بر پایه سیگنال‌های رادیو FM تجاری می‌توان از تابع هزینه زیر استفاده نمود:

$$J = E\{(|x_r[n]|^2 - \gamma)^2\} = E\{(|\mathbf{w}[n]^H \mathbf{y}[n]|^2 - \gamma)^2\} \quad (14)$$

که $E\{\cdot\}$ همان متوسط آماری^۱ و $x_r[n]$ سیگنال خروجی الگوریتم $ST-CMA$ در لحظه n ام است. γ نیز یک مقدار ثابت است که به‌صورت زیر تعریف می‌گردد [۸]:

$$\gamma = \frac{E\{|d[n]|^4\}}{E\{|d[n]|^2\}} \quad (15)$$

در واقع در این تابع هزینه از خاصیت ثابت بودن دامنه سیگنال مورد تخمین یعنی $s[n]$ استفاده شده است و هدف آن است که هر نوع انحراف از این خاصیت مینیمم گردد. برای به‌دست آوردن ضرایب می‌توان از روش کلاسیک SD^2 استفاده نمود:

$$\mathbf{w}[n+1] = \mathbf{w}[n] - \mu \left[\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{w}} \right]_{\mathbf{w}=\mathbf{w}[n]} \quad (16)$$

که μ اندازه گام الگوریتم است که سرعت همگرایی و دقت الگوریتم را مشخص می‌کند. معمولاً در روش‌های تکراری نظیر SD ، برای تعریف \mathcal{L} معمولاً متوسط آماری در تابع هزینه (۱۴) با متوسط زمانی یا تابعی از آن جایگزین می‌شود. بر این اساس، در ادامه به معرفی فرم برداری روش فضا-زمانی ارائه شده در [۱] پرداخته خواهد شد. در این حالت \mathcal{L} در رابطه (۱۶) با جایگزین کردن متوسط آماری در رابطه (۱۴) با نمونه زمانی به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\mathcal{L} = (|\mathbf{w}^H \mathbf{y}|^2 - \gamma)^2 = (\mathbf{w}^H \mathbf{y} \mathbf{y}^H \mathbf{w} - \gamma)^2 \quad (17)$$

⁴ Space-Time Constant Modulus Algorithm Based on Stochastic Gradient Descent Approach

⁵ Space-Time Constant Modulus Algorithm Based on Recursive Least Square Approach

¹ Ensemble averaging

² Steepest Descent

³ Step-size

برای ادامه بحث می‌توان رابطه (۲۲) را به صورت زیر بازنویسی نمود:

$$\hat{\mathcal{L}}[n] = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} x^2[i] \quad (25)$$

که

$$x[i] = \gamma - \mathbf{w}^H[n] \mathbf{z}[i]$$

می‌توان رابطه (۲۵) را به فرم ماتریسی زیر بیان نمود:

$$\hat{\mathcal{L}}[n] = \mathbf{x}^H[n] \Lambda[n] \mathbf{x}[n] \quad (27)$$

که

$$\Lambda[n] \text{diag}\{\lambda^{n-1}, \dots, \lambda^0\} \quad (28)$$

و به همین ترتیب بردار $\mathbf{x}[n]$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{x}[n] = [x[i=1], \dots, x[i=n]]^T \quad (29)$$

که برای آن داریم:

$$\mathbf{x}[n] = \gamma \mathbf{1}_n - \mathbf{Z}[n]^T \mathbf{w}^*[n] \quad (30)$$

در این صورت $\hat{\mathcal{L}}[n]$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\hat{\mathcal{L}}[n] = (\gamma^* \mathbf{1}_n^H - \mathbf{w}^T[n] \mathbf{Z}^*[n]) \Lambda[n] (\gamma \mathbf{1}_n - \mathbf{Z}[n]^T \mathbf{w}^*[n]) \quad (31)$$

می‌توان رابطه (۳۱) را به صورت زیر نیز بیان نمود:

$$\hat{\mathcal{L}}[n] = |\gamma|^2 \mathbf{1}_n^H \Lambda[n] \mathbf{1}_n - \gamma^* \mathbf{1}_n^H \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^T \mathbf{w}^*[n] - \gamma \mathbf{w}^T[n] \mathbf{Z}^*[n] \Lambda[n] \mathbf{1}_n + \mathbf{w}^T[n] \mathbf{Z}^*[n] \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^T \mathbf{w}^*[n] \quad (32)$$

و یا

$$\hat{\mathcal{L}}^*[n] = |\gamma|^2 \mathbf{1}_n^H \Lambda[n] \mathbf{1}_n - \gamma \mathbf{1}_n^H \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^H \mathbf{w}[n] - \gamma^* \mathbf{w}^H[n] \mathbf{Z}[n] \Lambda[n] \mathbf{1}_n + \mathbf{w}^H[n] \mathbf{Z}[n] \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^H \mathbf{w}[n] \quad (33)$$

حال با گرفتن مشتق مختلط از رابطه فوق نسبت به $\mathbf{w}[n]$ داریم:

$$\frac{\partial \hat{\mathcal{L}}^*[n]}{\partial \mathbf{w}[n]} = 0 - (\gamma \mathbf{1}_n^H \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^H)^T - 0 + (\mathbf{w}^H[n] \mathbf{Z}[n] \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^H)^T \quad (34)$$

با صفر قرار دادن مشتق فوق داریم:

$$\mathbf{w}^H[n] \mathbf{Z}[n] \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^H = \gamma \mathbf{1}_n^H \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^H \rightarrow \mathbf{Z}[n] \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^H \mathbf{w}[n] = \gamma^* \mathbf{Z}[n] \Lambda[n] \mathbf{1}_n \quad (35)$$

بنابراین ضرایب $\mathbf{w}[n]$ در صورت معکوس پذیر بودن ماتریس مثبت نیمه معین $\mathbf{Z}[n] \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^H$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\mathbf{w}[n] = \gamma^* (\mathbf{Z}[n] \Lambda[n] \mathbf{Z}[n]^H)^{-1} \mathbf{Z}[n] \Lambda[n] \mathbf{1}_n \quad (36)$$

که حتی جزئیات این الگوریتم در بحث پرتوسازی نیز تنها در یک مقاله به زبان روسی منتشر شده است [۱۰]. بنابراین در ادامه با جزئیات مورد نیاز به معرفی این الگوریتم خواهیم پرداخت. در این الگوریتم \mathcal{L} را می‌توان با جایگزین کردن متوسط آماری در رابطه (۱۴) با یک متوسط وزن دار به صورت رابطه (۲۰) به دست می‌آید:

$$\mathcal{L}[n] = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \left(\left| \mathbf{w}^H[n] \mathbf{y}[i] \right|^2 - \gamma \right)^2 = \quad (20)$$

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \left(\mathbf{w}^H[n] \mathbf{y}[i] \mathbf{y}^H[i] \mathbf{w}[n] - \gamma \right)^2$$

که در رابطه فوق λ ضریب فراموشی می‌باشد که مقادیری بین صفر و یک را اختیار می‌کند. همان‌طور که از رابطه (۲۰) مشخص است، این رابطه بر حسب ضرایب $\mathbf{w}[n]$ فرم درجه دومی ندارد، بنابراین در این حالت نمی‌توان روش مرسوم RLS را برای آن به کار گرفت. در ادامه از تقریبی استفاده می‌کنیم که با اعمال آن می‌توان روش RLS را به کار گرفت. در واقع برای محیط‌هایی که تغییرات سیگنال‌ها در آنها کم می‌باشد می‌توان از تقریب زیر استفاده نمود:

$$\mathcal{L}[n] = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \left(\mathbf{w}^H[n] \mathbf{y}[i] \mathbf{y}^H[i] \mathbf{w}[n] - \gamma \right)^2 \approx \quad (21)$$

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \left(\mathbf{w}^H[n] \mathbf{y}[i] \mathbf{y}^H[i] \mathbf{w}[i-1] - \gamma \right)^2$$

در واقع در رابطه (۲۱) جمله $\mathbf{y}^H[i] \mathbf{w}[n]$ جایگزین $\mathbf{y}^H[i] \mathbf{w}[i-1]$ شده است. تفاوت این دو جمله به‌زای n های نزدیک به n در محیط‌های با تغییرات آرام، کم خواهد بود ولی این تفاوت هر چه فاصله بین i و n زیادتر شود، افزایش می‌یابد. خوشبختانه به دلیل وجود ترم λ^{n-i} اثرات این جملات کم و تقریب فوق جایگاه پیدا خواهد کرد. با به کار بردن تقریب فوق رابطه (۲۱) نسبت به $\mathbf{w}[n]$ دیگر فرم درجه دوم پیدا خواهد کرد که حال می‌توان الگوریتم مرسوم RLS را برای آن به کار گرفت. به عبارتی با به کار بردن تقریب فوق داریم:

$$\mathcal{L}[n] \approx \hat{\mathcal{L}}[n] \triangleq \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} (\gamma - \mathbf{w}^H[n] \mathbf{z}[i])^2 \quad (22)$$

که

$$\mathbf{z}[i] \triangleq \mathbf{y}[i] \mathbf{y}^H[i] \mathbf{w}[i-1] \quad (23)$$

در این صورت می‌توان ماتریس $\mathbf{Z}[n]$ که حاوی داده‌های ورودی الگوریتم زمان-فضا از لحظه شروع تا لحظه n باشد، را به صورت زیر تعریف نمود:

$$\mathbf{Z}[n] = [\mathbf{z}[i=1], \dots, \mathbf{z}[i=n]] \quad (24)$$

به‌دست آمده است که به وضوح عملکرد بهتر روش ST-CMA-RLS را نشان می‌دهد. در واقع مقدار IC در کانال مراقبت نشان می‌دهد، روش ST-CMA-RLS موفقیت بیشتری در پاک‌سازی کانال مرجع داشته است. باید توجه داشت در حالی که هیچ سیگنال تداخلی در کانال مرجع وجود ندارد مقدار IC برابر با 50dB می‌باشد که تلفات در مقدار IC در دو روش ST-CMA-SGD و ST-CMA-RLS به ترتیب برابر با ۱۲ dB و ۲/۴۷ dB می‌باشد.

تا اینجا کار طبق رابطه (۳۶) نشان دادیم که مسئله پردازش کور فضا- زمان نیز به فرم استاندارد برای حل تکراری به روش RLS تبدیل شد [۱۱]. در ادامه تنها خلاصه‌شده الگوریتم ST-CMA-RLS آمده است که به راحتی می‌توان با کمک رابطه (۳۶) و (۳۷) و محاسبه معکوس ماتریس $\mathbf{Z}[n]\mathbf{Z}[n]^H$ به یک الگوریتم برگشتی به صورت زیر دست یافت:

در این صورت تابع هزینه به صورت رابطه (۳۷) در خواهد آمد:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}[n] &= \mathbf{x}^H[n]\mathbf{\Lambda}[n]\mathbf{x}[n] = \\ &= |\gamma|^2 \mathbf{1}_n^H \mathbf{\Pi}_{\mathbf{z}^T[n]}^\perp \mathbf{\Lambda}[n] \mathbf{\Pi}_{\mathbf{z}^T[n]}^\perp \mathbf{1}_n = \\ &= |\gamma|^2 \left\| \mathbf{\Lambda}^{\frac{1}{2}}[n] \mathbf{\Pi}_{\mathbf{z}^T[n]}^\perp \mathbf{1}_n \right\|^2 \end{aligned} \quad (37)$$

مقدار دهی اولیه الگوریتم RLS توسط $\mathbf{w}[0] = \mathbf{C}[0] = \delta \mathbf{I}_{N_e M}$ و $[1, 0, \dots, 0]^T$ به‌ازای کل نمونه‌های سیگنال در کانال مرجع $(n = 1, \dots, N)$ روابط زیر را محاسبه کنید:

۱. مقدار دهی اولیه الگوریتم RLS توسط $\mathbf{w}[0] = \mathbf{C}[0] = \delta \mathbf{I}_{N_e M}$ و $[1, 0, \dots, 0]^T$ به‌ازای کل نمونه‌های سیگنال در کانال مرجع $(n = 1, \dots, N)$ روابط زیر را محاسبه کنید:

۲. مقدار دهی اولیه الگوریتم RLS توسط $\mathbf{w}[0] = \mathbf{C}[0] = \delta \mathbf{I}_{N_e M}$ و $[1, 0, \dots, 0]^T$ به‌ازای کل نمونه‌های سیگنال در کانال مرجع $(n = 1, \dots, N)$ روابط زیر را محاسبه کنید:

۳. $x_r[n] = \mathbf{w}^H[n-1]\mathbf{y}[n]$

۴. $\mathbf{z}[n] = \mathbf{x}_r^*[n]\mathbf{y}[n]$

۵. $\mathbf{h}^T[n] = \mathbf{z}^H[n]\mathbf{C}[n-1]$

۶. $\mathbf{g}[n] = \frac{\mathbf{C}[n-1]\mathbf{z}[n]}{\lambda + \mathbf{h}^T[n]\mathbf{z}[n]}$

۷. $\mathbf{C}[n] = \frac{1}{\lambda}(\mathbf{C}[n-1] - \mathbf{g}[n]\mathbf{h}^T[n])$

۸. $e[n] = 1 - \mathbf{w}^H[n-1]\mathbf{z}[n]$

۹. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۱۰. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۱۱. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۱۲. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۱۳. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۱۴. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۱۵. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۱۶. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۱۷. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۱۸. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۱۹. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۲۰. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۲۱. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۲۲. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۲۳. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۲۴. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۲۵. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۲۶. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۲۷. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۲۸. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۲۹. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۳۰. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

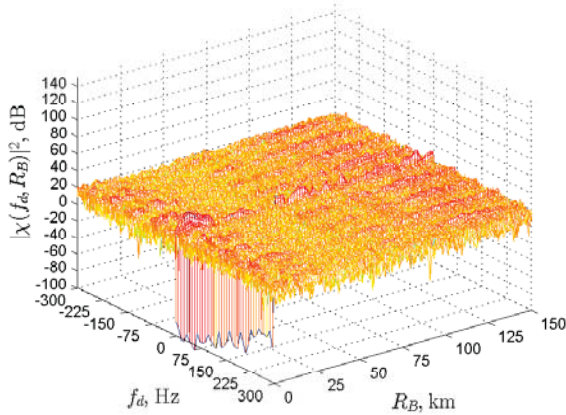
۳۱. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۳۲. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

۳۳. $\mathbf{w}[n] = \mathbf{w}[n-1] + \mathbf{g}[n]e^*[n]$

$$S(v) = DMR_k \left[\frac{r}{r+1} \delta(v) + \frac{1}{r+1} \frac{\rho \lambda}{4} \exp(-\rho|v|) \right] \quad (38)$$

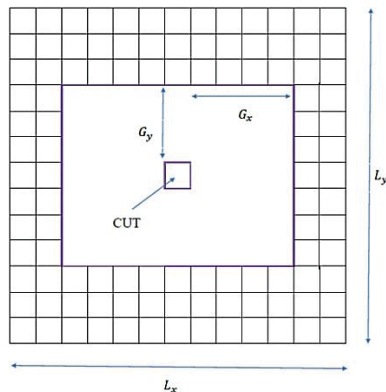
که در آن، v سرعت طیف کلاتر، r نسبت توانی قسمت ثابت کلاتر به قسمت نمایی طیف کلاتر، λ طول موج رادار، ρ پارامتر مربوط به شکل طیف کلاتر می‌باشد که تابعی از سرعت باد است [۱۲]. در شبیه‌سازی‌های این گزارش از پارامترهای $90 = r$ ، $7 = \rho$ (در این حالت سرعت باد برابر با $10m/s = v_m$ فرض شده است) و $3m = \lambda$ استفاده شده است. با در نظر گرفتن چگالی طیف توان فوق برای سیگنال‌های تداخلی سناریوی ۳ به سناریوی جدیدی می‌رسیم که آن را سناریوی ۴ می‌نامیم. نتایج شبیه‌سازی در این خصوص در شکل‌های (۷ و ۶) در قالب تابع ابهام در کانال مراقبت به‌ازای دو الگوریتم ST-CMA-SGD و ST-CMA-RLS آمده است.



شکل ۶. خروجی تابع ابهام بعد از پاک‌سازی کانال مرجع توسط الگوریتم ST-CMA-SGD و بعد از اعمال روش حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت در سناریوی ۴ به‌ازای کلاتر با طیف توان نمایی.

۵. چند مثال شبیه‌سازی شده

در این قسمت شبیه‌سازی و مقایسه دو روش ST-CMA-SGD و ST-CMA-RLS انجام شده است. برای این منظور طبق رابطه (۴) یک سناریو شامل ده مسیر تداخلی در کانال مرجع با زوایای ورود $\theta_k \in \{10, 0, 20, 20, 0, 10, 50, -20, -73, 50\}^\circ$ و $n_k = 4 + 4(k-1)$ و قدرت $DMR_k = 3 + 3(k-1)$ و فازهای مختلف در بازه $\Phi_k \sim U(-180^\circ, 180^\circ)$ که $k = 1, \dots, 10$ است، در نظر گرفته شد. در این سناریو فرض شده است سیگنال مسیر مستقیم از زاویه $\theta_{tr} = 0$ با نسبت سیگنال-به-نویز برابر با 60dB دریافت می‌شود (سناریوی ۳). در این مقایسه از پارامترهای $\mu = 10^{-3}$ ، $\delta = 3 \times 10^{-3}$ ، $\mathbf{w}_0 = [0.5 \mathbf{1}_{N_e \times 1}, \mathbf{0}, \mathbf{0}, \mathbf{0}]_{N_e \times M}$ استفاده شده است. با اعمال دو روش ST-CMA-SGD و ST-CMA-RLS به ترتیب مقدار IC در کانال مراقبت برابر با ۳۸ dB و ۴۷/۵۳ dB



شکل ۸. سلول‌های مورد استفاده در روش آشکارسازی CA.

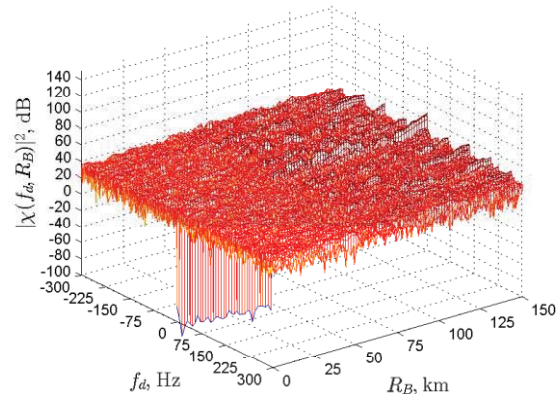
سلول در جهت دایر به عنوان سلول‌های گارد یا محافظ لحاظ شده‌اند. در ادامه این پارامترهای برابر با $G_x = 4$ ، $G_y = 3$ و $L_x = L_y = 13$ برای آشکارساز CA تنظیم شده‌اند. توجه به شکل (۸) نحوه آشکارسازی CA در خروجی تابع ابهام به صورت زیر می‌باشد:

$$H_1 > \eta \sum_{(x,y) \in \mathcal{A}} Z_{xy} > H_0 \quad (39)$$

که در آن، Z_{mn} سلول بردی شماره m ام و دایربری شماره n ام مربوط به تابع ابهام کانال مراقبت می‌باشد. در این میان Z_{ij} همان سلول تحت تست می‌باشد و Z_{xy} نیز بیان‌گر سلول‌های مرجع (سلول‌هایی که از آن‌ها برای تخمین واریانس نویز استفاده می‌شود) می‌باشند که مجموعه \mathcal{A} نیز شامل تمام زوج مرتبه به صورت (x,y) مربوط به سلول‌های مرجع می‌باشد.

در ادامه به بررسی احتمال آشکارسازی اهداف در محل‌های مختلف در صفحه برد- دایر در یک رادار پسیو مبتنی بر سیگنال‌های رادیو FM می‌پردازیم. در این راستا آستانه آشکارسازی در هر سلول برد- دایر را بر اساس یک مقدار ثابت احتمال هشدار کاذب برابر $P_{fa} = 10^{-3}$ تنظیم می‌کنیم و به دنبال احتمال آشکارسازی در آن سلول هستیم. با انجام این شبیه‌سازی می‌توان یک دایر منصفانه بین دو الگوریتم مورد بررسی داشت، چرا که عدم تطبیق بین سیگنال دریافتی در کانال مراقبت و سیگنال تمیز شده کانال مرجع و همچنین بالا رفتن آستانه آشکارسازی برای ثابت نگه داشتن هشدار کاذب در آشکارساز CA همه خود را در کاهش احتمال آشکارسازی اهداف نشان می‌دهد.

با این دیدگاه در شکل (۹) منحنی احتمال آشکارسازی بر حسب سیگنال-به-نویز دریافتی در ورودی کانال مراقبت برای چندین هدف با مشخصات ارائه شده در جدول (۲) آورده شده است. در این شکل به مقایسه آشکارسازی اهداف در دو حالت (۱) وقتی سیگنال کانال مرجع کاملاً تمیز بوده و (۲) وقتی سیگنال



شکل ۷. خروجی تابع ابهام بعد از پاک‌سازی کانال مرجع توسط الگوریتم ST-CMA-RLS و بعد از اعمال روش حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت در سناریوی ۴ به‌زای کلاتر با طیف توانی.

مقادیر IC به دست آمده در این حالت برای دو الگوریتم ST-CMA-SGD و ST-CMA-RLS به ترتیب برابر با 30.48dB و 46.08dB می‌باشد. ولی با مشاهده نتایج در شکل‌های (۶ و ۷) و مقادیر IC به دست آمده، به نظر می‌رسد پارامتر IC نمی‌تواند به خوبی میزان حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت را وقتی سیگنال تداخلی کانال مرجع دایر غیر صفر دارند، بیان کند. به عبارتی، شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که IC می‌تواند معیار مناسبی برای حذف سیگنال‌های تداخلی با دایر صفر باشد، ولی به خوبی نمی‌تواند بیانگر میزان حذف سیگنال‌های تداخلی با دایر غیر صفر هم در کانال مرجع و هم در کانال مراقبت باشد. بنابراین در ادامه ما از دو معیار احتمال آشکارسازی و احتمال هشدار کاذب برای بررسی افت عملکرد ناشی از سیگنال‌های تداخلی کانال مرجع با تابع چگالی طیف توانی می‌پردازیم.

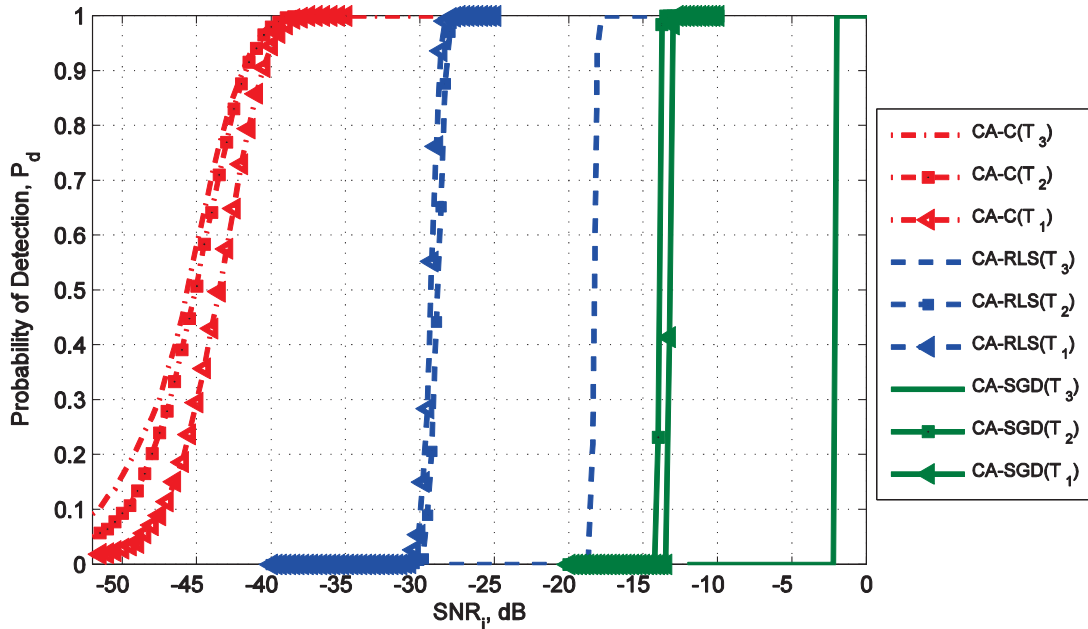
به منظور آشکارسازی اهداف در کانال مراقبت از آشکارساز دو بعدی CA^۱ استفاده نموده‌ایم. با توجه به مشخصات سیگنال FM ما برای پیاده‌سازی آشکارساز CA از ۴ سلول برد و ۳ سلول دایر به عنوان سلول‌های محافظ در دو طرف سلول تحت تست^۲ استفاده نموده‌ایم. به عبارتی برای آشکارسازی بر اساس روش CA تعداد L_x سلول در جهت برد و تعداد L_y سلول در جهت دایر برای تخمین واریانس نویز سلول تحت تست در نظر گرفته شده است. ولی کلی $L_x L_y$ سلول برای تخمین واریانس نویز استفاده نمی‌شود. در واقع برای جلوگیری از افت آشکارسازی یک هدف توسط خودش، در اطراف سلول تحت تست یکسری سلول تحت عنوان سلول‌های محافظ در نظر گرفته می‌شود که از این سلول‌ها برای تخمین استفاده نمی‌شوند به‌طور مثال در شکل ۸ در طرفین سلول تحت تست G_x سلول در جهت برد و G_y

^۱ Cell- Averaging

^۲ Cell Under Test

این شبیه‌سازی فرض شده است در کانال مراقبت نیز کلاتر دریافت می‌گردد و توسط روش ارائه شده در [۷] به حذف آن‌ها پرداخته می‌شود.

کانال مرجع توسط دو الگوریتم ST-CMA-SGD و ST-CMA-RLS تمیز می‌گردد، پرداخته شده است (در این شبیه‌سازی از سناریوی ۴ برای تولید سیگنال‌ها در کانال مرجع استفاده شده است). در



شکل ۹. منحنی احتمال آشکارسازی بر حسب سیگنال به نویز اهداف ارائه شده در جدول ۲ وقتی که (۱) سیگنال کانال مرجع کاملاً تمیز بوده (C) و (۲) برای پاکسازی سیگنال کانال مرجع از دو الگوریتم ST-CMA-SGD و ST-CMA-RLS استفاده می‌شود.

با توجه به این که در این شبیه‌سازی‌ها پهنا باند سیگنال FM مورد استفاده برابر با $B = 192\text{kHz}$ و زمان انتگرال‌گیری برابر با $T = 1$ می‌باشد، بنابراین در حالتی که سیگنال کانال مرجع عاری از هر نوع سیگنال تداخلی باشد، بهره فیلتر منطبق برابر با 52.83dB می‌باشد. تغییرات تیز منحنی‌های ارائه شده در شکل (۹) نشان می‌دهد که بهره فیلتر منطبق قابل دستیابی نمی‌باشد. علاوه بر این وجود پیک‌های اضافی ناشی از باقیمانده سیگنال‌های تداخلی در کانال مرجع در خروجی تابع ابهام نیز تلفاتی در آشکارسازی بر پایه CA را به همراه خواهد داشت که همه این مسائل در قالب تلفات آشکارسازی در جدول (۳) آورده شده است. توجه شود برای به دست آوردن تلفات فوق شبیه‌سازی‌های متعددی انجام گرفته است که بر اساس آن‌ها موقعیت اهداف در جدول (۳) انتخاب شده است. نتایج جدول (۳) به خوبی عملکرد بهتر روش پیشنهادی ST-CMA-RLS را به نسبت روش ST-CMA-SGD را نشان می‌دهد. ولی تلفات آشکارسازی در جدول (۳) بیانگر این موضوع است که لازم است به فکر یک روش مناسب‌تر برای حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مرجع بود. اما نکته قابل توجه در این مقاله، پارامتری نمودن تلفات فوق تحت عنوان افت آشکارسازی ناشی از عدم در اختیار داشتن نسخه مناسبی از سیگنال ارسالی می‌باشد که برای

جدول ۲. مشخصات اهداف در سناریو آشکارسازی در کانال مراقبت

Targets	#1	#2	#3
Range, km	12	15	123
Doppler, Hz	-10	137	-65
SNR _i , dB	-30	-30	-30

همان‌طور که انتظار می‌رفت، افت عملکرد نسبتاً زیادی بعد از تمیزسازی کانال مرجع توسط دو الگوریتم ST-CMA-SGD و ST-CMA-RLS مشاهده می‌شود. همان‌طور که این نتایج نشان می‌دهند این افت عملکرد در الگوریتم ST-CMA-SGD به مراتب شدیدتر از روش پاک‌سازی پیشنهادی ST-CMA-RLS در کانال مرجع می‌باشد. به‌طور مثال افت عملکرد در آشکارسازی اهداف ۱، ۲ و ۳ در دو روش ST-CMA-SGD و ST-CMA-RLS به‌ازای $P_d = 0.9$ در جدول (۳) آمده است.

جدول ۳. افت عملکرد در آشکارسازی اهداف ۱، ۲ و ۳ در دو روش ST-CMA-SGD و ST-CMA-RLS به‌ازای $P_d = 0.9$

Targets	Detection Loss, dB		
	#1	#2	#3
ST-CMA-SGD	27.4	27.7	39.4
ST-CMA-RLS	11.8	13.3	23.2

- [2] A. Zaimbashi, "Target Detection in Passive Radars Based on Commercial FM Radio Signals," Ph.D. thesis, Shiraz University, Iran, 2013.
- [3] A. Zaimbashi, M. Derakhtian, and A. Sheikhi, "GLRT-Based CFAR Detection in Passive Bistatic Radar," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 49, pp. 134-159, January 2013.
- [4] A. Zaimbashi, M. Derakhtian, and A. Sheikhi, "Invariant Target Detection in Multiband FM-Based Passive Bistatic Radar," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 50, pp. 720-736, January 2014.
- [5] A. Zaimbashi, A. Sheikhi, and M. Derakhtian, "Evaluation of Detection Performance of Passive Bistatic Radar Detectors based on Commercial FM Radio Signals," Journal of "Radar", vol. 1, pp. 23-34, 2014.
- [6] K. S. Kulpa and Z. Czekala, "Masking effect and its removal in PCL radar," IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, vol. 152, pp. 174-178, June 2005.
- [7] F. Colone, D. W. O'Hagan, P. Lombardo, and C. J. Baker, "A multistage Processing Algorithm for Disturbance Removal and Target Detection in Passive Bistatic Radar," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 45, pp. 698-722, April 2009.
- [8] D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," IEEE Trans. Commun. COM-28, pp. 1867-1875, November 1980.
- [9] Y. Chen, T. LE-Ngoc, B. Champagne, and C. Xu, "Recursive least squares constant modulus algorithm for blind adaptive array," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 52, no. 5, pp. 1452-1456, 2004.
- [10] V. I. Djigan, "On conditions of equivalence for different recursive least squares adaptive filtering algorithms," Telecommunications, no. 6, pp. 6-11, 2006.
- [11] S. S. Haykin, "Adaptive filter theory," Pearson Education India, 2007.
- [12] J. B. Billingsley, "Low-Angle Land Clutter Measurements and Empirical Models," William Andrew Publishing, 2002.

اولین بار در این مقاله به دست آمده‌اند. بنابراین یک طراح رادار پسیو می‌تواند نتایج این مقاله را در طراحی سیستمی خود به کار گیرد و انتظار بیش حد از سیستم راداری فوق بدون تمیزسازی کانال مرجع نداشته. به طور مثال در نظر گرفتن تلفات فوق به میزان حداقل ۱۰ dB در طراحی یک رادار پسیو مبتنی بر سیگنال‌های رادیو FM مطلب عجیب و غریبی نیست.

۵. نتیجه گیری

در این مقاله در ابتدای کار به اهمیت پاک‌سازی کانال مرجع از سیگنال‌های مزاحم چندمسیره پرداخته شد. نتایج شبیه‌سازی بیانگر این مطلب بود که حضور سیگنال‌های مزاحم در کانال مرجع باعث کاهش کارایی شدید الگوریتم‌های حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت و در نتیجه کاهش آشکارسازی اهداف در این کانال می‌گردد.

بعد از روشن نمودن اهمیت بحث پاک‌سازی کانال مرجع، به معرفی یک الگوریتم کور برای پاک‌سازی سیگنال کانال مرجع تحت عنوان ST-CMA-SGD پرداخته شد. با توجه به سرعت همگرایی پایین روش ST-CMA-SGD و وضعیت ناپایدار آن به معرفی یک الگوریتم جدید تحت عنوان ST-CMA-RLS پرداخته شد. نتایج شبیه‌سازی بیانگر عملکرد مناسب روش پیشنهادی نه تنها در میزان حذف سیگنال‌های تداخلی در کانال مراقبت بلکه در کاهش افت آشکارسازی می‌باشد. این بهبود قابل توجه در عملکرد روش پیشنهادی ST-CMA-RLS به نسبت روش ST-CMA-SGD را می‌توان توجیه مناسبی برای به کار گرفتن الگوریتم پیشنهادی علیرغم حجم محاسباتی بالاتر آن به نسبت روش ST-CMA-SGD دانست.

در حالت کلی در این مقاله سعی شد با یک نگاه عمیق به مسئله آشکارسازی در کانال مراقبت در حضور سیگنال‌های تداخلی در کانال مرجع پرداخته شود و در انتها با توجه به نیازمندیهای یک طراح سیستم رادار به یک مقدار افت آشکارسازی ناشی از عدم در اختیار داشتن سیگنال ارسالی رسیدیم. امروزه گرچه تلفات فوق در عرصه کاری رادار پسیو قابل قبول می‌باشد، ولی جای آن دارد که مسئله با تکیه بر اصول تئوری آشکارسازی نیز حل گردد که بی شک موضوع تحقیقات آینده خواهد بود.

۶. مراجع

- [1] F. Colone, R. Cardinali, P. Lombardo, O. Crognale, A. Cosmi, A. Lauri, and T. Bucciarelli, "Space-time constant modulus algorithm for multipath removal on the reference signal exploited by passive bistatic radar," IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, vol. 3, pp. 253-264, June 2009.

Target Detection in FM-Based Passive Radars in the Presence of Interference Signals in Reference Channel

A. Zaimbashi*

Shahid Bahonar University of Kerman, Kerman, Iran

(Received: 29/04/2014, Accepted: 15/12/2015)

Abstract

In this paper, we examine target detection in FM-based passive bistatic radars (FBPBRs) in the presence of interference signals received in the reference channel of these systems. To do so, we propose a new signal conditioning algorithm to remove interference signals from the reference channel. Simulation results show that the proposed signal conditioning algorithm outperform the one presented in [1]. In addition to this, we evaluate the detection performance of cell averaging (CA) detector in the surveillance channel of an FBPBR in the presence of interference signals with exponential power spectral density. In this case, simulation results show that the proposed detection algorithm provides at least 11dB improvement when compared with its counterpart.

Keywords

Passive radar, FM radio, surveillance channel, reference channel, interference signal, target detection

* Corresponding author E-mail: a.zaimbashi@uk.ac.ir