

یک الگوریتم یکپارچه برای آشکارسازی بهینه اهداف ضعیف راداری پنهان شده در گلبرگ‌های جانبی یک هدف بزرگ

رضا کیوان شکوه^{۱*}، مجید اخوت^۲

۱- دانشجوی دکتری، ۲- دانشیار، دانشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات، دانشگاه جامع امام حسین (ع)

(دریافت: ۱۳۹۶/۱۰/۲۰، پذیرش: ۱۳۹۷/۰۳/۰۶)

چکیده

هدف ضعیف در رادار به اهدافی گفته می‌شود که به صورت عادی سطح مقطع راداری کمی داشته باشد و یا این‌که به صورت عمدی میزان سیگنال برگشتی از این اهداف کاهش یافته باشد. برای آشکارسازی یک هدف ضعیف، الگوریتم‌های مختلفی وجود دارد. اما در شرایطی که این هدف در مجاورت یک هدف بزرگ باشد، لوب‌های جانبی خروجی فیلتر منطبق ناشی از هدف بزرگ، هدف ضعیف را می‌پوشاند و یا پنهان می‌سازد. فیلتر فشرده‌سازی پالس وقتی که از تخمین گر RMMSE بهره می‌برد، توانایی آشکارسازی هدف ضعیف پوشیده شده را دارد. اما حداقل سه عامل محدودکننده (بار محاسباتی، مقاومت در برابر دوپلر و گرفتگی پالس) برای پیاده‌سازی و کاربردهای عملی RMMSE وجود دارد. در این مقاله الگوریتمی بهینه و یکپارچه مبتنی بر پس‌پردازش وقتی، برای آشکارسازی اهداف و غلبه بر چالش‌های RMMSE در سامانه‌های پدافندی الکترونیکی پیشنهاد می‌گردد. مقایسه کیفی عملکرد الگوریتم پیشنهادی FFL-APCR به‌ازاء SNRها و سرعت‌های مختلف اهداف با دیگر الگوریتم‌ها، نشان می‌دهد که الگوریتم FFL-APCR برای پیاده‌سازی در سامانه‌های زمان واقعی مناسب است. الگوریتم FFL-APCR می‌تواند اهداف ضعیف با سرعت‌های زیاد و دچار گرفتگی پالس را با بار محاسباتی کمتر آشکار نماید.

واژه‌های کلیدی: فیلتر منطبق، فشرده‌سازی پالس وقتی، گرفتگی پالس، پس‌پردازش وقتی، حداقل مجذور مربعات خطا تکراری

۱- مقدمه

همدوس از فشرده‌ساز پالس گذشته فازی استفاده می‌کند. فیلتر منطبق یک فیلتر بهینه خطی باند پایه است که پاسخ ضربه آن به‌ازای سیگنالی خاص، میزان SNR خروجی فیلتر را در واحد زمان و در نویز سفید گوسی حداکثر می‌نماید. خروجی فیلتر منطبق تنها به انرژی سیگنال وابسته است. سیگنال راداری بازگشتی از هدف نقطه‌ای در واقع نسخه تأخیر یافته زمانی یا جابه‌جایی دوپلر یافته سیگنال ارسالی است. در روش متعارف، فیلتر منطبق بین سیگنال دریافتی و نسخه‌ای از کد ارسالی همبستگی متقابل می‌گیرد. جابه‌جایی دوپلر در واقع جابه‌جایی فاز پیوسته‌ای را روی سیگنال دریافتی اعمال می‌نماید که باعث عدم تطبیق بین سیگنال ارسالی و دریافتی در فیلتر منطبق و در نتیجه افزایش سطح لوب‌های جانبی در خروجی فیلتر می‌گردد و تلفاتی را به سیستم تحمیل می‌نماید. تغییرات سرعت هدف باعث متغیر شدن فرکانس دوپلر می‌گردد. پس فرکانس دوپلر متغیر و وجود سیگنال لحظه‌ای به خاطر دیده شدن هدف در زمانی که بیم اصلی آنتن از روی آن عبور می‌کند، ماهیتی غیرایستا خواهد داشت [۲]. معمولاً رادارهای پالس داپلر یک دنباله‌ای از پالس‌ها را ارسال می‌کند و به صورت همدوس از سیگنال‌های بازگشتی

سامانه‌های راداری برای آشکارسازی هدف، منابع محدودی از جمله انرژی، قدرت پردازش، فضای در دسترس و پهنای باند را در اختیار دارند. بنابراین، منطقی است به‌خاطر محدودیت‌های ذکر شده، سامانه‌های راداری به‌گونه‌ای طراحی شوند تا بهترین کارایی و عملکرد را داشته باشند. به همین جهت برای افزایش برد رادار و محدودیت عملی افزایش توان، شکل موج ارسالی به صورت یک پالس بلند مدوله‌شده در فاز یا فرکانس از فرستنده ارسال می‌شود. برای این‌که در گیرنده تفکیک‌پذیری بالا مکانی و یا حداقل حفظ تفکیک‌پذیری به‌دست آید، تعدادی زیرپالس در غالب پالسی بلند ارسال می‌شود که عرض زیرپالس‌های مدوله‌شده متناسب با عکس پهنای باند می‌باشد. در گیرنده یک فیلتر منطبق به کمک شکل موج ارسالی، موقعیت مکانی هدف را با تفکیک‌پذیری بالا از سیگنال دریافتی آغشته به نویز استخراج می‌کند. در اصطلاح راداری این فرآیند را به نام فشرده‌سازی پالس می‌شناسند [۱]. در اینجا فرض شده رادار پالس داپلر و

*ایانامه نویسنده پاسخگو: rkayvanshokooh@ihu.ac.ir

دچار افت می‌شود و حل مسئله پوشیدگی اهداف کوچک با کاهش SNR هدف سخت‌تر می‌شود. به همین جهت بایستی الگوریتمی پیشنهاد شود که توانایی کاهش لوب‌های جانبی را تا سطح نویز داشته باشد. فیلترهای نامنطبق که اغلب مبتنی بر تخمین LS^4 هستند در برخی مقالات پیشنهاد شده‌اند [۴]. روش LS برای کاهش سطح لوب‌های جانبی با ناهمبسته فرض کردن سلول‌های برد مجاور تا حدودی توانسته مسئله پوشیدگی را حل نماید. در مرجع [۵] نشان داده شده است که روش LS با معیار MSE^5 در حضور نویز جمع شونده سفید بهینه است. اما برای تخمین دقیق با روش LS نیاز است که هیچ پراکنده‌سازی در نزدیکی لبه‌های بیرونی پنجره پردازشگر وجود نداشته باشد زیرا وجود این پراکنده‌سازها می‌تواند موجب تخمین اشتباه گردد. علت تخمین اشتباه در این وضعیت آن است که پراکنده‌سازهای نزدیک لبه‌های پنجره پردازشی در محاسبات منظور نخواهند شد و اثرات مخربی بر خروجی فیلتر خواهند گذارد. به علاوه فیلترهای نامنطبق (همانند فیلترهای منطبق) یقینی^۶ هستند، پس قادر نیستند به درستی سطح لوب‌های جانبی برد را تا حد نویز در پروفایل برد نامعین کاهش دهند. از آنجائی که فیلترهای نامنطبق LS نسبت به فیلترهای منطبق حساسیت بیشتری به اثرات دوپلر زیاد دارند، آنها را به عنوان الگوریتم‌های غیرمقاوم^۷ [۵] نسبت به تغییرات مدل سیگنال فرض شده می‌شناسند. اما روش دیگری هم در [۶] با بهره‌گیری از فیلترهای نامنطبق پیشنهاد شده که غیرتخمینی است. در این روش طول فیلتر P به شکلی تعریف می‌شود (مثلاً ۳ برابر طول کد $P=3N$) که بتواند وزنه‌های خاصی را با تلفات SNR قابل قبول برای کاهش سطح لوب‌های جانبی اعمال نماید.

اخیراً یک روش وفقی براساس پیاده‌سازی بازگشتی با تخمین‌گر $MMSE^8$ که به عنوان فشرده‌سازی پالس وفقی (APC^9) شهرت یافته [۴]، توانسته است تقریباً کل لوب‌های جانبی برد را با تخمین قوی از پروفایل برد تا سطح نویز کاهش دهد. علت استفاده از الگوریتم $RMMSE^{10}$ این است که الگوریتم مذکور امکان تطبیق برد تنها با یک تک پالس از داده را هم دارد و می‌تواند به‌طور مؤثر لوب‌های جانبی برد را تا سطح نویز پایین بیاورد و طبیعت حقیقی^{۱۱} تابع پراکنده‌ساز را آشکارسازی نماید. این کار با استفاده از ماتریس کوواریانس تشکیل شده و پردازشگر

انتگرال می‌گیرد تا SNR هدف را بیشینه نماید و در نتیجه هدف را آشکار می‌سازد. ولی ما در شبیه‌سازی‌ها فرض می‌کنیم که سرعت هدف در هر CPI^1 ثابت (ایستا) باشد تا تمام نمونه‌های یک CPI بتوانند در یک رنج بین جمع شوند. از طرف دیگر فیلتر منطبق استاندارد در رادارهای فشرده‌سازی پالس، در اطراف هدفی با نسبت سیگنال به نویز زیاد، لوب‌های جانبی برد بزرگی تولید می‌کند که می‌تواند اهداف ضعیف یا کوچک مجاور خود را پنهان نماید.

مسئله آشکارسازی و جداسازی پراکنده‌سازهای ضعیف در حضور پراکنده‌سازهای قوی، مشکل اصلی پردازش سیگنال در رادارهای متعارف است که به خاطر لوب‌های جانبی برگشتی از پراکنده‌سازهای قوی و متحرک به وجود می‌آید. منظور از اهداف ضعیف که در پروفایل برد قرار می‌گیرند، اهدافی هستند که رادار بتواند با استفاده از فیلتر منطبق در گیرنده آنها را به تنهایی آشکار نماید. اما در صورتی که در مجاورت یک هدف قوی قرار می‌گیرند، پوشیده می‌شوند. حضور هدف ضعیف در پروفایل برد می‌تواند به دو شکل عمدی (با استفاده از روش‌های استیلث) و یا غیرعمدی (سطح مقطع راداری کم) باشد.

پردازشگر رادارهای پالس داپلر متعارف با استفاده از طیف داپلر می‌تواند اهداف سریع را از اهداف کند و کلاتر ایستا تفکیک نماید. این پردازش برای سرعت‌هایی که در رنج دوپلر بدون ابهام رادار قرار داشته باشند، قابل استفاده است.

$$f_{d_{max}} = \frac{\pm PRF}{2} \rightarrow \frac{-PRF}{2} < f_{d_{max}} \leq \frac{PRF}{2} \quad (1)$$

$$v_{max} = \pm f_{d_{max}} \cdot \frac{\lambda}{2} \rightarrow \frac{-PRF \cdot \lambda}{4} < v_{max} \leq \frac{PRF \cdot \lambda}{4}$$

که در آن، $f_{d_{max}}$ فرکانس دوپلر بدون ابهام، v_{max} سرعت هدف بدون ابهام و PRF هم فرکانس تکرار پالس است [۳].

راه حل کلاسیک حل مشکل آشکارسازی اهداف در سرعت‌های بالا، استفاده از $HPRF^2$ و یا PRF غیریکنواخت است. البته روش‌های دیگری هم در مقالات متعدد پیشنهاد شده است، اما از آنجائی که در این مقاله روش پس‌پردازش^۳ برای پیاده‌سازی الگوریتم پیشنهاد شده است، رادار بایستی بتواند با کمترین تغییرات (سخت‌افزاری و نرم‌افزاری) اهداف را آشکار نماید. پس فرض می‌کنیم رادار از روش معمول $HPRF$ بهره می‌برد.

هنگام مواجهه رادار با سیگنال‌های بازگشتی از اهداف بزرگ و دارای شیفت فازی دوپلر قابل توجه به دلیل حرکت آنها نسبت به رادار، عمل کرد فیلتر منطبق به دلیل عدم انطباق ایجاد شده

4- Least Square
5- Mean-Square Error
6- Deterministic
7- Nonrobust
8- Minimum Mean Square Error
9- Adaptive Pulse Compression
10- Reiterative Minimum Mean Square Error
11- Ground Truth

1- Coherent Processing Interval
2- High Pulse Repetition Frequency
3- Post-processing

پیشنهاد شده است. در مقاله مذکور، روش تقریب‌های کاهش بُعد (مرتبه ماتریس) که با عنوان روش فشرده‌سازی پالس وقتی سریع (FAPC^۲) آنرا می‌شناسند، ثابت می‌کند که عملکرد رادار با توجه به کاهش بُعد ماتریس و هزینه محاسباتی، نزدیک به عملکرد پردازشگر وقتی تمام بُعد هست. پس از سال ۲۰۱۰ و طی سال‌های اخیر هم بحث کاهش هزینه محاسباتی APC با الگوریتم RMMSE یکی از اساسی‌ترین موضوعات پردازش سیگنال راداری و موردعلاقه و حمایت مراکز علمی و نظامی بوده است. به‌عنوان مثال روش‌های FAMPC^۳ و AMPC^۴ به‌ترتیب در مراجع [۸-۹] براساس روش FAPC برای کاهش حجم محاسبات پیشنهاد شدند، اما نکته قابل توجه کاهش عملکرد تخمین برد- دوپلر آنها است. در مرجع [۱۰] الگوریتم MAMPC^۵ برای دستیابی مطلوب به تخمین برد- دوپلر و همچنین کاهش حجم محاسبات و رفع نواقص روش‌های قبلی پیشنهاد شده است. موضوع کاهش حجم محاسبات در سامانه‌های خطی با استفاده از الگوریتم کاهش گرادیانی^۶ در مرجع [۱۱] بررسی شده است. الگوریتم کاهش گرادیانی یک روش تکرارپذیر برای تعیین حداقل و حداکثر تابع است که در مقاله مذکور از آن برای کاهش حجم محاسبات معکوس ماتریس کوواریانس در الگوریتم APC استفاده شده است. این روش بر روی شکل موج FM خصوصاً در شرایطی که حاصل ضرب زمان- پهنای باند آن خیلی زیاد است، تحلیل و بررسی شده است. نتایج نشان می‌دهد که محاسبه معکوس ماتریس کوواریانس با این روش نسبت به وضعیت تمام بُعد، حجم کمتر و همگرایی بهتری دارد. روش متفاوتی در مرجع [۱۲] به نام MF-RMMSE^۷ که مبتنی بر خروجی فیلتر منطبق است، برای استفاده از الگوریتم MMSE پیشنهاد شده است. در روش MF-RMMSE از پنجره‌های پردازشی کوچک‌تر نسبت به RMMSE استفاده شده اما عملکرد الگوریتم در میزان کاهش لوب‌های جانبی با توجه به حجم محاسباتی کمتر، مناسب است. در مرجع [۱۳] الگوریتم RMMSE-CMT^۸ برای کاهش حجم محاسبات و RMMSE مقاوم در برابر دوپلر ارائه شده است. این روش عملکرد رادار را در مقایسه با الگوریتم‌های DC-APC^۹ [۱۴] و FAPC بهبود می‌بخشد. الگوریتم RMMSE-CMT نیازی به تخمین دوپلر و تصحیح تخریب با استفاده از یک ماتریس از قبل مشخص شده ندارد.

تکرار پذیر انجام می‌شود. الگوریتم RMMSE بدون پیش فرض شکل موج، با تحلیل داده به صورت برون خط یک پاسخ لوب اصلی باریک پیشنهاد می‌دهد [۴].

اما الگوریتم RMMSE با دو محدودیت معمول در کاربردهای عملی و یک مشکل خاص به نام گرفتگی پالس مواجه است. عامل اول حجم محاسباتی است که از سال ۲۰۱۰ با اثبات قابلیت‌های این الگوریتم، به چالش جدیدی در حوزه پردازش سیگنال وقتی تبدیل شده است. حجم محاسباتی به تعداد ضرب کننده‌های مختلط مورد نیاز برای پیاده‌سازی در کارت‌های پردازشی سخت‌افزاری اطلاق می‌شود. در الگوریتم RMMSE مجموعه‌ای از وزن‌های وقتی برای هر سلول برد تحت آزمون تولید می‌شود که در ادامه نیاز است معکوس ماتریس کوواریانس سیگنال برای هر مجموعه از وزن‌ها محاسبه شود. با این موضوع در بخش مدل سیگنال آشنا خواهیم شد. عامل دوم محدودیت به‌کارگیری عملی الگوریتم RMMSE، حساسیت آن به عدم تطبیق‌های ایجاد شده مانند عدم تطبیق دوپلر است. در برخی کاربردهای عملی، الگوریتم RMMSE با برخی تخریب‌های دوپلر ناشی از حرکت هدف و یا حرکت سکوی جبران نشده (با به‌صورت دقیق جبران نشده) دچار مشکل می‌شود. در نتیجه برای تحقق و تکمیل مزایای پردازشگر با RMMSE به روش‌های مقاوم در برابر دوپلر نیاز است تا بتواند تنزل عملکرد تخمین‌گر RMMSE در مواجهه با جابه‌جایی‌های فازی را جبران نماید. به علاوه، این روش‌ها بایستی از نظر حجم محاسباتی به شکلی باشند که قابلیت کار در سیستم‌های بلادرنگ را داشته باشند. اما عامل سوم که احتمال رخداد آن در رادارهای HPRF بیشتر است، گرفتگی پالس می‌باشد. از سال ۲۰۱۰ مقالات متعددی در خصوص بهینه‌سازی الگوریتم RMMSE و رفع مشکلات مذکور به چاپ رسیده که هر کدام تنها توانسته‌اند تنها یکی و یا حداکثر دو مشکل ذکر شده را به‌طور همزمان رفع نمایند. در این مقاله الگوریتمی یکپارچه ارائه می‌گردد که قادر است مشکلات حل نشده جدیدترین الگوریتم‌ها در این زمینه را حل نماید.

هزینه محاسباتی نسبتاً زیاد پردازش برد وقتی تمام بُعد^۱ ممکن است پیاده‌سازی عملی در برخی سامانه‌های بلادرنگ فعلی را با محدودیت مواجه سازد، لذا روش‌های کاهش حجم محاسبات اهمیت به‌سزایی در روش APC پیدا کرده‌اند. به‌دلیل اهمیت بلادرنگ بودن در پردازش سیگنال‌های راداری، مقالات متعددی در این زمینه به چاپ رسیده است. یکی از بهترین مقالات در این زمینه مرجع [۷] است که در آن دو تکنیک کاهش بُعد محاسباتی فشرده‌سازی پالس وقتی به‌منظور عملکرد بهینه

2- Fast Adaptive Pulse Compression
3- Fast Adaptive Multi-Pulse Compression
4- Adaptive Multi-Pulse Compression
5- Modified Adaptive Multi-Pulse Compression
6- Gradient Descent
7- Matched Filter-RMMSE
8- RMMSE-Covariance Matrix Tapers
9- Doppler Compensation-APC

1- Full-Dimension

گیرنده رادار با شاخص تأخیر ℓ به صورت هم‌پیش گسسته شکل موج ارسالی در پروفایل برد به همراه نویز اضافه شونده است که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$y(\ell) = \tilde{x}^T(\ell)s + v(\ell) \quad (2)$$

که در این رابطه، $\tilde{x}(\ell) = [x(\ell) \ x(\ell-1) \dots \ x(\ell-(N-1))]^T$ بخشی از (N نمونه پیوسته) از پاسخ ضربه پروفایل برد است که در شکل موج s با تأخیر ℓ هم‌پیش شده است. شکل موج ارسالی به طول N و $v(\ell)$ نویز سفید است.

مدل سیگنال دریافتی در فیلتر منطبق استاندارد می‌تواند در حوزه گسسته به صورت زیر بیان گردد:

$$\hat{x}_{MF}(\ell) = s^H \tilde{v}(\ell) \quad (3)$$

که در آن، $\hat{x}_{MF}(\ell)$ تخمین فیلتر منطبق از نمونه تأخیر یافته ℓ مربوط به بخشی از پاسخ ضربه پروفایل برد در طول پنجره پردازش L به‌ازاء $\ell = 0, \dots, L-1$ بردار $s = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{N-1}]^T$ نسخه نمونه‌برداری شده از شکل موج ارسالی به طول N و $\tilde{v}(\ell) = [v(\ell) \ v(\ell+1) \dots \ v(\ell+(N-1))]^T$ نمونه پیوسته از سیگنال مختلط دریافتی است. برای محاسبه تخمین فیلتر منطبق نرمالیزه با استفاده از روابط (۲) و (۳) می‌توان نوشت:

$$\hat{x}_{MF}(\ell) = s^H A^T(\ell)s + s^H \tilde{v}(\ell) \quad (4)$$

که، $\tilde{v}(\ell) = [v(\ell) \ v(\ell+1) \dots \ v(\ell+(N-1))]^T$ نویز سفید جمع شونده است و $A(\ell)$ هم مجموعه‌ای از N نمونه (با طول N) جابه‌جایی یافته از پاسخ ضربه‌ها است.

$$A(\ell) = \begin{bmatrix} x(\ell) & x(\ell-1) & \dots & x(\ell-N+1) \\ x(\ell) & x(\ell+1) & \dots & x(\ell+N-1) \\ x(\ell-1) & x(\ell) & \dots & x(\ell+N-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(\ell-N+1) & \dots & x(\ell-1) & x(\ell) \end{bmatrix} \quad (5)$$

هرگاه هر یک از عناصر غیراصولی قطر ماتریس $A(\ell)$ بزرگ‌تر از $x(\ell)$ باشد، فیلتر منطبق مقدار واقعی $x(\ell)$ را صرف‌نظر از SNR، پنهان می‌سازد. به عبارت دیگر فیلتر منطبق نسبت به حضور اهداف بزرگ (اهداف با SNRهای زیاد) در پروفایل برد حساسیت زیادی دارد و ضعیف عمل می‌کند.

۲-۲-۲- مدل اصلی سیگنال APC

الگوریتم APC از مدل سیگنالی مشابه به فیلتر منطبق استاندارد استفاده می‌کند. مدل سیگنال APC برای مجموعه‌ای شامل N نمونه از سیگنال دریافتی را با استفاده از روابط (۳) و (۴) می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

با مرور مقالات به این نتیجه می‌رسیم که هیچ یک از مقالات به بررسی همزمان موضوع کاهش حجم محاسبات، مقاومت در برابر دوپلر و گرفتگی پالس نپرداخته‌اند. در این مقاله الگوریتم پیشنهادی FFL-APCR با در نظر گرفتن این چالش‌ها، اهداف ضعیف پنهان شده در پروفایل برد را آشکار می‌نماید. در شبیه‌سازی‌ها برای ارزیابی عملکرد FFL-APCR مقایسه‌ای با الگوریتم‌های قبلی مرتبط به عمل می‌آید. در ادامه مدل سیگنال برای روشهای فیلتر منطبق استاندارد و APC به همراه مدل سیگنال در پس‌پردازش وقتی ارائه می‌گردد. در بخش سوم پیاده‌سازی پس‌پردازش وقتی برای بهینه‌سازی الگوریتم RMMSE به منظور ترمیم سیگنال و مدل سیگنال الگوریتم FFL-APCR بیان می‌شود. در بخش چهارم سناریوهای مختلفی برای ارزیابی الگوریتم‌های فوق‌الذکر و شبیه‌سازی‌ها تعریف و پیاده‌سازی می‌شود. لازم‌به‌ذکر است حتی‌المقدور سعی می‌شود از نمادها و شکل‌موج‌های به‌کارگیری شده مشترک در مقالات مرجع استفاده شود تا بتوان مقایسه بهتری داشت. در بخش پایانی ضمن تحلیل و بررسی نتایج شبیه‌سازی‌ها، نتیجه‌گیری نهایی ارائه می‌گردد.

۲- مدل سیگنال

با فرض این‌که پروفایل برد شامل اهداف نقطه‌ای گسسته و مستقل با مدل سورلینگ-۱ باشد، مشاهدات پروفایل بردی به طول L و در یک جهت خاص، از M پالس منتشر شده درون یک محیط به‌دست می‌آید. شکل موج ارسالی گسسته با نماد s و با طول N به سمت اهداف ارسال می‌شود، که در اینجا پالس ارسالی از نوع کد شده فازی در نظر گرفته می‌شود. فیلتر منطبق تعریف شده در مرجع [۱] برای بیشینه کردن SNR دریافتی از یک‌پراکنده ساز نقطه‌ای در حضور نویز سفید گوسی جمع شونده ($AWGN^1$)، سیگنال بازگشتی را در نسخه مزدوج زمانی شکل موج ارسالی هم‌پیش^۲ می‌نماید. در محیط واقعی معمولاً اهداف مورد نظر متحرک هستند که به صورت اهداف نقطه‌ای در نویز $AWGN$ مدل‌سازی می‌شوند.

۲-۱-۲- مدل سیگنال در پس‌پردازش وقتی

به منظور اجرای الگوریتم APC با کمترین تغییرات در رادار، از روش پس‌پردازش وقتی می‌توان بهره برد. الگوریتم FFL-APCR با استفاده از روش پس‌پردازش وقتی روی خروجی فیلتر منطبق و با فرض تابع خودهم‌بستگی شکل‌موج به عنوان مدل سیگنال دریافتی، قابل اجرا است. مدل سیگنال دریافتی گسسته در

1- Additive White Gaussian Noise
2- Convolution

$$C(\ell) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho(\ell+n) s_n s_n^H \quad (10)$$

که در رابطه فوق، s_n نسخه جابه‌جایی یافته- تأخیری شکل موج s است. بقیه نمونه‌های عناصر شکل موج s که به اندازه n نمونه جابه‌جا شده‌اند، با صفر پر می‌شوند.

$$s_n = [s_{|n|} \dots s_{N-1} \mathbf{0}_{|x||n|}]^T \text{ for } n \leq 0 \quad (11)$$

$$s_n = [\mathbf{0}_{|x||n|} s_0 \dots s_{N-1-n}]^T \text{ for } n > 0$$

به‌عنوان مثال $s_{-2} = [s_2, \dots, s_{N-1}, 0, 0]^T$ و $s_2 = [0, 0, s_0, \dots, s_{N-3}]^T$ از رابطه (۱۰) می‌توان دریافت که $C(\ell)$ یک ماتریس مثبت نیمه‌معین است زیرا شامل $2N-1$ ماتریس مثبت نیمه‌معین با مرتبه یک است. بنابراین، هنگامی که R هم ماتریس مثبت معین باشد، $C(\ell) + R$ هم مثبت معین و در نتیجه معکوس پذیر خواهد شد. اما همان‌طور که می‌دانیم، گام‌ها بایستی طوری برداشته شوند تا $C(\ell)$ خراب نشود و بر نتایج تخمین متناوب تأثیر نامناسب نگذارد. در این شرایط فیلتر MMSE برای یک ضریب پاسخ ضربه معلوم، تابعی از توان‌های سلول‌های برد مجاورش است که در عمل قابل دستیابی نیستند. لذا به‌خاطر نداشتن اطلاعات پیشین و با توجه به فرض اولیه (قابل صرف‌نظر بودن نویز و مساوی باهم قرار دادن تمامی تخمین‌های پاسخ ضربه اولیه)، مقداردهی اولیه فیلتر MMSE به صورت زیر خواهد بود:

$$\hat{w} \equiv \left(\sum_{n=-N+1}^{N-1} s_n s_n^H \right)^{-1} s \quad (12)$$

که در آن، \hat{w} نسبت به تأخیر ℓ ثابت است. به همین دلیل مرحله مقداردهی اولیه فیلتر MMSE به‌صورت برون خط قابل محاسبه است. لذا می‌توان آن را به همان روش فیلتر منطبق متعارف پیاده‌سازی نمود. به‌خاطر فقدان هرگونه دانش پیشین از آمارهای داده، در مرحله مقداردهی اولیه وزن‌های یکسانی را در بردارهای فرمان فرض می‌کنیم و از نویز در مدل سیگنال مقداردهی اولیه صرف‌نظر می‌گردد. در اولین مرحله تکرار الگوریتم RMMSE از تخمین‌های به‌دست‌آمده در مرحله مقداردهی اولیه برای به‌روزرسانی ماتریس کوواریانس سیگنال استفاده می‌شود. مرحله مقداردهی اولیه فیلتر MMSE با شکل موج ارسالی همبستگی متقابل نرمالیزه‌ای دارد که کاملاً شبیه به خودهمبستگی فیلتر منطبق نرمالیزه شده است. خودهمبستگی فیلتر منطبق نرمالیزه شده برای شکل موج P_3 تعریف شده در رابطه (۱۳)، با طول $N=30$ در شکل (۱) نشان داده شده است.

$$s(n) = \exp\left(\frac{j\pi n^2}{N}\right) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (13)$$

$$\tilde{y}(\ell) = A^T(\ell)s + \tilde{v}(\ell) \quad (6)$$

این مدل سیگنال شبیه به مدل سیگنال دریافتی در فرمول فیلتر منطبق است. اما فیلتر منطبق در رادارهای متعارف از یک سری وزن یکسان در فیلتر برای تمامی شاخص‌های تأخیر استفاده می‌کند. در حالی که الگوریتم RMMSE یک مجموعهٔ منحصربه‌فرد از وزن‌ها را برای هر یک از شاخص‌های تأخیر تولید کرده و به آنها اختصاص می‌دهد. در نتیجه اگر $w(\ell)$ را فیلتری با سایز $N \times 1$ در تخمین‌گر RMMSE تعریف کنیم، می‌تواند جایگزین فیلتر منطبق s در رابطه (۳) شود [۴]. بنابراین، شکل دقیق فیلتر MMSE به سلول برد خاص $x(\ell)$ که بایستی تخمین زده شود، وابسته شده و به همین دلیل سلول $x(\ell)$ در زمان تأخیر ℓ منحصربه‌فرد خواهد شد. تابع هزینه MMSE استاندارد به‌صورت زیر تعریف می‌گردد که بایستی به ازای هر تأخیر منحصربه‌فرد $\ell = 0, \dots, L-1$ ، کمینه گردد [۵]:

$$J(\ell) = E \left[|x(\ell) - w^H(\ell)\tilde{y}(\ell)|^2 \right] \quad (7)$$

با فرض ایستا بودن پاسخ ضربه در طول شکل موج، $E[x(\ell)] = x(\ell)$ می‌گردد. همچنین فرض می‌شود که عبارت‌های مجاور پاسخ ضربه ناهمبسته هستند (یعنی $E[x(n)x^*(m)] = 0$ وقتی $n \neq m$). مطابق معمول، تابع هزینه MMSE با مشتق‌گیری نسبت به $w^*(\ell)$ و مساوی با صفر قرار دادن حاصل به حداقل می‌رسد. پس مقدار فیلتر $w(\ell)$ برای هر ℓ در پروفایل برد به‌دست می‌آید:

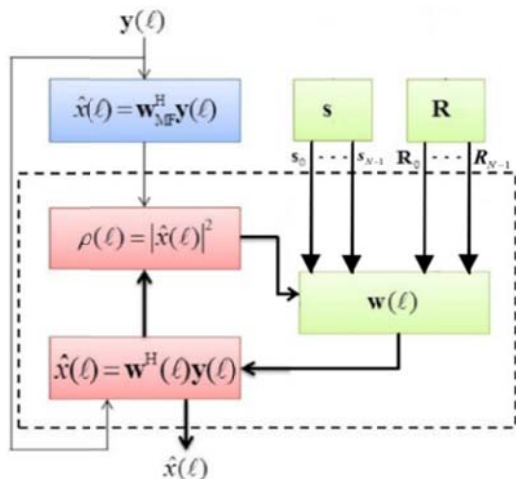
$$w(\ell) = \left(E[\tilde{y}(\ell)\tilde{y}^H(\ell)] \right)^{-1} E[\tilde{y}(\ell)x^*(\ell)] \quad (8)$$

با جایگذاری $\tilde{y}(\ell)$ از رابطه (۶) و با فرض این که پاسخ ضربه با نویز ناهمبسته است (یعنی $E[x(n)v^*(m)] = 0$)، خواهیم داشت:

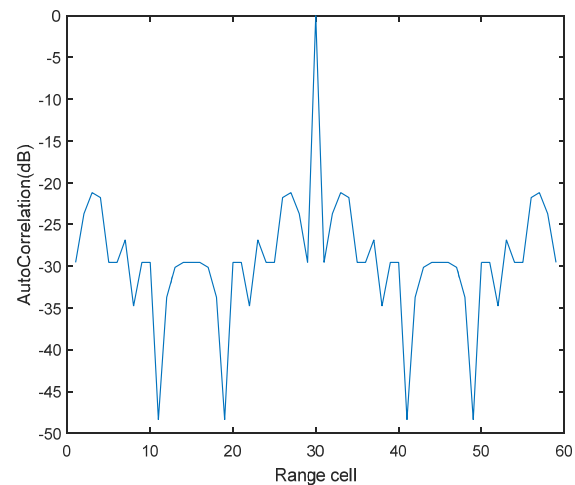
$$w(\ell) = \hat{\rho}(\ell)(C(\ell) + R)^{-1}s \quad (9)$$

که در آن، $\rho(\ell) = |x(\ell)|^2$ توان $x(\ell)$ و $R = E[\tilde{v}(\ell)\tilde{v}^H(\ell)]$ ماتریس کوواریانس نویز $N \times N$ است. هر اطلاعات پیشین راجع به نویز را می‌توان از طریق R به‌دست آورد و در مرجع [۱] هم رابطه (۹) با‌عنوان فیلتر منطبق وزن دهنده^۱ معرفی شده است. $C(\ell)$ ماتریس کوواریانس سیگنال است که براساس فرض ناهمبسته بودن عبارت‌های مجاور پاسخ ضربه، ماتریس $N \times N$ $C(\ell) = E[A^T(\ell)ss^H A^*(\ell)]$ را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

1- Whitening matched filter



شکل (۲): نمودار گردش الگوریتم RMMSE در فیلتر APC



شکل (۱): تابع خودهمبستگی شکل موج ارسالی با کد P3

همان‌طور که اشاره شد، ماتریس $(C(\ell) + R)$ نیمه معین و معکوس پذیر است. در صورتی که نویز، سفید و گوسی باشد، $R = \sigma_v^2 I$ می‌باشد که σ_v^2 برابر توان نویز است. اگر $\rho(\ell) \ll \sigma_v^2$ باشد، ماتریس $(C(\ell) + R)$ دچار شرایط نامساعد^۲ می‌شود. همچنین اگر $\rho(\ell)$ کافی برای آشکارسازی نداشته باشد (و یا هیچ هدفی در سلول برد نباشد)، توان $\rho(\ell)$ تخمین زده شده می‌تواند بسیار کوچک شود، به طوری که بعد از چند مرحله تکرار به نزدیک صفر برسد و شرایط نامساعدی ایجاد نماید. هر دو موضوع مربوط به گستره تغییرات تخمین سلول‌های برد می‌باشد که می‌توان با فشردن گستره تغییرات تخمین توان سلول‌های برد و توان نویز به اندازه کم، از شرایط نامساعد جلوگیری کرد. این کار با تغییر $\hat{\rho}(\ell) = |\hat{x}(\ell)|^2$ به صورت $\hat{\rho}(\ell) = |\hat{x}(\ell)|^\alpha$ (با فرض سفید بودن نویز) σ_v^α به صورتی می‌پذیرد که گستره تغییرات $0 \leq \alpha \leq 2$ می‌باشد. در وضعیتی که SNR هدف زیاد باشد، α های نزدیک به ۲ سبب کاهش تاثیر SNR می‌شود و در نتیجه احتمال وقوع شرایط نامساعد کمتر می‌گردد. در مقابل زمانی که هیچ هدفی در سلول برد وجود ندارد، مقدار تخمین آن سلول با $\hat{\rho}(\ell) \leq \sigma_v^2/N$ ممکن است به صفر برسد. با این وجود، اگر α کاهش یابد از رسیدن مقدار $\hat{\rho}(\ell)$ به سمت صفر جلوگیری می‌شود [۴]. شبیه‌سازی‌های مختلف در الگوریتم RMMSE نشان داده‌اند که با ۲ تا ۴ مرحله تکرار (با مرحله مقداردهی اولیه) و $1.1 \leq \alpha \leq 1.7$ نتایج مطلوبی به دست می‌آید. پس α در مرحله ابتدایی بالاترین مقدار را باید داشته باشد تا لوب‌های جانبی از اهداف با SNR زیاد به سرعت کاهش دهد و سپس در مراحل بعدی کاهش یابد و به کم‌ترین مقدار خود در آخرین مرحله برسد.

شکل (۲) نمودار گردش الگوریتم APC برای تخمین پروفایل برد $\hat{x}(\ell)$ از داده سیگنال بازگشتی دریافت شده $y(\ell)$ را نشان می‌دهد. تخمین اولیه پاسخ ضربه با دادن مقدار اولیه از رابطه (۱۲) به فیلتر MMSE به دست می‌آید که از آن به عنوان اطلاعات پیشین در مرحله اول تکرار فیلتر MMSE استفاده می‌شود. در این مرحله با استفاده از $\hat{x}(\ell)$ به دست آمده از فیلتر منطبق، توان متناسب با سلول برد $\hat{\rho}(\ell)$ در مرحله مقداردهی اولیه به دست می‌آید. با قرار دادن $\hat{\rho}(\ell)$ مقدار اولیه در رابطه (۱۰) می‌توان $C(\ell)$ اولیه را به دست آورد. حال با استفاده از رابطه (۹) $w(\ell)$ جدید به دست می‌آید. در نتیجه $w(\ell)$ را به فیلتر وقتی اعمال می‌کنیم تا تخمین پروفایل برد مورد نظر اعمال می‌شود. اگر فیلتر وقتی نتواند سطح لوب جانبی در سلول برد را تا سطح نویز کاهش دهد، $\hat{x}(\ell)$ به مرحله شروع برای محاسبه $\hat{\rho}(\ell)$ فرستاده می‌شود و این فرآیند در مراحل متوالی تکرار می‌شود. تعداد مراحل تکرار به SNR پراکنده‌سازها و به همان میزان به چگالی آن‌ها در پروفایل برد و سرعتشان وابسته است.

الگوریتم RMMSE در اغلب کاربردهای با تفکیک پذیری بالا زمانی که پروفایل برد تا حدودی کم پارامتر^۱ (تنک) باشد، خوب عمل می‌کند. انتظار می‌رود که تکرار مرحله فیلترهای MMSE تا حدی شبیه به حذف کننده‌های وقتی لوب‌های جانبی در کاربردهای پردازشگر آرایه‌ای [۱۵] باشد که در آن‌ها برای کاهش تداخل پراکنده‌سازهای نزدیک، طول شکل موج N محدود می‌شود. عملکرد تخمین گر RMMSE با ۳ مرحله تکرار در [۴] نشان داده شده است.

مختلف می‌تواند در مقایسه با N (طول فیلتر منطبق) خیلی کوچک‌تر هم انتخاب شود. اما روش انتخاب و الگوریتم به‌کارگیری شده در FFL-APCR متفاوت از MF-RMMSE است که اثبات این موضوع در نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان داده شده است. حجم محاسباتی الگوریتم FFL-APCR در پنجره پردازشی به‌صورت زیر است:

$$NK + K^2 \quad (۱۴)$$

که برای N های بزرگ، نزدیک به N می‌گردد، یعنی پیچیدگی محاسباتی نزدیک به فیلتر منطبق (حجم محاسباتی بهینه) می‌شود. پارامتر دیگری که در طراحی FFL-APCR بایستی علاوه بر کاهش حجم محاسبات مد نظر قرار گیرد، مقاومت در برابر دوپلر می‌باشد. به‌عنوان مثال همان‌طور که در مرجع [۷] نشان داده شده، روش CB-FAPC مقاومت بهتری در برابر دوپلر دارد.

پس از چالش پیچیدگی و حجم محاسبات و مقاومت در برابر دوپلر، بهینه‌سازی پردازش سیگنال‌های دچار گرفتگی در الگوریتم APC مورد توجه قرار گرفت. همان‌طور که در [۱۶] بیان شده است، برای بهینه‌سازی پردازش سیگنال‌های دچار گرفتگی از الگوریتم فشرده‌سازی پالس وفقی مبتنی بر MMSE به شکلی استفاده می‌گردد تا با اصلاح سیگنال دریافتی، دقت تفکیک در ناحیه گرفتگی هم بهبود یابد. در این مقاله روش جدیدی برای بهینه‌سازی پردازش الگوریتم APC در ناحیه گرفتگی ارائه خواهد شد.

۳-۱-۱ مدل سیگنال الگوریتم FFL-APCR

در الگوریتم FFL-APCR برای کاهش حجم محاسباتی از خروجی فیلتر منطبق رابطه (۴) استفاده می‌شود. در رابطه (۵) مشاهده می‌شود که $2N - 1$ پاسخ ضربه برد مجاور یک سلول، با استفاده از فیلتر منطبق در یک سلول فشرده می‌شود. تخمین به‌وسیله تبدیل خطی، طراحی یک فیلتر MMSE کوتاه‌تر از $2N - 1$ نمونه را ممکن می‌سازد. به‌دین منظور از تابع هزینه (رابطه (۷)) فیلتر وزن‌دهنده $\tilde{w}(\ell)$ طراحی می‌گردد. $\tilde{w}(\ell)$ بردار ضرایب فیلتر MMSE با ابعاد $1 \times [K_B + K_A + 1]$ می‌باشد که به‌طور مجزا برای هر نمونه از خروجی فیلتر منطبق محاسبه می‌شود. در تابع هزینه برای به‌دست آوردن فیلتر $\tilde{w}(\ell)$ از بردار $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ به‌عنوان سیگنال دریافتی $\tilde{y}(\ell)$ استفاده می‌گردد. بردار $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ با ابعاد $1 \times [K_B + K_A + 1]$ شامل نمونه‌های زیر است:

$$\tilde{y}(\ell) = [\tilde{x}_{MF}(\ell - K_B), \dots, \tilde{x}_{MF}(\ell), \dots, \tilde{x}_{MF}(\ell + K_A)]^T = \tilde{x}_{MF}(\ell) \quad (۱۵)$$

که، K_B تعداد نمونه‌های خروجی فیلتر منطبق قبل از

روش دیگری هم برای جلوگیری از شرایط نامساعد در شبیه‌سازی‌های این مقاله پیشنهاد و اجراء شده است. در این روش برای مقدار تخمین‌زده شده سلول‌های برد یک سطح کمینه تعریف می‌شود. این کار سبب کاهش سریع‌تر لوب‌های جانبی برد اهداف بزرگ‌تر با مقادیر α بزرگ، بدون کاهش سطح لوب‌های جانبی سلول‌های بدون هدف به سمت صفر می‌گردد.

۳-۲ بهینه‌سازی الگوریتم RMMSE از طریق پیاده‌سازی پس‌پردازش وفقی

پیاده‌سازی فیلتر APC به روش پس‌پردازش وفقی برای بهبود عملکرد الگوریتم RMMSE و اجرای آن در رادارهای متعارف با کمترین تغییرات در نظر گرفته شده است. به‌همین جهت با بررسی چالش‌های RMMSE، بایستی به دنبال راه حل مشکلات پیاده‌سازی و داد و ستدهای پارامتری باشیم.

چالش اصلی الگوریتم APC، حجم محاسبات آن است. فیلتر منطبق (وقتی در حوزه زمان پیاده‌سازی شود)، متحمل هزینه محاسباتی N ضرب مختلط برای هر سلول برد می‌شود. الگوریتم APC با استفاده از روش لِمَا، معکوس یک ماتریس $N \times N$ را برای هر سلول برد محاسبه می‌کند. لذا هزینه محاسباتی متوسط APC برای هر سلول برد در هر بار تکرار $6N^2 + 14N$ برآورده شده است. از آنجائی که حجم محاسبات APC زیاد است، الگوریتم FAPC پیشنهاد شد. برای کاهش ابعاد سیگنال در FAPC، سیگنال دریافتی تمام بُعد $y(\ell)$ در APC با N نمونه به M قسمت به طول $N/M = K$ تفکیک می‌شود. الگوریتم‌های FAPC ($CB-FAPC^1$ و $D-FAPC^2$) نیز مانند APC پیاده‌سازی می‌شوند اما با این تفاوت که برای هر سلول برد تنها یک زیرماتریس $K \times K$ به‌روز می‌شود. بنابراین، هزینه محاسباتی الگوریتم‌های FAPC نسبت به APC متناسب با معکوس ضریب M کاهش می‌یابد. پیچیدگی محاسباتی به‌عنوان تابعی از طول فیلتر است، البته هزینه محاسباتی APC و FAPC شامل فیلتر منطبق در مرحله مقداردهی اولیه نیز می‌باشد.

الگوریتم RMMSE در فیلترهای APC و FAPC مبتنی بر داده دریافتی از محیط هستند ولی در روش پس‌پردازش وفقی، بخشی از محاسبات به‌صورت برون خط انجام می‌شود. الگوریتم RMMSE در روش FFL-APCR همانند الگوریتم MF-RMMSE، براساس پس‌پردازش وفقی است. در این الگوریتم‌ها طول فیلتر براساس سیستم‌های فشرده‌سازی پالس

1- Contiguous Blocking-FAPC

2- Decimation-FAPC

$$\begin{aligned} c_i(j) &= E[\hat{x}_{MF}(j)\hat{x}_{MF}^H(j+i)] = s^H C_i(j)s + u_i \\ c_i^*(j) &= E[\hat{x}_{MF}(j+i)\hat{x}_{MF}^H(j)] \\ 0 \leq i \leq N-1 \quad \text{and} \quad \ell - K_B \leq j \leq \ell + K_A \end{aligned} \quad (19)$$

که در آن، u_i و $c_i(j)$ در رابطه (۱۹) از رابطه (۲۰) به دست می آید:

$$u_i = \begin{cases} \sum_{k=i}^{N-1} r s_k^* s_k & 0 \leq i \leq N-1 \\ 0 & i > N-1 \end{cases} \quad (20)$$

$$r = E[vv^*]$$

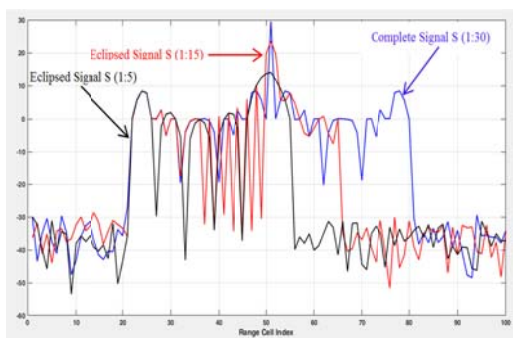
$$C_i(j) = \sum_{n=-N+i+1}^{N-1} \rho(\ell+n) s_n s_{n-i}^H$$

در نهایت می توان فیلتر $\tilde{w}(\ell)$ تعریف شده در رابطه (۹) را به صورت رابطه (۲۱) بازنویسی کرد:

$$\tilde{w}(\ell) = \rho(\ell) C_f(\ell)^{-1} R_{SS} \quad (21)$$

۳-۲- ترمیم گرفتگی پالس با FFL-APCR

سومین چالش الگوریتم RMMSE در رادارهای پالسی آشکارسازی اهداف در نواحی گرفتگی است. در رادارهای پالسی هر هدفی که تأخیر در برد آن دقیقاً معادل با ضربی از دوره تناوب بین پالسی^۱ باشد، آشکار نمی شود زیرا سیگنال بازگشتی از هدف در زمان فرستندگی به رادار می رسد. این وضعیت گرفتگی نامیده می شود که با تغییر فاصله پالس قابل حل می باشد [۳]. در نواحی گرفتگی تنها قسمتی از سیگنال توسط گیرنده دریافت شده است و بعد از پردازش در فیلتر منطبق، شکل موج حاصل، با خروجی فیلتر منطبق پالس های دریافتی کامل متفاوت می باشد. این تفاوت باعث می گردد تا الگوریتم RMMSE نتواند لوب های جانبی حاصل از اینگونه اهداف را حذف نماید. در شکل (۳) می توان خروجی فیلتر منطبق را برای حالت های مختلف سیگنال در ناحیه گرفتگی مشاهده نمود.



شکل (۳): خروج فیلتر منطبق برای سیگنال P_3 دریافتی کامل با ۳۰ نمونه، ۱۵ نمونه ابتدایی و ۵ نمونه ابتدایی آن

و K_A نیز تعداد نمونه های خروجی فیلتر منطبق بعد از $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ می باشد. انتخاب مقادیر K_B و K_A از راهبردهای زیر می باشد:

- طول فیلتر $K = K_B + K_A + 1$ می تواند بین ۳ تا $2N-1$ باشد. بنابراین، مقادیر K_B و K_A را می توان از بازه $|K_B| \leq N-1$ و $|K_A| \geq 1$ انتخاب نمود.
- برای مقادیر مساوی و متفاوت K_B و K_A دو حالت فیلتر با طول متوازن و نامتوازن تعریف می شود که در شبیه سازی ها از آنها استفاده خواهد شد.
- از آنجا که هیچ کدام از دو نمونه خروجی $\tilde{x}_{MF}(\ell-N)$ و $\tilde{x}_{MF}(\ell+N)$ حاوی اطلاعات $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ نیستند، در بیشتر موارد باید از $K \geq 3$ و $K_B + K_A \geq 2$ (فیلتر با طول بیشتر از ۳ نقطه) مطمئن بود.

برای محاسبه ضرایب فیلتر MMSE در روش پس پردازش و فقی، عبارت $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ جایگزین $\tilde{y}(\ell)$ در رابطه (۸) می شود:

$$w(\ell) = \left(E[\tilde{x}_{MF}(\ell)\tilde{x}_{MF}^H(\ell)] \right)^{-1} E[\tilde{x}_{MF}(\ell)x^*(\ell)] \quad (16)$$

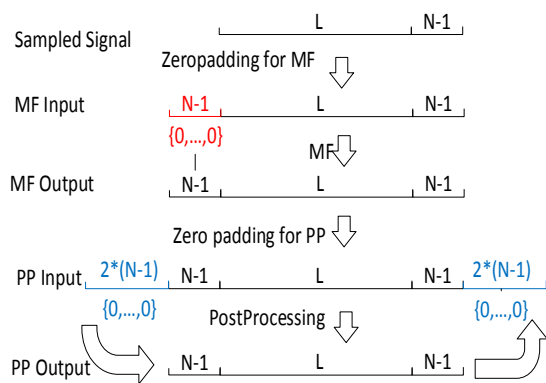
با جای گذاری مقدار $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ از رابطه (۴)، در $E[\tilde{x}_{MF}(\ell)x^*(\ell)]$ (عبارت دوم رابطه (۱۶)) رابطه (۱۷) به دست می آید.

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} E\left[\left(s^H A^T(\ell - K_B)s + s^H \tilde{v}(\ell - K_B) \right) x^*(\ell) \right] \\ \vdots \\ E\left[\left(s^H A^T(\ell)s + s^H \tilde{v}(\ell) \right) x^*(\ell) \right] \\ \vdots \\ E\left[\left(s^H A^T(\ell + K_A)s + s^H \tilde{v}(\ell + K_A) \right) x^*(\ell) \right] \end{bmatrix} \\ & = \rho(\ell) \begin{bmatrix} s^H s_{K_B} \\ \vdots \\ s^H s_0 \\ \vdots \\ s^H s_{-K_A} \end{bmatrix} = \rho(\ell) R_{SS} \end{aligned} \quad (17)$$

همچنین ماتریس کوواریانس سیگنال $C_f(\ell)$ با جای گذاری مقدار $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ در $E[\tilde{x}_{MF}(\ell)\tilde{x}_{MF}^H(\ell)]$ (عبارت اول رابطه (۱۶)) به صورت رابطه (۱۸) به دست می آید:

$$\begin{bmatrix} c_0(\ell - K_B) & c_1(\ell - K_B) & \dots & c_{K_B+K_A}(\ell - K_B) \\ c_1(\ell - K_B) & c_0(\ell - K_B + 1) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & c_1(\ell + K_A - 1) \\ c_{K_B+K_A}(\ell - K_B) & \dots & c_1(\ell + K_A - 1) & c_0(\ell + K_A) \end{bmatrix} \quad (18)$$

ماتریس کوواریانس سیگنال $C_f(\ell)$ با ابعاد $K \times K$ می باشد و $c_i(j)$ مطابق رابطه (۱۹) محاسبه می شود.



شکل (۴): تغییرات پروفایل برد در مراحل مختلف پسپردازش

برای حل مشکل نمونه‌برداری از پروفایل برد در شرایط گرفتگی پالس، الگوریتم FFL-APCR روش پیشنهادی زیر را به کار می‌گیرد. لازم به ذکر است مشکل الگوریتم MF-RMMSE که مبتنی بر خروجی فیلتر منطبق است عدم تطبیق نواحی نمونه‌برداری شده است و مشکل الگوریتم APC-ER و PCR هم علاوه بر حجم زیاد محاسبات و نمونه‌برداری، عمل نکردن به روش پسپردازش وفقی است. $N-1$ نمونه ابتدایی و انتهایی پنجره پردازشی L در پروفایل برد ممکن است سیگنال‌هایی وجود داشته باشند که از ابتدا یا انتها قطع شده باشند.

همان‌طور که در شکل (۳) نشان داده شده است، این سیگنال‌ها به دلیل تغییر شکل یافتن هنگام عبور از فیلتر منطبق، پاسخ مورد انتظار را ندارند و سیگنال خروجی آن‌ها تغییر شکل می‌یابد. در شکل (۵) سلول‌های برد خروجی فیلتر منطبق که تاثیرگذار در پاسخ فیلتر به سیگنال گرفتگی هستند نشان داده شده است. این تغییرات دارای اثرات بسیار مخربی بر مراحل پسپردازشی است که مراحل الگوریتم قادر به حذف آنها نمی‌باشد و در هر تکرار اثرات منفی آنها معمولاً بیشتر شده و گسترش می‌یابد.



شکل (۵): محل قرارگیری اثر سیگنال‌های گرفتگی در پروفایل برد در خروجی فیلتر منطبق

در الگوریتم FFL-APCR نحوه پردازش قسمت‌های میانی پروفایل برد در پسپردازش متفاوت از ناحیه گرفتگی است. به این ترتیب حجم محاسباتی بدون تأثیر منفی بر دقت، بسیار کاهش می‌یابد؛ اما برای جلوگیری از وقوع اثرات گرفتگی، از بانک فیلتر برای قسمت‌های ابتدایی و انتهایی پروفایل برد در پسپردازش استفاده می‌شود.

همان‌طور که در شکل (۳) مشاهده می‌شود، برای سه‌حالت متفاوت دریافت سیگنال، خروجی فیلتر منطبق ترسیم شده است. در حالتی که سیگنال به‌طور کامل دریافت می‌گردد، پاسخ خروجی فیلتر منطبق، سیگنال خودهم‌بستگی شکل‌موج خواهد بود اما در صورتی که شکل‌موج به‌صورت ناقص دریافت گردد، طول خروجی حاصل کم‌تر از تابع خودهم‌بستگی خواهد بود و اندازه پیک اصلی این خروجی نیز نسبت به مقدار نمونه‌های از دست رفته کاهش می‌یابد. هم‌چنین مشاهده می‌شود که نسبت به نمونه‌های از دست رفته، گلب‌برگ اصلی سیگنال خروجی نیز پهن‌تر می‌گردد.

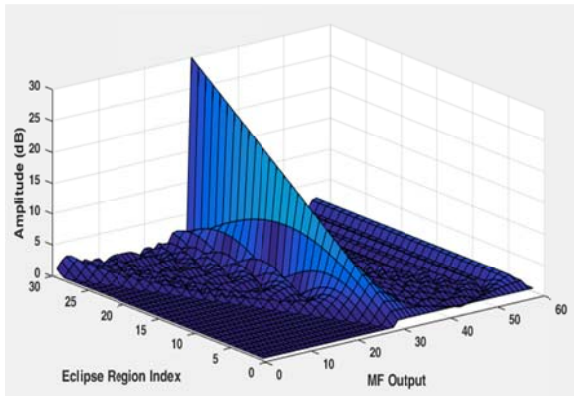
در مراجع [۱۶-۱۸] با اصلاح الگوریتم RMMSE تخمین مناسبی از اهدافی که در ناحیه گرفتگی قرار دارند، ارائه می‌شود. اصلاح الگوریتم باعث تغییر در کل ساختار پردازشی الگوریتم RMMSE و فیلتر APC می‌شود. هزینه تغییر الگوریتم RMMSE و در نتیجه افزایش دقت در تخمین سلول‌های برد ناحیه گرفتگی، حجم محاسبات بسیار زیاد و نداشتن مقاومت در برابر دوپلر ناشی از سرعت اهداف است. مشکل دیگر برخی از این الگوریتم‌ها عدم عملکرد مناسب برای آشکارسازی اهداف درون پنجره پردازشی است. در این مقاله یک الگوریتم یکپارچه FFL-APCR برای بازیابی اهداف درون ناحیه گرفتگی و همچنین اهداف درون پنجره پردازشی ارائه شده است. قابلیت‌های این الگوریتم در مواجهه با اهداف و سناریوهای مختلف با انتخاب طول فیلتر کوچک متوازن و یا نامتوازن در بخش شبیه‌سازی اثبات می‌گردد.

در شکل (۴) به‌طور خلاصه می‌توان تغییرات نمونه‌برداری از پروفایل برد در مراحل مختلف به روش پسپردازش را مشاهده نمود. در ابتدا برای مشاهده پنجره پردازشی L شامل اهداف، به $L+N-1$ نمونه از سیگنال دریافتی نیاز داریم. علت وجود $N-1$ نمونه سیگنال انتهایی این است که برای فشرده‌سازی هدف واقع در پروفایل برد و درون پنجره پردازشی L ، نیاز به داشتن N نمونه از سیگنال دریافتی (تمام سیگنال بازتابی از هدف) هستیم. هم‌چنین برای ورود سیگنال به فیلتر منطبق، در ابتدای آن $N-1$ نمونه صفر قرار می‌گیرد. در نتیجه اندازه در خروجی فیلتر منطبق پروفایل برد به مقدار $2N+L$ می‌رسد. در مراحل پسپردازش وفقی در ابتدا و انتهای پروفایل برد مقدار $2N-2$ صفر قرار می‌گیرد و طول پروفایل به $6N-6+L$ می‌رسد؛ اما در خروجی، این مقادیر صفر در نهایت حذف شده و پروفایل برد به اندازه خروجی فیلتر منطبق می‌شود.

$$C(\ell) = \sum_{i=-2N+2}^{2N-2} \hat{\rho}(\ell+i) \tilde{\mathbf{R}}_{ss_i} \tilde{\mathbf{R}}_{ss_i}^H \quad (۲۳)$$

که بردار فرمان $\tilde{\mathbf{R}}_{ss_i}$ به ازاء هر سلول برد در محدوده $i \geq 0$ به صورت $\tilde{\mathbf{R}}_{ss_i} = [0, \dots, 0, R_{ss_0}, R_{ss_1}, \dots, R_{ss_{N-1}}]^T$ و برای $i \leq 0$ هم به شکل $\tilde{\mathbf{R}}_{ss_i} = [R_{ss_{-i}}, \dots, R_{ss_{N-1}}, 0, \dots, 0]^T$ تعریف می شود.

در نتیجه برای حالت های مختلفی که ممکن است سیگنال دچار گرفتگی شود با استفاده از خروجی فیلتر منطبق و با توجه به روابط فوق، بانک فیلتری به شکل (۷) تشکیل می شود.



شکل (۷): خروجی فیلتر منطبق برای حالت های مختلف گرفتگی سیگنال دریافتی (شکل موج P_3 و $N = 30$)

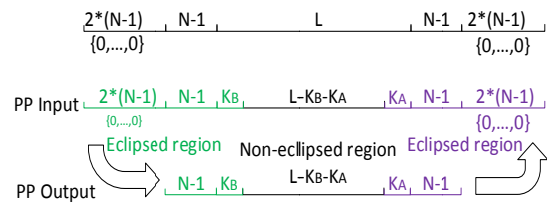
از محاسن الگوریتم FFL-APCR محاسبه بردارهای فرمان $\tilde{\mathbf{R}}_{ss}$ و تشکیل بانک فیلتر به صورت برون خط می باشد. این کار سهم بسزایی در کاهش حجم محاسبات برخط دارد و موجب نزدیک شدن سیستم به قابلیت زمان واقعی می شود. این کاهش حجم محاسبات در نتایج شبیه سازی به خوبی نشان داده شده است.

۴- شبیه سازی ها

در این بخش سناریوهای مختلفی برای شبیه سازی و بررسی عملکرد الگوریتم FFL-APCR به منظور آشکارسازی اهداف سریع تعریف می شود. با توجه به سناریوهای مختلفی که می توان براساس محل قرارگیری اهداف درون پروفایل برد تعریف کرد، عملکرد الگوریتم های مربوطه ارزیابی می گردد. بعضی از الگوریتم ها تنها با داده های درون پنجره پردازشی قادر به آشکارسازی اهداف موجود در این ناحیه هستند و برخی الگوریتم ها هم تنها قادر به عملکرد در ناحیه گرفتگی می باشند.

به صورت پیش فرض، توان نویز در تمام شبیه سازی ها ۶۰dB کم تر از واحد و شکل موج ارسالی کد P_3 (رابطه (۱۳)) به طول

در شکل (۶) پروفایل برد ورودی و خروجی در الگوریتم FFL-APCR نشان داده شده است.



شکل (۶): مرزبندی نواحی مختلف پروفایل برد ورودی و خروجی به پساپردازش در الگوریتم FFL-APCR

همان طور که در شکل (۶) نشان داده شده است برای محاسبه سلول برد ابتدایی و $N - 1 + K_B$ سلول انتهایی پروفایل برد از بانک فیلتر برای آشکارسازی هدف در ناحیه گرفتگی استفاده می شود و سلول های واقع در مرکز پروفایل برد با استفاده از روش پساپردازشی و انتخاب فیلتر با طول منقطع متوازن و یا نامتوازن فشرده سازی می گردند. محاسباتی در این الگوریتم به مقادیر L, N و K وابسته است.

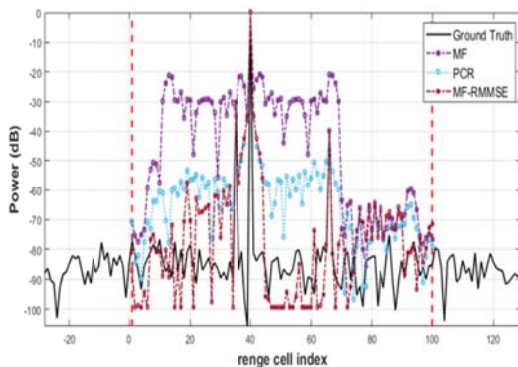
علت انتخاب مرز پردازشی برای الگوریتم FFL-APCR را می توان در شکل (۶) مشاهده نمود. در این تصویر خروجی فیلتر منطبق برای سیگنال دچار گرفتگی در چند حالت نشان داده شده است. همان طور که ملاحظه می شود، در برخی نقاط (سمت راست و به سمت مرکز برد) پاسخ ها بر روی یکدیگر منطبق می باشد و با مقدار خروجی سیگنال سالم برابر هستند. با استفاده از این ویژگی می توان نشان داد که در فاصله $N + K_B$ از ابتدای پروفایل برد و $N + K_A$ از انتهای پروفایل برد، با توجه به طول فیلتر $(K_B + K_A + 1)$ هنگام فشرده سازی سلول های برد مربوطه، هیچ داده ای از سیگنال مخرب (غیریکخواخت) وارد مراحل محاسباتی قرار نمی گیرد.

از مدل سیگنالی شبیه به الگوریتم PCR در مرجع [۱۷] برای تشکیل بانک فیلتر استفاده می کنیم. لازم به ذکر است که الگوریتم PCR مبتنی بر پساپردازش وقتی است ولی توانایی آشکارسازی اهداف در ناحیه گرفتگی را ندارد. ضرایب فیلتر در این ناحیه به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\tilde{\mathbf{w}}(\ell) = \hat{\rho}(\ell) (\tilde{\mathbf{C}}(\ell) + \tilde{\mathbf{R}}_{nn})^{-1} \tilde{\mathbf{R}}_{ss} \quad (۲۲)$$

در این رابطه، $\tilde{\mathbf{R}}_{nn} = E[\mathbf{u}(\ell)\mathbf{u}^H(\ell)]$ ماتریس کوواریانس نویز و $\tilde{\mathbf{R}}_{ss} = [\tilde{\mathbf{R}}_{ss_{N-1}}, \dots, \tilde{\mathbf{R}}_{ss_1}, \tilde{\mathbf{R}}_{ss_0}, \tilde{\mathbf{R}}_{ss_1}, \dots, \tilde{\mathbf{R}}_{ss_{N-1}}]^T$ خودهمبستگی سیگنال ارسالی s است. $\tilde{\mathbf{R}}_{ss}$ را بردار فرمان می نامیم که نقش مهمی در الگوریتم FFL-APCR دارد. ماتریس کوواریانس در ناحیه گرفتگی هم به صورت زیر خواهد شد:

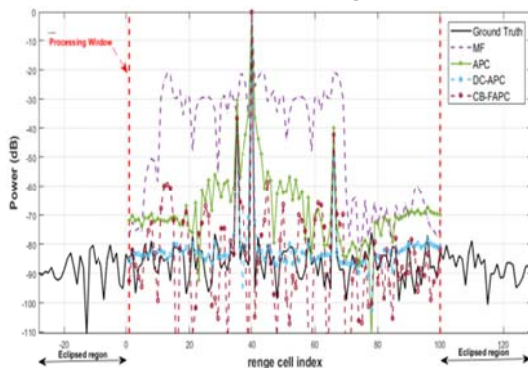
وفقی PCR و MF-RMMSE استفاده می‌شود.



شکل (۸): آشکارسازی اهداف ضعیف پنهان شده توسط MF و مقایسه عملکرد الگوریتم‌های PCR و MF-RMMSE

نتایج شبیه‌سازی اول از سناریو اول در شکل (۸) نشان می‌دهد که اهداف ضعیف پنهان شده توسط MF به خاطر سرعت زیادشان به خوبی توسط PCR آشکار نمی‌شوند اما MF-RMMSE آنها را آشکار می‌سازد. همچنین لوب اصلی هدف بزرگ به دلیل داشتن SNR زیاد و دوپلر پهن شده که مانع عملکرد مناسب الگوریتم RMMSE در کاهش لوبهای جانبی می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی در PCR به ازاء $\alpha = [1.9]$ (یک مرحله تکرار) و در MF-RMMSE با ۵ مرحله تکرار $(\alpha = [1.9, 1.8, 1.7, 1.6, 1.4])$ می‌باشد. نتایج این شبیه‌سازی به منظور ارزیابی عملکرد الگوریتم‌های پس‌پردازش وفقی در جدول (۲) ارائه شده است.

در شبیه‌سازی دوم مطابق شکل (۹)، از سناریو اول، آشکارسازی اهداف پنهان شده توسط MF با استفاده از الگوریتم‌های CB-FAPC که حجم محاسباتی کم و مقاومت در برابر دوپلر دارد با DC-APC که توانایی جبران تغییرات فازی دارد با APC مقایسه می‌شود.



شکل (۹): عملکرد الگوریتم‌های APC، DC-APC و CB-FAPC در آشکارسازی اهداف پنهان شده در سناریو اول

$N = 30$ در نظر گرفته می‌شود. البته فیلتر FFL-APCR مستقل از شکل موج بوده و نیازی به در نظر گرفتن حالت خاصی برای شکل موج ارسالی جهت استخراج تئوری نیست. در این شبیه‌سازی‌ها طول پنجره پردازشی $L = 100$ و در حالت تراکم اهداف $L = 200$ است. اهداف به صورت نقطه‌ای و نویز محیط هم به صورت سفید گوسی فرض می‌شوند. همچنین فرض می‌شود که کلاتر دارای توزیع مستقل و یکسان در برد است که اجزاء حقیقی و موهومی آن دارای متغیرهای تصادفی گوسی با میانگین صفر و واریانس نصف توان کلاتر هستند. پس در شبیه‌سازی کلاتر به صورت یکنواخت در طول پروفایل برد با نسبت متوسط توان کلاتر -30dB کمتر از بزرگترین هدف فرض می‌شود. پارامترهای راداری عرض پالس $\tau = 5\mu\text{s}$ ، پهنای باند $B.W. = 320\text{KHz}$ و فرکانس موج حامل $f_0 = 2\text{GHz}$ در شبیه‌سازی در نظر گرفته می‌شود.

۴-۱- سناریو اول: اهداف درون پنجره پردازشی

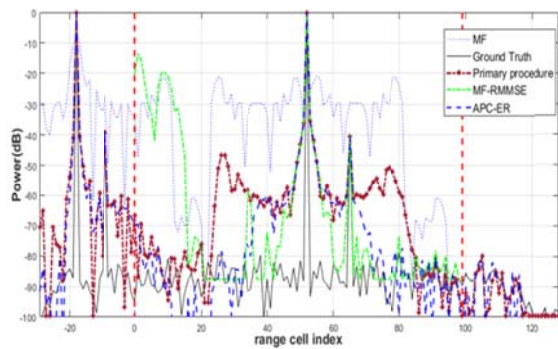
در این بخش سناریویی برای اثبات عدم کارایی مناسب فیلتر منطبق استاندارد (MF) و فیلتر APC [۴] در مقایسه با الگوریتم‌های بهینه شده DC-APC [۱۴]، PCR [۱۷]، CB-FAPC [۷] و MF-RMMSE [۱۲] به منظور آشکارسازی اهداف سریع درون پنجره پردازشی تعریف می‌شود. هیچکدام از الگوریتم‌های فوق قابلیت آشکارسازی اهداف خارج از پنجره پردازشی (موجود در ناحیه گرفتگی) را ندارند، زیرا فقط از داده‌های درون پنجره پردازشی استفاده می‌کنند. در این بین تنها الگوریتم‌های PCR و MF-RMMSE به روش پس‌پردازش وفقی عمل می‌کنند.

پروفایل برد در این سناریو برای دو شبیه‌سازی زیر براساس جدول (۱) تعریف شده است که این مشخصات به صورت یکسان برای هر دو شبیه‌سازی مورد استفاده قرار می‌گیرد.

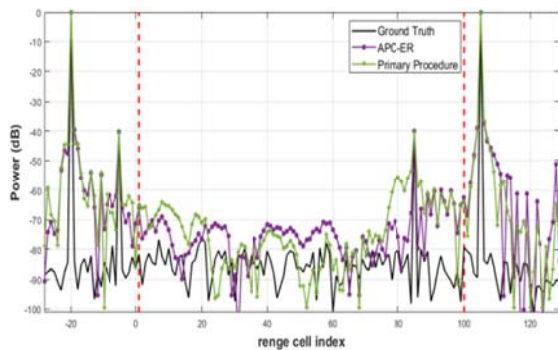
جدول (۱): مشخصات اهداف متحرک درون پروفایل برد

مشخصات	هدف ۱	هدف ۲	هدف ۳
موقعیت هدف در سلول برد	۳۵	۴۰	۶۶
دامنه SNR هدف (dB)	-۳۰	۰	-۴۰
سرعت هدف (m/s)	۲۰	۳۰	۲۵
شیفت فازی دوپلر (degree)	۴/۸	۷/۲	۶

در شبیه‌سازی اول مطابق شکل (۸)، برای آشکارسازی اهداف پوشیده شده به وسیله MF از الگوریتم‌های پس‌پردازش



(الف)



(ب)

شکل (۱۰): (الف) عملکرد MF-RMMSE، APC-ER و فرآیند اولیه (تکمیل نشده) FFL-APCR در کل پروفایل برد- (ب) عملکرد MF-RMMSE و APC-ER در نواحی گرفتگی

همان‌طور که در شبیه‌سازی شکل (۱۰-الف) نشان داده شده است، الگوریتم MF-RMMSE تنها در مرکز پنجره پردازشی عملکرد مناسبی دارد و هیچ کارایی در لبه‌ها و خارج آن ندارد. اما الگوریتم‌های APC-ER و فرآیند تکمیل نشده FFL-APCR در درون پنجره پردازشی کارایی مناسبی ندارد. اگر آشکارسازی اهداف درون ناحیه گرفتگی و نواحی نزدیک به آن مد نظر باشد، فرآیند تکمیل نشده‌ای از الگوریتم FFL-APCR عملکردی مناسب و مشابه الگوریتم APC-ER دارد (شکل (۱۰-ب)).

به همین دلیل در این مقاله به دنبال ارائه پیشنهاد الگوریتمی یکپارچه هستیم تا بتواند اهداف موجود در کل پروفایل برد دیده شده توسط رادار را آشکار نماید. الگوریتم‌های FFL-APCR تکمیل نشده و APC-ER هر دو ۳ مرحله تکرار با $\alpha = [1.9, 1.7, 1.5]$ داشتند ولی کل حجم محاسباتی آنها به ترتیب ۶۵۱۳۶ و ۱۷۴۶۰ ضرب مختلط بوده است. می‌توان نتیجه گرفت که روش پس‌پردازش وفقی حجم محاسباتی را در این الگوریتم به شدت افزایش می‌دهد. به همین دلیل با استفاده از مزر بندی‌های تشریح شده در بخش ۲-۳ و تغییر نمونه‌برداری پروفایل برد، راه حلی برای کاهش حجم محاسبات در الگوریتم یکپارچه FFL-APCR یافتیم که در ادامه شاهد عملکرد مناسب آن در سناریو سوم خواهیم بود.

در سناریو اول بهترین عملکرد را الگوریتم DC-APC در مواجهه با اهداف سریع درون پنجره پردازشی دارد. زیرا در الگوریتم DC-APC معضل الگوریتم RMMSE برای کاهش لوبهای جانبی اهداف سریع اصلاح شده ولی حجم محاسبات در بهینه‌سازی مطرح نبوده است. در این شبیه‌سازی الگوریتم‌های APC و DC-APC هر کدام ۳ مرحله تکرار با $\alpha = [1.8, 1.6, 1.3]$ داشتند ولی الگوریتم CB-FAPC تنها دو مرحله تکرار با $\alpha = [1.5, 1.2]$ داشته است. ارزیابی کلی سناریو اول در جدول (۲) ارائه شده است. همان‌طور که قبلاً ذکر شد، این الگوریتم‌ها صرفاً قابلیت کار در طول پنجره پردازشی را دارند و اهداف خارج پنجره اثرات مخربی بر عملکرد آنها می‌گذارد که در سناریو بعدی این موضوع نشان داده می‌شود.

همان‌طور که در سناریو اول نشان داده شده و به‌طور کلی برای آشکارسازی اهداف پنهان شده توسط فیلتر منطبق استاندارد درون پنجره پردازشی، فیلتر APC با الگوریتم RMMSE هم برای آشکارسازی اهداف سریع عملکرد مناسبی ندارد. اما الگوریتم‌های بهینه شده CB-FAPC و MF-RMMSE به‌خاطر حجم محاسباتی کمتر و مقاومت بیشتر در برابر دوپلر، مناسب‌تر از الگوریتم DC-APC برای پیاده‌سازی در رادارهای زمان واقعی هستند.

جدول (۲): ارزیابی الگوریتم‌های سناریو اول

الگوریتم	MF	APC	PCR	CB-FAPC	MF-RMMSE	DC-APC
معیار ارزیابی						
مراحل تکرار	۰	۳	۱	۲	۵	۳
کل حجم محاسباتی	۳۰	۱۷۴۶۰	۲۱۷۱۲	۱۷۴۶	۲۶۷۰	۱۷۴۶۰
مقاومت در برابر دوپلر	بسیار ضعیف	ضعیف	ضعیف	خوب	خوب	خوب
آشکارسازی هدف	بسیار ضعیف	ضعیف	بسیار ضعیف	خوب	متوسط	خوب

۲-۴- سناریو دوم: اهداف در ناحیه گرفتگی

در سناریو دوم ابتداء عدم کارایی الگوریتم‌های قبلی در ناحیه گرفتگی برای آشکارسازی اهداف سریع نشان داده می‌شود. سپس در شبیه‌سازی دوم عملکرد الگوریتم APC-ER برای آشکارسازی اهداف نزدیک به لبه و خارج از پنجره پردازشی (در ناحیه گرفتگی) با الگوریتم FFL-APCR مقایسه می‌گردد. لازم به ذکر است که الگوریتم APC-ER مبتنی بر پس‌پردازش وفقی نیست.

جدول (۳): مشخصات هزینه محاسباتی، مقاومت در برابر دوپلر و آشکارسازی اهداف در نواحی گرفتگی الگوریتم‌های مقاله

الگوریتم	عملکرد نواحی گرفتگی	مقاومت در برابر دوپلر	بار محاسباتی (به ازاء هر سلول برد)
MF-RMMSE	بسیار ضعیف	نسبتاً مناسب در برخی سناریوهای خاص	$(2K+1)N - \frac{K(K-1)}{2}$
FAPC	بسیار ضعیف	تقریباً مناسب CB-FAPC	$N^2 \left(\frac{3}{M} + \frac{3}{M^2} \right) + N \left(1 + \frac{13}{M} \right)$
APC-ER	مناسب	نامناسب	$6N^2 + 14N$
FFL-APCR	مناسب‌تر با تفکیک پذیری بهتر	مناسب در مقایسه با الگوریتم‌های مطرح	$2KN - 0.5K(K+1)$

۵- نتیجه‌گیری

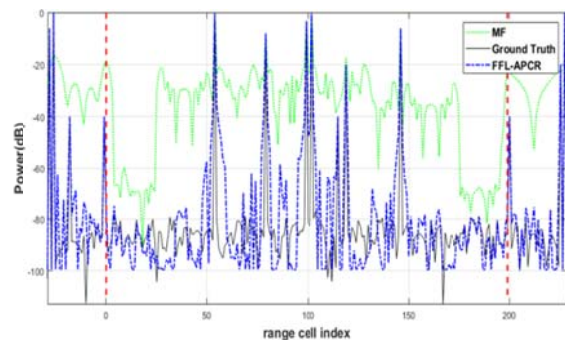
امروزه با توجه به نیازمندی سامانه‌های راداری به توابع پیشرفته‌تر، پیچیدگی گیرنده‌های دیجیتال راداری هم بیشتر شده است. به منظور امکان پیاده سازی در رادارهای متعارف و رایج با کمترین تغییرات، الگوریتم FFL-APCR مبتنی بر پسپردازش وقتی پیشنهاد گردید. برای غلبه بر چالش‌های پیاده سازی الگوریتم RMMSE، بهینه‌سازی‌هایی در زمینه حجم محاسبات و مقاومت در برابر دوپلر انجام شده است. اما در رادارهای پالسی HPRF که با اهداف سریع مواجه هستند، پدیده دیگری به نام گرفتگی پالس هم مطرح می‌شود. الگوریتم‌های بهینه سازی معمولاً به صورت تک وجهی و یا نهایتاً دو وجهی با این چالش‌ها برخورد کرده‌اند. در این مقاله الگوریتمی یکپارچه با طول فیلتر منعطف پیشنهاد شده است که حجم محاسبات آن نسبت به سایر الگوریتم‌های مورد مقایسه خیلی کمتر بوده و به خاطر استفاده از طول فیلتر منعطف کوتاه، مقاومت در برابر دوپلر بهتری هم دارد. در این الگوریتم با تغییر نحوه نمونه‌برداری از پروفایل برد، الگوریتم یکپارچه FFL-APCR توانسته لوبهای جانبی پوشاننده و یا پنهان کننده اهداف درون پنجره پردازشی و نواحی گرفتگی را با سرعت همگرایی مناسبی تا سطح نویز کاهش دهد. به‌علاوه تفکیک پذیری در نواحی پنجره پردازشی و گرفتگی به شکل قابل ملاحظه‌ای بهبود یافته است. به عنوان تحقیقات آینده تخمین دقیق میزان دوپلر اهداف و آشکارسازی آنها در محیط کلاتری وابسته به سیگنال با اصلاح الگوریتم RMMSE پیشنهاد می‌شود.

۳-۴- سناریو سوم: الگوریتم FFL-APCR و تراکم

اهداف در پروفایل برد

الگوریتم FFL-APCR با توجه به ضرورت پردازش یکپارچه پروفایل برد و آشکارسازی اهداف با اصلاح و بهینه‌سازی الگوریتم RMMSE به روش پسپردازش وقتی پیاده سازی شده است. در این سناریو ۱۴ هدف با سرعت‌های بین (12.5m/s-40m/s) و شیفت فازی دوپلر در محدوده $(-3^\circ \rightarrow +9.6^\circ)$ با دامنه‌های SNR مختلف در پروفایل برد قرار گرفته‌اند که طول پنجره پردازشی در آن $L=200$ است.

می‌دانید که لوب اصلی اهداف متحرک سریع پهن تر شده و سبب کاهش تفکیک پذیری می‌گردد. اما همان‌طور که در شکل (۱۱) مشاهده می‌شود، اهداف واقع در سلول‌های برد (۹۹ و ۱۰۲)، (۲۸- و ۲۶-) و (۲۲۵ و ۲۲۷) با دقت خوبی تفکیک شده‌اند که این مزیت الگوریتم FFL-APCR نسبت به سایر الگوریتم‌ها است.



شکل (۱۱): عملکرد الگوریتم FFL-APCR در پروفایل بردی متراکم با اهداف سریع

با توجه به مرحله آخر شکل (۶) و نحوه نمونه برداری از نواحی مختلف، می‌توان با مقایسه حجم ماتریس‌های مورد استفاده در الگوریتم FFL-APCR به کارآیی محاسباتی این الگوریتم پی‌برد. به عنوان مثال حجم محاسباتی ناحیه مرکزی در این سناریو با استفاده از رابطه (۱۴) و $K_B = K_A = 5 \rightarrow K = 11$ با ۱۱ مرحله تکرار به ۴۹۶۱ ضرب مختلط برای بزرگترین ناحیه پروفایل برد نیاز دارد که بسیار کمتر از نتایج سناریو دوم است. بار محاسباتی الگوریتم پیشنهادی FFL-APCR بیش از ۵۰ درصد کمتر از الگوریتم APC-ER برای کل پروفایل برد است.

به‌عنوان جمع‌بندی و به منظور مقایسه‌ای بین الگوریتم‌های بهبود یافته APC و الگوریتم پیشنهادی FFL-APCR، جدول (۳) ارائه می‌گردد. با توجه به شرایط سخت سناریو سوم می‌توان به این نتیجه رسید که الگوریتم یکپارچه FFL-APCR توانسته تا حدود زیادی چالش‌های APC در به‌کارگیری تخمین‌گر RMMSE را مرتفع سازد.

۶- منابع

- [10] Y. Yang, L. Li, G. Cui, W Yi, L Kong, and X. Yang, "A modified adaptive multi-pulse compression algorithm for fast implementation," In 2015 IEEE Radar Conference (RadarCon), May 2015.
- [11] P. M. McCormick, S. D. Blunt, and Thomas Higgins, "A gradient descent implementation of adaptive pulse compression," in IEEE Radar Conference (RadarConf), 2016.
- [12] Z. Li, Z. Yan, S. Wang, L. Li, and M. Mclinden, "Fast adaptive pulse compression based on matched filter outputs," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 51, no. 1, pp. 548-564, 2015.
- [13] T. D. Cuprak and K. E. Wage, "Efficient Doppler-Compensated Reiterative Minimum Mean-Squared-Error Processing," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 53, no. 2, pp. 562-574, 2017.
- [14] S. D. Blunt, A. K. Shackelford, K. Gerlach, and K. J. Smith, "Doppler Compensation & Single Pulse Imaging using Adaptive Pulse Compression," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 45, pp. 647-659, 2009.
- [15] H. L. Van Trees, "Optimum Array Processing," New York: Wiley, 2002.
- [16] S. D. Blunt, K. Gerlach, and E. Mokole, "Pulse compression eclipsing repair," In IEEE Radar Conf, Rome, Italy, 26-30 May 2008.
- [17] K. Gerlach and S. D. Blunt, "Radar pulse compression repair," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 43, no. 3, pp. 1188-1195, 2007.
- [18] K. Gerlach and S. D. Blunt, "Radar pulse compression repair," US Patent 20060097908, 11 May 2006.
- [1] M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001.
- [2] R. Kayvan Shokooh and M. Okhovvat, "Design and implementation of parallel matched filter bank in pulse compression radars," Journal of Passive Defence Science and Technology, vol. 1, no. 2, pp. 75-85, Winter 2011.
- [3] M. A. Richards, J. A. Scheer, and W. A. Holm, "Principles of Modern Radar: Basic principles," vol. 1, Sci. Tech., 2010.
- [4] S. D. Blunt and K. Gerlach, "Adaptive pulse compression via MMSE estimation," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 42, no. 2, pp. 572-584, Apr. 2006.
- [5] S. M. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory," Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, , pp. 219-286 and pp. 344-350, 1993.
- [6] N. Levanon, "Creating Sidelobe-Free Range Zone Around Detected Radar Target," in IEEE 28-th Convention of Electrical and Electronics Engineers, 2014.
- [7] S. D. Blunt, T. Higgins, and K. Gerlach, "Dimensionality reduction techniques for efficient adaptive pulse compression," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. 46, no. 1, pp. 349-362, Jan. 2010.
- [8] L. Kong, M. Yang, and B. Zhao, "Fast implementation of adaptive multi-pulse compression via dimensionality reduction technique," In 2012 IEEE Radar Conference, 2012.
- [9] B. Zhao, L. J. Kong, M. Yang, and G. L. Cui, "Range-Doppler sidelobe and clutter suppression via time range adaptive processing," In 2011 IEEE CIE International Conference on Radar, October 2011.

An Integrated Algorithm for Optimal Detection of Weak Radar Targets Masked by the Sidelobes of a Strong Target

R. Kayvanshokoh*, M. Okhovat

*Imam Hossein University

(Received: 10/01/2018, Accepted: 27/05/2018)

ABSTRACT

The targets that either have low radar cross-section typically, or their return signal has been deliberately reduced are referred to as weak targets in radar terminology. There are several algorithms for detection of a weak moving target. When such a target is in the vicinity of a large target, the side lobes of the matched filter output due to the large target mask or hide the weak target. The adaptive pulse compression filter that uses the RMMSE estimator has the ability to detect the masked weak target. However, there are at least three factors (computational load, Doppler robustness and pulse eclipsing) which limit the practical application of RMMSE. In this paper, an optimized and integrated algorithm based on adaptive post-processing is proposed to detect targets and to overcome the challenges of RMMSE in electronic defense systems. The FFL-APCR proposed algorithm when compared qualitatively to other algorithms indicates better performance for different SNRs and various target velocities, showing that it is more suitable for implementation in real-time systems. The FFL-APCR algorithm can detect high speed and pulse eclipsed weak targets with lower computational load.

Keywords: Matched Filter, Adaptive Pulse Compression, Eclipsing Pulse, Adaptive Post-Processing, Reiterative Minimum Mean Square Error

* Corresponding Author Email: rkayvanshokoh@ihu.ac.ir