مجله علمی پژوهشی «پدافند الکترونیکی و سایبری»
سال ششم، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۷؛ ص ۱۰۴-۹۱

یک الگوریتم یکپارچه برای آشکارسازی بهینه اهدافِ ضعیف راداری پنهان‌شده در گلبرگ‌های جانبی یک هدف بزرگ

رضا کیوان‌شکوه*[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 به‌صورت عادی سطح مقطع راداری کمی داشته باشد و یا این‌که به‌صورت عمدی میزان سیگنال برگشتی از این اهداف کاهش یافته باشد. برای آشکارسازی یک هدفِ ضعیف، الگوریتم‌های مختلفی وجود دارد. اما در شرایطی که این هدف در مجاورت یک هدف بزرگ باشد، لوب‌های جانبی خروجی فیلترِ منطبقِ ناشی از هدفِ بزرگ، هدف ضعیف را می‌پوشاند و یا پنهان می‌سازد. فیلتر فشرده‌سازی پالس وفقی که از تخمین‌گر 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 مبتنی‌بر پساپردازش وفقی، برای آشکارسازی اهداف و غلبه‌بر 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 وفقی، گرفتگی پالس، پساپردازش وفقی، حداقل مجذور مربعات خطا تکراری

۱- مقدمه

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 ذکرشده، سامانه‌های راداری به‌گونه‌ای طراحی شوند تا بهترین کارآیی و عملکرد را داشته باشند. به‌همین جهت برای افزایش برد رادار و محدودیت عملی افزایش توان، شکل‌موج ارسالی به‌صورت 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 فیلترِ 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 همدوس از فشرده‌ساز پالس کدشده 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 درواقع نسخه تأخیر یافته زمانی یا جابه‌جایی دوپلر یافته سیگنال ارسالی است. درروش متعارف، فیلتر منطبق بین سیگنال دریافتی و نسخه‌ای از کد ارسالی همبستگی متقابل می‌گیرد. جابه‌جایی دوپلر درواقع جابه‌جایی فاز پیوسته‌ای را روی سیگنال دریافتی اعمال می‌نماید که باعث عدم تطبیق بین سیگنال ارسالی و دریافتی در فیلتر منطبق و درنتیجه 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 به‌صورت همدوس از سیگنال‌های بازگشتی

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

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 به‌وجود 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 کُند و کلاتر ایستا تفکیک نماید. این پردازش برای سرعت‌هایی که در رنج دوپلر بدون ابهام رادار قرار داشته باشند، قابل استفاده است.

$$f_{d_{ua}} = \frac{\pm PRF}{2} \rightarrow \frac{-PRF}{2} \prec f_{d_{ua}} \leq \frac{PRF}{2}$$
$$v_{ua} = \pm f_{d_{ua}} . \frac{\lambda}{2} \rightarrow \frac{-PRF.\lambda}{4} \prec v_{ua} \leq \frac{PRF.\lambda}{4} \qquad (1)$$

که در آن، $f_{d_{ua}}$ فرکانس دوپلر بدون ابهام، v_{ua} 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 آنجائی‌که در این مقاله روش پساپردازش[3] برای پیاده سازی 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 به‌دلیل حرکت آن‌ها نسبت به رادار، عمل‌کرد فیلتر منطبق به‌دلیل عدم انطباق ایجاد شده 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 مبتنی‌بر 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. به‌علاوه فیلترهای نامنطبق (همانند فیلترهای منطبق) یقینی[6] 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 به‌عنوان الگوریتم‌های غیرمقاوم[7] [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 تاسطح نویز پایین بیاورد و طبیعت حقیقی[11] تابع پراکنده‌ساز را آشکارسازی نماید. این کار با استفاده از ماتریس کوواریانس تشکیل شده و پردازشگر

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

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

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 وفقی 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 وفقی 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 (یا 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 وفقی تمام‌بُعد[1] ممکن است پیاده‌سازی عملی در برخی سامانه‌های بلادرنگ فعلی را با محدودیت مواجه سازد، لذا روش‌های کاهش حجم محاسبات اهمیت به‌سزایی در روش APC پیداکرده‌اند. 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 وفقی به‌منظور عملکرد بهینه پیشنهاد شده است. در مقاله مذکور، روش تقریب‌های کاهش بُعد (مرتبه ماتریس) که با عنوان روش فشرده‌سازی پالس وفقی سریع (FAPC[2]) آن‌را می‌شناسند، ثابت می‌کند که عملکرد رادار با توجه به کاهش بُعد ماتریس و هزینه محاسباتی، نزدیک به عملکرد پردازشگر وفقی تمام‌بُعد 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. به‌عنوان‌مثال روش‌های FAMPC[3] و AMPC[4] به‌ترتیب در مراجع [۸-۹] براساس روش FAPC برای کاهش حجم محاسبات پیشنهاد شدند، اما نکته قابل‌توجه کاهش عملکرد تخمین برد- دوپلر آنها است. در مرجع [۱۰] الگوریتم MAMPC[5] برای دست‌یابی مطلوب به‌تخمین 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[6] 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 حاصل‌ضرب 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[7] که مبتنی‌بر 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[8] برای کاهش حجم محاسبات و RMMSE مقاوم در برابر دوپلر ارائه شده است. این روش عملکرد رادار را در مقایسه با الگوریتم‌های DC-APC[9] [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.

1- Full-Dimension

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

با مرور مقالات به‌این 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، اهدافِ 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 پساپردازش وفقی ارائه می‌گردد. در بخش سوم پیاده‌سازی پساپردازش وفقی 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 شبیه سازی‌ها 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 شبیه سازی‌ها، 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 یک‌جهت خاص، از M پالس منتشر شده درون یک CPI از محیط به‌دست می‌آید. شکل موج ارسالی گسسته با نماد s و با طول کد N به‌سمت 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 همپیچش[2] می‌نماید. در محیط واقعی معمولاً اهداف مورد نظر متحرک هستند که به‌صورت اهداف نقطه‌ای در نویز AWGN مدل‌سازی می‌شوند.

۲-۱- مدل سیگنال در پساپردازش وفقی

به منظور اجرای الگوریتم APC با کمترین تغییرات در رادار، از روش پساپردازش وفقی می‌توان بهره برد. الگوریتم FFL-APCR با استفاده از روش پساپردازش وفقی روی خروجی فیلتر منطبق و با فرض تابع خودهم‌بستگی شکل‌موج به عنوان مدل سیگنال دریافتی، قابل اجراء است. مدل سیگنال دریافتی گسسته در گیرنده رادار با شاخص تأخیر ℓ به‌صورت هم‌پیچش گسسته شکل موج ارسالی در پروفایل برد به همراه نویز اضافه شونده است که به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$y(\ell)=\bar{x}^T(\ell)\mathbf{s}+v(\ell) \qquad (۲)$$

که در این رابطه، $\bar{\mathbf{x}}(\ell)=\left[x(\ell)\quad x(\ell-1)\ldots\quad x(\ell-(N-1))\right]^T$ بخشی از (N نمونه پیوسته) از پاسخ ضربه پروفایل برد است که در شکل‌موج $\mathbf{s}$ با تأخیر ℓ هم‌پیچش 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 به‌صورت زیر بیان گردد:

$$\hat{x}_{MF}(\ell)=\mathbf{s}^H\tilde{\mathbf{y}}(\ell) \qquad (۳)$$

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

$$\hat{x}_{MF}(\ell)=\mathbf{s}^H\mathbf{A}^T(\ell)\mathbf{s}+\mathbf{s}^H\tilde{\mathbf{v}}(\ell) \qquad (۴)$$

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

$$\mathbf{A}(\ell)=\left[\boldsymbol{x}(\ell)\quad\boldsymbol{x}(\ell-1)\quad\cdots\quad\boldsymbol{x}(\ell-N+1)\right]=\begin{bmatrix}x(\ell) & x(\ell+1) & \cdots & x(\ell+N-1)\\ x(\ell-1) & x(\ell) & \cdots & x(\ell+N-2)\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ x(\ell-N+1) & \cdots & x(\ell-1) & x(\ell)\end{bmatrix} \qquad (۵)$$

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

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 به‌صورت زیر بیان کرد:

1- Additive White Gaussian Noise
2- Convoloution

$$\tilde{\mathbf{y}}(\ell) = \boldsymbol{A}^T(\ell)\boldsymbol{s} + \tilde{\mathbf{v}}(\ell) \qquad (۶)$$

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 می‌کنند. در حالی‌که الگوریتم RMMSE یک مجموعهٔ منحصربه‌فرد از وزن‌ها را برای هر یک از شاخص‌های تأخیر تولید کرده و به آنها اختصاص می‌دهد. در نتیجه اگر $\boldsymbol{w}(\ell)$ را فیلتری با سایز $N \times 1$ در تخمین‌گر RMMSE تعریف کنیم، می‌تواند جایگزین فیلتر منطبق $\mathbf{s}$ 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 $\ell = 0,\ldots,L-1$، کمینه گردد [۵]:

$$J(\ell) = E\left[\left|x(\ell) - \boldsymbol{w}^H(\ell)\tilde{\mathbf{y}}(\ell)\right|^2\right] \qquad (۷)$$

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 $\boldsymbol{w}^*(\ell)$ و مساوی با صفر قرار دادن حاصل به حداقل می‌رسد. پس مقدار فیلتر $\boldsymbol{w}(\ell)$ برای هر ℓ در پروفایل برد به‌دست می‌آید:

$$\boldsymbol{w}(\ell) = \left(E\left[\tilde{\mathbf{y}}(\ell)\tilde{\mathbf{y}}^H(\ell)\right]\right)^{-1} E\left[\tilde{\mathbf{y}}(\ell)x^*(\ell)\right] \qquad (۸)$$

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

$$\boldsymbol{w}(\ell) = \hat{\rho}(\ell)(\boldsymbol{C}(\ell) + \boldsymbol{R})^{-1}\boldsymbol{s} \qquad (۹)$$

که در آن، $\rho(\ell) = |x(\ell)|^2$ توان $x(\ell)$ و $\mathbf{R} = E\left[\tilde{v}(\ell)\tilde{v}^H(\ell)\right]$ ماتریس کوواریانس نویز $N \times N$ است. هر اطلاعات پیشین راجع به نویز را می‌توان از طریق $\mathbf{R}$ به‌دست آورد و در مرجع [۱] هم رابطه (۹) باعنوان فیلتر منطبق وزن دهنده[1] معرفی شده است. $\mathbf{C}(\ell)$ ماتریس کوواریانس سیگنال است که براساس فرض ناهمبسته بودن عبارت‌های مجاور پاسخ ضربه، ماتریس $N \times N$ $\boldsymbol{C}(\ell) = E\left[\mathbf{A}^T(\ell)\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^H\boldsymbol{A}^*(\ell)\right]$ را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$\boldsymbol{C}(\ell) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho(\ell+n)\boldsymbol{s}_n\boldsymbol{s}_n^H \qquad (۱۰)$$

که در رابطه فوق، $\boldsymbol{s}_n$ نسخه جابه‌جایی یافته- تأخیری شکل موج $\boldsymbol{s}$ است. بقیه نمونه‌های عناصر شکل موج $\mathbf{s}$ که به اندازه n نمونه جابه‌جا شده‌اند، با صفر پر می‌شوند.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{s}_n &= [s_{|n|} \quad \ldots \quad s_{N-1} \quad \mathbf{0}_{1\times|n|}]^T \ for \quad n \le 0 \\ \boldsymbol{s}_n &= [\mathbf{0}_{1\times n} \quad s_0 \quad \ldots \quad s_{N-1-n}]^T \ for \quad n > 0 \end{aligned} \qquad (۱۱)$$

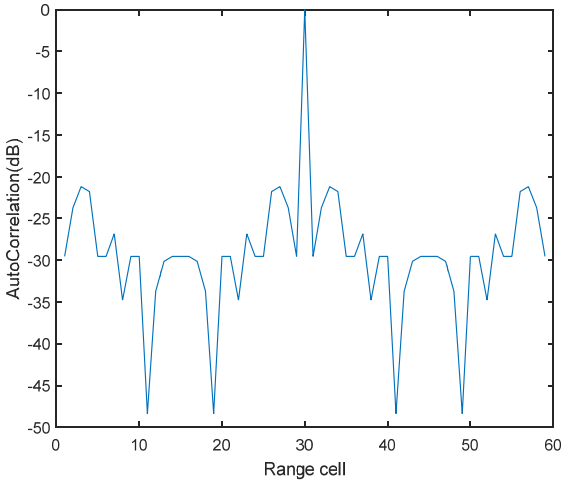
به‌عنوان مثال $\boldsymbol{s}_2 = [0,0,s_0,\ldots,s_{N-3}]^T$ و $\boldsymbol{s}_{-2} = [s_2,\ldots,s_{N-1},0,0]^T$. از رابطه (۱۰) می‌توان دریافت که $\mathbf{C}(\ell)$ یک ماتریس مثبت نیمه‌معین است زیرا شامل *2N-1* ماتریس مثبت نیمه‌معین با مرتبه یک است. بنابراین، هنگامی‌که $\boldsymbol{R}$ هم ماتریس مثبت معین باشد، $(\boldsymbol{C}(\ell) + \boldsymbol{R})$ هم مثبت معین و در نتیجه معکوس‌پذیر خواهد شد. اما همان‌طور که می‌دانیم، گام‌ها بایستی طوری برداشته شوند تا $\mathbf{C}(\ell)$ 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:

$$\hat{\boldsymbol{w}} \cong \left(\sum_{n=-N+1}^{N-1} \boldsymbol{s}_n\boldsymbol{s}_n^H\right)^{-1}\boldsymbol{s} \qquad (۱۲)$$

که در آن، $\hat{\boldsymbol{w}}$ 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.

$$s(n) = \exp\left(\frac{j\pi n^2}{N}\right) \qquad n = 0,1,\ldots,N-1 \qquad (۱۳)$$

1- Whitening matched filter

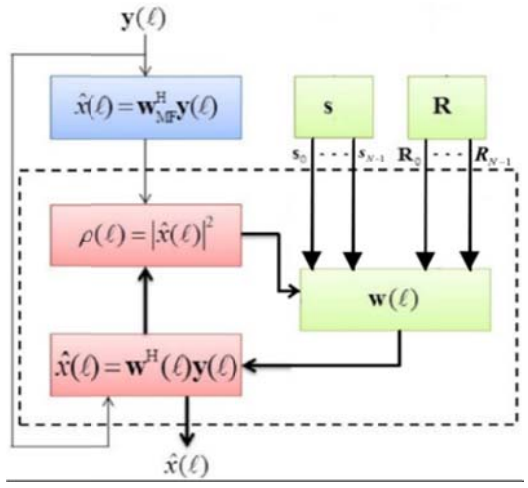


شکل (۱): تابع خودهمبستگی شکل موج ارسالی با کد P3

شکل (۲) نمودار گردشی الگوریتم APC برای تخمین پروفایل برد $\hat{x}(\ell)$ از داده سیگنال بازگشتی دریافت شده $\mathbf{y}(\ell)$ را نشان می‌دهد. تخمین اولیه پاسخ ضربه با دادن مقدار اولیه از رابطه (۱۲) به فیلتر MMSE به‌دست می‌آید که از آن به‌عنوان اطلاعات پیشین در مرحله اول تکرار فیلتر MMSE استفاده می‌شود. در این مرحله با استفاده از $\hat{x}(\ell)$ به‌دست‌آمده از فیلتر منطبق، توان متناسب با سلول برد $\hat{\rho}(\ell)$ در مرحله مقداردهی اولیه به‌دست می‌آید. با قرار دادن $\hat{\rho}(\ell)$ مقدار اولیه در رابطه (۱۰) می‌توان $\mathbf{C}(\ell)$ اولیه را به‌دست آورد. حال با استفاده از رابطه (۹) $\mathbf{w}(\ell)$ جدید به‌دست می‌آید. درنتیجه $\mathbf{w}(\ell)$ را به فیلتر وفقی اعمال می‌کنیم تا تخمین پروفایل برد مورد نظر $\hat{x}(\ell)=\mathbf{w}^H(\ell)\mathbf{y}(\ell)$ برای هر سلول به‌دست آید. اگر فیلتر وفقی 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 به‌همان میزان به چگالی آن‌ها در پروفایل برد و سرعتشان وابسته است.

الگوریتمRMMSE در اغلب کاربردهای با تفکیک‌پذیری بالازمانی که پروفایل برد تا حدودی کم پارامتر[1] (تُنک) باشد، خوب عمل می‌کند. انتظار می‌رود که تکرار مرحله فیلترهای MMSE تا حدی شبیه به حذف‌کننده‌های وفقی لوب‌های جانبی در کاربردهای پردازشگر آرایه‌ای [۱۵] باشد که در آن‌ها برای کاهش تداخل پراکنده‌سازهای نزدیک، طول شکل موج N محدود می‌شود. عملکرد تخمین‌گر RMMSE با ۳ مرحله تکرار در [۴] نشان داده شده است.

1- sparsely parameterized



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

همان‌طور که اشاره شد، ماتریس $(\boldsymbol{C}(\ell)+\boldsymbol{R})$ نیمه معین و معکوس‌پذیر است. درصورتی که نویز، سفید و گوسی باشد، $\boldsymbol{R}=\sigma_v^2\boldsymbol{I}$ می‌باشد که σ_v^2 برابر توان نویز است. اگر $\rho(\ell)<<\sigma_v^2$ باشد، ماتریس $(\boldsymbol{C}(\ell)+\boldsymbol{R})$ دچار شرایط نامساعد[2] می‌شود. هم‌چنین اگر $\rho(\ell)$، SNR کافی برای آشکارسازی نداشته باشد (و یا هیچ هدفی در سلول برد نباشد)، توان $\rho(\ell)$ تخمین‌زده شده می‌تواند بسیار کوچک شود، به‌طوری که بعد از چند مرحله تکرار به‌نزدیک صفر برسد و شرایط نامساعدی ایجاد نماید. هر دو موضوع مربوط به گستره تغییرات تخمین سلول‌های برد می‌باشد که می‌توان با فشرده‌کردن 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 $\hat{\rho}(\ell)=|\hat{x}(\ell)|^\alpha$ و (با فرض سفید بودن نویز) σ_v^2 به σ_v^α صورت می‌پذیرد که گستره تغییرات $0\le\alpha\le 2$ می‌باشد. در وضعیتی که SNR هدف زیاد باشد، αهای نزدیک به ۲ سبب کاهش تاثیر SNR می‌شود و درنتیجه احتمال وقوع شرایط نامساعد کمتر می‌گردد. در مقابل زمانی که هیچ هدفی در سلول برد وجود ندارد، مقدار تخمین آن سلول با $\hat{\rho}(\ell)\le\sigma_v^2/N$ 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 $1.1\le\alpha\le 1.7$ نتایج مطلوبی به‌دست می‌آید. پس α در مرحله ابتدایی بالاترین مقدار را باید داشته باشد تا لوب‌های‌های 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.

2- Ill-Conditioned

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- بهینه‌سازی الگوریتم RMMSE از طریق پیاده‌سازی پساپردازش وفقی

پیاده‌سازی فیلتر APC به روش پساپردازش 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 به‌دنبال 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 لِما، معکوس یک ماتریس $N \times N$ را برای هر سلول برد محاسبه می‌کند. لذا هزینه محاسباتی متوسط APC برای هر سلول برد در هربار تکرار $6N^2 + 14N$ برآورده شده است. از آنجائی‌که 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 مبنتی‌بر داده دریافتی از محیط هستند ولی در روش پساپردازش وفقی، بخشی از محاسبات به‌صورت برون خط انجام می‌شود. الگوریتم RMMSE در روش FFL-APCR همانند الگوریتم MF-RMMSE، براساس پساپردازش وفقی است. در این الگوریتم‌ها طول فیلتر براساس سیستم‌های فشرده‌سازی پالس 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:

$$NK + K^2 \qquad (۱۴)$$

که برای Nهای بزرگ، نزدیک به N می‌گردد، یعنی پیچیدگی محاسباتی نزدیک به فیلتر منطبق (حجم محاسباتی بهینه) می‌شود. پارامتر دیگری که در طراحی FFL-APCR بایستی علاوه‌بر 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 موردتوجه قرار گرفت. همان‌طور که در [۱۶] بیان‌شده است، برای بهینه‌سازی پردازش سیگنال‌های دچار گرفتگی از الگوریتم فشرده‌سازی پالس وفقی مبتنی‌بر 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- 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. $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ بردار ضرایب فیلتر MMSE با ابعاد $[K_B + K_A + 1]\times 1$ می‌باشد که به‌طور مجزا برای هر نمونه از خروجی فیلتر منطبق محاسبه می‌شود. در تابع هزینه برای به‌دست آوردن فیلتر $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ از بردار $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ به‌عنوان سیگنال دریافتی $\tilde{\boldsymbol{y}}(\ell)$ استفاده می‌گردد. بردار $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ با ابعاد $[K_B + K_A + 1]\times 1$ شامل نمونه‌های زیر است:

$$\tilde{\boldsymbol{y}}(\ell) = [\hat{x}_{MF}(\ell - K_B), ..., \hat{x}_{MF}(\ell), ..., \hat{x}_{MF}(\ell + K_A)]^T = \tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell) \qquad (۱۵)$$

که، K_B تعداد نمونه‌های خروجی فیلتر منطبق قبل از $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$

1- Contiguous Blocking-FAPC
2- Decimation-FAPC

و K_A نیز تعداد نمونه‌های خروجی فیلتر منطبق بعد از $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ می‌باشد. انتخاب مقادیر K_B و K_A از راهبردهای زیر می‌باشد:

- طول فیلتر $K=K_B+K_A+1$ می‌تواند بین ۳ تا $2N-1$ باشد. بنابراین، مقادیر K_B و K_A را می‌توان از بازه $|K_B|\le N-1$ و $|K_A|\ge 1$ انتخاب نمود.
- برای مقادیر مساوی و متفاوت K_B و K_A دو حالت فیلتر با طول متوازن و نامتوازن تعریف می‌شود که در شبیه‌سازی‌ها از آنها استفاده خواهد شد.
- از آنجا که هیچ‌کدام از دو نمونه خروجی $\hat{x}_{MF}(\ell-N)$ و $\hat{x}_{MF}(\ell+N)$ حاوی اطلاعات $\hat{x}_{MF}(\ell)$ نیستند، در بیشتر موارد باید از $K\ge 3$ و $K_B+K_A\ge 2$ (فیلتر با طول بیشتر از ۳ نقطه) مطمئن بود.

برای محاسبه ضرایب فیلتر MMSE در روش پساپردازش وفقی، عبارت $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ جایگزین $\tilde{\boldsymbol{y}}(\ell)$ در رابطه (۸) می‌شود:

$$\boldsymbol{w}(\ell)=\left(E\left[\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}^{H}(\ell)\right]\right)^{-1}E\left[\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)x^{*}(\ell)\right] \qquad (۱۶)$$

با جای‌گذاری مقدار $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ از رابطه (۴)، در $E[\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)x^{*}(\ell)]$ (عبارت دوم رابطه (۱۶)) رابطه (۱۷) به‌دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} E\left[\left(\boldsymbol{s}^{H}\boldsymbol{A}^{T}(\ell-K_B)\boldsymbol{s}+\boldsymbol{s}^{H}\tilde{\boldsymbol{v}}(\ell-K_B)\right)x^{*}(\ell)\right] \\ \vdots \\ E\left[\left(\boldsymbol{s}^{H}\boldsymbol{A}^{T}(\ell)\boldsymbol{s}+\boldsymbol{s}^{H}\tilde{\boldsymbol{v}}(\ell)\right)x^{*}(\ell)\right] \\ \vdots \\ E\left[\left(\boldsymbol{s}^{H}\boldsymbol{A}^{T}(\ell+K_A)\boldsymbol{s}+\boldsymbol{s}^{H}\tilde{\boldsymbol{v}}(\ell+K_A)\right)x^{*}(\ell)\right] \end{bmatrix} = \rho(\ell)\begin{bmatrix} \boldsymbol{s}^{H}\boldsymbol{s}_{K_B} \\ \vdots \\ \boldsymbol{s}^{H}\boldsymbol{s}_{0} \\ \vdots \\ \boldsymbol{s}^{H}\boldsymbol{s}_{-K_A} \end{bmatrix} = \rho(\ell)R_{\mathrm{SS}} \qquad (۱۷)$$

همچنین ماتریس کوواریانس سیگنال $\mathbf{C}_f(\ell)$ با جای‌گذاری مقدار $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ در $E[\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}^{H}(\ell)]$ (عبارت اول رابطه (۱۶)) به‌صورت رابطه (۱۸) به‌دست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} c_0(\ell-K_B) & c_1(\ell-K_B) & \cdots & c_{K_B+K_A}(\ell-K_B) \\ c_1(\ell-K_B) & c_0(\ell-K_B+1) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & c_1(\ell+K_A-1) \\ c_{K_B+K_A}(\ell-K_B) & \cdots & c_1(\ell+K_A-1) & c_0(\ell+K_A) \end{bmatrix} \qquad (۱۸)$$

ماتریس کوواریانس سیگنال $\mathbf{C}_f(\ell)$ با ابعاد $K\times K$ می‌باشد و $c_i(j)$ مطابق رابطه (۱۹) محاسبه می‌شود.

$$\begin{aligned} c_i(j)&=E[\hat{\mathbf{x}}_{MF}(j)\hat{\mathbf{x}}_{MF}^{H}(j+i)]=\boldsymbol{s}^{H}\boldsymbol{C}_i(j)\boldsymbol{s}+u_i \\ c_i^{*}(j)&=E[\hat{\mathbf{x}}_{MF}(j+i)\hat{\mathbf{x}}_{MF}^{H}(j)] \\ 0\le i\le N-1 \quad & and \quad \ell-K_B\le j\le \ell+K_A \end{aligned} \qquad (۱۹)$$

که در آن، u_i و $c_i(j)$ در رابطه (۱۹) از رابطه (۲۰) به‌دست می‌آید:

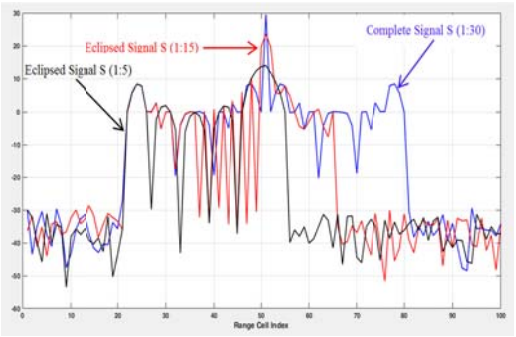
$$\begin{aligned} u_i&=\begin{cases}\sum_{k=i}^{N-1} rs_k^{*}s_k & 0\le i\le N-1 \\ 0 & i\succ N-1\end{cases} \\ r&=E\left[vv^{*}\right] \\ \boldsymbol{C}_i(j)&=\sum_{n=-N+i+1}^{N-1}\rho(\ell+n)\boldsymbol{s}_n\boldsymbol{s}_{n-i}^{H} \end{aligned} \qquad (۲۰)$$

در نهایت می‌توان فیلتر $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ تعریف شده در رابطه (۹) را به‌صورت رابطه (۲۱) بازنویسی کرد:

$$\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)=\rho(\ell)\mathbf{C}_f(\ell)^{-1}R_{\mathrm{SS}} \qquad (۲۱)$$

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 ضریبی از دوره تناوب بین پالسی[1] باشد، آشکار نمی‌شود زیرا سیگنال بازگشتی از هدف در زمان فرستندگی به‌رادار می‌رسد. این وضعیت گرفتگی نامیده می‌شود که با تغییر فاصله پالس قابل حل می‌باشد [۳]. در نواحی گرفتگی تنها قسمتی از سیگنال توسط گیرنده دریافت شده است و بعد از پردازش در فیلتر منطبق، شکل‌موج حاصل، با خروجی فیلتر منطبق پالس‌های دریافتی کامل متفاوت می‌باشد. این تفاوت باعث می‌گردد تا الگوریتم RMMSE نتواند لوب‌های جانبی حاصل از اینگونه اهداف را حذف نماید. در شکل (۳) می‌توان خروجی فیلتر منطبق را برای حالت‌های مختلف سیگنال در ناحیه گرفتگی مشاهده نمود.



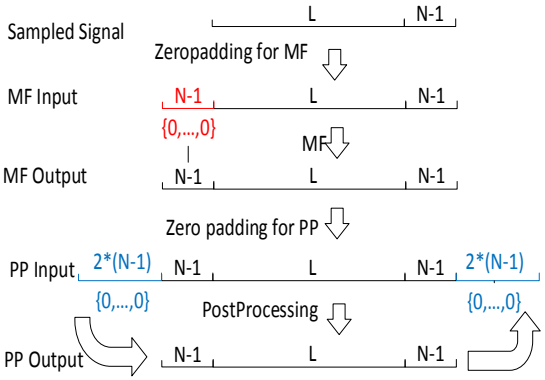
شکل (۳): خروج فیلتر منطبق برای سیگنال $\mathbf{P}_3$ دریافتی کامل با ۳۰ نمونه، ۱۵ نمونه ابتدایی و ۵ نمونه ابتدایی آن

1 interpulse period

همان‌طور که در 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 درصورتی 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 ازدست رفته کاهش می‌یابد. هم‌چنین مشاهده می‌شود که نسبت به‌نمونه‌های از دست رفته، گلبرگ اصلی سیگنال خروجی نیز پهن‌تر می‌گردد.

در مراجع [۱۸-۱۶] 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 ازاین 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 پساپردازش 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 این‌است 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. درنتیجه اندازه در خروجی فیلتر منطبق پروفایل برد به مقدار 2N-2+L می‌رسد. در مراحل پساپردازش وقفی 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.



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

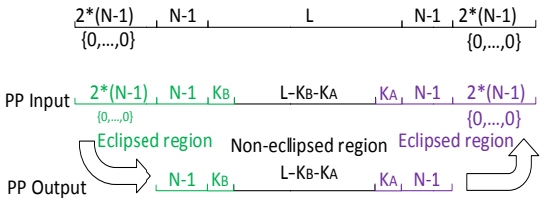
برای حل مشکل نمونه‌برداری از پروفایل برد در شرایط گرفتگی پالس، الگوریتم FFL-APCR روش پیشنهادی زیر را به‌کار می‌گیرد. لازم‌به‌ذکر است مشکل الگوریتم MF-RMMSE که مبتنی‌بر خروجی فیلتر منطبق است عدم تطبیق نواحی نمونه‌برداری شده است و مشکل الگوریتم APC-ER و PCR هم علاوه بر حجم زیاد محاسبات و نمونه‌برداری، عمل نکردن به‌روش پساپردازش 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 به‌دلیل 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 پساپردازشی است که مراحل الگوریتم قادر به‌حذف 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 پساپردازش متفاوت از ناحیه گرفتگی است. به‌این ترتیب حجم محاسباتی بدون تأثیر منفی‌بر دقت، بسیار کاهش می‌یابد؛ اما برای جلوگیری از وقوع اثرات گرفتگی، از بانک فیلتر برای قسمت‌های ابتدایی و انتهایی پروفایل برد در پساپردازش استفاده می‌شود.

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

همان‌طور که در شکل (۶) نشان داده شده است برای محاسبه $N-1+K_B$ سلول برد ابتدایی و $N-1+K_A$ سلول انتهایی پروفایل برد از بانک فیلتر برای آشکارسازی هدف در ناحیه گرفتگی استفاده می‌شود. و سلول‌های واقع در مرکز پروفایل برد با استفاده از روش پساپردازشی و انتخاب فیلتر با طول منعطف متوازن و یا نامتوازن فشرده‌سازی می‌گردند. حجم محاسباتی در این الگوریتم به مقادیر L، N و K وابسته است.

علت انتخاب مرز پردازشی برای الگوریتم FFL-APCR را می‌توان در شکل) مشاهده نمود. در این تصویر خروجی فیلتر منطبق برای سیگنال دچار گرفتگی در چند حالت نشان داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، در برخی نقاط (سمت راست و به سمت مرکز برد) پاسخ‌ها بر روی یکدیگر منطبق می‌باشد و با مقدار خروجی سیگنال سالم برابر هستند. با استفاده از این ویژگی می‌توان نشان داد که در فاصله $N+K_B$ از ابتدای پروفایل برد و $N+K_A$ از انتهای پروفایل برد، با توجه به‌طول فیلتر (K_B+K_A+1) هنگام فشرده‌سازی سلول‌های برد مربوطه، هیچ داده‌ای از سیگنال مخرب (غیریکنواخت) وارد مراحل محاسباتی قرار نمی‌گیرد.

از مدل سیگنالی شبیه به الگوریتم PCR در مرجع [۱۷] برای تشکیل بانک فیلتر استفاده می‌کنیم. لازم‌به‌ذکر است که الگوریتم PCR مبتنی‌بر پساپردازش وفقی است ولی توانایی آشکارسازی اهداف در ناحیه گرفتگی را ندارد. ضرایب فیلتر در این ناحیه به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

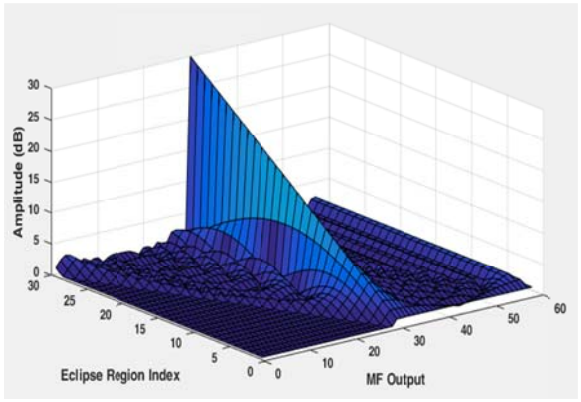
$$\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)=\hat{\rho}(\ell)(\tilde{\boldsymbol{C}}(\ell)+\tilde{\boldsymbol{R}}_{nn})^{-1}\tilde{\boldsymbol{R}}_{ss} \qquad (۲۲)$$

دراین رابطه، $\tilde{\boldsymbol{R}}_{nn}=E[\boldsymbol{u}(\ell)\boldsymbol{u}^H(\ell)]$ ماتریس کوواریانس نویز و $\tilde{\boldsymbol{R}}_{ss}=\left[\tilde{R}_{ss_{-N+1}},\ldots,\tilde{R}_{ss_{-1}},\tilde{R}_{ss_0},\tilde{R}_{ss_1},\ldots,\tilde{R}_{ss_{N-1}}\right]^T$ خودهمبستگی سیگنال ارسالی $\boldsymbol{s}$ است. $\tilde{\boldsymbol{R}}_{ss}$ را بردار فرمان می‌نامیم که نقش مهمی در الگوریتم FFL-APCR دارد. ماتریس کوواریانس در ناحیه گرفتگی هم به‌صورت زیر خواهد شد:

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

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

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



شکل (۷): خروجی فیلتر منطبق برای حالت‌های مختلف گرفتگی سیگنال دریافتی (شکل‌موج $\mathbf{P_3}$ و $\mathbf{N=30}$)

از محاسن الگوریتم FFL-APCR محاسبه بردارهای فرمان $\tilde{\boldsymbol{R}}_{ss}$ ، $\tilde{\boldsymbol{R}}_{nn}$ و تشکیل بانک فیلتر به صورت برون خط می‌باشد. این کار سهم بسزایی در کاهش حجم محاسبات برخط دارد و موجب نزدیک شدن سیستم به قابلیت زمان واقعی می‌شود. این کاهش حجم محاسبات در نتایج شبیه‌سازی به‌خوبی نشان داده شده است.

۴- شبیه‌سازی‌ها

در این بخش سناریوهای مختلفی برای شبیه‌سازی و بررسی عملکرد الگوریتم FFL-APCR به‌منظور آشکارسازی اهداف سریع تعریف می‌شود. با توجه به سناریوهای مختلفی که می‌توان براساس محل قرارگیری اهداف درون پروفایل برد تعریف کرد، عملکرد الگوریتم‌های مربوطه ارزیابی می‌گردد. بعضی از الگوریتم‌ها تنها با داده‌های درون پنجره پردازشی قادر به آشکارسازی اهداف موجود در این ناحیه هستند و برخی الگوریتم‌ها هم تنها قادر به عملکرد در ناحیه گرفتگی می‌باشند.

به‌صورت پیش فرض، توان نویز در تمام شبیه‌سازی‌ها ۶۰dB کم‌تر از واحد و شکل‌موج ارسالی کد P_3 (رابطه (۱۳)) به‌طول

$N = 30$ درنظر گرفته می‌شود. البته فیلتر FFL-APCR مستقل از شکل‌موج بوده و نیازی به‌درنظر گرفتن حالت خاصی برای شکل‌موج ارسالی جهت استخراج تئوری نیست. در این شبیه‌سازی‌ها طول پنجره پردازشی $L = 100$ و در حالت تراکم اهداف $L = 200$ است. اهداف به‌صورت نقطه‌ای و نویز محیط هم به‌صورت 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 به‌صورت یکنواخت در طول پروفایل برد با نسبت متوسط توان کلاتر 30dB- کمتر از بزرگترین هدف فرض می‌شود. پارامترهای راداری عرض پالس $\tau = 5\mu s$، پهنای باند $B.W. = 320KHz$ و فرکانس موج حامل $f_0 = 2GHz$ در شبیه‌سازی در نظر گرفته می‌شود.

۴-۱- سناریو اول: اهداف درون پنجره پردازشی

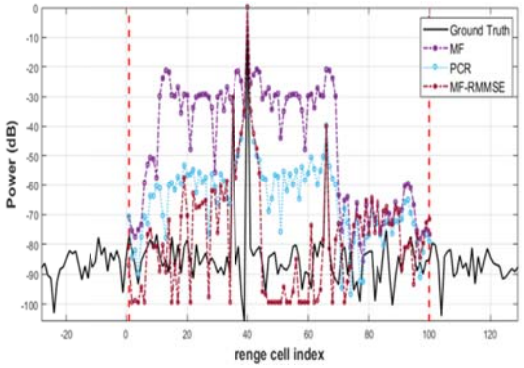
در این بخش سناریویی برای اثبات عدم کارآیی مناسب فیلتر منطبق استاندارد (MF) و فیلتر APC [۴] در مقایسه با الگوریتم‌های بهینه شده DC-APC [۱۴]، PCR [۱۷]، CB-FAPC [۷] و MF-RMMSE [۱۲] به منظور آشکارسازی اهداف سریع درون پنجره پردازشی تعریف می‌شود. هیچکدام از الگوریتم‌های فوق قابلیت آشکارسازی اهداف خارج از پنجره 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 پساپردازش 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	هدف۱	هدف۲	هدف۳
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

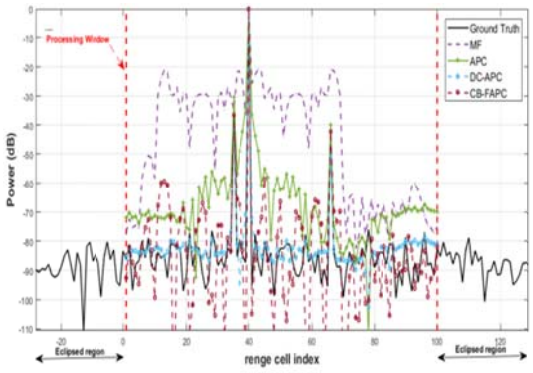
در شبیه‌سازی اول مطابق شکل (۸)، برای آشکارسازی اهداف پوشیده شده به‌وسیله MF از الگوریتم‌های پساپردازش وفقی PCR و MF-RMMSE استفاده می‌شود.



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 پساپردازش 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

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.

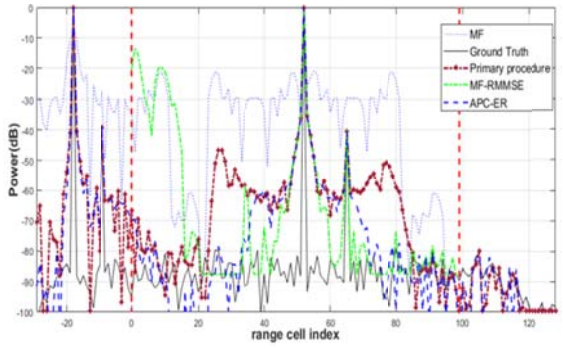
همان‌طور که در سناریو اول نشان داده شده و به‌طور کلی برای آشکارسازی اهداف پنهان شده توسط فیلتر منطبق استاندارد درون پنجره پردازشی، فیلتر APC با الگوریتم RMMSE هم برای آشکارسازی اهداف سریع عملکرد مناسبی ندارد. اما الگوریتم‌های بهینه شده CB-FAPC و MF-RMMSE به‌خاطر حجم محاسباتی کمتر و مقاومت بیشتر در برابر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

جدول (۲): ارزیابی الگوریتم‌های سناریو اول

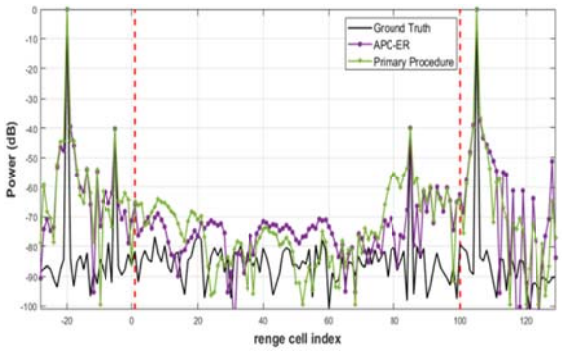
الگوریتم / معیار ارزیابی	MF	APC	PCR	CB-FAPC	MF-RMMSE	DC-APC
مراحل تکرار	۰	۳	۱	۲	۵	۳
کل حجم محاسباتی	۳۰	۱۷۴۶۰	۲۱۷۱۲	۱۷۴۶	۲۶۷۰	۱۷۴۶۰
مقاومت در برابر دوپلر	بسیار ضعیف	ضعیف	ضعیف	خوب	خوب	خوب
آشکارسازی هدف	بسیار ضعیف	ضعیف	بسیار ضعیف	خوب	متوسط	خوب

۴-۲- سناریو دوم: اهداف در ناحیه گرفتگی

در سناریو دوم ابتداء عدم کارآیی 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 پساپردازش وفقی نیست.



(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

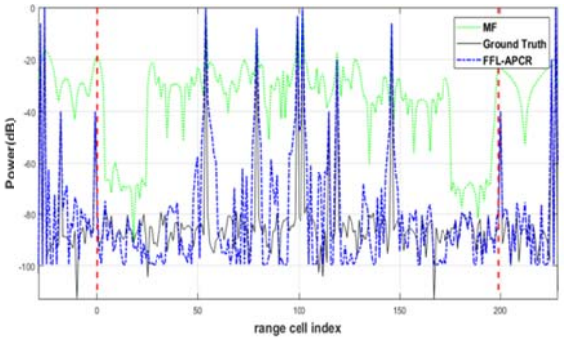
همان‌طور که درشبیه‌سازی شکل (۱۰–الف) نشان داده شده است، الگوریتم MF-RMMSE تنها در مرکز پنجره پردازشی عملکرد مناسبی دارد و هیچ کارآیی در لبه‌ها و خارج آن ندارد. اما الگوریتم‌های APC-ER و فرآیند تکمیل نشده FFL-APCR در درون پنجره پردازشی کارآیی مناسبی ندارد. اگر آشکارسازی اهداف درون ناحیه گرفتگی و نواحی 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 پساپردازش وفقی حجم محاسباتی را در این الگوریتم به شدت افزایش می‌دهد. به همین دلیل با استفاده از مزر بندی‌های تشریح شده در بخش ۳-۲ 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 خواهید بود.

۴-۳- 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 پساپردازش وفقی پیاده سازی شده است. در این سناریو ۱۴ هدف با سرعت‌های بین (12.5m/s-40m/s) و شیفت فازی دوپلر در محدوده ($-3^{\circ} \leftrightarrow +9.6^{\circ}$) 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 پهن‌تر 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.

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 دیجیتالی راداری هم بیشتر شده است. به منظور امکان پیاده سازی در رادارهای متعارف و رایج با کمترین تغییرات، الگوریتم FFL-APCR مبتنی بر پساپردازش وفقی 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.

۶- منابع

[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.

[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.

Journal of Electronical & Cyber Defence
Vol. 6, No. 4, 2019, Serial No. 24

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

R. Kayvanshokooh*, 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: rkayvanshokooh@ihu.ac.ir