آشکارسازی مؤثر اهداف پنهان‌شده به‌وسیله الگوریتم فشرده‌سازی پالس وفقی سریع با طول فیلتر منعطف

رضا کیوان شکوه[۱]، دانشجوی دکتری؛ مجید اخوت[۲]، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی فناوری اطلاعات و ارتباطات - دانشگاه جامع امام حسین (ع) - تهران – ایران- kpkeyvan@ihu.ac.ir
۲- دانشکده مهندسی فناوری اطلاعات و ارتباطات - دانشگاه جامع امام حسین (ع) - تهران - ایران -mokhovvat@ihu.ac.ir

چکیده: در این مقاله آشکارسازی اهداف متحرک ضعیف پنهان‌شده در مجاورت اهداف قوی سریع را با استفاده از الگوریتم FAPC[۱] بررسی می‌کنیم. فیلتر منطبقِ رادارهای فشرده‌سازی پالس متعارف در اطراف هدفی با نسبت سیگنال به نویز بزرگ، لوب‌های جانبی برد بزرگی تولید می‌کند که می‌تواند اهداف کوچک را پنهان نماید. عدم تطبیق ایجاد شده در سیگنال دریافتی به‌واسطه جابه‌جایی فازی دوپلر، عملکرد فیلتر APC[۲] در کاهش سطح لوب‌های جانبی را تنزل می‌دهد. در این مقاله الگوریتم FFL-FAPC[۳] پیشنهادشده است که برای کاهش لوب‌های جانبی برد از تخمین‌گر RMMSE[۴] به روش پساپردازش[۵] استفاده می‌کند. در سناریوهای مختلف آشکارسازی اهداف پنهان شده را در مقایسه با روش‌های قبلی، بررسی می‌کنیم. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که الگوریتم FFL-FAPC علاوه بر کاهش قابل‌ملاحظه هزینه محاسبات، مقاومت دوپلر را هم بهبود می‌بخشد.

واژه‌های کلیدی: فشرده‌سازی پالس وفقی سریع، تخمین‌گر حداقل مجذور مربعات خطا تکراری، جابه‌جایی فازی دوپلر، آشکارسازی، فیلتر منطبق

Efficient Masked Target Detection by Fast Adaptive Pulse Compression Algorithm with Flexible Filter Length

R. Kayvan shokooh[1], Phd student; M. Okhovvat[2], Associate professor

1-Faculty of Information Technology and Communications, University of Imam Hossein (a.s.), Tehran, Iran, kpkeyvan@ihu.ac.ir
2-Faculty of Information Technology and Communications, University of Imam Hossein (a.s.), Tehran, Iran, mokhovvat@ihu.ac.ir

Abstract: In this paper, we investigate the detection of masked weak moving targets in the adjacent fast strong target by using FAPC algorithm. The matched filter of conventional pulse compression radars induces range sidelobes in surrounding a target with high SNR that could mask the smaller targets. The mismatch created in received signal by Doppler phase shift, degrades APC filter performance in side lobe suppression. In this paper, the FFL-FAPC algorithm is proposed to reduce the range side lobes using the RMMSE estimator in its post-processing method. In various scenarios, we will investigate the detection of masked targets in comparsion with previous methods. Simulation results show that the FFL-FAPC algorithm reduce significantly of computational cost, in addition to provides improved Doppler robustness.

Keywords: Fast adaptive pulse compression, Reiterative Minimum Mean Square Error estimator, Doppler phase shift, Detection, Matched filter

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۴/۰۴
تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۸/۰۷
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۱۳
نام نویسنده مسئول: رضا کیوان شکوه
نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران – تهرانپارس، حکیمیه – دانشگاه جامع امام حسین (ع) - دانشکده مهندسی فناوری اطلاعات و ارتباطات.

۱- مقدمه

در کاربردهای راداری، یک سیگنال در محیطی شامل پراکنده سازها ارسال می‌گردد که توسط آن‌ها سیگنال به سمت رادار بازگردانده می‌شود. سیگنال دریافتی در حسگر شامل شکل موج ارسالی تضعیف‌شده همراه با تأخیر است که به نویز آلوده‌شده است. تأخیرهای ایجاد شده در سیگنال‌های بازگشتی بیانگر برد پراکنده سازها از رادار است. برای افزایش برد و به خاطر محدودیت عملی توان، اغلب سیگنال ارسالی به‌صورت یک پالس بلند مستطیلی مدوله‌شده با فاز یا فرکانس است. برای اینکه در گیرنده تفکیک‌پذیری بالا مکانی و یا حداقل حفظ تفکیک‌پذیری داشته باشیم، در فرستنده تعدادی زیرپالس در غالب پالس بلندی ارسال می‌شود که عرض زیرپالس‌های مدوله‌شده متناسب با عکس پهنای باند آن است. در گیرنده یک فیلترِ منطبق به کمک شکل موج ارسالی، موقعیت مکانی اهداف را با تفکیک‌پذیری بالا از سیگنال دریافتی آغشته به نویز استخراج می‌کند. در اصطلاح راداری این فرآیند را به نام فشرده‌سازی پالس می‌شناسند[۱].

فیلتر منطبق یک فیلتر بهینه خطی باند پایه است که پاسخ ضربه آن به ازای سیگنالی خاص، میزان SNR را در واحد زمان در خروجی فیلتر حداکثر می‌نماید. خروجی فیلتر منطبق تنها به انرژی سیگنال وابسته است. اکو 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[۲]. 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. درواقع فرکانس دوپلر به خاطر تغییرات سرعت هدف متغیر خواهد بود. لذا فرکانس دوپلر متغیر و وجود سیگنال لحظه‌ای بر اساس دیده شدن هدف درزمانی که بیم اصلی آنتن از روی آن عبور می‌کند، ماهیتی غیر ایستا خواهد داشت[۲]، ولی ما در اینجا آن را ایستا فرض می‌نماییم.

مسئله آشکارسازی و جداسازی پراکنده سازهای ضعیف در حضور پراکنده سازهای قوی، مشکل اصلی پردازش سیگنال است که به خاطر لوب‌های جانبی برگشتی از پراکنده سازهای قوی به وجود می‌آید. تمرکز این مقاله بر کاهش مؤثر لوب‌های جانبی برد ایجاد شده به‌وسیله فیلتر منطبق به‌کارگیری شده در فشرده‌سازی پالس سنتی است. روش‌های متنوعی برای کاهش سطح لوب‌های جانبی در مراجع مختلف معرفی شده است. این روش‌ها شامل استفاده از پنجره‌های وزن دهنده، استفاده از شکل موج‌های خاص، فیلترهای معکوس و فیلترهای وفقی است.

در رادارهای مدرن به دلیل اینکه پنجره‌های وزن دهنده سبب کاهش تفکیک‌پذیری در برد می‌شوند، این روش کمتر مورداستفاده قرار می‌گیرد.

پیاده سازی شکل موج‌های خاص به‌منظور دستر سی به لوب‌های جانبی کم به عوامل متعددی مانند تفکیک‌پذیری برد، راندمان انرژی، تلورانس دوپلر و دیگر عوامل سخت‌افزاری مانند غیرخطی بودن تقویت‌کننده‌های توان و خطاهای کالیبراسیون وابسته است که بایستی مصالحه سختی بین آن‌ها برقرار کرد[۳].

یکی از روش‌های کاهش سطح لوب‌های جانبی، استفاده از فیلترهای نامنطبق طولانی است که برای حل مسئله ماسک شدگی مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرد. بر اساس الگوریتم‌های پیشنهادی فیلتر نامنطبق در [۴] و [۵] سطح لوب‌های جانبی با هزینه تلف کم در SNR، تا جائی‌که پراکنده سازهای کوچک قابل آشکارسازی شوند، کاهش می‌یابد. اما فیلترهای نامنطبق تنها می‌توانند کمی از ماسک شدگی را کاهش دهند زیرا توان سطوح لوب‌های جانبی اهداف بزرگ به‌طور قابل‌مقایسه‌ای بالاتر از پیک لوب اصلی هدف کوچک‌تر است و اثرات لبه ناشی از طول فیلتر بلند هم وضعیت گرفتگی هدف را وخیم‌تر می‌کند. به‌علاوه فیلترهای نامنطبق تنها نسبت به گروه خاصی از شکل موج‌ها عملکرد مناسبی دارند، که در صورت استفاده در رادارهای نظامی، سبب کاهش قابلیت LPI این رادارها خواهد شد. لذا در رادارهای نظامی به خاطر محدودیت کارایی، از دیگر روش‌های کاهش سطح لوب‌های جانبی استفاده می‌شود.

فیلترهای وفقی به‌منظور یادگیری و ره‌گیری در کاربردهای مختلفی چون تخمین کانال، تخمین موقعیت هدف، شناسایی سیستم و حذف نویز مورداستفاده قرارگرفته‌اند[۶]. فیلترهای وفقی کلاس خاصی از الگوریتم‌های پردازش سیگنال راداری مبتنی بر تخمین بهینه هدف از سیگنال‌های بازگشتی است. در فیلترهای وفقی که از آن‌ها برای کاهش سطح لوب‌های جانبی برد استفاده می‌شود، هدف بازیافت پروفایل برد از سیگنال دریافتی است. به‌طورکلی این فیلترها را می‌توان بر اساس واپیچش سراسری[۶] و تخمین بهینه موقعیت[۷] فرموله کرد. راه‌حل معروف درروش واپیچش سراسری، تخمین LS و گونه‌های مختلفش است [۸]. برای کاهش سطح لوب‌های جانبی برد با روش LS [۱۱-۸]، با ناهمبسته فرض کردن سلول‌های برد مجاور تا حدودی مسئله ماسک شدگی حل می‌شود. در [۱۲] نشان داده شده است که روش LS با معیار MSE[۸] در حضور نویز جمع شونده سفید بهینه است. اما برای تخمین دقیق با روش LS نیاز است که هیچ پراکنده سازی در نزدیکی لبه‌های بیرونی پنجره پردازشگر وجود نداشته باشد زیرا وجود این پراکنده سازها می‌تواند موجب تخمین اشتباه گردد. علت تخمین اشتباه در این وضعیت آن است که پراکنده سازهای نزدیک لبه‌های بیرونی پنجره پردازشگر در محاسبات منظور نخواهند شد و اثرات مخربی بر خروجی فیلتر خواهند گذارد.

درروش APC و بر اساس تخمین بهینه موقعیت، از الگوریتم RMMSE استفاده می‌شود. الگوریتم RMMSE اولین بار در [۱۳] به‌عنوان یک روش مناسب برای کاهش لوب‌های جانبی برد با یک تفکیک‌پذیری نامی به‌صورت وفقی ارائه گردید. با استفاده از الگوریتم

RMMSE، اهداف کوچک (SNR کم) در حضـــور اهداف بزرگ (چند برابر دامنه) با کاهش لوب‌های جانبی فیلتر منطبق به‌دقت تخمین زده می‌شـــوند. در [۱۳] عملکرد الگوریتم RMMSE با فیلترهای منطبق استاندارد و LS در سناریوهای مختلف بر اساس نتایج شبیه سازی‌ها باهم مقایسه خواهند شد.

علت استفاده از الگوریتم RMMSE این است که RMMSE امکان تطبیق برد را تنها با یک تک پالس از داده فراهم می‌کند و می‌تواند به‌طور مؤثر لوب‌های جانبی برد را تا سـطح نویز پایین بیاورد و طبیعت حقیقی[۹] تابع پراکنده ساز را آشکارسازی نماید. این الگوریتم با تشکیل ماتریس کوواریانس و با اســتفاده از یک پردازشــگر تکرارپذیر اجرا می‌شود. الگوریتم RMMSE بدون پیش‌فرض شکل موج، با تحلیل داده پروفایل برد به صورت برون‌خط یک پاسخ لوب اصلی باریک پیشنهاد می‌دهد [۱۴].

اما الگوریتم RMMSE با دو محدودیت در کاربردهای عملی مواجه اســت. عامل اول حجم محاســباتی اســت که از ســال ۲۰۱۰ با اثبات قابلیت‌های این الگوریتم، به چالش جدیدی در حوزه پردازش ســیگنال وفقی تبدیل‌شـده اسـت. در الگوریتم RMMSE مجموعه‌ای از وزن‌های وفقی برای هر ســلول برد تحت آزمون تولید می‌شــود که در ادامه نیاز اسـت معکوس ماتریس کوواریانس سـیگنال برای هر مجموعه از وزن‌ها محاسبه شود. با این موضوع در بخش مدل سیگنال آشنا خواهیم شد.

عامل دوم محدودیت به کارگیری عملی الگوریتم RMMSE، حســاسـیت آن به عدم تطبیق‌های ایجادشـده مانند عدم تطبیق دوپلر اســـت. در برخی کـاربردهـای عملی، الگوریتم RMMSE بـا برخی تخریب‌های دوپلر ناشی از حرکت هدف، حرکت سکوی جبران نشده (یا به‌صورت دقیق جبران نشده) دچار مشکل می‌شود. درنتیجه برای تحقق و تکمیل مزایای پردازشــگر RMMSE به تکنیک‌های مقاوم در برابر دوپلر نیاز است تا بتواند تنزل عملکرد الگوریتم RMMSE در مواجهه با جابه‌جایی‌های فازی را جبران نماید. به‌علاوه این تکنیک‌ها بایســـتی ازنظر حجم محاسباتی به شکلی باشند که قابلیت کار در سیستم‌های بلادرنگ را داشته باشند.

هزینه محاســباتی نسـبتاً زیاد پردازش برد وفقی تمام-بُعد[۱۰] ممکن اســـت پیاده‌ســـازی عملی در برخی ســـامانه‌های بلادرنگ فعلی را با محدودیت مواجه سازد، لذا تکنیک‌های کاهش حجم محاسبات اهمیت بســـزایی درروش APC پیداکرده‌اند. در مرجع [۱۵] دو تکنیک کاهش بُعد محاســـباتی فشـــرده‌ســـازی پالس وفقی به‌منظور عملکرد بهینه پیشنهادشده است. در مقاله مذکور، روش‌های تقریب کاهش بُعد (مرتبه ماتریس) که با عنوان روش فشرده‌سازی پالس وفقی سریع (FAPC) آن را می‌شـــناســـند، ثابت می‌کند که عملکرد رادار با توجه به کاهش بُعد ماتریس و هزینه محاسـباتی، نزدیک به عملکرد پردازشـگر وفقی تمام-بُعد هسـت. پس از سـال ۲۰۱۰ و طی سـال‌های اخیر هم بحث کاهش هزینه محاســـباتی APC با الگوریتم RMMSE یکی از اســـاســـی‌ترین موضوعات پردازش سیگنال راداری و موردعلاقه و حمایت مراکز علمی و نظامی بوده اسـت. به‌عنوان‌مثال در [۱۶] روش FAMPC[۱۱] بر اسـاس روش FAPC [۱۵]، برای کاهش حجم محاســـبات پیشـــنهاد شـــد که بخش‌هایی از تابع هزینه RMMSE را در بلوک‌هایی برای پردازش قرار می‌دهد. این روش در مقایســه با روش AMPC[۱۲] [۱۷] ســریع‌تر و بهتر عمل می‌کند اما نکته قابل‌توجه، کاهش کیفیت عملکرد تخمین برد-دوپلر آن اسـت. در مرجع [۱۸] الگوریتم MAMPC[۱۳] برای دســت‌یابی مطلوب به تخمین برد-دوپلر و همچنین کاهش حجم محاسـبات و رفع نواقص روش AMPC پیشـــنهادشـــده اســـت. موضـــوع کاهش حجم محاسبات در سامانه‌های خطی با استفاده از الگوریتم کاهش گرادیانی[۱۴] در [۱۹] بررســـی‌شـــده اســـت. الگوریتم کاهش گرادیانی یک روش تکرارپذیر برای تعیین حداقل و حداکثر تابع است که در مقاله مذکور از آن برای کاهش حجم محاســـبات معکوس ماتریس کووار یانس در الگوریتم APC اسـتفاده‌شـده اسـت. این روش بر روی شـکل موج FM خصوصاً در شرایطی که حاصل ضرب زمان-پهنای باند آن خیلی زیاد اسـت، تحلیل و بررسـی‌شـده اسـت. نتایج نشـان می‌دهد که محاسـبه معکوس ماتریس کوواریانس با این روش نسـبت به وضـعیت تمام بُعد، حجم کمتر و همگرایی بهتری دارد. یکی از روش های کاهش حجم محاسبات، تکنیک نمونه‌برداری فشرده است. در نمونه‌برداری فشرده تعدادی از نمونه‌ها را به نمایندگی از همه نمونه‌های ســـیگنال انتخاب می‌کنند. این نمونه‌ها باید طوری انتخاب شـــوند که اطلاعات اصـــلی سیگنال را در برداشته باشند. به‌عبارت‌دیگر با استفاده از آن‌ها بتوان سیگنال اولیه را بازسازی نمود [۲۰].

در این مقاله الگوریتم جدیدی به نام FFL-FAPC به‌منظور کاهش حجم محاسبات و بهبود عملکرد مقاومت در برابر دوپلر ارائه خواهد شد که مبتنی بر فشرده‌سازی پالس وفقی سریع (FAPC) است. این روش عملکرد APC را بدون نیاز به تغییرات اساسی در سیستم راداری و با استفاده از خروجی فیلتر منطبق (پساپردازش)، بهبود می‌بخشد. در این مقاله روش‌های MF-RMMSE [۳]، APC [۱۳] و FAPC [۱۵] را با الگوریتم پیشـــنهادی FFL-FAPC مقایســـه می‌کنیم. در ادامه مدل سیگنال برای روش‌های فیلتر منطبق استاندارد، APC به همراه توصیف الگوریتم RMMSE و FAPC ارائه خواهد شـــد. در بخش ســـوم روش الگوریتم FFL-FAPC و مدل ســـیگنال مربوطه تشـــریح می‌گردد و در بخش چهارم ســـناریوهای مختلفی برای ارزیابی روش‌های فوق‌الذکر بیان‌شـده و شـبیه‌سـازی‌ها انجام خواهد شـد. لازم به ذکر اسـت حتی المقدور سـعی می‌شـود از نمادها و شـکل‌موج‌های به‌کارگیری شـده مشترک در مقالات مرجع استفاده شود تا مقایسه بهتری بتوانیم داشته باشـیم. در بخش پایانی ضـمن تحلیل و بررسـی نتایج شـبیه‌سـازی‌ها، نتیجه‌گیری نهایی ارائه می‌گردد.

۲- مدل سیگنال

فرض کنید پروفایل برد شامل اهداف نقطه‌ای گسسته و مستقل با مدل سورلینگ-۱ باشد. مشاهدات از پروفایل بردی به طول L و در یک‌جهت خاص، با انتشار M پالس درون یک CPI[۱۵] در محیط به‌دست می‌آید. شکل موج ارسالی گسسته با نماد s و با طول کد N به سمت اهداف ارسال می شود، که در اینجا پالس ارسالی از نوع کد شده فازی در نظر گرفته می‌شود. فیلتر منطبق نشان داده‌شده در [۱] برای بیشینه کردن SNR دریافتی از یک پراکنده ساز نقطه‌ای در حضور نویز سفید گوسی جمع شونده (AWGN)، سیگنال بازگشتی را در نسخه مزدوج زمانی شکل موج ارسالی همپیچش[۱۶] می‌نماید. در محیط واقعی معمولاً اهداف موردنظر متحرک هستند که به‌صورت اهداف نقطه‌ای در نویز AWGN مدل‌سازی می‌شوند. به خاطر حرکت هدف نسبت به رادار ثابت، در سیگنال دریافتی جابجایی فاز دوپلر ایجاد می‌گردد. درنتیجه رادار می‌تواند اهداف متحرک را در حضور کلاتر پس‌زمینه ایستا، آشکار نماید. 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. در این مقاله کلاتر به‌صورت یکنواخت در طول پروفایل برد با متوسط توان 30dB- کمتر از بزرگ‌ترین هدف در شبیه‌سازی فرض شده است. در صورت تغییر اندازه متوسط توان کلاتر در شبیه‌سازی‌ها، به آن اشاره خواهد شد. مدل سیگنال دریافتی گسسته رادار با شاخص تأخیر ℓ از همپیچشی گسسته شکل موج ارسالی در پروفایل برد به همراه نویز اضافه شونده به‌دست می‌آید که به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$y(\ell) = \breve{x}^T(\ell)\boldsymbol{s} + v(\ell) \qquad (۱)$$

که $\breve{x}(\ell) = \begin{bmatrix} x(\ell) & x(\ell-1) & \cdots & x(\ell-N+1) \end{bmatrix}^T$ بخشی از (N نمونه پیوسته) از پاسخ ضربه پروفایل برد است که در شکل‌موج s با تأخیر ℓ همپیچش شده است. $\boldsymbol{s} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & \cdots & s_{N-1} \end{bmatrix}^T$ شکل موج ارسالی به طول N و $v(\ell)$ نویز جمع‌شونده است.

۲-۱- مدل سیگنال فیلتر منطبق استاندارد

خروجی فیلتر منطبق در حوزه گسسته به‌صورت زیر بیان می‌گردد:

$$\hat{x}_{MF}(\ell) = \mathbf{s}^H \tilde{\mathbf{y}}(\ell) \qquad (۲)$$

که $\hat{x}_{MF}(\ell)$ تخمین فیلتر منطبق از نمونه تأخیر یافته ℓام مربوط به بخشی از پاسخ ضربه پروفایل برد به طول L (طول پنجره پردازش) به ازای $\ell = 0,\ldots,L-1$، بردار $\boldsymbol{s} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & \cdots & s_{N-1} \end{bmatrix}^T$ نسخه نمونه‌برداری شده از شکل موج ارسالی به طول N و $\tilde{\mathbf{y}}(\ell) = \begin{bmatrix} y(\ell) & y(\ell+1) \ldots & y(\ell+(N-1)) \end{bmatrix}^T$ برداری به طول N نمونه پیوسته از سیگنال مختلط دریافتی است. برای محاسبه تخمین فیلتر منطبق نرمالیزه، رابطه (۲) بر N تقسیم می‌گردد. خروجی فیلتر منطبق را با استفاده از روابط (۱) و (۲) می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$\hat{x}_{MF}(\ell) = \mathbf{s}^H \mathbf{A}^T(\ell)\mathbf{s} + \mathbf{s}^H \tilde{\mathbf{v}}(\ell) \qquad (۳)$$

که $\tilde{\mathbf{v}}(\ell) = \begin{bmatrix} v(\ell) & v(\ell+1) \ldots & v(\ell+(N-1)) \end{bmatrix}^T$ نویز سفید جمع شونده است و $\mathbf{A}(\ell)$ هم مجموعه‌ای از N نمونه (با طول N) جابه‌جایی یافته از پاسخ ضربه‌ها است.

$$\boldsymbol{A}(\ell) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{x}(\ell) & \boldsymbol{x}(\ell-1) & \cdots & \boldsymbol{x}(\ell-N+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(\ell) & x(\ell+1) & \cdots & x(\ell+N-1) \\ x(\ell-1) & x(\ell) & \cdots & x(\ell+N-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(\ell-N+1) & \cdots & x(\ell-1) & x(\ell) \end{bmatrix} \qquad (۴)$$

از رابطه (۴) دیده می‌شود که اگر $x(\ell)$ یک پراکنده ساز نقطه‌ای باشد و عناصر غیر اصلی قطر ماتریس $\mathbf{A}(\ell)$ قابل صرف‌نظر کردن باشد، رابطه (۳) به‌صورت $\hat{x}_{MF}(\ell) = \mathbf{s}^H \mathbf{s} x(\ell) + \mathbf{s}^H v$ خواهد شد. در این حالت تنها میزان SNR تعیین‌کننده قابلیت آشکار سازی پراکنده ساز خواهد بود و فیلتر منطبق بهینه هست. در غیر این صورت، فیلتر منطبق مقدار واقعی $x(\ell)$ را با توجه به SNRاش، ماسک می‌کند. فیلتر منطبق به لحاظ حجم محاسباتی کارایی خوبی دارد ولی ازنظر حساسیت وقتی در پروفایل‌های برد اهداف بزرگ (اهداف با SNRهای زیاد) قرار داشته باشند، ضعیف عمل می‌کند [۱۳].

برای حل مشکل ماسک شدگی، راه‌حل‌های فیلتر نامنطبق بهینه که جزئی از روش LS است در [۲۳-۲۱] ارائه‌شده است. در مدل سیگنالAPC مبتنی بر تخمین‌گر RMMSE که در بخش بعد ارائه خواهد شد، ما دوباره با فرمول فیلتر منطبق روبرو می‌شویم. لذا با توجه به اینکه اگر در رابطه (۴) مقدار $\ell = 0$ باشد، مدل فیلتر منطبق برای پراکنده سازهای نزدیک به لبه پنجره پردازشگر درست عمل خواهد کرد (شبیه به مقدار حقیقی $\ell = L-1$).

۲-۲- مدل سیگنال APC

الگوریتم APC از مدل سیگنالی مشابه به فیلتر منطبق استفاده می‌کند. برای طراحی مدل سیگنال APC با استفاده از روابط (۲) و (۳)، مجموع N نمونه از سیگنال دریافتی را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد [۱۳]:

$$\tilde{\mathbf{y}}(\ell) = \boldsymbol{A}^T(\ell)\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{v}}(\ell) \qquad (۵)$$

این مدل سیگنال شبیه به مدل سیگنال دریافتی در فرمول فیلتر منطبق است. $\boldsymbol{w}(\ell)$ یک فیلتری با سایز $N \times 1$ در تخمین گر RMMSE است که جایگزین فیلتر منطبق s در رابطه (۲) می‌شود. بنابراین شکل دقیق فیلتر MMSE به سلول برد خاص $x(\ell)$ که بایستی تخمین زده شود، بستگی دارد 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 [۱۲]:

$$J(\ell) = E\left[\left|x(\ell) - \boldsymbol{w}^H(\ell)\tilde{\mathbf{y}}(\ell)\right|^2\right] \qquad (۶)$$

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 $E\left[x(n)x^*(m)\right] = 0$ 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 فیلتر MMSE به صورت زیر به‌دست می‌آید که علامت * بیانگر مزدوج مختلط هست [۱۳]:

$$\boldsymbol{w}(\ell) = E\left[\tilde{\boldsymbol{y}}(\ell)\tilde{\boldsymbol{y}}^H(\ell)\right]^{-1} E\left[\tilde{\boldsymbol{y}}(\ell)x^*(\ell)\right] \quad (۷)$$

با جایگذاری $\tilde{\mathbf{y}}(\ell)$ از رابطه (۵) و با فرض اینکه پاسخ ضربه با نویز ناهمبسته است (یعنی $E\left[x(n)v^*(m)\right]=0$)، خواهیم داشت [۱۳]:

$$\boldsymbol{w}(\ell) = \hat{\rho}(\ell)(\boldsymbol{C}(\ell)+\boldsymbol{R})^{-1}\boldsymbol{s} \quad (۸)$$

که $\rho(\ell)=\left|x(\ell)\right|^2$ 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 [۱] هم رابطه (۸) با عنوان فیلتر منطبق وزن دهنده معرفی شده است. با فرض اینکه نویز AWGN باشد، ماتریس کوواریانس نویز $\mathbf{R}=\sigma_N^2\mathbf{I}_{N\times N}$ می‌شود.

$\mathbf{C}(\ell)$ ماتریس کوواریانس سیگنال است. بر اساس فرض ناهمبسته بودن عبارت‌های مجاور پاسخ ضربه، عناصر (i,j)ام ماتریس $\boldsymbol{C}(\ell)=E\left[\mathbf{A}^T(\ell)\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^H\boldsymbol{A}^*(\ell)\right]$ با سایز $N\times N$ به‌صورت زیر است:

$$\boldsymbol{C}(\ell) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho(\ell+n)\boldsymbol{s}_n\boldsymbol{s}_n^H \quad (۹)$$

که در رابطه فوق $\boldsymbol{s}_n$ نسخه جابه‌جایی یافته-تاخیری شکل موج $\boldsymbol{s}$ است که در آن عناصر شکل موج $\boldsymbol{s}$ به‌اندازه n نمونه جابه‌جاشده و بقیه نمونه‌ها با صفر پر می‌شود.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{s}_n &= [s_{|n|} \quad \dots \quad s_{N-1} \quad \mathbf{0}_{1\times|n|}]^T \ for \quad n\le 0 \\ \boldsymbol{s}_n &= [\mathbf{0}_{1\times n} \quad s_0 \quad \dots \quad s_{N-1-n}]^T \ for \quad n>0 \end{aligned} \quad (۱۰)$$

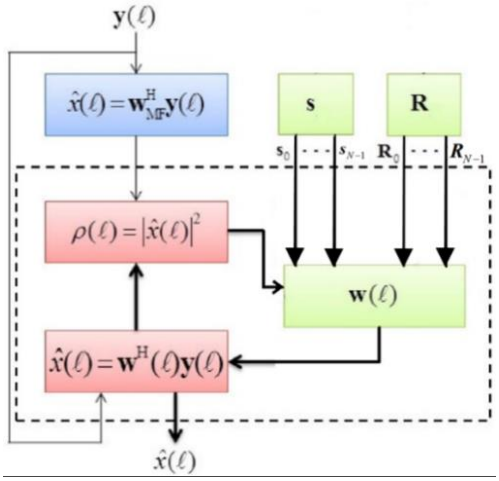
به‌عنوان‌مثال $\boldsymbol{s}_2=[0,0,s_0,\dots,s_{N-3}]^T$ و $\boldsymbol{s}_{-2}=[s_2,\dots,s_{N-1},0,0]^T$.

از رابطه (۹) می‌توان دریافت که $\mathbf{C}(\ell)$ یک ماتریس مثبت نیمه معین[۱۷] است زیرا شامل *2N-1* ماتریس مثبت نیمه معین با rank-1 است. بنابراین هنگامی‌که $\mathbf{R}$ ماتریس مثبت معین باشد، $(\boldsymbol{C}(\ell)+\boldsymbol{R})$ هم مثبت معین و هم معکوس پذیر خواهد شد. اما همان‌طور که می‌دانیم، گام‌ها بایستی طوری برداشته شوند تا $\mathbf{C}(\ell)$ خراب نشود و بر نتایج تخمین متناوب تأثیر 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 به خاطر نداشتن اطلاعات پیشین و با توجه به فرض اولیه (قابل صرف‌نظر بودن نویز و مساوی باهم قرار دادن تمامی تخمین‌های پاسخ ضربه اولیه)، مرحله مقداردهی ابتدایی فیلتر MMSE به‌صورت زیر خواهد بود [۱۳]:

$$\hat{\boldsymbol{w}} \cong \left(\sum_{n=-N+1}^{N-1} \boldsymbol{s}_n\boldsymbol{s}_n^H\right)^{-1}\boldsymbol{s} \quad (۱۱)$$

که $\hat{\mathbf{w}}$ نسبت به تأخیر ℓ تغییرناپذیر (ثابت) است. به همین دلیل مرحله مقداردهی اولیه فیلتر MMSE از پیش و به‌صورت برون‌خط قابل‌محاسبه است، درنتیجه به همان روش فیلتر منطبق متعارف پیاده سازی می‌گردد. به خاطر فقدان هرگونه دانش پیشین از آمارهای داده، در مرحله مقداردهی اولیه وزن‌های یکسانی در بردارهای فرمان فرض می‌کنیم و از عناصر 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 می شود. مرحله مقداردهی اولیه فیلتر MMSE با شکل موج ارسالی همبستگی متقابل نرمالیزه‌ای دارد که کاملاً شبیه به خودهمبستگی فیلتر منطبق نرمالیزه شده است.

شکل ۱ 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 $\hat{\mathbf{w}}$ به فیلتر MMSE به دست 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 به دست می‌آید. با قرار دادن $\hat{\rho}(\ell)$ مقدار اولیه در رابطه (۹) می‌توان $\mathbf{C}(\ell)$ اولیه را به دست آورد. حال با استفاده از فرمول فیلتر MMSE رابطه (۸)، $\mathbf{w}(\ell)$ جدید به دست می‌آید. درنتیجه $\mathbf{w}(\ell)$ را به فیلتر وفقی اعمال می‌کنیم تا تخمین پروفایل برد موردنظر $\hat{x}(\ell)=\mathbf{w}^H(\ell)\mathbf{y}(\ell)$ برای هر سلول به دست 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 می شود و این فرآیند در مراحل متوالی تکرار می‌شود. تعداد مراحل تکرار به SNR پراکنده سازها و به همان میزان به چگالی آن‌ها در پروفایل برد و سرعتشان وابسته است.



شکل ۱: نمودار گردشی الگوریتم APC

به‌طور خاص الگوریتم RMMSE زمانی که پروفایل بردش تا حدودی کم پارامتر (تُنک) باشد (در بیشتر کاربردهای با تفکیک‌پذیری بالا)، خوب عمل می‌کند. انتظار می‌رود که تکرار مرحله فیلترهای MMSE تا حدی شبیه به حذف‌کننده‌های وفقی لوب‌های جانبی در کاربردهای پردازشگر آرایه‌ای [۲۵] باشد که در آن‌ها برای کاهش تداخل پراکنده سازهای نزدیک، طول شکل موج N محدود می‌شود.

عملکرد تخمین‌گر RMMSE با ۳ مرحله در [۳] نشان داده‌شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، در روابط (۸) و (۹) طول پنجره پردازش به‌اندازه *2(N-1)* سلول برد در هر مرحله کاهش می‌یابد. زیرا از

(*N-1*) نمونه پاسخ ضربه در هر یک از دو انتهای پنجره پرداز شی برای به‌روزآوری تخمین نمونه‌های باقی‌مانده درون پنجره پردازش استفاده می‌شود.

همان‌طور که اشاره شد، ماتریس $(\boldsymbol{C}(\ell)+\boldsymbol{R})$ نیمه معین و معکوس‌پذیر است. درصورتی‌که نویز، سفید و گوسی باشد، $\boldsymbol{R}=\sigma_v^2\boldsymbol{I}$ خواهد شد که σ_v^2 برابر توان نویز است. اگر $\rho(\ell)>>\sigma_v^2$ باشد، ماتریس $(\boldsymbol{C}(\ell)+\boldsymbol{R})$ دچار شرایط نامساعد[۱۸] می‌شود. هم‌چنین اگر $\rho(\ell)$، SNR کافی برای آشکارسازی نداشته باشد (و یا هیچ هدفی در سلول برد نبا شد)، توان $\rho(\ell)$ تخمین زده شده در رابطه (۸) می‌تواند بسیار کوچک شود، به‌طوری‌که بعد از چند مرحله تکرار به نزدیک صفر برسد و شرایط نامساعدی ایجاد نماید. هر دو موضوع مربوط به گستره تغییرات تخمین سلول‌های برد است که می‌توان با فشرده‌سازی گستره تغییرات تخمین توان سلول‌های برد و توان نویز به‌اندازه 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 $0\le\alpha\le 2$ است. در وضعیتی که SNR هدف زیاد باشد، αهای نزدیک به ۲ سبب کاهش تأثیر SNR می‌شود و درنتیجه احتمال وقوع شرایط نامساعد کمتر می‌گردد. در مقابل زمانی که هیچ هدفی در سلول برد وجود نداشته باشد، مقدار تخمین آن سلول با $\hat{\rho}(\ell)\le\sigma_v^2/N$ ممکن است به صفر بر سد. بااین‌وجود اگر α کاهش یابد از رسیدن مقدار $\hat{\rho}(\ell)$ به سمت صفر جلوگیری می‌شود.

شبیه‌سازی‌های مختلف در الگوریتم RMMSE نشان داده‌اند که با ۲ تا ۴ مرحله تکرار (با احتساب مرحله مقداردهی اولیه) و $1.1\le\alpha\le1.7$ نتایج مطلوبی به‌دست می‌آید. پس α در مرحله ابتدایی بالاترین مقدار را باید داشته باشد تا لوبهای‌های جانبی از اهداف با SNR زیاد به‌سرعت کاهش یابند و سپس در مراحل بعدی کمتر شود تا به کم‌ترین مقدار خود در آخرین مرحله برسد.

روش دیگری هم برای جلوگیری از شرایط نامساعد در این مقاله پیشنهادشده است. در این روش برای مقدار تخمین زده‌شده 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.

۲-۳- مدل سیگنال FAPC

الگوریتم APC ازلحاظ حجم محاسباتی کارآمد نیست زیرا مشکل این الگوریتم، محاسبه معکوس یک ماتریس $N\times N$ است. با به‌کارگیری تقریب پاره‌خطی در تابع هزینه RMMSE و کاهش ابعاد ماتریس، الگوریتم FAPC در [۱۵] معرفی شد. این الگوریتم ازنظر پاسخ خروجی مشابه و ازنظر محاسباتی کارآمدتر از APC است، یعنی بدون از دست دادن قدرت عملکرد، از پیچیدگی محاسباتی APC می‌کاهد.

در مرجع [۱۵] دو تکنیک دسته‌بندی پیوسته[۱۹] و حذف یک از ده[۲۰] برای کاهش بُعد ماتریس و حجم محاسباتی فشرده‌سازی پالس وفقی پیشنهاد شده است. برای کاهش ابعاد سیگنال، $y(\ell)$ (سیگنال دریافتی تمام بُعد در APC (رابطه(۱)) با N نمونه به M قسمت به طول $N/M=K$ تفکیک می‌شود. تابع هزینه‌ی FAPC از تقریب تابع هزینه‌ی APC در رابطه (۶) به‌عنوان مجموع M قسمت به‌صورت رابطه (۱۲) تعریف می‌شود.

$$\tilde{J}(\ell)=\sum_{m=0}^{M-1}E\left[\left|\frac{1}{M}x(\ell)-\tilde{\boldsymbol{w}}_m^H(\ell)\tilde{\boldsymbol{y}}_m(\ell)\right|^2\right] \qquad (۱۲)$$

که $\ell=0,1,\ldots,L$ است. $\tilde{\boldsymbol{w}}_m(\ell)$، mامین قسمت به طول K (با توجه به نوع دسته‌بندی پیوسته یا حذف یک از ده) از فیلتر MMSE تکه‌ای به طول N ($\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$) است؛ و $\tilde{\boldsymbol{y}}_m(\ell)$ نیز mامین دسته به طول K از $\boldsymbol{y}(\ell)$ به طول N (با توجه به نوع دسته‌بندی پیوسته یا حذف یک از ده) است. با کمینه‌کردن تابع هزینه RMMSE در رابطه (۱۲)، فیلترهای تکه‌ای MMSE ℓ $\tilde{\boldsymbol{w}}_m$ تولید می شود که تقریبی از فیلتر ایجاد شده به روش تمام بُعد است. mامین بخش به طول K از فیلتر ℓ $\tilde{\boldsymbol{w}}_m$ به‌صورت رابطه (۱۳) نشان داده می‌شود.

$$\tilde{\boldsymbol{w}}_m(\ell)=E\left[\tilde{\boldsymbol{y}}_m(\ell)\tilde{\boldsymbol{y}}_m^H(\ell)\right]^{-1}E\left[\frac{1}{M}\tilde{\boldsymbol{y}}_m(\ell)x^*(\ell)\right] \qquad (۱۳)$$

که $m=0,1,\ldots,M-1$ است.

در فیلتر FAPC حذف یک از ده، $\tilde{\boldsymbol{w}}_m(\ell)$ فیلتر قسمت mام به‌صورت رابطه (۱۴) تعریف می‌شود.

$$\tilde{\boldsymbol{w}}_{D,m}(\ell)=\begin{bmatrix}w_m & w_{M+m} & \ldots & w_{N-2M+m} & w_{N-M+m}\end{bmatrix}^T \qquad (۱۴)$$

ساختار دیگر الگوریتم FAPC از روش دسته‌بندی پیوسته استفاده می‌کند. به‌این‌ترتیب در دسته‌بندی پیوسته، بخش‌های فیلتر تکه‌ای MMSE به‌صورت رابطه (۱۵) تعریف می‌شود.

$$\tilde{\boldsymbol{w}}_{C,m}(\ell)=\begin{bmatrix}w_{Km} & w_{Km+1} & \ldots & w_{Km+K-2} & w_{Km+K-1}\end{bmatrix}^T \qquad (۱۵)$$

۳- الگوریتم FFL-FAPC

در رادارهای فشرده‌سازی پالس متعارف از فیلتر منطبق در گیرنده استفاده می‌شود. به‌منظور اجرای الگوریتم APC با کمترین تغییرات اساسی در سیستم رادار، از پساپردازش وفقی می‌توان بهره گرفت. الگوریتم FFL-FAPC با استفاده از روش پساپردازش وفقی روی خروجی فیلتر منطبق و با فرض تابع خودهمبستگی شکل‌موج به‌عنوان مدل سیگنال دریافتی، قابل‌اجرا است.

چالش اصلی الگوریتم APC، حجم محاسبات آن است. فیلتر منطبق (وقتی در حوزه‌ی زمان پیاده‌سازی شود)، متحمل هزینه‌ی محاسباتی N ضرب مختلط برای هر سلول برد می‌شود. الگوریتم APC معکوس یک ماتریس $N\times N$ را با استفاده از روش لِم معکوس ماتریس [۱۳] 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. الگوریتم‌های FAPC با روش‌های حذف یک از ده و دسته‌بندی پیوسته 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 الگوریتم FAPC نسبت به APC متناسب با معکوس ضریب M کاهش می‌یابد که برای هر بار تکرار، هزینه آن طبق رابطه (۱۶) محاسبه می‌شود. پیچیدگی محاسباتی به‌عنوان تابعی از طول فیلتر است، البته هزینه محاسباتی APC و FAPC شامل فیلتر منطبق در مرحله مقداردهی اولیه نیز هست [۳].

$$N^2\left(\frac{3}{M}+\frac{3}{M^2}\right)+N\left(1+\frac{13}{M}\right) \qquad (۱۶)$$

در الگوریتم FFL-FAPC، طول فیلتر بر اساس سیستم‌های فشرده‌سازی پالس مختلف می‌تواند تغییر کند و حتی کوچک‌تر از طول فیلتر منطبق (N) انتخاب شود. درنتیجه حجم محاسباتی آن ($NK+K^2$) برای Nهای بزرگ نزدیک به N می‌گردد. به‌عبارتی‌دیگر در Nهای بزرگ، پیچیدگی محاسباتی FFL-FAPC نزدیک به فیلتر منطبق می‌شود. در بخش شبیه‌سازی و با سناریوهای مختلف، عملکرد الگوریتم‌های FFL-FAPC، FAPC و APC با روش RMMSE و فیلتر منطبق متعارف تحلیل و بررسی خواهند شد. با توجه به نتایج شبیه‌سازی‌های [۱۵] و شبیه‌سازی‌هایی که متعاقباً نشان داده خواهد شد، روش FAPC دسته‌بندی پیوسته مقاومت در برابر دوپلر مناسب‌تری دارد. به‌این‌ترتیب پارامتر دیگری که در طراحی الگوریتم FFL-FAPC مدنظر قرار می‌گیرد، مقاومت بیشتر در برابر دوپلر نسبت به الگوریتم FAPC دسته‌بندی پیوسته است.

۳-۱- مدل سیگنال الگوریتم FFL-FAPC

در الگوریتم FFL-FAPC برای کاهش حجم محاسباتی از خروجی فیلتر منطبق رابطه (۳) استفاده می‌شود. در رابطه (۴) مشاهده می‌شود که $2N-1$ پاسخ ضربه‌ی 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. بدین منظور از تابع هزینه (رابطه(۶)) فیلتر تخمینی $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ طراحی می‌گردد. $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ بردار ضرایب فیلتر MMSE با ابعاد $[K_B+K_A+1]\times 1$ است که به‌طور مجزا برای هر نمونه از خروجی فیلتر منطبق محاسبه می‌شود. در تابع هزینه (رابطه(۶)) برای به دست آوردن فیلتر تخمینی $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ 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 $\tilde{\boldsymbol{y}}(\ell)=[\hat{x}_{MF}(\ell-K_B),...,\hat{x}_{MF}(\ell),...,\hat{x}_{MF}(\ell+K_A)]^T=\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ است.

که K_B تعداد نمونه‌های خروجی فیلتر منطبق قبل از $\hat{x}_{MF}(\ell)$ و K_A نیز تعداد نمونه‌های خروجی فیلتر منطبق بعد از $\hat{x}_{MF}(\ell)$ است. انتخاب مقادیر K_B و K_A از راهبردهای زیر است.

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 $1\le|K_A|,|K_B|\le N-1$ 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. ازآنجاکه هیچ‌کدام از دو نمونه خروجی $\hat{x}_{MF}(\ell-N)$ و $\hat{x}_{MF}(\ell+N)$ حاوی اطلاعات 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 درروش پساپردازش وفقی، عبارت $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ جایگزین $\tilde{\boldsymbol{y}}(\ell)$ در رابطه (۷) استفاده می‌شود که نتیجه آن در رابطه (۱۷) نشان داده‌شده است.

$$\boldsymbol{w}(\ell)=E\left[\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}^H(\ell)\right]^{-1}E\left[\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)x^*(\ell)\right] \qquad (۱۷)$$

با جایگذاری مقدار $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ از رابطه(۳)، در $E[\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)x^*(\ell)]$ (عبارت دوم رابطه (۱۷)) رابطه (۱۸) به‌دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} E\left[\left(\boldsymbol{s}^H\boldsymbol{A}^T(\ell-K_B)\boldsymbol{s}+\boldsymbol{s}^H\tilde{\boldsymbol{v}}(\ell-K_B)\right)x^*(\ell)\right] \\ \vdots \\ E\left[\left(\boldsymbol{s}^H\boldsymbol{A}^T(\ell)\boldsymbol{s}+\boldsymbol{s}^H\tilde{\boldsymbol{v}}(\ell)\right)x^*(\ell)\right] \\ \vdots \\ E\left[\left(\boldsymbol{s}^H\boldsymbol{A}^T(\ell+K_A)\boldsymbol{s}+\boldsymbol{s}^H\tilde{\boldsymbol{v}}(\ell+K_A)\right)x^*(\ell)\right] \end{bmatrix} \qquad (۱۸)$$

$$=\rho(\ell)\begin{bmatrix} \boldsymbol{s}^H\boldsymbol{s}_{K_B} \\ \vdots \\ \boldsymbol{s}^H\boldsymbol{s}_0 \\ \vdots \\ \boldsymbol{s}^H\boldsymbol{s}_{-K_A} \end{bmatrix}=\rho(\ell)R_{\mathrm{SS}}$$

همچنین با جایگذاری مقدار $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ از رابطه (۳) در عبارت اول رابطه (۱۷) ($E[\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}^H(\ell)]$)، ماتریس کووار یانس سیگنال $\mathbf{C}_f(\ell)$ از رابطه (۱۹) به دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} c_0(\ell-K_B) & c_1(\ell-K_B) & \cdots & c_{K_B+K_A}(\ell-K_B) \\ c_1(\ell-K_B) & c_0(\ell-K_B+1) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & c_1(\ell+K_A-1) \\ c_{K_B+K_A}(\ell-K_B) & \cdots & c_1(\ell+K_A-1) & c_0(\ell+K_A) \end{bmatrix} \qquad (۱۹)$$

$\mathbf{C}_f(\ell)$ ماتریس کوواریانس سیگنال با ابعاد $K\times K$ است و $c_i(j)$ مطابق رابطه (۲۰) محاسبه می‌شود.

$$\begin{aligned} &c_i(j)=E[\hat{\mathbf{x}}_{MF}(j)\hat{\mathbf{x}}_{MF}^H(j+i)]=\boldsymbol{s}^H\boldsymbol{C}_i(j)\boldsymbol{s}+u_i \\ &c_i^*(j)=E[\hat{\mathbf{x}}_{MF}(j+i)\hat{\mathbf{x}}_{MF}^H(j)] \\ &0\le i\le N-1 \quad and \quad \ell-K_B\le j\le \ell+K_A \end{aligned} \qquad (۲۰)$$

که u_i و $\boldsymbol{C}_i(j)$ در رابطه (۲۰) از رابطه (۲۱) به دست می‌آید.

$$u_i=\begin{cases} \sum_{k=i}^{N-1} rs_k^*s_k & 0\le i\le N-1 \\ 0 & i\succ N-1 \end{cases}$$

$$r=E\left[vv^*\right] \qquad (۲۱)$$

$$\boldsymbol{C}_i(j)=\sum_{n=-N+i+1}^{N-1}\rho(\ell+n)\boldsymbol{s}_n\boldsymbol{s}_{n-i}^H$$

در انتها فیلتر $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ مطابق رابطه (۲۲) است.

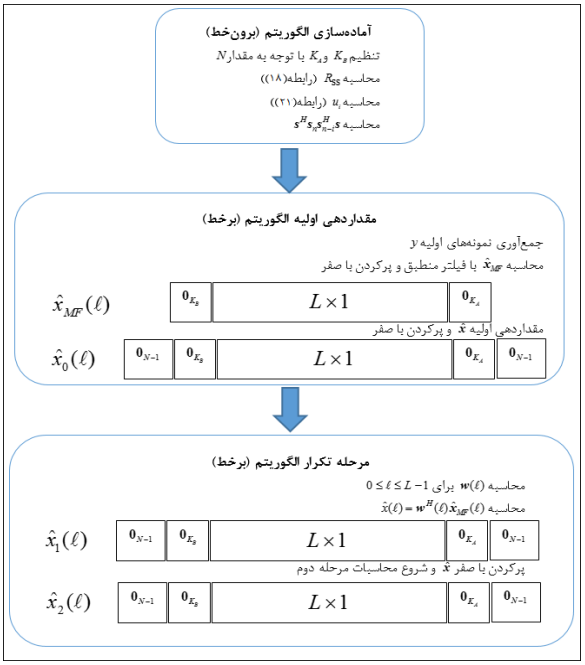
$$\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)=\rho(\ell)\mathbf{C}_f(\ell)^{-1}R_{\mathrm{SS}} \qquad (۲۲)$$

همان‌طور که در رابطه (۱۹) مشاهده می‌شود، محاسبه ماتریس $\boldsymbol{C}_f(\ell)$ شامل تخمین فیلتر منطبق از $\hat{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell-K_B)$ تا $\hat{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell+K_A)$ است. هنگامی‌که ℓ به نزدیکی مقادیر ابتدایی یا انتهایی خروجی فیلتر منطبق (یا به‌عبارتی‌دیگر لبه‌های پنجره پردازشی) می‌رسد، به ترتیب مقادیر

$\ell - K_B$ و $\ell + K_A$ خارج از محدوده هست. لذا با استفاده از روش پر کردن با صفر در ابتدا و انتهای خروجی فیلتر منطبق این مشکل را می‌توان حل نمود. توجه شود که تعداد صفر اضافه‌شده به ابتدای خروجی فیلتر منطبق برابر K_B و انتهای آن برابر K_A هست.

هم‌چنین تخمین فیلتر منطبق $\hat{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ طبق روابط (۱۹) و (۲۰) شامل پاسخ ضربه برد از $x(\ell - N + 1)$ تا $x(\ell + N - 1)$ است. بنابراین تخمین پاسخ ضربه برد $x(\ell)$ نیز نیازمند پر شدن با صفر در ابتدا و انتها است. تعداد صفر موردنیاز در ابتدای بازه برابر $N - 1 + K_B$ و در انتهای بازه $N - 1 + K_A$ است. روش پر کردن با صفر در $\hat{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ و $\hat{x}(\ell)$ در شکل ۲ نمایش داده‌شده است. $\hat{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ فقط یک‌بار در مرحله اول با صفر پر می‌شود درحالی‌که در مراحل بعدی، در هر مرحله $\hat{x}(\ell)$ تخمین زده‌شده از مرحله‌ی قبل با صفر پر می‌شود.

در الگوریتم FFL-FAPC با فرض آماده بودن خروجی فیلتر منطبق، فیلتر $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ از طریق محاسبه رابطه (۲۲) برای هر سلول برد به دست می‌آید، که شامل محاسبات معکوس ماتریس و ضرب است.



شکل ۲: عملکرد الگوریتم FFL-FAPC

با توجه به شکل ۲، قسمتی از محاسبات الگوریتم می‌تواند یک‌بار به‌صورت برون‌خطی هنگام نمونه‌برداری از موج ارسالی و تنظیم طول فیلتر، بردار R_{SS} از رابطه (۱۸) و u_i از رابطه (۲۱) انجام شود. درنتیجه قسمت اصلی محاسبه $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$، محاسبه معکوس ماتریس $\mathbf{C}_f(\ell)$ با ابعاد $K \times K$ است. هرکدام از درایه‌های ماتریس $\mathbf{C}_f(\ell)$ از ترکیب روابط (۲۰) و (۲۱) به دست می‌آید که به‌صورت رابطه (۲۳) نوشته می‌شود.

$$c_i(j) = \sum_{n=-N+i+1}^{N-1} \rho(j+n)\boldsymbol{s}^H \boldsymbol{s}_n \boldsymbol{s}_{n-i}^H \boldsymbol{s} + u_i \qquad (۲۳)$$

درنتیجه بخشی از رابطه (۲۳) هم به‌صورت برون‌خط قبل از شروع مراحل الگوریتم قابل‌محاسبه است. همچنین می‌توان مشاهده نمود که تعداد ضرب‌های مختلط برای محاسبه هرکدام از درایه‌های ماتریس $\mathbf{C}_f(\ell)$ برابر $2N - i - 1$ هست. ازآنجاکه بسیاری از درایه‌های $\mathbf{C}_f(\ell)$ و $\mathbf{C}_f(\ell+1)$ یکسان هستند، تعداد متوسط محاسبات $\mathbf{C}_f(\ell)$ برابر $2KN - 0.5K(K+1)$ هست. معکوس ماتریس $\mathbf{C}_f(\ell)$ نیاز به $O(K^3)$ محاسبه دارد، اما با استفاده از روش لِم معکوس ماتریس [۱۳] و درصورتی‌که $L >> K$ باشد، حجم محاسبات $\mathbf{C}_f(\ell)^{-1}$ به $O(K^2)$ کاهش می‌یابد.

۴- نتایج شبیه‌سازی‌های الگوریتم FFL-FAPC

در این بخش سناریوهای مختلفی برای شبیه سازی و بررسی عملکرد الگوریتم FFL-FAPC تعریف می‌شود. الگوریتم FFL-FAPC از فیلتر MMSE به‌صورت منعطف‌تری نسبت به روش‌های FAPC و APC استفاده می‌کند که در آن طول و ساختار فیلتر می‌تواند بر اساس سیستم‌های فشرده سازی پالس مختلف، تغییر کند. به‌علاوه به خاطر اینکه در این الگوریتم طول پنجره‌های پردازشی نسبت به روش‌های متداول در FAPC و APC کوچک‌تر است، جابه‌جایی فازی دوپلر کمتری در طول فیلتر رخ خواهد داد. یکی دیگر از مزایای طول پنجره پردازشی کوتاه‌تر در کاربردهای بیش نمونه‌گیری یا آبَر تفکیک‌پذیری، همبستگی کم‌تر با نویز و درنتیجه میزان تلف SNR کم‌تر است.

در نظر داریم ابتدا عملکرد مناسب الگوریتم‌های FAPC (حذف یک از ده و دسته‌بندی پیوسته) را در برابر APC و فیلتر منطبق استاندارد (MF) نشان دهیم و سپس به مقایسه الگوریتم FAPC دسته‌بندی پیوسته و FFL-FAPC بپردازیم. زیرا همان‌طور که نشان داده خواهد شد، الگوریتم FAPC دسته‌بندی پیوسته ازنظر حجم محاسبات مشابه الگوریتم FAPC دهی‌یک کشی است اما مقاومت در برابر دوپلر بهتری دارد.

به صورت پیش‌فرض، توان نویز در تمام شبیه سازی‌ها ۷۰dB کم‌تر از واحد و شکل‌موج ارسالی کد P_3 به طول N در نظر گرفته می شود. شکل موج کد P_3 به‌صورت زیر تعریف‌شده است:

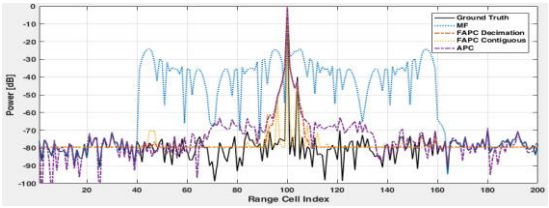
$$s(n) = \exp\left(\frac{j\pi n^2}{N}\right) \qquad n = 0,1,\ldots,N-1 \qquad (۲۴)$$

لازم به ذکر است که فیلتر FFL-FAPC مستقل از شکل‌موج بوده و نیازی به در نظر گرفتن حالت خاصی برای شکل‌موج ارسالی جهت استخراج تئوری نیست. بااین‌حال برای طول‌های مختلف شکل‌موج و شرایط گوناگون پروفایل برد، ممکن است طول فیلتر بهینه تغییر کند.

۴-۱- سناریو اول: مقایسه عملکرد FAPC با APC و MF

نتایج شبیه سازی‌های [۱۵] برای هردو الگوریتم FAPC و در مقایسه با الگوریتم های APC، LS و فیلتر منطبق (MF) نشان می‌دهد که الگوریتم‌های FAPC نسبت به APC در وضعیتی که اهداف ساکن هستند، تفاوت عملکرد چشم‌گیری وجود ندارند، اما هزینه محاسباتی آن‌ها به‌مراتب کم‌تر است.

در سناریو اول عملکرد الگوریتم‌های FAPC با فرض وجود یک هدف متحرک بزرگ با جابه‌جایی فاز دوپلر 7° در نزدیکی یک هدف کوچک (ماسک شده) که ۴۰dB کمتر نشان داده‌شده است (شکل ۳). در این شبیه‌سازی طول پنجره‌ی پردازشی $L=100$ و شکل‌موج ارسالی، یک شکل‌موج P_3 به طول $N=60$ است که برای هر دو الگوریتم FAPC مقدار $M=4$ (۴ قسمت با تعداد نمونه $K=15$) در نظر گرفته شده است. هم‌چنین اهداف به صورت نقطه‌ای و نویز محیط هم به‌صورت سفید گوسی با یک کلاتر ثابت به‌اندازه‌ی ۳۰dB- کم‌تر از واحد فرض شده است.

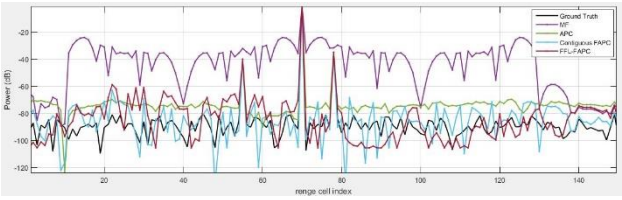


شکل ۳: مقایسه خروجی فیلترهای MF، APC، FAPC دسته‌بندی پیوسته و حذف یک از ده در سناریو اول

در شکل ۳ می‌توان خروجی فیلترهای FAPC و APC را با ۲ مرحله تکرار و $\alpha=[1.6,1.5]$ مشاهده نمود. همان‌طور که مشاهده می‌شود، الگوریتم‌های FAPC و APC دارای مقداری لوب‌های جانبی به علت عدم تطابق دوپلر هستند. هم‌چنین مشاهده می شود که الگوریتم FAPC دسته‌بندی پیوسته نسبت به دوپلر مقاوم‌تر است و توانایی آشکارسازی هدف کوچک‌تر را هم دارد. علت مقاومت این فیلتر نسبت به عدم تطابق دوپلر، جابه‌جایی دوپلر کوچک‌تر (K سلول برد به‌جای N) در فیلتر کاهش بُعد یافته است. در مقابل از دیدگاه دیگر می‌توان علت مقاومت بیش‌تر این الگوریتم را به این صورت توصیف نمود که FAPC دسته‌بندی پیوسته صفرهای پهن‌تر و عمیق‌تری در دوپلر قرار می‌دهد که نتیجه آن گستردگی کم‌تر هدف نسبت به FAPC حذف یک از ده و APC است. پس الگوریتم FAPC دسته‌بندی پیوسته در سناریو اهداف متحرک، با توجه به دو معیار کاهش حجم محاسبات و مقاومت در برابر جابه‌جایی دوپلر عملکرد بهتری دارد. لذا برای وضوح و مقایسه بهتر شکل‌های شبیه‌سازی تنها از آن در رقابت با FFL-FAPC استفاده می‌شود.

۴-۲- سناریو دوم: اهداف ثابت ضعیف در کنار هدف قوی

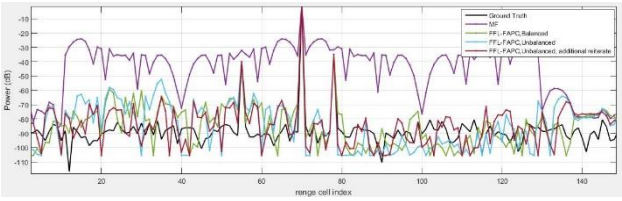
این سناریو شامل یک هدف با SNR زیاد و اهداف کوچک نزدیک به آن است که توسط فیلتر منطبق اهداف کوچک‌تر پنهان می شوند. حاصل شبیه‌سازی این سناریو کاهش لوبهای‌های جانبی هدف بزرگ برای مشاهده اهداف کوچک مجاورش است. در این شبیه سازی از پنجره‌ی پردازشی به طول $L=150$ و فیلترهای منعطف متوازن با طول‌های مختلف و مراحل تکرار متفاوت به‌منظور بررسی سرعت همگرایی و حجم محاسبات استفاده می‌شود. برای کاهش ناپایداری و حذف شرایط نامساعد، سلول‌های بردی که سطح توان آن‌ها از سطح توان نویز کم‌تر می‌شود با یک مقدار ثابت به‌اندازه‌ی نویز پر می‌گردد.



شکل ۴: خروجی فیلترهای FAPC دسته‌بندی پیوسته، APC، MF و FFL-FAPC برای اهداف کوچک در مجاورت هدف بزرگ

در شکل ۴ از فیلتر منعطف متوازن (($K_B=K_A=3$) به طول $K=7$ با ۵ مرحله تکرار و $\alpha=[1.9,1.8,1.6,1.4]$ استفاده شده است. در این شرایط برای محاسبه خروجی فیلتر با الگوریتم FFL-FAPC، تعداد ۸۷۹ ضرب مختلط نیاز است، این در حالی است که در فیلتر FAPC دسته‌بندی پیوسته و APC با ۳ مرحله تکرار و $\alpha=[1.5,1.2]$، به ترتیب با ۳۸۲۵ و ۲۲۴۴۰ ضرب مختلط انجام می شود. در هر سه فیلتر از الگوریتم RMMSE استفاده شده ولی حجم محاسبات الگوریتم FFL-FAPC کاهش چشمگیری دارد.

بر اساس شبیه سازی شکل ۴، عملکرد الگوریتم FFL-FAPC در انتخاب طول‌های نامتوازن فیلتر ($K_B=0$ و $K_A=6$) در شکل ۵ نشان داده‌شده است.



شکل ۵: مقایسه خروجی الگوریتم FFL-FAPC در استفاده از فیلتری با طول‌های متوازن و نامتوازن

همان‌طور که مشاهده می شود، این وضعیت باعث کاهش عملکرد نسبت به حالت متوازن شده و در آن لوب‌های جانبی ابتدایی به‌خوبی کاهش نیافته است. ولی در انتهای پنجره پردازشی همگرایی مناسب و شبیه به حالت متوازن است. برای حل این مشکل دو راهکار وجود دارد، یکی استفاده از طول های نزدیک به هم (به‌عنوان‌مثال $K_B=2$ و $K_A=4$) و دیگری بهبود در سرعت همگرایی با استفاده از مراحل تکرار بیشتر ($\alpha=[1.9,1.8,1.7,1.7,1.6,1.4]$) است. لازم به ذکر است با انتخاب $K_B \prec K_A$ نتایج بهتری در شبیه‌سازی به‌دست خواهد آمد.

۴-۳- سناریو سوم: اهداف متحرک ضعیف در کنار هدف قوی

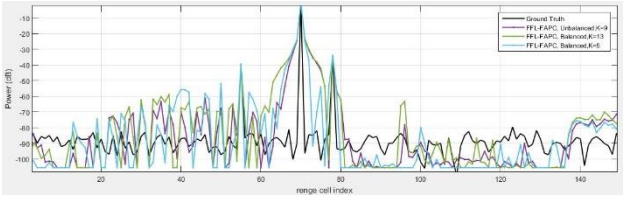
همان‌طور که انتظار می‌رود، اهداف متحرک و سریع دارای مقداری لوبهای جانبی به علت عدم تطابق دوپلر هستند. در این سناریو و سناریوهای بعدی همانند شبیه سازی‌های قبل اهداف کوچک توسط فیلتر منطبق ماسک می‌شوند، اما برای وضوح بیشتر نتایج شبیه‌سازی‌ها از رسم خروجی فیلتر منطبق صرف‌نظر می‌گردد. دامنه هدف متحرک هرچه بیشتر باشد و سرعت بیشتری هم داشته باشد، این عدم تطبیق

دوپلر بیشتر خواهد بود. اهداف و سرعت‌های مربوطه فرض شده در این سناریو در جدول ۱ نشان داده‌شده است.

جدول ۱: مشخصات اهداف متحرک در سناریو سوم

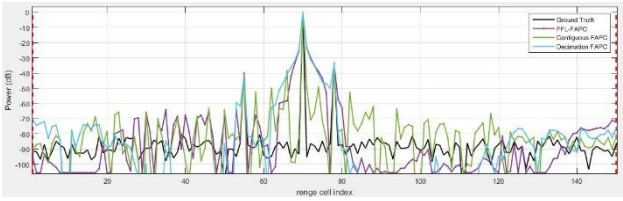
موقعیت سلول برد هدف	۵۵	۷۰	۷۸
دامنه SNR هدف (dB)	-۴۰	۰	-۳۵
سرعت هدف (m/s)	۳۰	۱۰۰	۵۰

یکی از مزایای استفاده از فیلترهای منعطف با طول‌های نامتوازن در این سناریو به اثبات می‌رسد. با به‌کارگیری فیلترهای متوازن در الگوریتم FFL-FAPC، شاهد این هستیم که پیک‌های لوب‌های جانبی نسبتاً بزرگی (حدود ۶۰ dB-) و به گستردگی چند سلول برد ایجاد می‌شود و همچنین لوب اصلی هم پهن‌تر می‌گردد. همان‌طور که در شکل ۶ نشان داده شده است، با استفاده از فیلترهای نامتوازن علاوه بر لوب‌های جانبی کوچک‌تر، لوب اصلی هم باریک‌تر می‌گردد (تفکیک پذیری در برد هم بهبود می یابد). طول فیلتر های نامتوازن $K_A = 2$ و $K_B = 6$ است و طول فیلترهای متوازن به ترتیب $K = 13$ و $K = 5$ انتخاب شده که با $\alpha = [1.9,1.9,1.8,1.8,1.7,1.5]$ الگوریتم FFL-FAPC اجرا می‌گردد.



شکل ۶: اثر فیلتر با طول منعطف متوازن و نامتوازن در الگوریتم FFL-FAPC برای آشکارسازی اهداف متحرک

یکی از وجوه تشابه الگوریتم‌های FFL-FAPC و FAPC دسته‌بندی پیوسته، مقاومت بیشتر در برابر دوپلر هست که در شکل ۷ نشان داده‌شده است. اگر در الگوریتم FAPC دسته‌بندی پیوسته از همان مقادیر α و مراحل تکرار FFL-FAPC استفاده شود، با نال‌های شدید و لوب‌های جانبی دردسرساز در پروفایل برد روبرو خواهیم شد. درنتیجه از $\alpha = [1.6,1.4,1.2]$ و M=4 برای مقایسه الگوریتم های FAPC استفاده می‌گردد.



شکل ۷: مقایسه الگوریتم FFL-FAPC با فیلتری نامتوازن و الگوریتم‌های FAPC دسته‌بندی پیوسته و حذف یک از ده

عملکرد FFL-FAPC در کاهش سطح لوب های جانبی فیلتر منطبق سرعت همگرایی بهتری در مقایسه با دو الگوریتم FAPC دارد. ازنظر حجم محاسبات الگوریتم FFL-FAPC به ۱۱۰۴ ضرب مختلط نیاز دارد، درحالی که الگوریتم های FAPC هر کدام به ۳۶۹۵ ضرب مختلط نیاز دارند.

در کل برای جبران عدم تطبیق ناشی از اثر دوپلر به تخمین شیفت فاز در هر مرحله نیاز است. در ابتدا مقدار تخمین دوپلر برابر صفر (یا برای سیستم‌های متحرک یک مقدار ثابت) در نظر گرفته می‌شود. زیرا منطقی است که فرض شود بسیاری از سلول‌های برد دارای اهداف متحرک نیستند. پس با در نظر گرفتن شیفت فاز اولیه برابر با صفر، میزان جابه‌جایی فاز سیگنال بازگشتی از هدف نقطه‌ای متحرک با SNR زیاد تخمین زده می‌شود. در نظر داریم به این موضوع در مقاله بعدی بپردازیم.

۴-۴- سناریو چهارم: تأثیر متقابل طول فیلتر و طول شکل موج

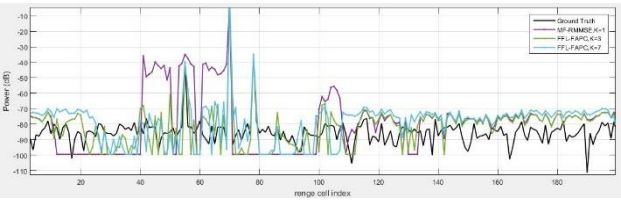
الگوریتم FFL-FAPC از یک فیلتر MMSE استفاده می‌کند تا به‌واسطه تخمین و بدون توجه به نوع شکل‌موج و طول فیلتر، خروجی فیلتر به پروفایل برد همگرا شود. اما سرعت همگرایی نسبت به طول شکل‌موج و طول فیلتر متفاوت خواهد بود. معمولاً یک فیلتر با طول پنجره کوتاه K برای اهداف گسسته کافی است؛ بااین‌حال طول فیلتر وابسته به شکل‌موج و توزیع اهداف است. در این سناریو برای بررسی ارتباط بین طول‌های مختلف فیلتر منعطف (K_B و K_A) و طول‌های مختلف شکل موج کد P_3 ($N = 30,60,100$) از مشخصات جدول ۲ با اهداف ثابت و طول پنجره پردازشی $L = 200$، استفاده‌شده است.

جدول ۲: مشخصات اهداف در سناریو چهارم

موقعیت سلول برد هدف	۷۸	۹۸	۱۰۸
دامنه SNR هدف (dB)	-۴۰	۰	-۳۵

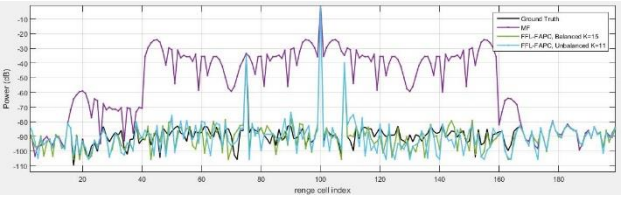
در این سناریو دو هدف کوچک در دو طرف هدف بزرگ قرار داده شده است، اما در [۳] تنها دو هدف در پروفایل برد فرض شده که برای هرکدام از شکل‌موج‌ها، یک فیلتر یک نقطه‌ای ($K = 1$) و یک فیلتر سه‌نقطه‌ای ($K = 3$) به کار گرفته‌شده است. همچنین در [۳] ادعاشده است به دلیل این‌که فیلتر یک نقطه‌ای از اطلاعات کم‌تری استفاده می‌کند، با سرعت کم‌تری نسبت به فیلتر سه‌نقطه‌ای همگرا می شود؛ اما شبیه سازی‌های انجام‌گرفته، نشان می‌دهد برای فیلتر به طول $K = 1$، اهداف کوچک‌تر قابل آشکارسازی نیستند و آن‌ها به همراه لوب‌های جانبی اهداف بزرگ که فیلتر منطبق آن‌ها را شناسایی کرده است، حذف می‌گردند. بعلاوه محل قرارگیری هدف کوچک هم اهمیت زیادی دارد، زیرا برخلاف ادعای [۳] در حالت $K = 1$ اگر هدف کوچک (واقع در سلول برد ۷۸) قبل از هدف بزرگ قرارگرفته باشد، توسط فیلتر MF-RMMSE ماسک شده و قابل آشکار سازی نخواهد بود. همان‌طور که در شکل ۸ نشان داده‌شده است، هدف کوچک دیگر (واقع در سلول برد ۱۰۸) هم به دلیل صفرهای ایجاد شده در پروفایل برد، حذف می شود و توسط فیلتر آشکار سازی نمی‌گردد. این مشکل حتی با افزایش تعداد مراحل تکرار α هم حل نمی‌شود. این موضوع برای تمامی طول‌های مختلف شکل موج کد P_3 ($N = 30,60,100$) صادق است. اما در الگوریتم FFL-FAPC با فیلتر سه‌نقطه‌ای متوازن $K_B = K_A = 1$ و $\alpha = [1.9,1.9,1.8,1.8,1.7,1.5]$ می‌تواند هر ۳ هدف را

آشکار نماید. بر اساس نتایج شبیه‌سازی‌ها برای شکل موج P_3 با طول $N=30$، حالت بهینه در انتخاب طول فیلتر متوازن $K_B=K_A=3$ با حجم محاسبات ۴۲۹ ضرب مختلط است.



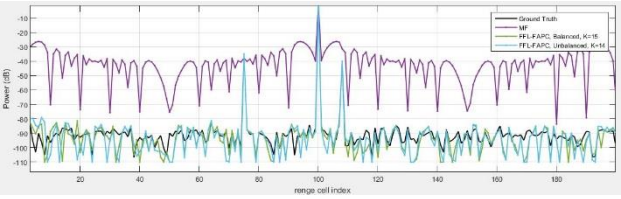
شکل ۸: مقایسه الگوریتم MF-RMMSE و FFL-FAPC با فیلترمتوازن برای شکل موج P_3 به طول $N=30$

برای شکل موجی به طول $N=60$ و مشخصات هدف ارائه شده در جدول ۲ نتیجه شبیه‌سازی‌ها در شکل ۹ نشان داده شده است. دو حالت طول فیلتر متوازن و نامتوازن با $\alpha=[1.9,1.9,1.8,1.8,1.7,1.5]$ بررسی‌شده است. نتایج نشان می‌دهد که فیلتر با طول متوازن $K=15$ ($K_B=K_A=7$) و ۱۷۵۵ ضرب مختلط، لوب‌های جانبی را به پروفایل برد به‌صورت بهینه کاهش می‌دهد. همچنین می‌توان دید که با به‌کارگیری فیلتر با طول نامتوازن $K=11$ ($K_B=7,K_A=3$) و ۱۳۲۵ ضرب مختلط، ابعاد ماتریس و درنتیجه حجم محاسبات نسبت به حالت متوازن کاهش می‌یابد.



شکل ۹: عملکرد بهینه الگوریتم FFL-FAPC با فیلترمتوازن و نامتوازن برای شکل موج P_3 به طول $N=60$

این شبیه‌سازی را مجدداً برای شکل موجی به طول $N=100$ تکرار می‌کنیم. نتایج شبیه‌سازی برای فیلتر متوازن و نامتوازن با $\alpha=[1.9,1.9,1.8,1.8,1.7,1.5]$ در شکل ۱۰ نشان داده‌شده است.



شکل ۱۰: عملکرد بهینه الگوریتم FFL-FAPC با فیلترمتوازن و نامتوازن برای شکل موج P_3 به طول $N=100$

فیلتر با طول متوازن $K=15$ ($K_B=K_A=7$) و ۲۹۹۵ ضرب مختلط، با سرعت همگرایی خوبی لوب‌های جانبی را به پروفایل برد به‌صورت بهینه کاهش می‌دهد. با به‌کارگیری فیلتر با طول نامتوازن $K=14$ ($K_B=8,K_A=5$) و ۲۸۰۹ ضرب مختلط، ابعاد ماتریس و درنتیجه حجم محاسبات نسبت به حالت متوازن کاهش می‌یابد، اما نه به‌اندازه شبیه‌سازی قبل.

در این مقاله روشهای ارائه شده در [۳]، [۱۳] و [۱۵] با الگوریتم پیشنهادی *FFL-FAPC* مقایسه شده است. در جدول ۳ نتایج کلی عملکرد الگوریتم‌ها از نظر حجم محاسبات و مقاومت در برابر داپلر مقایسه شده است. بر اساس نتایج سناریو ۲، الگوریتم *APC* بیشترین حجم محاسباتی را دارد و الگوریتم‌های *FAPC* و *FFL-FAPC* به ترتیب ۸۳٪ و ۹۶٪ حجم محاسبات را کاهش داده‌اند. همچنین نتایج سناریو ۳ نشان می‌دهد الگوریتم‌های *FAPC* دسته بندی پیوسته و *FFL-FAPC* مقاومت در برابر دوپلر بهتری دارند، اما تفکیک پذیری در برد *FFL-FAPC* بهتر است. عملکرد الگوریتم *MF-RMMSE* تقریباً شبیه به *FFL-FAPC* است، ولی فقط در برخی سناریوهای خاص عملکرد مناسبی دارد.

جدول ۳: مقایسه هزینه محاسباتی و مقاومت در برابر دوپلر الگوریتم ها

الگوریتم	حجم محاسباتی	مقاومت دوپلر
MF	N	ماسک کننده اهداف ضعیف
APC	$6N^2+14N$	عملکرد بد
FAPC	$N^2\left(\frac{3}{M}+\frac{3}{M^2}\right)+N\left(1+\frac{13}{M}\right)$	دسته بندی پیوسته FAPC
MF-RMMSE	$(2K+1)N-\frac{K(K-1)}{2}$	مناسب برای سناریو خاص
FFL-FAPC	$2KN-0.5K(K+1)$	عملکرد خوب

۵- نتیجه

از شبیه‌سازی‌های انجام‌شده به یک‌روال برای ایجاد مصالحه بین تعداد مراحل و مقدار α با طول شکل موج و طول فیلتر بهینه می‌رسیم. در سناریوهای نزدیک به واقعیت که اهداف متحرک هستند، الگوریتم FFL-FAPC، استفاده از فیلترهای نامتوازن با شرط $K\succ 3 \& K_B\succ K_A\geq 1$ را با $1.5\leq\alpha\leq 1.9$ پیشنهاد می‌دهد تا با کمترین حجم محاسباتی به طول فیلتر بهینه برای عملکرد در زمان واقعی برسد. اما برای اهداف ساکن می‌توان هم از فیلترهای متوازن با شرط $K\geq 3 \& K_B=K_A\geq 1$ و هم از فیلترهای نامتوازن با شرط $1\leq K_B\prec K_A$ با $1.2\leq\alpha\leq 1.9$ استفاده کرد. افزایش تعداد مراحلی که در آن‌ها از مقادیر α نزدیک به ۲ استفاده می‌شود، سبب کاهش تعداد مراحل تکرار می‌گردد. در این مقاله برای جلوگیری از وقوع شرایط نامساعد، یک کرانه پایین برای توان سلول‌های برد تعریف شده تا زمان محاسبه را هم کاهش دهد. انتخاب طول فیلتر بلندتر هم تأثیر خوبی بر کاهش تعداد تکرارهای الگوریتم دارد و هم تعداد ضرب‌های مختلط را کاهش می‌دهد. اما حجم محاسبات معکوس ماتریس کوواریانس زیاد می‌شود، زیرا ابعاد ماتریس رابطه مستقیم با طول فیلتر

دارد. از آنجائی که در FFL-FAPC طول فیلتر منعطف نسبت به سایر الگوریتم‌های مورد مقایسه خیلی کمتر است، حجم محاسبات خیلی کمتر خواهد بود. با افزایش طول شکل‌موج نیز به فیلترهای بلندتری برای کاهش تعداد تکرارهای الگوریتم نیاز است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد در صورت انتخاب فیلترهای بسیار کوچک، ممکن است برخی اهداف پوشیده شده آشکارسازی نگردند.

همان‌طور که از نتایج شبیه‌سازی‌ها درک می‌شود، استفاده از الگوریتم FFL-FAPC که از خروجی فیلتر منطبق به‌صورت پساپردازش بهره می‌برد علاوه بر این‌که حجم محاسبات را نسبت به روش‌های FAPC کاهش می‌دهد، به خاطر استفاده از طول فیلتر منعطف کوتاه، مقاومت در برابر دوپلر بهتری هم دارد.

مراجع

[1] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, (3rd ed.), New York: McGraw-Hill, 2001.

[2] R. Kayvan Shokooh, M. Okhovvat, "D*esign 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] Z. Li, Z. Yan, S. Wang, L. Li, and M. Mclinden,"*Fast adaptive pulse compression based on matched filter outputs*," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.1, no.51, pp. 548-564, 2015 .

[4] M. H. Ackroyd and F. Ghani, "*Optimum mismatched filter for sidelobe suppression*," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-9, pp. 214-218, 1973.

[5] R. Sato and M. Shinrhu, "*Simple mismatched filter for binary pulse compression code with small PSL and small S/N loss*, " IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 39, no. 2 ,pp. 711 -718, 2003 .

[۶] مجتبی حاجی آبادی، عباس ابراهیمی مقدم، حسین خوشبین، «حذف نویز صوتی مبتنی بر یک الگوریتم وفقی نوین»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، صفحه ۱۲۹-۱۲۱، جلد ۴۶، شماره ۳، ۱۳۹۵

[7] S. Wang, Z. Li, Y. Zhang, B. Cheong and L. Li, "*Implementation of Adaptive Pulse Compression in Solid-State Radars: Practical Considerations*," IEEE GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING LETTERS, vol. 12, no. 10, pp. 2170-2174, 2015 .

[8] T. Felhauer, "*Digital signal processing for optimum wideband channel estimation in the presence of noise*," ME Proceedings, vol. 140, no. 3 ,pp. 179 -186, 1993 .

[9] S. M. Song, W. M. Kim, D. Park, and Y. Kim, "*Estimation theoretic approach for radar pulse compression processing and its optimal codes*," Electronic Letters, vol.36, no.3, 2000.

[26] B. L. Lewis and F. F. Kretschmer," *Linear frequency modulation derived polyphase pulse compression codes*," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-18, 5, pp. 637-641, 1982.

[10] B. Zrnic, A. Zejak, A. Petrovic, and I. Simic, "*Range sidelobe suppression for pulse compression radars utilizing modified RLS algorithm*," IEEE International Symposium Spread Spectrum Techniques and Applications, vol. 3, pp. 1008-1011, 1998 .

[11] T. K. Sarkar and R. D. Brown, "*An ultra-low sidelobe pulse compression technique for high performance radar systems*," IEEE National Radar Conference, pp. 111-114, 1997.

[12] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1993.

[13] 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, 2006.

[14] 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.

[15] S. D. Blunt, T. Higgins and K. Gerlach, "*Dimensionality reduction techniques for efficient adaptive pulse compression*," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 46, no. 1, pp. 349-362, 2010.

[16] L. Kong, M. Yang and B. Zhao, "*Fast implementation of adaptive multi-pulse compression via dimensionality reduction technique*," IEEE Radar Conference, 2012.

[17] B. Zhao, L. J. Kong, M. Yang and G. L. Cui, "*Range-Doppler sidelobe and clutter suppression via time range adaptive processing*", IEEE CIE International Conference on Radar ,October 2011.

[18] Y. Yang, L. Li, G. Cui, W Yi, L Kong and X Yang, "*A modified adaptive multi-pulse compression algorithm for fast implementation*," IEEE Radar Conference (RadarCon), May 2015.

[19] M. Patrick McCormick, S. D. Blunt and T. Higgins, "*A gradient descent implementation of adaptive pulse compression*," IEEE Radar Conference, May 2016.

[۲۰] محمود آتشبار، محمدحسین کهائی، «جهت‌یابی چند گوینده با استفاده از نمونه‌برداری فشرده مبتنی بر فاز»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، صفحه ۱۱-۱، جلد ۴۰، شماره ۲، ۱۳۸۹

[21] S. Treitel and E. A. Robinson,"*The design of high-resolution digital filters*," IEEE Transactions on Geoscience Electronics, vol. GE-4, no.1, pp. 25-38, 1966.

[22] J. M. Baden and M. N. Cohen, "*Optimal peak sidelobe filters for biphase pulse compression*," IEEE International Radar Conference, 1990.

[23] J. M. Baden and M. N. Cohen, "*Optimal sidelobe suppression for biphase codes*," National Telesystems Conference, 1991.

[24] H. J. Blinchikof, "*Range sidelobe reduction for the quadriphase codes*," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.32, no.2, pp.668 – 675, 1996.

[25] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing*, New York: Wiley, 2002.

زیرنویس‌ها

[1] Fast Adaptive Pulse Compression

[2] Adaptive Pulse Compression

[3] Flexible Filter Length- Fast Adaptive Pulse Compression

[4] Reiterative Minimum Mean Square Error estimator
[5] Post- processing
[6] Global deconvolution
[7] Localized optimal estimation
[8] Mean-Square Error
[9] Ground trurh
[10] Full-Dimension
[11] Fast Adaptive Multi-Pulse Compression
[12] Adaptive Multi-Pulse Compression
[13] Modified Adaptive Multi-Pulse Compression
[14] Gradient Descent
[15] Coherent Processing Interval
[16] Convoloution
[17] positive semi-definite
[18] Ill-Conditioned
[19] Contiguous Blocking
[20] Decimation