

آشکارسازی مؤثر اهداف پنهان شده به وسیله الگوریتم فشرده سازی پالس وقتی 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 پنهان شده در مجاورت اهداف قوی سریع را با استفاده از الگوریتم FAPC^۱ بررسی می‌کنیم. فیلتر منطبقی 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 به واسطه جابه‌جایی فازی دوپلر، عملکرد فیلتر APC^۲ در کاهش سطح لوب‌های جانبی را تنزل می‌دهد. در این مقاله الگوریتم FFL-FAPC^۳ پیشنهاد شده است که برای کاهش لوب‌های جانبی برد از تخمین گر RMMSE^۴ به روش پس‌پردازش^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 وقتی 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 shokooh¹, Phd student; M. Okhovvat², 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 comparison 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: تهران - تهرانپارس، حکیمیه - دانشگاه جامع امام حسین (ع) - دانشکده مهندسی فناوری اطلاعات و ارتباطات.

۱- مقدمه

بسیار سازی شکل موج‌های خاص به منظور دسترس به لوب‌های جانبی کم به عوامل متعددی مانند تفکیک پذیری برد، راندمان انرژی، تلورانس دوپلر و دیگر عوامل ساخت‌افزایی 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 ماسک‌شدگی مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرد. بر اساس الگوریتم‌های پیشنهادی فیلتر نامنطبق در [۴] و [۵] سطح لوب‌های جانبی با هزینه تلف کم در SNR، تا جایی که پراکنده سازهای کوچک قابل آشکارسازی شوند، کاهش می‌یابد. اما فیلترهای نامنطبق تنها می‌توانند کمی از ماسک‌شدگی را کاهش دهند زیرا توان سطوح لوب‌های جانبی اهداف بزرگ به‌طور قابل‌مقایسه‌ای بالاتر از پیک لوب اصلی هدف کوچک‌تر است و اثرات لبه‌ناشی 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 وقتی به‌منظور یادگیری و رهگیری در کاربردهای مختلفی چون تخمین کانال، تخمین موقعیت هدف، شناسایی سیستم و حذف نویز مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۶]. فیلترهای وقتی کلاس خاصی از الگوریتم‌های پردازش سیگنال راداری مبتنی بر تخمین بهینه هدف از سیگنال‌های بازگشتی است. در فیلترهای وقتی که از آن‌ها برای کاهش سطح لوب‌های جانبی برد استفاده می‌شود، هدف بازیافت پروفایل برد از سیگنال دریافتی است. به‌طور کلی این فیلترها را می‌توان بر اساس واپیچش سراسری^۶ و تخمین بهینه موقعیت^۷ فرموله کرد. راه حل معروف در روش واپیچش سراسری، تخمین LS و گونه‌های مختلفش است [۸]. برای کاهش سطح لوب‌های جانبی برد با روش LS [۹-۱۱]، با ناهمبسته فرض کردن سلول‌های برد مجاور تا حدودی مسئله ماسک‌شدگی حل می‌شود. در [۱۲] نشان داده شده است که روش LS با معیار MSE^A 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.

در روش 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 وقتی ارائه گردید. با استفاده از الگوریتم

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 تضعیف شده همراه با تأخیر است که به نویز آلوده شده 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 به صورت یک پالس بلند مستطیلی مدوله شده 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 مدوله شده متناسب با عکس پهنای باند آن است. در گیرنده یک فیلتر 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. اگر راداری بازگشتی از هدف نقطه‌ای در واقع نسخه تأخیر یافته زمانی یا جابه‌جایی دوپلر یافته سیگنال ارسالی است. در روش متعارف، فیلتر منطبق بین سیگنال دریافتی و نسخه‌ای از کد ارسالی همبستگی متقابل می‌گیرد [۲]. جابه‌جایی دوپلر در واقع جابه‌جایی فاز پیوسته‌ای را روی سیگنال دریافتی اعمال می‌نماید که باعث عدم تطبیق بین سیگنال ارسالی و دریافتی در فیلتر منطبق و در نتیجه افزایش سطح لوب‌های جانبی در خروجی فیلتر می‌گردد و تلفاتی را به سیستم تحمیل می‌نماید. در واقع فرکانس دوپلر به خاطر تغییرات سرعت هدف متغیر خواهد بود. لذا فرکانس دوپلر متغیر و وجود سیگنال لحظه‌ای بر اساس دیده شدن هدف در زمانی 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 به وسیله 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 وقتی است.

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

موضوعات پردازش سیگنال راداری و موردعلاقه و حمایت مراکز علمی و نظامی بوده است. به عنوان مثال در [۱۶] روش FAMPC^{۱۱} بر اساس روش FAPC [۱۵]، برای کاهش حجم محاسبات پیشنهاد شد که بخش هایی از تابع هزینه RMMSE را در بلوک هایی برای پردازش قرار می دهد. این روش در مقایسه با روش AMPC^{۱۲} [۱۷] سریع تر و بهتر عمل می کند اما نکته قابل توجه، کاهش کیفیت عملکرد تخمین برد-دوپلر آن است. در مرجع [۱۸] الگوریتم MAMPC^{۱۳} برای دستیابی مطلوب به تخمین برد-دوپلر و همچنین کاهش حجم محاسبات و رفع نواقص روش AMPC پیشنهاد شده است. موضوع کاهش حجم محاسبات در سامانه های خطی با استفاده از الگوریتم کاهش گرادیانی^{۱۴} در [۱۹] بررسی شده است. الگوریتم کاهش گرادیانی یک روش تکرار پذیر برای تعیین حداقل و حداکثر تابع است که در مقاله مذکور از آن برای کاهش حجم محاسبات معکوس ماتریس کوواریانس در الگوریتم APC استفاده شده است. این روش بر روی شکل موج FM خصوصاً در شرایطی که حاصل ضرب زمان-پهنای باند آن خیلی زیاد است، تحلیل و بررسی شده است. نتایج نشان می دهد که محاسبه معکوس ماتریس کوواریانس با این روش نسبت به وضعیت تمام بعد، حجم کمتر و همگرایی بهتری دارد. یکی از روش های کاهش حجم محاسبات، تکنیک نمونه برداری فشرده است. در نمونه برداری فشرده تعدادی از نمونه ها را به نمایندگی از همه نمونه های سیگنال انتخاب می کنند. این نمونه ها باید طوری انتخاب شوند که اطلاعات اصلی سیگنال را در برداشته باشند. به عبارت دیگر با استفاده از آن ها بتوان سیگنال اولیه را بازسازی نمود [۲۰].

در این مقاله الگوریتم جدیدی به نام FFL-FAPC به منظور کاهش حجم محاسبات و بهبود عملکرد مقاومت در برابر دوپلر ارائه خواهد شد که مبتنی بر فشرده سازی پالس و فقی سریع (FAPC) است. این روش عملکرد APC را بدون نیاز به تغییرات اساسی در سیستم راداری و با استفاده از خروجی فیلتر منطبق (پس پردازش)، بهبود می بخشد. در این مقاله روش های MF-RMMSE [۳]، APC [۱۳] و FAPC [۱۵] را با الگوریتم پیشنهادی FFL-FAPC مقایسه می کنیم. در ادامه مدل سیگنال برای روش های فیلتر منطبق استاندارد، APC به همراه توصیف الگوریتم RMMSE و FAPC ارائه خواهد شد. در بخش سوم روش الگوریتم FFL-FAPC و مدل سیگنال مربوطه تشریح می گردد و در بخش چهارم سناریوهای مختلفی برای ارزیابی روش های فوق الذکر بیان شده و شبیه سازی ها انجام خواهد شد. لازم به ذکر است حتی المقدور سعی می شود از نمادها و شکل موج های به کارگیری شده مشترک در مقالات مرجع استفاده شود تا مقایسه بهتری بتوانیم داشته باشیم. در بخش پایانی ضمن تحلیل و بررسی نتایج شبیه سازی ها، نتیجه گیری نهایی ارائه می گردد.

RMMSE، اهداف کوچک (SNR کم) در حضور اهداف بزرگ (چند برابر دامنه) با کاهش لوب های جانبی فیلتر منطبق به دقت تخمین زده می شوند. در [۱۳] عملکرد الگوریتم RMMSE با فیلترهای منطبق استاندارد و LS در سناریوهای مختلف بر اساس نتایج شبیه سازی ها 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 می کند و می تواند به طور مؤثر لوب های جانبی برد را تا سطح نویز پایین بیاورد و طبیعت حقیقی^{۱۵} تابع پراکنده ساز را آشکارسازی نماید. این الگوریتم با تشکیل ماتریس کوواریانس و با استفاده از یک پردازشگر تکرار پذیر اجرا می شود. الگوریتم RMMSE بدون پیش فرض شکل موج، با تحلیل داده پروفایل برد به صورت برون خط یک پالس اصلی باریک پیشنهاد می دهد [۱۴].

اما الگوریتم RMMSE با دو محدودیت در کاربردهای عملی مواجه است. عامل اول حجم محاسباتی است که از سال ۲۰۱۰ با اثبات قابلیت های این الگوریتم، به چالش جدیدی در حوزه پردازش سیگنال و فقی تبدیل شده است. در الگوریتم RMMSE مجموعه ای از وزن های و فقی برای هر سلول برد تحت آزمون تولید می شود که در ادامه نیاز است معکوس ماتریس کوواریانس سیگنال برای هر مجموعه از وزن ها محاسبه شود. با این موضوع در بخش مدل سیگنال آشنا خواهیم شد. عامل دوم محدودیت به کارگیری عملی الگوریتم RMMSE، حساسیت آن به عدم تطبیق های ایجاد شده مانند عدم تطبیق دوپلر است. در برخی کاربردهای عملی، الگوریتم RMMSE با برخی تخریب های دوپلر ناشی از حرکت هدف، حرکت سکوی جبران نشده (یا به صورت دقیق جبران نشده) دچار مشکل می شود. در نتیجه برای تحقق و تکمیل مزایای پردازشگر RMMSE به تکنیک های مقاوم در برابر دوپلر نیاز است تا بتواند تنزل عملکرد الگوریتم RMMSE در مواجهه با جابه جایی های فازی را جبران نماید. به علاوه این تکنیک ها بایستی از نظر حجم محاسباتی به شکلی باشند که قابلیت کار در سیستم های بلادرنگ را داشته باشند.

هزینه محاسباتی نسبتاً زیاد پردازش برد و فقی تمام بعد^{۱۶} ممکن است پیاده سازی عملی در برخی سامانه های بلادرنگ فعلی را با محدودیت مواجه سازد، لذا تکنیک های کاهش حجم محاسبات اهمیت بسزایی در روش APC پیدا کرده اند. در مرجع [۱۵] دو تکنیک کاهش بعد محاسباتی فشرده سازی پالس و فقی به منظور عملکرد بهینه پیشنهاد شده است. در مقاله مذکور، روش های تقریب کاهش بعد (مرتب ماتریس) که با عنوان روش فشرده سازی پالس و فقی سریع (FAPC) آن را می شناسند، ثابت می کند که عملکرد رادار با توجه به کاهش بعد ماتریس و هزینه محاسباتی، نزدیک به عملکرد پردازشگر و فقی تمام-بعد هست. پس از سال ۲۰۱۰ و طی سال های اخیر هم بحث کاهش هزینه محاسباتی APC با الگوریتم RMMSE یکی از اساسی ترین

۲- مدل سیگنال

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

$$\mathbf{A}(\ell) = \begin{bmatrix} x(\ell) & x(\ell-1) & \dots & x(\ell-N+1) \\ x(\ell) & x(\ell+1) & \dots & x(\ell+N-1) \\ x(\ell-1) & x(\ell) & \dots & x(\ell+N-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(\ell-N+1) & \dots & x(\ell-1) & x(\ell) \end{bmatrix} \quad (4)$$

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) به صورت $\hat{x}_{MF}(\ell) = \mathbf{s}^H \mathbf{s} x(\ell) + \mathbf{s}^H \mathbf{v}$ 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 SNR، ماسک می‌کند. فیلتر منطبق به لحاظ حجم محاسباتی کارایی خوبی دارد ولی از نظر 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] ارائه شده است. در مدل سیگنال APC مبتنی بر تخمین گر 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 به صورت زیر بیان کرد [۱۳]:

$$\tilde{\mathbf{y}}(\ell) = \mathbf{A}^T(\ell) \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{v}}(\ell) \quad (5)$$

این مدل سیگنال شبیه به مدل سیگنال دریافتی در فرمول فیلتر منطبق است. $\mathbf{w}(\ell)$ یک فیلتری با سایز $1 \times N$ در تخمین گر RMMSE است که جایگزین فیلتر منطبق \mathbf{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 به صورت زیر تعریف می‌گردد که بایستی به ازای هر تأخیر منحصربه‌فرد $\ell = 0, \dots, L-1$ ، کمینه گردد [۱۲]:

$$J(\ell) = E \left[|x(\ell) - \mathbf{w}^H(\ell) \tilde{\mathbf{y}}(\ell)|^2 \right] \quad (6)$$

با فرض ایستاد 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 \mathbf{w}^* و مساوی

فرض کنید پروفایل برد شامل اهداف نقطه‌ای گسسته و مستقل باشد مدل سورلینگ-۱ باشد. مشاهدات از پروفایل بردی به طول L و در یک جهت خاص، با انتشار M پالس درون یک CPI^{15} در محیط به دست می‌آید. شکل موج ارسالی گسسته با نماد \mathbf{s} و با طول N به سمت اهداف ارسال می‌شود، که در اینجا پالس ارسالی از نوع کد شده فازی در نظر گرفته می‌شود. فیلتر منطبق نشان داده شده 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 همپیش 16 می‌نماید. در محیط واقعی معمولاً اهداف موردنظر متحرک هستند که به صورت اهداف نقطه‌ای در نویز AWGN مدل سازی می‌شوند. به خاطر حرکت هدف نسبت به رادار ثابت، در سیگنال دریافتی جابجایی فاز دوپلر ایجاد می‌گردد. در نتیجه 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 به صورت 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 همپیش گسسته شکل موج ارسالی در پروفایل برد به همراه نویز اضافه شونده به دست می‌آید که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$y(\ell) = \tilde{\mathbf{x}}^T(\ell) \mathbf{s} + v(\ell) \quad (1)$$

که $\tilde{\mathbf{x}}(\ell) = [x(\ell) \ x(\ell-1) \ \dots \ x(\ell-N+1)]^T$ بخشی از N نمونه پیوسته از پاسخ ضربه پروفایل برد است که در شکل موج \mathbf{s} با تأخیر ℓ همپیش شده است. $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{N-1}]^T$ شکل موج ارسالی به طول N و نویز جمع‌شونده است.

۲-۱- مدل سیگنال فیلتر منطبق استاندارد

خروجی فیلتر منطبق در حوزه گسسته به صورت زیر بیان می‌گردد:

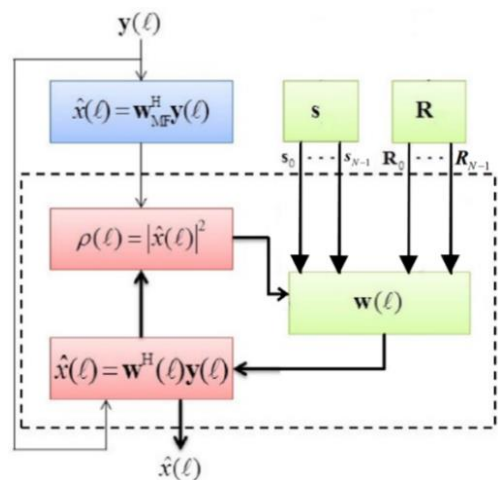
$$\hat{x}_{MF}(\ell) = \mathbf{s}^H \tilde{\mathbf{y}}(\ell) \quad (2)$$

که $\hat{x}_{MF}(\ell)$ تخمین فیلتر منطبق از نمونه تأخیر یافته ℓ ام مربوط به بخشی از پاسخ ضربه پروفایل برد به طول L (طول پنجره پردازش) به ازای $\ell = 0, \dots, L-1$ بردار $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{N-1}]^T$ نسخه نمونه برداری شده از شکل موج ارسالی به طول N و 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 به صورت زیر نوشت:

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

صرف نظر 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 آر سالی همبستگی متقابل نرمالیزه‌ای دارد که کاملاً شبیه به خودهمبستگی فیلتر منطبق نرمالیزه شده است.

شکل ۱ نمودار گردش 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. در نتیجه $\mathbf{w}(\ell)$ 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 می‌شود 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 گردش 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

با صفر قرار دادن حاصل به حداقل می‌رسد. پس فیلتر MMSE به صورت زیر به دست می‌آید که علامت * بیانگر مزدوج مختلط هست [۱۳]:

$$\mathbf{w}(\ell) = E[\tilde{\mathbf{y}}(\ell)\tilde{\mathbf{y}}^H(\ell)]^{-1} E[\tilde{\mathbf{y}}(\ell)x^*(\ell)] \quad (7)$$

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

$$\mathbf{w}(\ell) = \hat{\rho}(\ell)(\mathbf{C}(\ell) + \mathbf{R})^{-1} \mathbf{s} \quad (8)$$

که $\rho(\ell) = |x(\ell)|^2$ توان $x(\ell)$ و $\mathbf{R} = E[\tilde{\mathbf{v}}(\ell)\tilde{\mathbf{v}}^H(\ell)]$ ماتریس کوواریانس نویز $N \times N$ است. هر اطلاعات پیشین راجع به نویز را می‌توان از طریق \mathbf{R} به دست 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 $\mathbf{C}(\ell) = E[\mathbf{A}^T(\ell)\mathbf{s}\mathbf{s}^H\mathbf{A}^*(\ell)]$ با سایز $N \times N$ به‌صورت زیر است:

$$\mathbf{C}(\ell) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho(\ell+n) \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^H \quad (9)$$

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

$$\mathbf{s}_n = [s_{|n|} \dots s_{N-|n|} \mathbf{0}_{1 \times |n|}]^T \text{ for } n \leq 0 \quad (10)$$

$$\mathbf{s}_n = [\mathbf{0}_{1 \times n} \ s_0 \dots s_{N-1-n}]^T \text{ for } n > 0$$

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

از رابطه (۹) می‌توان دریافت که $\mathbf{C}(\ell)$ یک ماتریس مثبت نیمه معین $2N-1$ است زیرا شامل $2N-1$ ماتریس مثبت نیمه معین با rank-1 است. بنابراین هنگامی که \mathbf{R} ماتریس مثبت معین باشد، $(\mathbf{C}(\ell) + \mathbf{R})$ 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]:

$$\hat{\mathbf{w}} \cong \left(\sum_{n=-N+1}^{N-1} \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^H \right)^{-1} \mathbf{s} \quad (11)$$

که نسبت به تأخیر ℓ تغییرناپذیر (ثابت) است. به همین دلیل مرحله مقداردهی اولیه فیلتر MMSE از پیش و به‌صورت برون‌خط قابل محاسبه است، در نتیجه به همان روش فیلتر منطبق متعارف پیاده‌سازی 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

وقفی 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 به صورت رابطه (۱۲) تعریف می‌شود.

$$\tilde{J}(\ell) = \sum_{m=0}^{M-1} E \left[\left| \frac{1}{M} x(\ell) - \tilde{w}_m^H(\ell) \tilde{y}_m(\ell) \right|^2 \right] \quad (12)$$

که $\ell = 0, 1, \dots, L$ است. $\tilde{w}_m(\ell)$ ، m امین قسمت به طول K (با توجه به نوع دسته‌بندی پیوسته یا حذف یک از ده) از فیلتر MMSE تکه‌ای به طول N ($\tilde{w}(\ell)$) است؛ و $\tilde{y}_m(\ell)$ نیز m امین دسته به طول K از $y(\ell)$ 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 $\tilde{w}_m(\ell)$ تولید می‌شود که تقریبی از فیلتر ایجاد شده به روش تمام بُعد است. m امین بخش به طول K از فیلتر $\tilde{w}_m(\ell)$ به صورت رابطه (۱۳) نشان داده می‌شود.

$$\tilde{w}_m(\ell) = E \left[\tilde{y}_m(\ell) \tilde{y}_m^H(\ell) \right]^{-1} E \left[\frac{1}{M} \tilde{y}_m(\ell) x^*(\ell) \right] \quad (13)$$

که $m = 0, 1, \dots, M-1$ است.

در فیلتر FAPC حذف یک از ده، $\tilde{w}_m(\ell)$ فیلتر قسمت m ام به صورت رابطه (۱۴) تعریف می‌شود.

$$\tilde{w}_{D,m}(\ell) = [w_m \quad w_{M+m} \quad \dots \quad w_{N-2M+m} \quad w_{N-M+m}]^T \quad (14)$$

ساختار دیگر الگوریتم FAPC از روش دسته‌بندی پیوسته استفاده می‌کند. به این ترتیب در دسته‌بندی پیوسته، بخش‌های فیلتر تکه‌ای MMSE به صورت رابطه (۱۵) تعریف می‌شود.

$$\tilde{w}_{C,m}(\ell) = [w_{Km} \quad w_{Km+1} \quad \dots \quad w_{Km+K-2} \quad w_{Km+K-1}]^T \quad (15)$$

۳- الگوریتم FFL-FAPC

در رادارهای فشرده‌سازی پالس متعارف از فیلتر منطبق در گیرنده استفاده می‌شود. به منظور اجرای الگوریتم APC با کمترین تغییرات اساسی در سیستم رادار، از پس‌پردازش وقفی می‌توان بهره گرفت. الگوریتم FFL-FAPC با استفاده از روش پس‌پردازش وقفی روی خروجی فیلتر منطبق و با فرض تابع خودهمبستگی شکل موج به‌عنوان مدل سیگنال دریافتی، قابل اجرا 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 لم 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

$(N-1)$ نمونه پاسخ ضربه در هر یک از دو انتهای پنجره پردازشی برای به‌روزرسانی تخمین نمونه‌های باقی‌مانده درون پنجره پردازش استفاده می‌شود.

همان‌طور که اشاره شد، ماتریس $(C(\ell) + R)$ نیمه معین و معکوس پذیر است. در صورتی که نویز، سفید و گوسی باشد، $R = \sigma_v^2 I$ خواهد شد که σ_v^2 برابر توان نویز است. اگر $\rho(\ell) \gg \sigma_v^2$ باشد، ماتریس $(C(\ell) + R)$ دچار شرایط نامساعد^{۱۸} می‌شود. هم‌چنین اگر $\rho(\ell)$ SNR کافی برای آشکارسازی نداشته باشد (و یا هیچ هدفی در سلول برد نباشد)، توان $\rho(\ell)$ تخمین زده شده در رابطه (۸) می‌تواند بسیار کوچک شود، به طوری که بعد از چند مرحله تکرار به نزدیک صفر برسد و شرایط نامساعدی ایجاد نماید. هر دو موضوع مربوط به گستره تغییرات تخمین سلول‌های برد است که می‌توان با فشرده‌سازی 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 $\hat{\rho}(\ell) = |\hat{x}(\ell)|^\alpha$ (با فرض سفید بودن نویز) σ_v^2 به σ_v^α صورت می‌پذیرد که گستره تغییرات $0 \leq \alpha \leq 2$ است. در وضعیتی که SNR هدف زیاد باشد، α های نزدیک به ۲ سبب کاهش تأثیر SNR می‌شود و در نتیجه احتمال وقوع شرایط نامساعد کمتر می‌گردد. در مقابل زمانی که هیچ هدفی در سلول برد وجود نداشته باشد، مقدار تخمین آن سلول با $\hat{\rho}(\ell) \leq \sigma_v^2 / N$ ممکن است به صفر برسد. با این وجود اگر α کاهش یابد از رسیدن مقدار $\hat{\rho}(\ell)$ به سمت صفر جلوگیری می‌شود. شبیه‌سازی‌های مختلف در الگوریتم RMMSE نشان داده‌اند که با ۲ تا ۴ مرحله تکرار (با احتساب مرحله مقداردهی اولیه) و $1.1 \leq \alpha \leq 1.7$ نتایج مطلوبی به دست می‌آید. پس α در مرحله ابتدایی بالاترین مقدار را باید داشته باشد تا لوب‌های جانبی از اهداف با SNR زیاد به سرعت کاهش 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 پیشنهاد شده است. در این روش برای مقدار تخمین زده شده سلول‌های برد یک سطح کمینه تعریف می‌شود. این کار سبب کاهش سریع‌تر لوب‌های جانبی برد اهداف بزرگ‌تر با مقادیر α بزرگ، بدون کاهش سطح لوب‌های جانبی سلول‌های بدون هدف به سمت صفر می‌گردد.

۳-۲- مدل سیگنال FAPC

الگوریتم APC از لحاظ 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 از نظر پاسخ خروجی مشابه و از نظر 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

و $\hat{x}_{MF}(\ell + N)$ حاوی اطلاعات $\hat{x}_{MF}(\ell)$ نیستند، در بیش تر موارد باید از $K \geq 3$ و $K_B + K_A \geq 2$ (فیلتر با طول بیشتر از ۳ نقطه) مطمئن بود. برای محاسبه ضرایب فیلتر MMSE در روش پس‌پردازش وقتی، عبارت $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ جایگزین $\tilde{y}(\ell)$ در رابطه (۷) استفاده می‌شود که نتیجه آن در رابطه (۱۷) نشان داده شده است.

$$w(\ell) = E[\tilde{x}_{MF}(\ell)\tilde{x}_{MF}^H(\ell)]^{-1} E[\tilde{x}_{MF}(\ell)x^*(\ell)] \quad (17)$$

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

$$\begin{bmatrix} E\left[\left(s^H A^T(\ell - K_B)s + s^H \tilde{v}(\ell - K_B)\right)x^*(\ell)\right] \\ \vdots \\ E\left[\left(s^H A^T(\ell)s + s^H \tilde{v}(\ell)\right)x^*(\ell)\right] \\ \vdots \\ E\left[\left(s^H A^T(\ell + K_A)s + s^H \tilde{v}(\ell + K_A)\right)x^*(\ell)\right] \end{bmatrix} = \rho(\ell) \begin{bmatrix} s^H s_{K_B} \\ \vdots \\ s^H s_0 \\ \vdots \\ s^H s_{-K_A} \end{bmatrix} = \rho(\ell) R_{SS} \quad (18)$$

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

$$\begin{bmatrix} c_0(\ell - K_B) & c_1(\ell - K_B) & \dots & c_{K_B+K_A}(\ell - K_B) \\ c_1(\ell - K_B) & c_0(\ell - K_B + 1) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & c_1(\ell + K_A - 1) \\ c_{K_B+K_A}(\ell - K_B) & \dots & c_1(\ell + K_A - 1) & c_0(\ell + K_A) \end{bmatrix} \quad (19)$$

$C_f(\ell)$ ماتریس کوواریانس سیگنال با ابعاد $K \times K$ است و $c_i(j)$ مطابق رابطه (۲۰) محاسبه می‌شود.

$$\begin{aligned} c_i(j) &= E[\tilde{x}_{MF}(j)\tilde{x}_{MF}^H(j+i)] = s^H C_i(j)s + u_i \\ c_i^*(j) &= E[\tilde{x}_{MF}(j+i)\tilde{x}_{MF}^H(j)] \\ 0 \leq i \leq N-1 \quad \text{and} \quad \ell - K_B \leq j \leq \ell + K_A \end{aligned} \quad (20)$$

که u_i و $C_i(j)$ در رابطه (۲۰) از رابطه (۲۱) به دست می‌آید.

$$u_i = \begin{cases} \sum_{k=i}^{N-1} r s_k^* s_k & 0 \leq i \leq N-1 \\ 0 & i > N-1 \end{cases} \quad r = E[vv^*] \quad (21)$$

$$C_i(j) = \sum_{n=-N+i+1}^{N-1} \rho(\ell+n) s_n s_{n-i}^H \quad \text{در انتها فیلتر } \tilde{w}(\ell) \text{ مطابق رابطه (۲۲) است.}$$

$$\tilde{w}(\ell) = \rho(\ell) C_f(\ell)^{-1} R_{SS} \quad (22)$$

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

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].

$$N^2 \left(\frac{3}{M} + \frac{3}{M^2} \right) + N \left(1 + \frac{13}{M} \right) \quad (16)$$

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. در نتیجه حجم محاسباتی آن $(NK + K^2)$ برای Nهای بزرگ نزدیک به N می‌گردد. به‌عبارتی دیگر 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. به‌این ترتیب 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 $\tilde{w}(\ell)$ طراحی می‌گردد. 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 $\tilde{w}(\ell)$ از بردار $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ به‌عنوان سیگنال دریافتی $\tilde{y}(\ell)$ استفاده می‌گردد. بردار $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ با ابعاد $[K_B + K_A + 1] \times 1$ شامل نمونه‌های $\tilde{y}(\ell) = [\tilde{x}_{MF}(\ell - K_B), \dots, \tilde{x}_{MF}(\ell), \dots, \tilde{x}_{MF}(\ell + K_A)]^T = \tilde{x}_{MF}(\ell)$ است. که K_B تعداد نمونه‌های خروجی فیلتر منطبق قبل از $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ و K_A نیز تعداد نمونه‌های خروجی فیلتر منطبق بعد از $\tilde{x}_{MF}(\ell)$ 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 $1 \leq |K_A|, |K_B| \leq N-1$ 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. از آنجاکه هیچ‌کدام از دو نمونه خروجی $\tilde{x}_{MF}(\ell - N)$

تعداد ضرب‌های مختلط برای محاسبه هر کدام از درایه‌های ماتریس $C_f(\ell)$ برابر $2N-i-1$ هست. از آنجاکه بسیاری از درایه‌های $C_f(\ell)$ و $C_f(\ell+1)$ یکسان هستند، تعداد متوسط محاسبات $C_f(\ell)$ برابر $O(K^3)$ است. معکوس ماتریس $C_f(\ell)$ نیاز به $O(K^3)$ محاسبه دارد، اما با استفاده از روش لم معکوس ماتریس [۱۳] و در صورتی که $L \gg K$ باشد، حجم محاسبات $C_f(\ell)^{-1}$ به $O(K^2)$ کاهش می‌یابد.

۴- نتایج شبیه‌سازی‌های الگوریتم FFL-FAPC

در این بخش سناریوهای مختلفی برای شبیه‌سازی و بررسی عملکرد الگوریتم FFL-FAPC تعریف می‌شود. الگوریتم FFL-FAPC از فیلتر MMSE به صورت منعطف‌تری نسبت به روش‌های FAPC و APC استفاده می‌کند که در آن طول و ساختار فیلتر می‌تواند بر اساس سیستم‌های فشرده‌سازی پالس مختلف، تغییر کند. به علاوه 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 آبر تفکیک‌پذیری، همبستگی کم‌تر با نویز و در نتیجه 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 از نظر حجم محاسبات مشابه الگوریتم FAPC دهی یک‌کشی است اما مقاومت در برابر دوپلر بهتری دارد.

به صورت پیش‌فرض، توان نویز در تمام شبیه‌سازی‌ها ۷۰ dB کم‌تر از واحد و شکل موج آر سالی کد P_3 به طول N در نظر گرفته می‌شود. شکل موج کد P_3 به صورت زیر تعریف شده است:

$$s(n) = \exp\left(\frac{j\pi n^2}{N}\right) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (24)$$

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

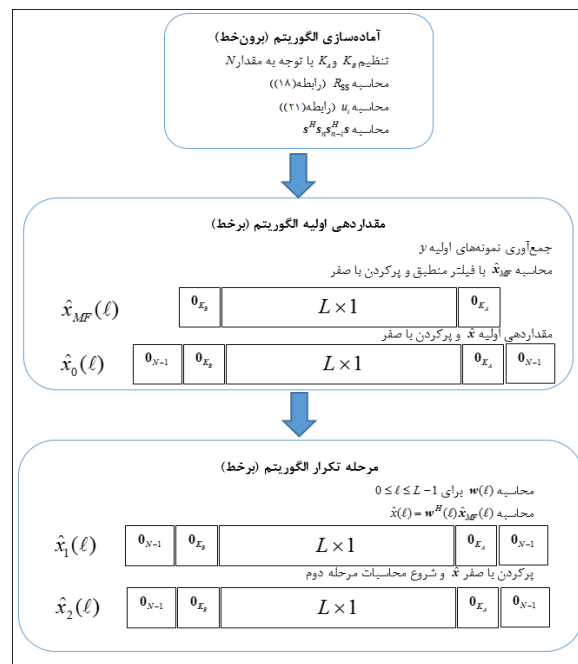
۴-۱- سناریو اول: مقایسه عملکرد FAPC با APC و MF

نتایج شبیه‌سازی‌های [۱۵] برای هر دو الگوریتم FAPC و در مقایسه با الگوریتم‌های 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 به مراتب کم‌تر است.

$K_A - \ell$ و $K_B + \ell$ 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 $\hat{x}_{MF}(\ell)$ 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 $\hat{x}_{MF}(\ell)$ در شکل ۲ نمایش داده شده است. $\hat{x}_{MF}(\ell)$ فقط یک‌بار در مرحله اول با صفر پر می‌شود در حالی که در مراحل بعدی، در هر مرحله $\hat{x}(\ell)$ تخمین زده شده از مرحله قبل با صفر پر می‌شود.

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



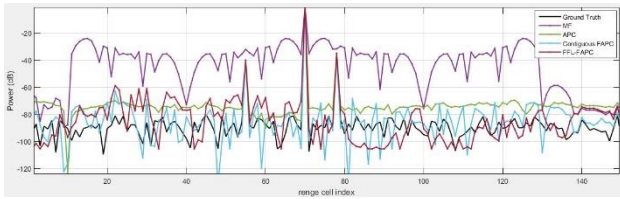
شکل ۲: عملکرد الگوریتم FFL-FAPC

با توجه به شکل ۲، قسمتی از محاسبات الگوریتم می‌تواند یک‌بار به صورت برون خطی هنگام نمونه‌برداری از موج ارسالی و تنظیم طول فیلتر، بردار R_{SS} از رابطه (۱۸) و u_i از رابطه (۲۱) انجام شود. در نتیجه قسمت اصلی محاسبه $\tilde{w}(\ell)$ ، محاسبه معکوس ماتریس $C_f(\ell)$ با ابعاد $K \times K$ است. هر کدام از درایه‌های ماتریس $C_f(\ell)$ از ترکیب روابط (۲۰) و (۲۱) به دست می‌آید که به صورت رابطه (۲۳) نوشته می‌شود.

$$c_i(j) = \sum_{n=-N+i+1}^{N-1} \rho(j+n) s^H s_{n-i} s + u_i \quad (23)$$

در نتیجه بخشی از رابطه (۲۳) هم به صورت برون خط قبل از شروع مراحل الگوریتم قابل محاسبه است. همچنین می‌توان مشاهده نمود که

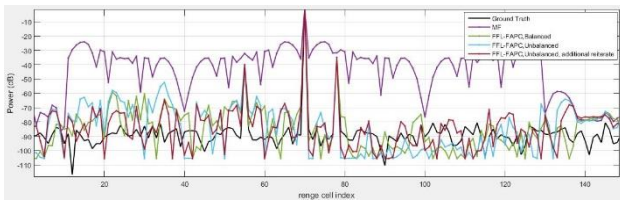
نامساعد، سلول‌های بردی که سطح توان آن‌ها از سطح توان نویز کم‌تر می‌شود با یک مقدار ثابت به اندازه‌ی نویز پر می‌گردد.



شکل ۴: خروجی فیلترهای FAPC دسته‌بندی پیوسته، MF، APC 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 می‌شود. 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 ($K_A = 6$ و $K_B = 0$) در شکل ۵ نشان داده شده است.



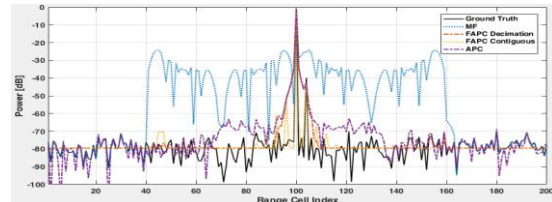
شکل ۵: مقایسه خروجی الگوریتم FFL-FAPC در استفاده از فیلتری با طول‌های متوازن و نامتوازن

همان‌طور که مشاهده می‌شود، این وضعیت باعث کاهش عملکرد نسبت به حالت متوازن شده و در آن لوب‌های جانبی ابتدایی به خوبی 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 طول‌های نزدیک به هم (به‌عنوان مثال $K_B = 2$ 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 $K_B < K_A$ نتایج بهتری در شبیه‌سازی به دست خواهد آمد.

۳-۴ 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 شبیه‌سازی‌های قبل اهداف کوچک توسط فیلتر منطبق ماسک می‌شوند، اما برای وضوح بیشتر نتایج شبیه‌سازی‌ها از رسم خروجی فیلتر منطبق فقط صرف نظر می‌گردد. دامنه هدف متحرک هرچه بیشتر باشد و سرعت بیشتری هم داشته باشد، این عدم تطابق

در سناریو اول عملکرد الگوریتم‌های FAPC با فرض وجود یک هدف متحرک بزرگ با جابه‌جایی فاز دوپلر ۷° در نزدیکی یک هدف کوچک (ماسک شده) که ۴۰dB کمتر نشان داده شده است (شکل ۳). در این شبیه‌سازی طول پنجره‌ی پردازشی $L = 100$ و شکل موج ارسالی، یک شکل موج P_3 به طول $N = 60$ است که برای هر دو الگوریتم FAPC مقدار $M = 4$ (قسمت با تعداد نمونه $K = 15$) در نظر گرفته شده است. هم‌چنین اهداف به صورت نقطه‌ای و نویز محیط هم به صورت سفید گوسی با یک کلاتر ثابت به اندازه‌ی 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 می‌شود 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 به جای N) در فیلتر کاهش بعد یافته است. در مقابل از دیدگاه دیگر می‌توان علت مقاومت بیشتر این الگوریتم را به این صورت توصیف نمود که FAPC دسته‌بندی پیوسته صف‌های پهن‌تر و عمیق‌تری در دوپلر قرار می‌دهد که نتیجه آن گسترده‌گی 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.

۲-۴ 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 می‌شوند. حاصل شبیه‌سازی این سناریو کاهش لوب‌های جانبی هدف بزرگ برای مشاهده اهداف کوچک مجاورش است. در این شبیه‌سازی از پنجره‌ی پردازشی به طول $L = 150$ و فیلترهای منعطف متوازن با طول‌های مختلف و مراحل تکرار متفاوت به منظور بررسی سرعت همگرایی و حجم محاسبات استفاده می‌شود. برای کاهش ناپایداری و حذف شرایط

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

جدول ۲: مشخصات اهداف در سناریو چهارم

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

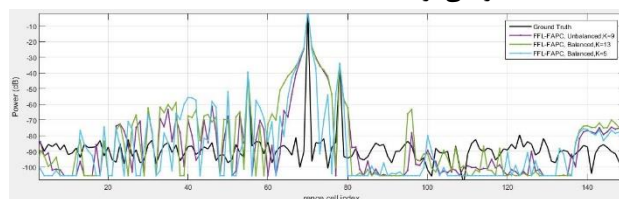
در این سناریو دو هدف کوچک در دو طرف هدف بزرگ قرار داده شده است، اما در [۳] تنها دو هدف در پروفایل برد فرض شده که برای هر کدام از شکل‌موج‌ها، یک فیلتر یک نقطه‌ای ($K = 1$) و یک فیلتر سه نقطه‌ای ($K = 3$) به کار گرفته شده است. همچنین در [۳] ادعا شده است به دلیل این که فیلتر یک نقطه‌ای از اطلاعات کم‌تری استفاده می‌کند، با سرعت کم‌تری نسبت به فیلتر سه نقطه‌ای همگرا می‌شود؛ اما شبیه‌سازی‌های انجام گرفته، 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 اهمیت زیادی دارد، زیرا برخلاف ادعای [۳] در حالت $K = 1$ اگر هدف کوچک (واقع در سلول برد ۷۸) قبل از هدف بزرگ قرار گرفته باشد، توسط فیلتر MF-RMMSE ماسک شده و قابل آشکارسازی نخواهد بود. همان‌طور که در شکل ۸ نشان داده شده است، هدف کوچک دیگر (واقع در سلول برد ۱۰۸) هم به دلیل صفرهای ایجاد شده در پروفایل برد، حذف می‌شود و توسط فیلتر آشکارسازی 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 سه نقطه‌ای 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

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

جدول ۱: مشخصات اهداف متحرک در سناریو سوم

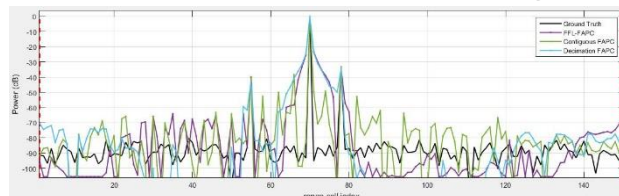
موقعیت سلول برد هدف	۷۵	۷۰	۷۸
دامنه SNR هدف (dB)	-۴۰	۰	-۳۵
سرعت هدف (m/s)	۳۰	۱۰۰	۵۰

یکی از مزایای استفاده از فیلترهای منعطف با طول‌های نامتوازن در این سناریو به اثبات می‌رسد. با به کارگیری 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 پهن تر 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 می‌یابد). طول فیلترهای 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 داده شده است. اگر در الگوریتم FAPC دسته‌بندی پیوسته از همان مقادیر α و مراحل تکرار FFL-FAPC استفاده شود، با نال‌های شدید و لوب‌های جانبی در پروفایل برد روبرو خواهیم شد. در نتیجه از $\alpha = [1.6, 1.4, 1.2]$ و $M = 4$ برای مقایسه الگوریتم‌های 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 لوب‌های جانبی فیلتر منطبق سرعت همگرایی بهتری در مقایسه با دو الگوریتم FAPC دارد. از نظر حجم محاسبات الگوریتم FFL-FAPC به ۱۱۰۴ ضرب مختلط نیاز دارد، در حالی که الگوریتم‌های FAPC هر کدام به ۳۶۹۵ ضرب مختلط نیاز دارند.

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 ۰.۸۳٪ و ۰.۹۶٪ 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.

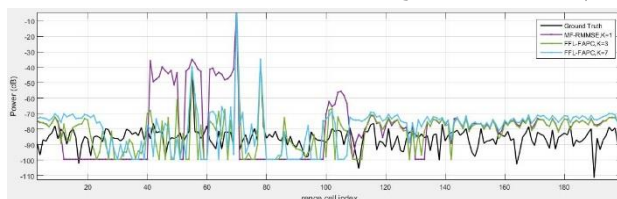
جدول ۳: مقایسه هزینه محاسباتی و مقاومت در برابر دوپلر الگوریتم‌ها

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

۵- نتیجه

از شبیه‌سازی‌های انجام شده به یکره‌ال 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 $K_A \geq 1$ و $K_B > 3$ 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 $K_A \geq 1$ و $K_B = K_A \geq 1$ و هم از فیلترهای نامتوازن با شرط $1 \leq K_B < K_A$ استفاده کرد. افزایش تعداد مراحل 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

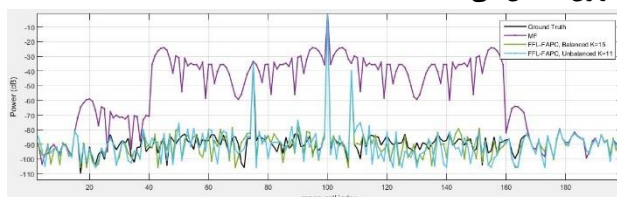
آشکار نماید. بر اساس نتایج شبیه‌سازی‌ها برای شکل موج P_3 با طول $N = 30$ ، حالت بهینه در انتخاب طول فیلتر متوازن $K_B = K_A = 3$ با حجم محاسبات ۴۲۹ ضرب مختلط است.



شکل ۸: مقایسه الگوریتم *FFL-FAPC* و *MF-RMMSE* با

فیلتر متوازن برای شکل موج P_3 به طول $N = 30$

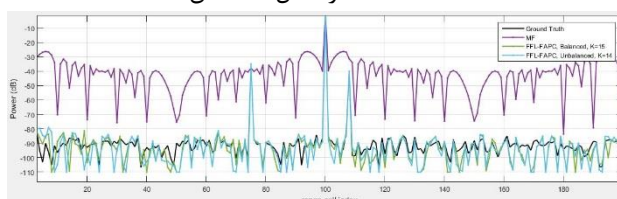
برای شکل موجی به طول $N = 60$ و مشخصات هدف ارائه شده در جدول ۲ نتیجه شبیه‌سازی‌ها در شکل ۹ نشان داده شده است. دو حالت طول فیلتر متوازن و نامتوازن با $\alpha = [1.9, 1.9, 1.8, 1.8, 1.7, 1.5]$ بررسی شده است. نتایج نشان می‌دهد که فیلتر با طول متوازن $K = 15$ ($K_B = K_A = 7$) و ۱۷۵۵ ضرب مختلط، لوب‌های جانبی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



شکل ۹: عملکرد بهینه الگوریتم *FFL-FAPC* با فیلتر متوازن 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 داده شده است.



شکل ۱۰: عملکرد بهینه الگوریتم *FFL-FAPC* با فیلتر متوازن 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 به صورت بهینه کاهش می‌دهد. با به کارگیری فیلتر با طول نامتوازن $K = 14$ ($K_B = 8, K_A = 5$) و ۲۸۰۹ ضرب مختلط، ابعاد ماتریس و در نتیجه حجم محاسبات نسبت به حالت متوازن کاهش می‌یابد، اما نه به اندازه شبیه‌سازی قبل.

در این مقاله روش‌های ارائه شده در [۳]، [۱۳] و [۱۵] با الگوریتم پیشنهادی *FFL-FAPC* مقایسه شده است. در جدول ۳

- 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 شکل موج 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 به صورت پس‌پردازش بهره می‌برد علاوه بر این که 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 Shokoh, 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] 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. Shinru, "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 وقفی 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.
- [10] B. Zrnica, 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 Iterative 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 biphasic pulse compression," *IEEE International Radar Conference*, 1990.
- [23] J. M. Baden and M. N. Cohen, "Optimal sidelobe suppression for biphasic codes," *National Telesystems Conference*, 1991.
- [24] H. J. Blinichikof, "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.
- [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.

زیر نویس‌ها

³ Flexible Filter Length- Fast Adaptive Pulse Compression

¹ Fast Adaptive Pulse Compression

² Adaptive Pulse Compression

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