

کاهش کلاتر برد-دوپلر با فیلتر فشرده سازی پالس وفقی به وسیله شکل موج فرکانس پله ای تصادفی

رضا کیوان شکوه^۱، استادیار، علیرضا ذاکری^۲، پژوهشگر، یونس محمدی^۳، دانشجوی کارشناسی ارشد

۱- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه جامع امام حسین (ع) - تهران - ایران - rkayvanshokooh@ihu.ac.ir

۲- شرکت مهندسی محققان یاسین - تهران - ایران - alireza_zak@yahoo.com

۳- دانشکده مهندسی برق و ارتباطات - دانشگاه جامع امام حسین (ع) - تهران - ایران - yoonnes.y.8099@gmail.com

چکیده: در رادارهای پالس دوپلر معمولاً از فشرده سازی پالس و روش پردازش دوپلر برای آشکارسازی هدف متحرک از طریق تبدیل فوریه سریع استفاده می کنند. روش فشرده سازی پالس متعارف و خروجی فیلتر منطبق استاندارد برای آشکارسازی اهداف کوچک نزدیک به یک هدف بزرگ کارایی مناسبی ندارد، زیرا گلبرگ های جانبی خروجی فیلتر منطبق هدف بزرگ، باعث ماسک شدن اهداف کوچک می شود. فشرده سازی پالس وفقی این مشکل را به طور قابل توجهی رفع می کند. اما هدف سریع یک شیفت فاز دوپلر به فرکانس سیگنال دریافتی القاء می کند که باعث عدم تطابق سیگنال ارسالی و دریافتی می شود؛ در نتیجه نسبت توان سیگنال به نویز کاهش می یابد. از آنجایی که فیلتر منطبق در گیرنده رادار فقط با نسخه سیگنال ارسالی تطبیق دارد، به دلیل عدم تطبیق با سیگنال دریافتی از محیط، خروجی آن دچار تلف می شود. معمولاً فشرده سازی پالس وفقی در محیط صرفاً نویزی با یک تک پالس قابل اجرا است اما در حضور کلاتر قوی به چند پالس برگشتی از هدف نیاز دارد. در این مقاله برای تأمین این پالس ها، در فرستنده رادار مجهز به فشرده سازی پالس وفقی، شکل موج های متنوع به وسیله پرش فرکانسی تصادفی در شکل موج فرکانس پله ای تولید می شود. با این روش اهداف ماسک شده در مجاورت یک هدف قوی و کلاتر با روش پیشنهادی آشکار می شود. نتایج شبیه سازی آشکارسازی اهداف متحرک ماسک شده با سایر روش های متداول مقایسه و بررسی می گردد.

واژه های کلیدی: فشرده سازی وفقی پالس، تنوع شکل موج، کلاتر، مدولاسیون فرکانس پله ای تصادفی شده.

Range-Doppler Clutter Suppression with Adaptive Pulse Compression by Randomized Stepped Frequency Waveform

Reza Kayvan shokooh, Assistant Professor¹, Alireza Zakeri, Researcher², Younes Mohammadi, MSc Student¹

1- Faculty of Electrical and Communication, University of Imam Hossein, Tehran, Iran, Email: rkayvanshokooh@ihu.ac.ir

2- Yasin Engineering Company, Tehran, Iran, Email: alireza_zak@yahoo.com

3- Faculty of Electrical and Communication Engineering, University of Imam Hossein, Tehran, Iran, yoonnes.y.8099@gmail.com

Abstract: Pulse-Doppler radars typically use pulse compression and Doppler processing to detect moving targets through fast Fourier transforms. The conventional pulse compression method and the standard matched filter output for detection of small targets close to a large target do not work well, since the sidelobes of the match filter output by a large target could mask the smaller targets. Adaptive pulse compression resolves this issue significantly in noise. However, the fast targets induce Doppler phase shift in the received signal frequency, in which cause mismatch between the received signal and the transmitted signal. Consequently, the Signal to Noise Ratio is reduced. Whereas the matched filter in the radar receiver is only adapted to the transmitted signal version and its output will be wasted due to non-matching with the received signal from the environment. Adaptive pulse compression is generally applied with a single pulse in alone noise environment, but in the presence of strong clutter it is required to several return pulses. In this paper, to supply these pulses, in a radar transmitter equipped with adaptive pulse compression, waveforms diversity are generated by random frequency hopping in step frequency waveform. The simulation results of the detection of masked moving targets are compared with other conventional methods.

Keywords: Adaptive pulse compression, waveform diversity, pulse doppler, clutter, randomized stepped frequency modulation.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۱۲/۰۸

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۴۰۰/۱۱/۰۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۱۱/۰۶

نام نویسنده مسئول: رضا کیوان شکوه

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - انتهای اتوبان شهید بابایی - دانشگاه جامع امام حسین (ع) - دانشکده مهندسی برق.

۱- مقدمه

در کاربردهای راداری، یک سیگنال حاوی انرژی الکترومغناطیسی 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 هست که به نویز و کلاتر محیط آلوده شده است. از میزان سطح انرژی برگشتی سیگنال دریافتی برای استخراج و پردازش اطلاعاتی از قبیل برد، سرعت، زاویه و غیره با توجه به سطح مقطع راداری (RCS^1) پراکنده سازها یا اهداف روشن شده توسط رادار استفاده می‌شود. سامانه‌های راداری برای آشکارسازی هدف، منابع محدودی از جمله انرژی، قدرت پردازش، فضای در دسترس و پهنای باند را در اختیار دارند. بنابراین، منطقی است به خاطر محدودیت‌های ذکر شده، سامانه‌های راداری به گونه‌ای طراحی شوند تا بهترین کارایی و عملکرد را داشته باشند. به همین جهت برای افزایش برد رادار و محدودیت عملی افزایش توان، شکل موج ارسالی به صورت یک پالس بلند مدوله شده در فاز یا فرکانس از فرستنده ارسال می‌شود. برای این‌که در گیرنده تفکیک پذیری بالا مکانی و یا حداقل حفظ تفکیک پذیری به دست آید، تعدادی زیرپالس در قالب پالسی بلند ارسال می‌شود که عرض زیرپالس‌های مدوله شده متناسب با عکس پهنای باند است. در گیرنده یک فیلتر منطبق به کمک شکل موج ارسالی، موقعیت مکانی هدف را با تفکیک پذیری بالا از سیگنال دریافتی تضعیف شده و آلوده به سیگنال‌های ناخواسته استخراج می‌کند. این فرآیند را به عنوان فشرده سازی پالس می‌شناسند [۱].

فیلتر منطبق یک فیلتر بهینه خطی باند پایه است که پاسخ ضربه آن به ازای سیگنالی خاص، نسبت سیگنال به نویز (SNR^2) خروجی فیلتر را در واحد زمان حتی در حضور نویز سفید افزایشی گوسی حداکثر می‌نماید. سیگنال راداری بازگشتی از هدف نقطه‌ای درواقع نسخه تأخیر یافته زمانی یا جابه‌جایی دوپلر یافته سیگنال ارسالی آلوده شده به نویز گوسی سفید است. در فیلتر منطبق بین سیگنال دریافتی و نسخه‌ای از کد ارسالی همبستگی متقابل گرفته می‌شود. جابه‌جایی دوپلر ناشی از هدف متحرک، درواقع جابه‌جایی فاز پیوسته ای را روی سیگنال دریافتی اعمال می‌نماید که باعث عدم تطبیق بین سیگنال‌های ارسالی و دریافتی و در نتیجه افزایش سطح گلبرگ‌های جانبی در خروجی فیلتر می‌گردد و تلفاتی را به سیستم تحمیل می‌نماید [۲]. به علاوه فیلتر منطبق در رادارهای متعارف فشرده سازی پالس، در اطراف هدف قوی (هدف با SNR زیاد)، به اندازه طول کد ارسالی گلبرگ‌های جانبی برد بزرگی تولید می‌کند. این در حالی است که فیلتر منطبق می‌تواند به تنهایی یک تک هدف ضعیف با SNR کم در پروفایل برد را به صورت بهینه آشکار نماید. اما وقتی این هدف ضعیف در محدوده گلبرگ‌های جانبی یک هدف قوی قرار گیرد، ماسک می‌شود و توسط فیلتر منطبق قابل آشکارسازی نخواهد بود.

مسئله آشکارسازی و جداسازی پراکنده سازهای ضعیف در حضور پراکنده سازهای قوی، مشکل اصلی پردازش سیگنال در رادارهای متعارف است که به خاطر گلبرگ‌های جانبی برگشتی از پراکنده سازهای قوی و متحرک به وجود می‌آید. هنگام مواجهه رادار با سیگنال‌های بازگشتی از اهداف بزرگ و دارای شیفت فازی دوپلر قابل توجه، عملکرد فیلتر منطبق به دلیل عدم انطباق ایجاد شده دچار افت می‌شود و حل مسئله ماسک شدگی اهداف کوچک سخت تر می‌شود. به منظور کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی در مراجع متعدد استفاده از روش‌های مختلف پنجره‌های وزن دهنده^۳، استفاده از شکل موج‌های خاص، فیلترهای معکوس^۴ و فیلترهای وفقی پیشنهاد شده است. در رادارهای مدرن به دلیل اینکه پنجره‌های وزن دهنده سبب کاهش تفکیک پذیری در برد می‌شوند، این روش کمتر مورد استفاده قرار می‌گیرد. پیاده سازی شکل موج‌های خاص به منظور دسترسی به گلبرگ‌های جانبی کم به عوامل متعددی مانند تفکیک پذیری برد، راندمان انرژی، تلورانس دوپلر و دیگر عوامل سخت افزاری مانند غیرخطی بودن تقویت کننده‌های توان و خطاهای کالیبراسیون وابسته است که بایستی مصالحه سختی بین آن‌ها برقرار کرد [۳]. روش دیگر کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی، استفاده از فیلترهای نامنطبق طولانی است که برای حل مسئله ماسک شدگی مورد بهره برداری قرار می‌گیرد. بر اساس الگوریتم‌های پیشنهادی فیلتر نامنطبق در [۴-۶] سطح گلبرگ‌های جانبی با هزینه تلف کم در SNR ، تا جایی که پراکنده سازهای کوچک قابل آشکارسازی شوند، کاهش می‌یابد. اما میزان کاهش سطح گلبرگ جانبی توسط فیلترهای نامنطبق محدود است، زیرا توان سطوح گلبرگ‌های جانبی اهداف بزرگ به طور قابل مقایسه‌ای بالاتر از پیک گلبرگ اصلی هدف کوچک تر است و اثرات لبه ناشی از طول فیلتر بلند هم وضعیت گرفتگی^۵ هدف را وخیم تر می‌کند. الگوریتم رفع گرفتگی پالس در رادارهای فشرده سازی پالس وفقی توسط نویسندگان در [۷] ارائه شده که از مبحث کاهش کلاتر و این مقاله به دور است. به علاوه 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 گلبرگ‌های جانبی استفاده می‌شود. برخی فیلترهای نامنطبق مبتنی بر تخمین LS^6 هستند که در این روش برای کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی با ناهمبسته فرض کردن سلول‌های برد مجاور تا حدودی توانسته مسئله پوشاندگی را حل نماید. اما این روش برای تخمین دقیق اهداف نزدیک به لبه‌های بیرونی پنجره پردازشی مناسب نیست. به دلیل اینکه پراکنده سازهای نزدیک لبه‌های پنجره پردازشی در محاسبات LS منظور نمی‌شوند، تخمین دچار خطا شده و اثرات مخربی بر خروجی فیلتر می‌گذارد. به علاوه فیلترهای نامنطبق (همانند فیلترهای منطبق) یقینی هستند، پس در پروفایل برد نامعین نمی‌توانند سطح گلبرگ‌های جانبی برد را تا حد نویز کاهش دهند. از

برای هر پراکنده‌ساز بزرگ درون پروفایل برد انجام می‌شود که در ظاهر موفقیت‌آمیز هست. در مقابل فیلتر APC با الگوریتم RMMSE سلول برد محور^{۱۶} است. یعنی برای هر سلول برد خاص تداخل و گلبرگ‌های جانبی ناشی از پراکنده‌سازهای بزرگ در سلول‌های مجاورش را به‌صورت هم‌زمان حذف کرده یا کاهش می‌دهد. در نتیجه می‌توان این روش را به‌عنوان یک CA تداخل موازی در نظر گرفت [۷].

سیگنال‌های کلاتر پهن‌بند^{۱۷} که دارای شیف‌ت فرکانس دوپلر هستند، می‌توانند سلول‌های بیشتری را اشغال کنند. حذف و یا کاهش کلاتر در این سلول‌ها مشکل است، مگر اینکه سیگنال هدف در سلول تفاوت معنی‌داری با سیگنال کلاتر داشته باشد. در تمامی روش‌های آشکارسازی اهداف متحرک، فیلتر بهینه حذف کلاتر با $f_D \neq 0$ به دانش قبلی ماتریس کوواریانس تداخل و سیگنال هدف نیاز دارد تا بتواند کلاتر را فیلتر کند. اما فیلتر APC که مبتنی بر تخمین بیزین و براساس الگوریتم RMMSE است، به دانش قبلی سیگنال نیازی ندارد. لذا کلاتر پهن‌بند هم در سلول‌های مستقل از یکدیگر و مستقل از نویز با استفاده از الگوریتم پیشنهادی در مقاله کاهش می‌یابد.

در این مقاله ابتدا مروری بر روش‌های کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی و کاهش کلاتر با فیلتر APC خواهیم داشت. سپس به بررسی مدل سیگنال و تخمین پروفایل برد با روش‌های فیلتر منطبق و APC خواهیم پرداخت. یکی از نوآوری‌های این مقاله استفاده از تنوع شکل-موج به‌وسیله تصادفی کردن فرکانس در شکل‌موج فرکانس پله‌ای است. لذا در بخش شبیه‌سازی نشان می‌دهیم که با بهره‌گیری از این شکل-موج، فیلتر APC می‌تواند علاوه بر کاهش گلبرگ‌های جانبی، کلاتر را هم کاهش دهد و هدف را آشکار نماید. به‌منظور تحلیل نتایج عددی به‌دست‌آمده مقایسه‌ای با عملکرد فیلتر با دیگر شکل‌موج‌ها انجام خواهد شد.

۲- مرور روش‌های کاهش کلاتر با فیلتر APC

در [۱۱] روش تکرار ماکزیمم سیگنال منهای تداخل ($RMSMI^{18}$) مبتنی بر فشرده‌سازی پالس وقتی (APC) مطرح شد. در این مقاله سیگنال دریافتی به‌صورت مجموع گلبرگ‌های اصلی و جانبی بازگشتی از هدف، کلاتر و نویز است. از الگوریتم RMSMI-APC برای کاهش سطح گلبرگ جانبی و تداخل شامل نویز و کلاتر استفاده می‌شود. در سناریوهای اهداف چندگانه در حضور نویز و کلاتر، الگوریتم RMSMI-APC عملکرد بهتری نسبت به RMMSE-APC [۱۰] در موارد پیک تداخل و نسبت سیگنال به تداخل (SIR^{19}) خروجی و نسبت سیگنال به کلاتر و نویز (SCNR) ورودی دارد [۱۱]. از نقاط ضعف الگوریتم مادر RMSMI-APC تنها عملکرد مناسب در شرایط نویزی است.

فیلتر APC-CAPON برای بهبود عملکرد رادارهای آرایه‌ای MIMO در کلاتر قوی گوسی و با شکل‌موج‌های متعامد غیر ایدئال و قطار نمونه‌ی محدود در [۱۲] پیشنهاد شد. فیلتر APC-CAPON با فشرده‌سازی پالس وقتی بدون تکرار تخمین‌گر می‌تواند تداخل کلاتر و

آنجائی که فیلترهای نامنطبق LS نسبت به فیلترهای منطبق حساسیت بیشتری به اثرات دوپلر زیاد دارند، آن‌ها را به‌عنوان الگوریتم‌های غیر مقاوم [۸] نسبت به تغییرات مدل سیگنال فرض شده می‌شناسند. اما روش دیگری هم در [۹] با بهره‌گیری از فیلترهای نامنطبق و وزن‌دهی^{۲۰} پیشنهاد شده (غیرتخمینی) است. در این روش طول فیلتر K به شکلی تعریف می‌شود (مثلاً ۳ برابر طول کد $K = 3N$) که بتواند وزن‌دهی خاصی را با تلفات SNR قابل قبول برای کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی اعمال نماید.

در سال ۲۰۰۶ یک روش وقتی مبتنی بر پیاده‌سازی بازگشتی با تخمین گر MMSE^۸ به‌عنوان فشرده‌سازی پالس وقتی (APC^۹) پیشنهاد شده [۱۰] که توانسته است تقریباً کل گلبرگ‌های جانبی برد را با تخمین قوی از پروفایل برد تا سطح نویز کاهش دهد. علت استفاده از الگوریتم RMMSE^{۱۱} این است که الگوریتم مذکور امکان تطبیق برد تنها با یک تک پالس از داده را دارد و هم می‌تواند به‌طور مؤثر گلبرگ‌های جانبی برد را تا سطح نویز پایین بیاورد و طبیعت حقیقی^{۱۱} تابع پراکنده‌ساز را آشکار نماید. الگوریتم RMMSE بدون پیش‌فرض شکل‌موج، با تشکیل ماتریس کوواریانس سیگنال و پردازش تکرارپذیر یک پاسخ گلبرگ اصلی باریک پیشنهاد می‌دهد [۱۰].

آشکارسازی اهداف ضعیف در پس‌زمینه کلاتری قوی توسط رادار سطحی، (مانند آشکارسازی انسان توسط رادار مراقبت زمینی در محیطی با عوارض طبیعی) بسیار مشکل است. زیرا نسبت توان سیگنال‌های بازگشتی از کلاتر به توان سیگنال‌های بازگشتی از اهداف بزرگ است. به همین دلیل از تحلیل طیف فرکانسی سیگنال کلاتر و هدف متحرک، برای تمیز دادن آن‌ها از یکدیگر استفاده می‌شود. دلیل آن‌هم اختلاف فرکانس‌های دوپلر ناشی از تفاوت سرعت شعاعی اهداف و کلاتر است.

در سامانه‌های رادار پالس دوپلر متعارف از فشرده‌سازی پالس در فیلتر منطبق و از تکنیک پردازش دوپلر برای آشکارسازی اهداف متحرک به‌صورت پی‌درپی استفاده می‌شود. اما از گلبرگ‌های جانبی در حوزه‌های برد و دوپلر رنج می‌برند و احتمال ماسک شدن اهداف متحرک کوچک بیشتر می‌گردد. در این مقاله قصد داریم فارغ از روش‌های زمان-فرکانس متعارف، از فشرده‌سازی پالس وقتی استفاده کنیم تا گلبرگ‌های جانبی در دو بُعد برد-دوپلر کاهش یابد. در رادار مفروض این مقاله، می‌توان کلاتر باندباریک^{۱۲} که در اطراف $f_D = 0$ متمرکز است را به‌وسیله فیلترهای حذف‌کننده CA^{13} حذف کرد. به‌این‌ترتیب حجم پردازشی فیلترهای وقتی کاهش می‌یابد. در ضمن می‌توان با استفاده از الگوریتم $CLEAN^{14}$ سلول‌های آلوده به کلاتر را تحلیل و سپس کلاتر را حذف کرد. لازم به ذکر است که الگوریتم $CLEAN$ پراکنده‌ساز محور^{۱۵} است، یعنی این الگوریتم به‌منظور کاهش گلبرگ‌های جانبی تداخل، به ازای هر پراکنده‌ساز بزرگ خاص، گلبرگ‌های جانبی تداخل موجود در سلول‌های برد اطراف سلول هدف را با عملیات تفریق حذف می‌کند. این عملیات تفریق به‌صورت متوالی

موج ارسالی به دست می‌آید. تخمین تأخیر نمونه ℓ ام مربوط به بخشی از پاسخ ضربه پروفایل برد به طول L (پنجره پردازشی) در فیلتر منطبق به صورت زیر برآورد می‌شود [۱۰]:

$$\hat{x}_{MF}(\ell) = s^H \tilde{y}(\ell) \quad (1)$$

که $s = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{N-1}]^T$ نسخه نمونه‌برداری شده از شکل موج ارسالی به طول N مستقل از زمان و سیگنال دریافتی مختلط $y(\ell)_{N \times 1} = [y(\ell), y(\ell+1), \dots, y(\ell+N-1)]^T$ با N نمونه متوالی مربوط به تأخیرهای پروفایل برد $\ell = 0, 1, \dots, L-1$ و $\ell^H (\dots)$ عملگر هرمیتی^{۲۴} است.

هر نمونه گسسته از سیگنال دریافتی را می‌توان به صورت زیر بیان کرد [10]:

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

که $\tilde{x}(\ell)_{N \times 1} = [x(\ell), x(\ell-1), \dots, x(\ell-N+1)]^T$ شامل N نمونه متوالی از پاسخ ضربه پروفایل برد، $v(\ell)$ نویز جمع شونده، s سیگنال ارسالی و عملگر $()^T$ ترانپوز است. حاصل این رابطه مقداری اسکالر برای یک سلول برد هست که به صورت زیر تعمیم می‌یابد [10]:

$$y(\ell) = A^T(\ell) s + \tilde{v}(\ell) \quad (3)$$

که $y(\ell)_{N \times 1} = [y(\ell), y(\ell+1), \dots, y(\ell+N-1)]^T$ بردار نویز جمع شونده است. با جایگذاری رابطه (۲) در رابطه (۱) خروجی فیلتر منطبق به صورت زیر به دست می‌آید [10]:

$$x_{MF}(\ell) = s^H A^T(\ell) s + s^H V(\ell) \quad (4)$$

که $A(\ell)$ ماتریس پروفایل برد است که هر ستون آن نسخه‌ای از نمونه‌های شیف‌ت یافته بردار $\tilde{x}(\ell)$ هست. در رابطه (۵) مشاهده می‌شود در صورتی که $x(\ell)$ مربوط به تنها یک نقطه پراکندگی باشد، خروجی فیلتر منطبق بهینه عمل کرده و قادر به آشکارسازی هدف خواهد بود. اما در این ماتریس اگر عنصر غیر قطر اصلی بزرگ‌تر از $x(\ell)$ وجود داشته باشد، فیلتر منطبق می‌تواند مقدار $x(\ell)$ را ماسک کند.

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

همچنین از رابطه (۱) درمی‌یابیم که فیلتر منطبق دامنه تمام سلول‌های برد را با یک وزن یکسان تخمین می‌زند. بنابراین چنانچه هدف کوچکی در نزدیکی هدف بزرگ قرار داشته باشد، گلبرگ‌های جانبی هدف بزرگ باعث ماسک شدن هدف کوچک خواهد شد. این مشکل با جلوگیری از تزویج سلول‌های برد مجاور حل خواهد شد. برای این کار برای هر سلول برد منحصربه‌فرد، در روش فشرده‌سازی پالس و فقی یک فیلتر منطبق با وزن خاص بکار برده می‌شود که در بخش بعدی روش به‌دست آوردن این وزن‌های منحصربه‌فرد ارائه خواهد شد. برای مطالعه بیشتر در حوزه فیلتر APC علاوه بر مراجع اصلی آقای

گلبرگ‌های جانبی را هم‌زمان در حوزه‌ی برد کاهش دهد. در این روش یک آشکارساز CFAR پیشنهاد شده و برای کاهش کلاتر از شکل‌دهنده بیم و فقی استفاده می‌شود. از معایب این روش عملکرد ضعیف با حضور پراکنده سازه‌های قوی در سلول بردهای مجاور و عدم تطبیق در فیلتر APC-CAPON و در نتیجه اتلاف انرژی هدف است. به‌علاوه هنگامی که منابع همسان هدف در سلول‌های برد مجاور وجود داشته باشد، انرژی هدف به خاطر حذف منابع هم‌دوس توسط فیلتر APC-CAPON تضعیف می‌شود. برای حل این مشکل روش فشرده‌سازی پالس و فقی (APC) مبتنی بر پاسخ حداقل واریانس بدون اعوجاج (MVDR^{۲۵}) در [۱۳] پیشنهاد شد. در این مقاله مدل سیگنال نسبتاً سخت‌تری برای اعمال به فیلتر MVDR در نظر گرفته شد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که فیلتر MVDR نسبت به روش‌های موجود سطح گلبرگ جانبی، تداخل‌های دیگر و کلاتر همبسته را به‌طور مؤثر کاهش می‌دهد.

برخلاف مقالات فوق که کلاتر ثابت فرض شده و از APC در برد استفاده می‌کنند، در [۱۴] کلاتر و نویز برای نزدیک شدن به شرایط محیط واقعی وابسته به سیگنال در نظر گرفته شده است. این در حالی است که با اعمال APC در برد تنها گلبرگ‌های جانبی برد کاهش می‌یابد ولی ممکن است اهداف کُند در گلبرگ‌های جانبی دوپلر ماسک شوند. در [۱۵] الگوریتم پردازش و فقی زمان-برد (TRAP^{۲۶}) همراه با روش تنوع شکل موج فرکانس پله‌ای پیشنهاد شده است. در این مقاله از فیلتر APC با روش RMMSE برای کاهش هم‌زمان گلبرگ‌های جانبی برد و دوپلر استفاده شده است. الگوریتم TRAP با تنوع شکل موج توانسته کلاتر و نویز گوسی سفید را به‌خوبی گلبرگ‌های جانبی برد کاهش دهد ولی قادر به آشکارسازی اهداف ماسک شده کُند نیست. برای آشکارسازی اهداف ماسک شده کُند، الگوریتم فشرده‌سازی چند پالس غیر همسان (NIMPC^{۲۷}) در [۱۶] معرفی شد. این الگوریتم و فقی و تکرار شونده نیست و قادر است کلاتر ثابت را با شکل موج‌های کد P_3 و کد فازی تصادفی کاهش دهد. نتایج شبیه‌سازی در این مقاله نشان می‌دهند که کد فازی تصادفی برای آشکارسازی اهداف کُند مناسب هست ولی SNR مناسبی ندارد، در حالی که کد P_3 دارای SNR خوبی است ولی برای آشکارسازی اهداف کُند مناسب نیست.

اما روش‌های دیگری هم به‌غیر از فیلتر APC وجود دارد که با استفاده از شکل موج RSFCW توانسته کلاتر را کاهش دهد. در [۱۷] با پردازش به‌وسیله ادغام پالس هم‌دوس و شکل موج RSFCW توانسته با فیلتر ARD-CS کلاتر را تنها در حوزه دوپلر حدود 20 dB کاهش دهد.

۳- مدل سیگنال

۳-۱- تخمین پروفایل برد با فیلتر منطبق

با استفاده از روش فیلتر منطبق، تخمین پروفایل برد بعد از همپیش‌کردن^{۲۸} پالس دریافتی در مزدوج مختلط نسخه معکوس در زمان شکل

رابطه (۸) نسبت به $\mathbf{w}^*(\ell)$ مشتق می‌گیریم و برابر صفر قرار می‌دهیم. در نهایت با توجه به رابطه (۳) و فرضیات حل مسئله فوق‌الذکر داریم [۱۰]:

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

در رابطه فوق $\rho(\ell) = |x(\ell)|^2$ توان پروفایل برد تخمینی و $\mathbf{R}_{N \times N}$ ماتریس کوواریانس نویز و $\mathbf{C}_{N \times N}(\ell)$ ماتریس کوواریانس سیگنال است. ماتریس کوواریانس سیگنال یا وزن‌دهنده به‌وسیله شکل موج ارسالی از رابطه زیر محاسبه می‌شود [10]:

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

که $\mathbf{s}_n$ (نسخه شیفت یافته-تأخیری شکل موج ارسالی به‌اندازه n نمونه) در رابطه فوق طبق شرایط زیر به‌دست می‌آید [7]:

$$\mathbf{s}_n = \begin{cases} [0_{1 \times n}, s_0, s_1, \dots, s_{N-n-1}], & n \geq 0 \\ [s_{|n|}, s_{|n|-1}, \dots, s_{N-1}, 0_{1 \times n}], & n < 0 \end{cases} \quad (11)$$

حسن این الگوریتم کاهش مناسب گلبرگ‌های جانبی تا نزدیک سطح نویز، قدرت تفکیک‌پذیری بالا در برد که از این روش به‌عنوان سوپر تفکیک‌پذیری هم یاد می‌شود و قابلیت آشکارسازی اهداف تنها با یک پالس دریافتی است. از معایب این الگوریتم بار محاسباتی بالای آن است. حجم زیاد بار محاسباتی به خاطر محاسبه رابطه (۹) به ازای هر سلول برد درون پنجره پردازشی است.

۳-۳- مدل سیگنال کلاتر

در حالت کلی یک برای یک رادار همدوس، M پالس ارسالی در یک بازه پردازش همدوس ($\text{CPI}^{(5)}$) می‌تواند به‌صورت ماتریس $N \times M$ با نماد $\mathbf{s}$ بیان شود که ستون Im در بردارنده شکل موج گسسته به طول N هست. با توجه به فواید تنوع شکل موج و پیشنهاد استفاده از آن در این مقاله به‌منظور کاهش گلبرگ‌های جانبی و تداخل، شکل موج‌ها در $\mathbf{s}$ می‌تواند کدینگ و یا فرکانس مرکزی متفاوتی داشته باشد. سیگنال دریافتی از سلول برد ℓ و پالس m به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{y}_m(\ell) = \left[\sum_k \mathbf{x}^T(\ell, m) \mathbf{s}_m e^{i(m-1)\theta_k} \right] + \mathbf{c}_m^T(\ell) \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_m(\ell) \quad (12)$$

که $m = 0, 1, \dots, M-1$ است. شکل موج $\mathbf{s}_m$ در پروفایل برد $\mathbf{x}(\ell, k) = [x(\ell, k), x(\ell-1, k), \dots, x(\ell-N+1, k)]^T$ مربوط به پراکنده‌سازها در سلول برد ℓ ام و سلول دوپلر k ام و کلاتر $\mathbf{c}_m^T$ همپیش شده است. در این مقاله فرض شده که کلاتر گوسی در تمام سلول‌های برد با آماره مستقل از هم توزیع شده است. $\mathbf{c}_m(\ell) = [\mathbf{c}_m(\ell), \mathbf{c}_m(\ell-1), \dots, \mathbf{c}_m(\ell-N+1)]^T$ پاسخ ضربه کلاتر با کلاتر یکسان در هر سلول برد است. همچنین در رابطه فوق مقدار $k = 0, 1, \dots, K-1$ که K تعداد سلول دوپلر و θ_k شیفت فازی دوپلر اهداف در سلول دوپلر k ام است. در نتیجه سیگنال دریافتی ناشی از M پالس در سلول برد ℓ به‌صورت زیر بیان می‌گردد:

Blunt و همکارانش (که در این مقاله معرفی شده)، می‌توانید با توجه به چالش‌های مطرح در فیلتر APC (از قبیل حجم محاسباتی زیاد، گرفتگی پالس و جبران دوپلر مخرب) به [۷]، [۱۹-۱۸] نگارش شده توسط نویسنده هم مراجعه کنید.

۳-۲- تخمین پروفایل برد با فیلتر فشرده‌سازی پالس افقی

پروفایل برد محیط موردنظر از لحاظ آماری متغیری تصادفی ایستاد است که فرض شده با زمان تغییر نمی‌کند. از آنجائی که محیط نویزی از قبل نامعلوم است، بنابراین وزن‌های منحصربه‌فرد فوق‌الذکر برای هر ضریب ℓ در پروفایل برد بایستی تخمین زده شود. در فیلتر APC از روش تخمین MMSE که در کلاس تخمین بیزین قرار دارد، استفاده می‌شود. این روش برای تخمین پارامترهای نامعین و تصادفی محیط راداری و دیتای مشاهدات مناسب است. لازم به ذکر است که تخمین‌های کلاسیک مبتنی بر تخمین پارامتر معین (غیر تصادفی) است. در فیلتر APC، پروفایل برد $\mathbf{x}(\ell)$ با استفاده از تخمین بیزین و به روش تکرار حداقل میانگین مربعات خطا (RMMSE) تخمین زده می‌شود. این تخمین‌گر پارامتر نامعلوم در پاسخ ضربه را با استفاده از نتایج تخمین مرحله قبل (به‌عنوان دانش قبلی) تخمین می‌زند. در هر مرحله نتایج تخمین با معیار میانگین خطای مربعات (MSE) ارزیابی می‌شود و در مرحله بعد با وزن‌دهی مجدد سعی می‌شود دامنه گلبرگ جانبی به مقدار واقعی سیگنال مطلوب نزدیک شود.

برای اجرای تخمین‌گر MMSE، فیلتر MMSE که با $\mathbf{w}^H(\ell)$ نشان داده می‌شود، جایگزین $\mathbf{s}^H$ در فیلتر منطبق (رابطه (۱)) به‌صورت زیر می‌شود:

$$\hat{\mathbf{x}}(\ell) = \mathbf{w}^H(\ell) \tilde{\mathbf{y}}(\ell) \quad (6)$$

مشاهده می‌شود که فیلتر MMSE تنها به سلول برد $\mathbf{x}(\ell)$ وابسته است که بایستی تخمین زده شود. به همین دلیل و با توجه به یکتا بودن هر شاخص تأخیر ℓ ، یک فیلتر MMSE خاص به هر سلول برد اعمال می‌شود.

اختلاف بین مقدار واقعی $\mathbf{x}$ و مقدار تخمینی $\hat{\mathbf{x}}$ خطای تخمین $\mathbf{e}$ است.

$$\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \quad (7)$$

تابع هزینه خطا که با J نمایش داده می‌شود، برای فیلتر MMSE به‌صورت زیر تعریف می‌گردد [18]:

$$\begin{aligned} J(\ell) &= E\{|\mathbf{e}|^2\} = E\{|\mathbf{x}(\ell) - \hat{\mathbf{x}}(\ell)|^2\} \\ &= E\{|\mathbf{x}(\ell) - \tilde{\mathbf{w}}^H(\ell) \tilde{\mathbf{y}}(\ell)|^2\} \end{aligned} \quad (8)$$

فرض شده پروفایل برد نسبت به طول شکل موج ایستا باشد، به همین دلیل $E[\mathbf{x}(\ell)] = \mathbf{x}(\ell)$ می‌شود. همچنین فرض بر این است که عبارات پاسخ ضربه مجاور هم نسبت به هم و نسبت به نویز ناهمبسته هستند. در رابطه (۸)، فیلتر گیرنده $\tilde{\mathbf{w}}(\ell)$ با طول $2N-1$ بایستی هر سلول برد $\mathbf{x}(\ell)$ را تخمین بزند. برای محاسبه این فیلتر از

$$Y(\ell) = [y_1(\ell) y_2(\ell) \dots y_m(\ell) \dots y_M(\ell)] \quad (۱۳)$$

در این مقاله فرض شده که سیگنال برگشتی از اهداف نقطه‌ای و کلاتر به صورت پاسخ سیستم‌های LTI و تصادفی ایستادن نسبت به سیگنال ارسالی مدل شده‌اند.

در حالت کلی (مشابه رابطه (۴)) پاسخ فیلتر منطبق برای تشکیل ماتریس زمان سریع- زمان کند برای تخمین پروفایل برد و با استفاده از رابطه (۱۲) به صورت زیر می‌شود:

$$x_{MF,m}(\ell) = s_m^H \left[\sum_k A^T(\ell, k) s_m e^{j(m-1)\theta_k} + C_m^T(\ell) s_m \right] + s_m^H n_m(\ell) \quad (۱۴)$$

که ماتریس $A(\ell, m)$ مشابه رابطه (۵) و به صورت زیر است:

$$A(\ell, k) = \begin{pmatrix} x(\ell, k) & \dots & x(\ell + N - 1, k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x(\ell - N + 1, k) & \dots & x(\ell, k) \end{pmatrix} \quad (۱۵)$$

و ماتریس $C_m(\ell)$ هم در حالت کلی به صورت زیر می‌شود:

$$C_m(\ell) = \begin{pmatrix} c_m(\ell) & \dots & c_m(\ell + N - 1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_m(\ell - N + 1) & \dots & c_m(\ell) \end{pmatrix} \quad (۱۶)$$

برای تخمین دوپلر اهداف متحرک از هر سطر ماتریس زمان سریع- زمان کند تبدیل فوریه سریع (FFT) گرفته می‌شود و ماتریس زمان سریع- فرکانس به دست خواهد آمد.

با توجه به روابط (۱۲) تا (۱۶) مشخص می‌شود که سیگنال مشاهده در حالت کلی مربوط به "هدف+کلاتر+نویز حرارتی" در سلول-های برد ℓ تا $\ell + (N - 1)$ می‌شود که مشابه روابط بخش ۳-۱ و ۳-۲ هست. در نتیجه تابع هزینه برای پروفایل برد سلول زمان سریع- زمان کند در تأخیر ℓ ام و پالس m ام مشابه رابطه (۸) محاسبه می‌شود که با جایگذاری روابط (۱۲) و (۱۳) برای محاسبه فیلتر بهینه $w_{opt}(\ell, m)$ داریم:

$$w_{opt}(\ell, m) = E \{ y(\ell, m) y^H(\ell, m) \}^{-1} E \{ y(\ell, m) x^*(\ell, m) \} \quad (۱۷)$$

فرض می‌کنیم که کلاتر در سلول‌های زمان سریع - زمان کند نسبت به یکدیگر و همچنین نسبت به نویز گوسی مستقل هستند. با این فرض وزن بهینه به صورت زیر به دست می‌آید:

$$(۱۸)$$

$$w_{opt}(\ell, m) = \rho(\ell, m) (R_s(\ell, m) + R_c(\ell, m) + R_n(\ell, m))^{-1} s_m$$

در این رابطه $R_n(\ell, m)$ ماتریس کوواریانس نویز و $R_c(\ell, m)$ ماتریس کوواریانس کلاتر در سلول زمان سریع ℓ ام و زمان کند m ام هستند. در صورتی که نویز، سفید و گوسی باشد، $R_n = \sigma_v^2 I$ می‌شود که σ_v^2 برابر توان نویز است. با توجه به فرض ناهمبسته بودن کلاتر، سیگنال و نویز نسبت به هم، در رابطه (۱۹) $\rho(\ell, m)$ توان سیگنال دریافتی (شامل پروفایل برد و کلاتر) است. اگر $\sigma_v^2 \ll \rho(\ell, m)$ شود، محاسبه $w_{opt}(\ell, m)$ دچار شرایط نامساعد^{۲۶} شده و نال‌های شدیدی در پروفایل برد ایجاد می‌گردد. این شرایط نامساعد می‌تواند به

خطر نبودن هدف در سلول برد و یا به عبارتی نداشتن SNR کافی برای آشکارسازی به وجود آید. برای جلوگیری از شرایط نامساعد در پردازش و ایجاد همگرایی، می‌توان گستره تغییرات تخمین توان سلول‌های برد، توان نویز و توان کلاتر را کمی فشرده کرد. برای این کار عبارت $\hat{\rho}(\ell, m) = |\hat{x}(\ell, m)|^2$ به $\hat{\rho}(\ell, m) = |\hat{x}(\ell, m)|^\alpha$ در محدوده $0 \leq \alpha \leq 2$ تغییر می‌کند. با انتخاب مناسب و تغییر α در هر مرحله تکرار می‌توان به همگرایی فیلتر وفقی در کاهش گلبه‌های جانبی و کلاتر کمک کرد. تعداد مراحل تکرار به مشخصات و تعداد اهداف و همچنین توان کلاتر و نویز درون پروفایل برد بستگی دارد. 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. معمولاً برای α در مرحله ابتدایی بالاترین مقدار انتخاب می‌شود، تا بتواند گلبه‌های جانبی از اهداف با SNR زیاد را به سرعت کاهش دهد. در مراحل بعدی مقادیر کمتر α انتخاب می‌گردد تا به کم‌ترین مقدار خود در آخرین مرحله برسد. اما در زمانی که هیچ هدفی در سلول برد وجود ندارد، مقدار تخمین آن سلول با $\hat{\rho}(\ell, m) \leq \sigma_v^2 / N$ ممکن است به صفر برسد. پس با کاهش α ، از رسیدن مقدار $\hat{\rho}(\ell, m)$ به صفر و ایجاد شرایط نامساعد جلوگیری می‌شود.

ماتریس کوواریانس سیگنال هم مانند رابطه (۱۰) به صورت زیر بیان می‌گردد:

$$R_s(\ell, m) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho(\ell + n, m) s_{m,n} s_{m,n}^H \quad (۱۹)$$

بر همین اساس ماتریس کوواریانس کلاتر را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$R_c(\ell, m) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho_c(\ell + n, m) s_{m,n} s_{m,n}^H \quad (۲۰)$$

که $\rho_c(\ell + n, m)$ را می‌توان به صورت توان کلاتر (σ_c^2) در نظر گرفت. برای محقق شدن شرایط همگرایی فیلتر وفقی که قبلاً توضیح داده شد و با فرض کلاتر گوسی می‌توان σ_c^2 را به صورت $\sigma_c^2 \propto \sigma_c^\alpha$ در نظر گرفت. در نتیجه با تغییر α در مراحل مختلف تکرار الگوریتم، کلاتر تا سطح مطلوب کاهش می‌یابد. در نهایت با ۴ تا ۶ مرحله تکرار و وزن-دهی سیگنال به حد مطلوب می‌رسد. سپس برای به دست آوردن ماتریس برد - دوپلر، از هر سلول برد نشان داده شده در شکل (۱) تبدیل فوریه سریع (FFT) گرفته می‌شود.

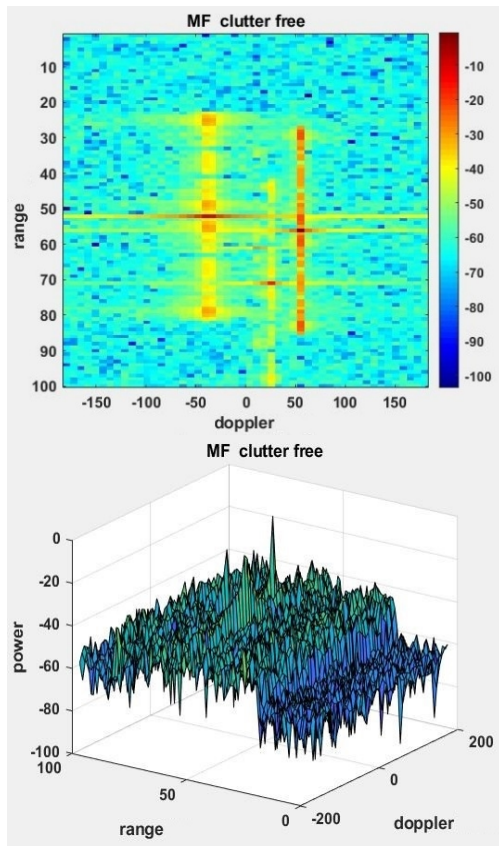
به این ترتیب در دیتای برد-دوپلر، انرژی هدف متحرک از کلاتر جدا شده و فقط با نویز در سلول دوپلر هدف رقابت می‌کند. شیف‌ت دوپلر و سرعت شعاعی اهداف آشکار شده می‌تواند بر اساس سلول دوپلری که در آن آشکارسازی اتفاق افتاده تخمین زده شود.

۴- شبیه‌سازی

در شبیه‌سازی‌ها و به منظور اثبات توانایی فیلتر APC در حوزه برد-دوپلر (رابطه (۱۹))، در سناریوهای ۱ و ۲ با یک شکل موج یکسان P3، ابتدا عملکرد فیلتر منطبق استاندارد و عدم توانایی در آشکارسازی

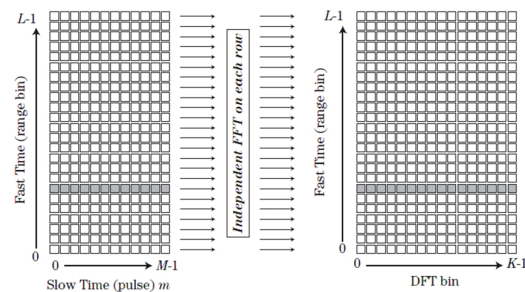
جدول ۱. مشخصات اهداف در صفحه برد-دوپلر

شماره هدف	SNR(dB)	سلول دوپلر	سلول برد
۱	-5	-40	50
۲	-2	50	55
۳	-7	15	60
۴	-10	20	70

شکل ۲. خروجی فیلتر منطبق استاندارد با قطار پالس کد P₃ در محیط بدون کلاتر

هدف در سلول برد ۵۰ قرار دارد. این شرایط با حضور کلاتر سخت‌تر می‌شود که نیاز به پردازش با فیلتر APC پیشنهادی با رابطه (۱۹) است. به‌علاوه هدف شماره ۴ در خروجی قابل‌مشاهده نیست، یعنی توسط گلبرگ‌های جانبی هدف شماره ۳ ماسک شده است. آشکارسازی اهداف ماسک شده با استفاده از فیلتر APC با سه مرحله تکرار و α های مختلف در شکل (۳) نشان داده‌شده است. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود، همه اهداف با فیلتر APC آشکار شدند.

معمولاً برای افزایش قابلیت آشکارسازی در پردازش سیگنال از پنجره‌های وزن‌دهی استفاده می‌شود. به همین جهت با اعمال پنجره همینگ به نتایج شبیه‌سازی شکل (۳)، شاهد بهبود در آشکارسازی با کاهش گلبرگ‌های جانبی و از طرفی از دست دادن تفکیک‌پذیری به خاطر پهن‌شدگی گلبرگ اصلی در شکل (۴) هستیم.



شکل ۱. تبدیل ماتریس داده زمان سریع-زمان کند به ماتریس برد-دوپلر با استفاده از تبدیل FFT [1]

اهداف نزدیک به هم نشان داده می‌شود. سیگنال دریافتی در این سناریوها در دو وضعیت بدون کلاتر و به همراه کلاتر در نظر گرفته می‌شود. همچنین در این مقاله عملکرد دو شکل موج P₃ و فرکانس پله-ای تصادفی شده^{۲۷} (RSFCW) [۲۰] به‌منظور تحلیل تنوع شکل‌موج مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. از آنجائی که در اغلب مقالات از کد P₃ در شبیه‌سازی‌ها استفاده‌شده، برای مقایسه بهتر با تنوع شکل‌موج پیشنهادی (شکل‌موج فرکانس پله‌ای تصادفی) از این دو شکل‌موج استفاده‌شده است. همان‌طور که قبلاً ذکر شد، به‌منظور کاهش اثر کلاتر از قطار پالس در فرستنده استفاده می‌شود.

در شبیه‌سازی‌ها فرض بر این است کلاتر و نویز دارای توزیع گوسی باشند. همچنین اهداف نقطه‌ای با مدل سورلینگ-۱ و با سرعت معلوم فرض شده‌اند. مشخصات اهداف متحرک در کلیه سناریوها در جدول (۱) بر اساس شماره سلول برد، شماره سلول دوپلر و میزان سیگنال به نویز هدف نمایش داده‌شده است. در تمام شبیه‌سازی‌ها مشخصات اهداف یکسان است. در شبیه‌سازی‌ها فرض بر این است که سرعت اهداف به حدی نیست که باعث قدم زدن در برد^{۲۸} شود.

در کلیه سناریوها نویز گوسی در سطح طبیعت حقیقی پروفایل برد به‌اندازه 60dB کمتر از بزرگ‌ترین هدف بهنجار شده تعریف می‌گردد. لازم به ذکر است تمامی توان‌ها در شبیه‌سازی‌ها نسبت به توان سیگنال بزرگ‌ترین هدف بهنجار شده (0 dB) ارزیابی می‌شود. همچنین برای افزایش دقت در نتایج عددی حاصل از شبیه‌سازی‌ها از روش مونت-کارلو با ۲۰۰ مرتبه تکرار استفاده می‌شود، زیرا حجم محاسباتی رابطه (۱۸) در هر مرحله تکرار فیلتر و فقی زیاد است.

۴-۱- سناریو اول: قطار پالس کد P₃ بدون کلاتر

در این سناریو قطار پالسی (M=50 پالس) با کد P₃ به طول N=30 توسط فرستنده در محیطی با اهداف مشخص‌شده در جدول (۱) ارسال می‌شود. در سناریو اول محیط بدون کلاتر و فقط نویزی در نظر گرفته می‌شود.

همان‌طور که در شکل (۲) مشاهده می‌شود، در خروجی فیلتر منطبق استاندارد اهداف ماسک شده و در حوزه برد و دوپلر ابهام زیادی وجود دارد. به‌عنوان مثال هدف شماره ۱ (سلول دوپلر -40) در خروجی فیلتر منطبق دارای ابهام برد از سلول ۲۲ تا سلول ۸۵ است، درحالی‌که

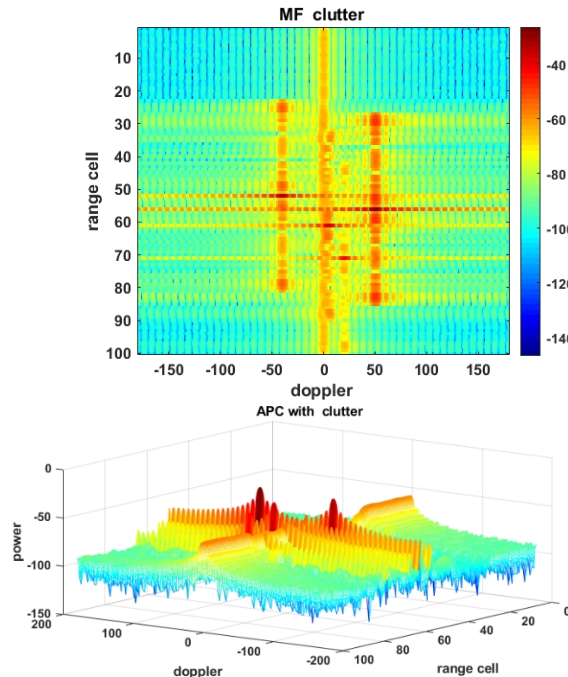
۲-۴ - سناریو دوم: قطار پالس کد P3 در محیط کلاتری

در سناریو دوم فرض شده کلاتری با توزیع گوسی و نسبت سیگنال به کلاتر 20 dB در محیط وجود دارد. مشخصات هدف در جدول (۱) ارائه شده و سیگنال ارسالی قطار پالس شکل موج کد P3 (N=30 و M=50) است.

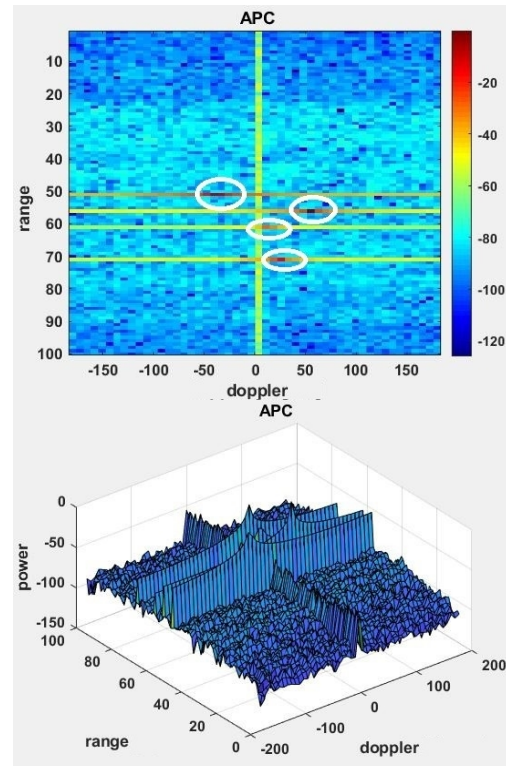
همان طور که در شکل (۵) مشاهده می شود، وجود کلاتر همراه سیگنال دریافتی سبب افزایش گلبرگ های جانبی در خروجی فیلتر منطبق استاندارد در صفحه برد - دوپلر و ماسک شدن اهداف کوچک شده است. به همین دلیل اهداف ۳ و ۴ آشکار نشدند و اهداف ۱ و ۲ هم با ابهام زیادی در صفحه برد-دوپلر مشاهده می شوند. این موضوع سبب افزایش هشدار غلط سیستم، کاهش احتمال آشکارسازی و همچنین کاهش گستره پویایی پردازش سیگنال می شود. در این شرایط اگر دو هدف در دو سلول برد مختلف دارای سرعت یکسانی باشند، گلبرگ جانبی برد هدف بزرگ، هدف کوچک را ماسک می کند. با مقایسه شکل های (۲) و (۵) درمی یابیم که عملکرد فیلتر منطبق استاندارد در حضور کلاتر ضعیف تر شده است.

برای رفع این مشکل و مقایسه بهتر، از فیلتر APC با چهار مرحله تکرار ($\alpha = 1.9, 1.7, 1.5, 1.3$) استفاده شده که نتایج آن در شکل (۶) ارائه شده است.

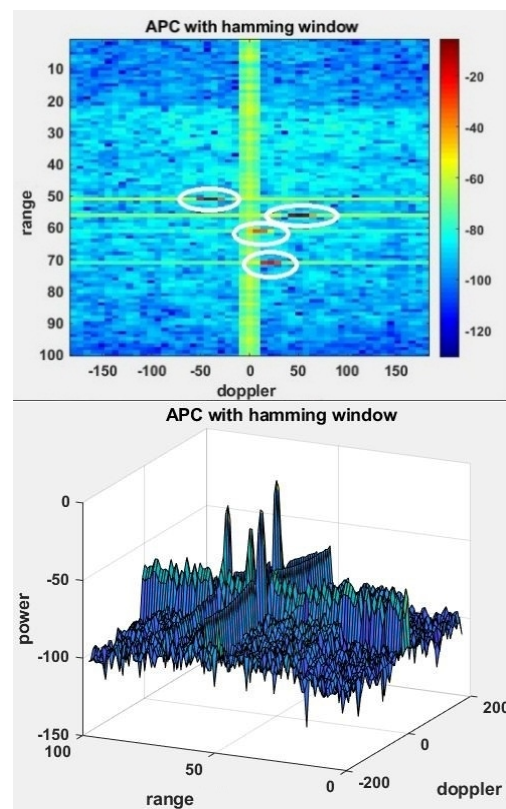
نتیجه مهم دیگری که از سناریو دوم می گیریم این است که علیرغم استفاده از قطار پالس P3، هنوز تفکیک پذیری مورد نظر در فیلترهای وفقی حاصل نشده و سطح کلاتر به خوبی کاهش نیافته است. نوآوری این مقاله بهره گیری از شکل موج RSFCW و تکنیک تنوع شکل موج همراه آن است. در ادامه نشان می دهیم که الگوریتم و شکل موج



شکل ۵. خروجی فیلتر منطبق استاندارد در حضور کلاتر با قطار پالس کد P3



شکل ۳. فیلتر APC با سه مرحله تکرار ($\alpha = 1.8, 1.6, 1.3$) با قطار پالس کد P3 در محیط بدون کلاتر



شکل ۴. فیلتر APC با سه مرحله تکرار ($\alpha = 1.8, 1.6, 1.3$) و وزن دهی همینگ برای قطار پالس کد P3 در محیط بدون کلاتر

(RSFCW) [۲۰] است. شکل موج RSFCW متفاوت از شکل موج SFCW است، زیرا در SFCW فرکانس پله‌ها به صورت خطی افزایش می‌یابد، در حالی که در RSFCW این تغییرات به صورت تصادفی است. یعنی فرکانس ارسالی به صورت تصادفی در پهنای باند توزیع می‌شود. در نتیجه ابهام در برد به مقدار زیادی کاهش می‌یابد و سطح گلبرگ‌ها به صورت تصادفی تغییر می‌کند. شکل موج RSFCW همانند شکل موج‌های شبه نویزی دارای گلبرگ‌های تیزی است که تابع ابهام آن را شبیه حالت ایدئال کرده است. به همین جهت امکان کاهش سطح کلاتر تا حدود 60-70dB وجود دارد.

فرض کنید N فرکانس به صورت تصادفی در اطراف فرکانس اصلی (یا فرکانس شروع) f_c به صورت زیر تولید می‌شوند [20]:

$$\mathbf{F}^T = (F_1, F_2, \dots, F_N) \quad (21)$$

که $F_n = f_c + f_n$ است. برای N نمونه زمانی از فرکانس مدولاسیون در طی یک جاروب فرکانسی $f_n = n\Delta f = nB / (N-1)$ است که Δf فرکانس پله بین دو نمونه زمانی آن است.

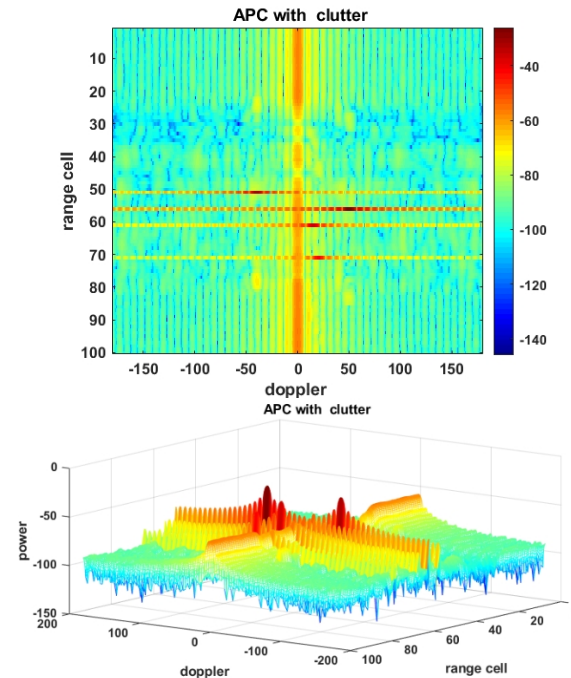
در حالی که در فرکانس پله‌ای خطی، N پالس به شکل $s_i(t) = \exp[-j2\pi(f_c + f_i)t]$ که f_i مدولاسیون فرکانس آن است، به صورت مرحله به مرحله با اضافه شدن Δf در بین هر دو پالس $f_i = i\Delta f$ افزایش می‌یابد. به این ترتیب قطاری از پالس‌های متفاوت در فرستنده تولید می‌شود.

برای تولید قطار پالس فرکانس پله‌ای تصادفی، فرکانس مرکزی پالس n ام از رابطه (۲۲) به دست می‌آید:

$$f_n = \frac{n}{M-1} \left(1 - \frac{1}{G} \right) \quad (22)$$

که $m = 0, 1, \dots, M-1$ تعداد قطار پالس (در این مقاله ۵۰ پالس) و G نسبت پهنای باند کل قطار پالس به پهنای باند هر تک پالس آن است. اگر پهنای باند کل قطار پالس ۴ برابر پهنای باند تک پالس باشد ($G=4$)، به همین نسبت قدرت تفکیک‌پذیری در برد افزایش می‌یابد. پس به ازای $G=4$ و $M=50$ ، رابطه (۲۲) برابر $f_n = 3n/196$ می‌شود. در این شبیه‌سازی از مشخصات اهداف جدول (۱)، نسبت سیگنال به کلاتر و نویز پیش‌فرض برای مقایسه بهتر استفاده شده است.

لازم به ذکر است که در [۱۷] از شکل موج RSF و فیلتر وفقی استفاده شده است. بررسی نتایج آن نشان می‌دهد که این الگوریتم تنها بر حوزه دوپلر و برای اهداف بزرگ و دارای بازگشتی قوی (≈ 0 dB) اعمال می‌شود. در شکل (۷) سه هدف بزرگ با بازگشتی‌های نزدیک به هم با فیلتر [۱۷] ARD-CS آشکار شدند. در مقایسه با الگوریتم پیشنهادی در این مقاله، هم اهداف (تعریف شده در جدول (۱)) کوچک هستند و هم اهداف کوچک‌تر توسط هدف قوی ماسک شده‌اند (شکل ۸ را ببینید). به علاوه در الگوریتم پیشنهادی این مقاله، تمرکز توامان بر کاهش سطح گلبرگ جانبی و کلاتر در حوزه برد-دوپلر برای آشکارسازی اهداف ماسک شده است. همانطور که در شکل (۶)

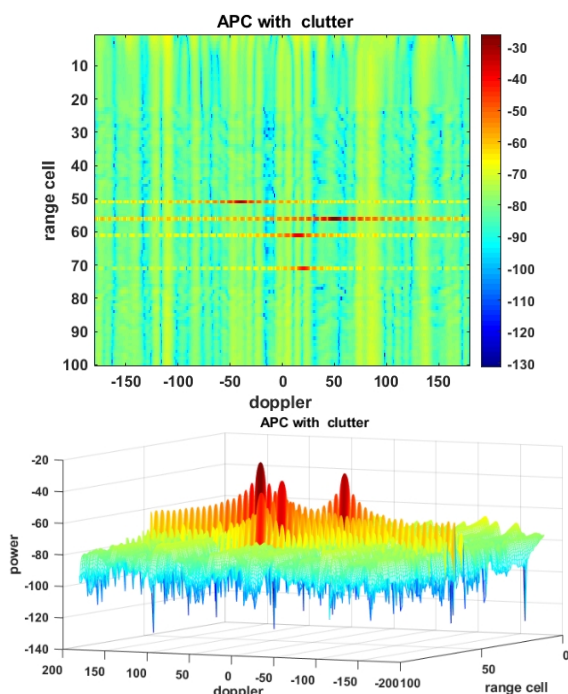


شکل ۶. فیلتر APC با چهار مرحله تکرار ($\alpha = 1.9, 1.7, 1.5, 1.3$) با قطار پالس کد P_3 در حضور کلاتر

پیشنهادی این مقاله کارایی بهتری دارد و آشکارسازی را بهبود بخشیده است. با مقایسه شکل‌های (۳) و (۶) درمی‌یابیم، با استفاده از فیلتر APC (رابطه (۱۹)) علیرغم وجود کلاتر، سطح گلبرگ‌های جانبی تا حدی که اهداف آشکار شوند، کاهش یافته ولی دامنه گلبرگ‌های جانبی دوپلر به دلیل تخمین دوپلر توسط FFT همچنان بالا است.

۴-۳ سناریو سوم: استفاده از شکل موج‌های متنوع

همان‌طور که در بخش اول بیان شد، الگوریتم RMMSE به خاطر ماهیت سلول برد محور بودن، تقریباً مستقل از نوع شکل موج عمل می‌کند. اما استفاده از تکنیک شکل موج‌های متنوع در فیلتر APC امکان حذف و کاهش توأم گلبرگ‌های جانبی در برد و دوپلر بیشتر فراهم می‌شود. برای اولین بار در [۱۵] و با الگوریتم TRAP از تنوع شکل موج استفاده شد. امروزه با توسعه سخت‌افزاری و نرم‌افزاری پردازشگرها، امکان استفاده از این تکنیک فراهم شده تا عملکرد رادار بهبود یابد. در بین شکل موج‌های راداری متعارف، شکل موج‌های متناوب LFM (که مقاوم در برابر دوپلر هستند) و قطار پالس‌ها به خاطر تابع خودهمبستگی خوبی که دارند برای حذف کلاتر پهن‌بند مناسب هستند. همچنین شکل موج‌هایی با کدینگ شبه تصادفی مانند کد کاستاس و کد شبه نویز، علاوه بر تفکیک‌پذیری برد-دوپلر مناسب (که به پرید تکرار پالس هم وابسته است)، به خاطر باریک یا سوزنی بودن گلبرگ اصلی برای کاهش اثر کلاتر مناسب هستند. نوآوری این مقاله تعمیم فیلتر APC ($w_{opt}(\ell, m)$) در حوزه برد-دوپلر به صورت توأم و استفاده از شکل موج فرکانس پله‌ای با پرش تصادفی فرکانس‌ها



شکل ۹. فیلتر APC با چهار مرحله تکرار ($\alpha = 1.9, 1.7, 1.5, 1.3$) برای قطار پالسی از کد RSFCW (شکل موج‌های متنوع)

همان‌طور که در شکل (۸) مشاهده می‌شود، حتی در فیلتر منطق هم اثربخشی استفاده از تنوع شکل موج نسبت به قطار پالس یکسان شامل شکل موج‌های P_3 (شکل (۵) را ببینید) مشخص است. با بهره‌گیری از تنوع شکل موج گلبیگ‌های جانبی کمتر و قدرت تفکیک-پذیری در برد-دوپلر بهتر شده است.

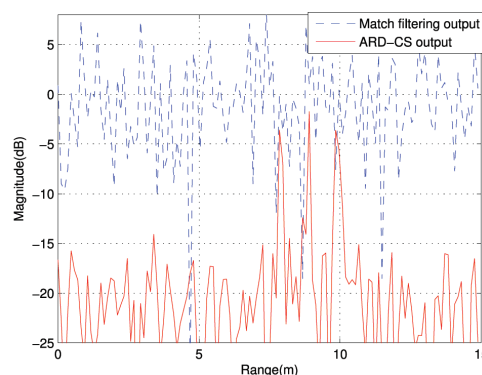
الگوریتم فشرده‌سازی پالس وفقی و فیلتر APC در رابطه (۱۹) با استفاده از تنوع شکل موج توانسته تفکیک‌پذیری بهتری در برد و دوپلر فراهم کند. نتایج شبیه‌سازی نشان داده‌شده در شکل (۹) با چهار مرحله تکرار ($\alpha = 1.9, 1.7, 1.5, 1.3$) به دست آمده است. با مقایسه شکل (۹) و شکل (۶)، مشاهده می‌شود در راداری که فرستنده شکل موج‌های متنوع با فرکانس پله تصادفی (RSFCW) ارسال می‌کند، عملکرد پردازشی بهتری نسبت به ارسال شکل موج یکسان دارد و سطح گلبیگ‌های جانبی برد-دوپلر و کلتر کمتری دارد. اگرچه با استفاده از پنجره وزندهی پس از اعمال فیلتر APC و یا اعمال فیلتر صرفاً در حوزه برد یا دوپلر نتایج بهتری ممکن است حاصل شود. اما یکی از دست آوردهای مهم در فیلتر APC یعنی سوپر تفکیک‌پذیری را از دست خواهیم داد. با توجه به نتایج شبیه‌سازی به دست آمده، ادعای نوآوری در بهبود عملکرد الگوریتم فیلتر وفقی $w_{opt}(\ell, m)$ در کاهش گلبیگ‌های جانبی و کلتر با استفاده از تنوع شکل موج و ارسال قطار پالسی با فرکانس‌های مرکزی تصادفی (RSFCW) اثبات می‌شود.

۵- نتیجه‌گیری

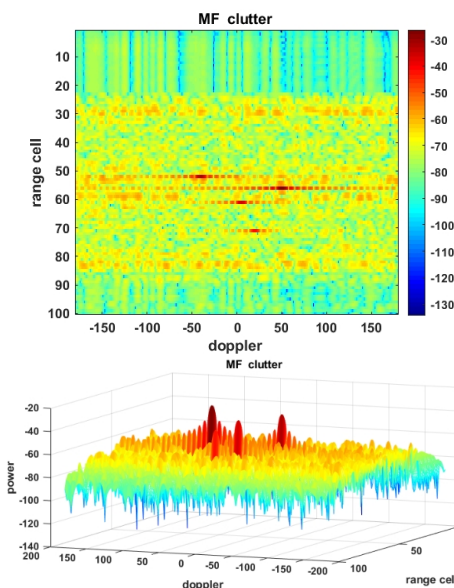
در رادارهای مجهز به فشرده‌سازی پالس، اهداف متحرک به خاطر

مشاهده می‌شود فیلتر APC توانسته گلبیگ‌های جانبی و کلتر خروجی فیلتر منطق استاندارد را در حوزه برد همانند الگوریتم ARD-CS به خوبی کاهش دهد و اهداف را آشکار نماید. اما در حوزه دوپلر سطح گلبیگ‌های جانبی و کلتر در اطراف فرکانس دوپلر صفر همچنان بالا است. از آنجائیکه فیلتر APC و الگوریتم RMMSE سلول برد محور و مستقل از شکل موج است، در این مقاله با پیشنهاد شکل موج RSFCW شاهد عملکرد بهتر فیلتر APC در کاهش کلتر و گلبیگ‌های جانبی در هر دو حوزه برد-دوپلر هستیم.

در سناریو تعریف شده و با استفاده از شکل موج RSFCW، خروجی فیلتر منطق استاندارد و فیلتر APC رابطه (۱۹) تحلیل و بررسی می‌گردد. در مقالات متعدد نشان داده شده که عملکرد الگوریتم‌های مختلف با فیلتر APC در کاهش گلبیگ‌های جانبی به همراه کلتر به منظور آشکارسازی اهداف ماسک شده موفق بوده است. اما در این مقاله نشان داده می‌شود که عملکرد فیلتر APC با استفاده از شکل موج RSFCW در مقایسه با شکل موج P_3 بهبود می‌یابد.



شکل ۷. مقایسه خروجی فیلتر منطق استاندارد با قطار پالسی از کد RSF و فیلتر ARD-CS [17]



شکل ۸. خروجی فیلتر منطق استاندارد در حضور کلتر با قطار پالسی از کد RSFCW (شکل موج‌های متنوع)

- loss," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 39, no. 2, pp. 711-718, 2003.
- [6] D. Henke, P. McCormick, S.D. Blunt, and T. Higgins, "Practical aspects of optimal mismatch filtering and adaptive pulse compression for FM waveforms," in IEEE Intl. Radar Conf, Washington, DC, May 2015.
- [7] R. Kayvan shokoo, M. Okhovvat, "Modified-adaptive pulse compression repair algorithm based on post-processing for eclipsing effects," IET Radar, Sonar & Navigation, vol. 12, no. 12, pp. 1527-1534, 2018.
- [8] S. M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1993, pp. 219-286 and 344-350.
- [9] N. Levanon, "Creating Sidelobe-Free Range Zone Around Detected Radar Target," in IEEE 28-th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, 2014.
- [10] S.D. Blunt and K. Gerlach, "Adaptive pulse compression via MMSE estimation," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 42, no. 2, p. 572-584, Apr. 2006.
- [11] L. Meifang and L. Kong, "Adaptive pulse compression via maximum signal minus interference level in clutter environments," in Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), 2010 International Symposium on. IEEE, 2010.
- [12] G. Jian, Y. Huang, and Y. He, "A CFAR detector for MIMO array radar based on adaptive pulse compression-Capon filter," in Science China Information Sciences, 2011.
- [13] X. Li, M. Yuehua, and X. Dingjie, "Interference Suppression and Clutter Cancellation Based on MVDR Pulse Compression," in Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control (IMCCC), 2014 Fourth International Conference on. IEEE, 2014.
- [14] S. M. Kay, "Optimal signal design for detection of Gaussian point targets in stationary Gaussian," IEEE J. Sel. Topics Signal Process, vol. 1, pp. 31-41, 2007.
- [15] T. Higgins, S. D. Blunt and A. K. Shackelford, "Time-range adaptive processing for pulse agile radar," in Waveform Diversity and Design Conference (WDD), 2010 International. IEEE, 2010.
- [16] T. Higgins, K. Gerlach, A. K. Shackelford and S. D. Blunt, "Aspects of Non-Identical Multiple Pulse Compression," in IEEE Radar Conference, 2011.
- [17] S. Liu, Y. Cao, T. -S. Yeo, W. Wu and Y. Liu, "Adaptive Clutter Suppression in Randomized Stepped-Frequency Radar," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 57, no. 2, pp. 1317-1333, April 2021.
- [18] R. Kayvan shokoo and M. Okhovvat, "An Integrated Algorithm for Optimal Detection of Weak Radar Targets Masked by the Sidelobes of Strong Target," Electronical and Cyber Defence, vol. 6, no. 4, pp. 91-105, 2019.
- [19] R. Kayvan shokoo and M. Okhovvat, "Efficient Masked Target Detection by Fast Adaptive Pulse Compression Algorithm with Flexible Filter Length," Tabriz Journal of Electrical Engineering, vol. 49, no. 2, pp. 819-831, 2019.
- [20] S. R. J. Axelsson, "Analysis of Random Step Frequency Radar and Comparison With Experiments," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 4, pp. 890-904, April 2007.

شیفت فازی دوپلری که در سیگنال بازگشتی ایجاد می‌کنند، با سیگنال ارسالی تطبیق نداشته و گلبرگ‌های جانبی در خروجی فیلتر منطبق به وجود می‌آید. بعلاوه در صورتی که چند هدف با SNRهای مختلف در پروفایل برد وجود داشته باشد، گلبرگ‌های جانبی هدف بزرگ می‌تواند اهداف کوچک را ماسک کند. در این شرایط وجود کلاتر می‌تواند پردازش سیگنال راداری برای کاهش گلبرگ‌های جانبی و آشکارسازی اهداف را با چالش جدی‌تری مواجه سازد. در این شرایط حتی فیلترهای وفقی متعارف APC که در شرایط نویزی می‌توانند تا 60dB گلبرگ‌های جانبی را کاهش دهند، کارایی خود را با حضور کلاتر از دست می‌دهند. در این مقاله نشان داده شد که با تعمیم فیلتر APC به هر دو حوزه برد و دوپلر و با شکل موج RSFCW، گلبرگ‌های جانبی در حضور کلاتر کاهش مناسبی یافته‌اند. در این مقاله با تکنیک تنوع شکل موج که به وسیله قطار پالسی شامل پالس‌های فرکانس پله‌ای تصادفی ایجاد شده است، امکان حذف و کاهش بیشتر کلاتر در فیلتر APC نسبت به شکل موج با قطار پالس ثابت فراهم شده است. در نتیجه با مقایسه نتایج شبیه‌سازی نشان داده شده در شکل‌های (۸) و (۹) در می‌یابیم که عملکرد فیلتر APC پیشنهادی با استفاده از شکل موج RSFCW در مواجهه با کلاتر تفکیک‌پذیری بهتر و سطح کلاتر کمتری نسبت به خروجی فیلترهای منطبق و APC استاندارد با شکل موج P_3 دارد. از آنجائی که حجم محاسباتی الگوریتم فیلتر APC به خاطر محاسبه وزن‌های خاص به ازای هر سلول برد-دوپلر زیاد است، پیشنهاد می‌شود پیاده‌سازی در رادارهای زمان واقعی با بهره‌گیری از الگوریتم فشرده‌سازی پالس سریع (Fast APC) در آینده بررسی شود.

۶- مراجع

- [1] M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001.
- [2] R. Kayvan Shokoo and M. Okhovvat, "Design and implementation of parallel matched filter bank in pulse compression radars," Journal of Passive Defence Science and Technology, vol. 1, no. 2, pp. 75-85, 2011.
- [3] Z. Li, Z. Yan, S. Wang, L. Li, and M. Mclinden, "Fast adaptive pulse compression based on matched filter outputs," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 51, no. 1, pp. 548-564, 2015.
- [4] M. H. Ackroyd and F. Ghani, "Optimum mismatched filters for sidelobe suppression," IEEE Transaction Aerospace and Electronic System, vol. 2, 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

زیر نویس‌ها

- ⁹ Adaptive Pulse Compression
- ¹⁰ Reiterative Minimum Mean Square Error
- ¹¹ Ground Truth
- ¹² Narrow Band Clutter
- ¹³ Canceller
- ¹⁴ Clutter Environment Analysis
- ¹⁵ Scatterer Centric
- ¹⁶ Range cell Centric
- ¹⁷ Wide Band Clutter
- ¹⁸ Reiterative Maximum Signal Minus Interference
- ¹⁹ Signal-to-Interference Ratio

- ¹ Radar Cross Section
- ² Signal to Noise Ratio
- ³ Weighting windows
- ⁴ Inverse Filters
- ⁵ Eclipsing
- ⁶ Least Square
- ⁷ Weighting
- ⁸ Minimum Mean Square Error

-
- ²⁰ Minimum Variance Distortionless Response
 - ²¹ Time Range Adaptive Processing
 - ²² Non-Identical Multiple Pulse Compression
 - ²³ Convolution
 - ²⁴ Complex-conjugate transpose (or Hermitian)
 - ²⁵ Coherent Processing Interval
 - ²⁶ Ill-Conditioned
 - ²⁷ Randomised Stepped Frequency
 - ²⁸ Range walk