افزایش گسترهٔ پویایی رادار با فیلتر فشرده‌سازی پالس وفقی

رضا کیوان شکوه* و مجید اخوت و میثم رئیس دانایی
دانشکده برق، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، تهران، ایران

چکیده

فیلتر منطبق در گیرنده رادار فقط با نسخه سیگنال ارسالی تطبیق دارد و به‌دلیل عدم تطبیق با سیگنال دریافتی از محیط، خروجی آن دچار تلف می‌شود. دامنه گلبرگ‌های جانبی خروجی فیلتر منطبق در رادارهای مجهز به فشرده‌سازی پالس به شکل‌موج کدشده ارسالی وابسته است که به‌اندازه طول کد در دو طرف موقعیت هدف گسترده می‌شوند. برای آشکارسازی یک هدفِ ضعیف در مجاورت یک هدف قوی، گلبرگ‌های جانبی خروجی فیلترِ منطبقِ ناشی از هدفِ قوی سبب پوشانندگی هدف ضعیف و عدم آشکارسازی آن می‌شود. به‌طورمعمول گستره پویایی رادار براساس نسبت بیشینه توان دریافتی به کمینه توان قابل آشکارسازی تعریف می‌شود که به سطح آستانه و گلبرگ‌های جانبی وابسته هستند. الگوریتم‌های وفقی با شرط حفظ تفکیک‌پذیری برد موجب کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی تا سطح نوفه شده و در نتیجه گستره پویایی را افزایش می‌دهند. در این مقاله یک الگوریتم وفقی بهبودیافته (از نظر بارمحاسباتی و مقاومت در برابر دوپلر) مبتنی بر تخمین‌گر کمینه میانگین مربعات خطا (MMSE) به نام الگوریتم مرمت فشرده‌سازی پالس وفقی با طول فیلتر منعطف (FFL-APCR) پیشنهاد می‌شود، که طول فیلتر در آن وابسته به طول کد ارسالی است. همچنین نشان داده می‌شود که طول کد ارسالی در تعیین حد مجانبی پیک گلبرگ‌های جانبی و گستره پویایی تأثیرگذار است؛ به‌علاوه تأثیر سرعت زیاد هدف بر پهن‌شدگی گلبرگ اصلی و تنزل عملکرد فیلترهای وفقی بررسی می‌شود؛ درنهایت افزایش گستره پویایی رادار با الگوریتم پیشنهادی FFL-APCR در شرایط مختلف نشان داده و عملکرد آن با معیار میانگین مجذور خطا (MSE) ارزیابی می‌شود.

واژگان کلیدی: گستره پویایی، فیلتر منطبق، فشرده‌سازی پالس وفقی، حداقل میانگین مربعات خطا تکراری، الگوریتم مرمت فشرده‌سازی پالس وفقی با طول فیلتر منعطف

Extending the Radar Dynamic Range using Adaptive Pulse Compression

Reza Kayvan shokooh*, Majid Okhovvat & Meisam Raees Danaee
Faculty of Electrical Engineering, University of Imam Hossein, Tehran, Iran

Abstract

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. The sidelobes amplitude of the matched filter output in pulse compression radars are depended on the transmitted coded waveforms that extended as much as the length of the code on both sides of the target location. In order to detect a weak target in vicinity of strong target, the sidelobes of the matched filter output resulting from the strong target masked the weak target and didn't detect its. Generally, the radar dynamic range is defined by the maximum power ratio to the minimum detectable power that is depended on the level of the threshold and the sidelobe levels. Adaptive algorithms suppress the sidelobe levels to noise level with condition of maintain the range resolution and therefore increase the dynamic range. In this paper, an improved algorithm (in terms of computational cost and Doppler robustness) is

* Corresponding author
*نویسندهٔ عهده‌دار مکاتبات

●تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۱/۱۸ ●تاریخ پذیرش: ۱۳۹۹/۳/۱ ●تاریخ انتشار: ۱۴۰۰/۱۰/۲۷ ●نوع مطالعه: پژوهشی

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

proposed based on the minimum mean square error (MMSE) estimator denoted as Flexible Filter Length-Adaptive Pulse Compression Repair (FFL-APCR), which filter length depends on the length of transmitted code. It is also shown that the length of the code is influenced by determining the asymptotic peak sidelobe level and the dynamics range. In addition, the influence of the high-speed target on main lobe broadening and the performance degradation of adaptive filters is investigated. Finally, extending of radar dynamic range with the proposed FFL-APCR algorithm is shown in various conditions and its performance evaluated by mean square error criteria.

Where return signals coincide with the transmission of a pulse, pulse eclipsing can occur which results in detection performance loss. The mismatches (Doppler phase shift and pulse eclipsing) degrades performance of sidelobes suppression algorithms. The FFL-APCR algorithm suppresses range sidelobes by using a smaller filter length and reduces the computational cost. Consequently, this algorithm should be computationally efficient (real-time) to enable the practical application of RMMSE.

Keywords*:* Dynamic range, Matched Filter, Adaptive Pulse Compression, Minimum Mean Square Error (MMSE), Flexible Filter Length-Adaptive Pulse Compression Repair (FFL-APCR) algorithm.

۱- مقدمه

در سامانه‌های راداری برای افزایش برد و با توجه به محدودیت عملی افزایش توان، شکل‌موج ارسالی به‌صورت یک پالس بلند مدوله‌شده در فاز یا فرکانس توسط فرستنده ارسال می‌شود. برای افزایش و یا دست‌کم حفظ تفکیک‌پذیری برد رادار، در فرستنده تعدادی زیرپالس در غالب پالسی بلند ارسال می‌شود که عرض زیرپالس‌های مدوله‌شده متناسب با عکس پهنای باند است. در گیرنده یک فیلترِ منطبق به‌کمک شکل‌موج ارسالی، موقعیت مکانی هدف را با تفکیک‌پذیری بالا از سیگنال دریافتی آغشته به نوفه استخراج می‌کند. در اصطلاح راداری این فرآیند را به نام فشرده‌سازی پالس می‌شناسند [1]. در اینجا فرض شده رادار پالس دوپلر و همدوس از فشرده‌ساز پالس کدشده فازی استفاده می‌کند.

فیلتر منطبق یک فیلتر بهینه خطی باند پایه است که پاسخ ضربه آن به‌ازای سیگنالی خاص، نسبت سیگنال به نوفه (SNR[1]) خروجی فیلتر را در واحد زمان و در نوفه سفید گوسی بیشینه می‌کند. سیگنال راداری بازگشتی از هدف نقطه‌ای درواقع نسخه تأخیریافته زمانی یا جابه‌جایی دوپلر یافته سیگنال ارسالی آلوده‌شده به نوفه 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 می‌کند که باعث عدم تطبیق بین سیگنال‌های ارسالی و دریافتی و درنتیجه افزایش سطح گلبرگ‌های جانبی در خروجی فیلتر می‌شود و تلفاتی را به سیستم تحمیل می‌کند [2]. به‌علاوه فیلتر منطبق در رادارهای متعارف فشرده‌سازی 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 حتی برای تنها یک تک‌هدف ضعیف قابل آشکارسازی در پروفایل برد بهینه عمل کند؛ اما وقتی این هدف ضعیف در محدوده گلبرگ‌های جانبی یک هدف قوی قرار گیرد، ماسک می‌شود و قابل آشکارسازی نخواهد بود. منظور از هدف ضعیف، تک‌هدفی با SNR کم در پروفایل برد رادار است که با استفاده از فیلتر منطبق در گیرنده قابل آشکارسازی است.

مسأله آشکارسازی و جداسازی پراکنده‌سازهای ضعیف در حضور پراکنده‌سازهای قوی، مشکل اصلی پردازش سیگنال در رادارهای متعارف است که به‌خاطر گلبرگ‌های جانبی برگشتی از پراکنده‌سازهای قوی و متحرک به‌وجود می‌آید. هنگام مواجهه رادار با سیگنال‌های بازگشتی از اهداف بزرگ و دارای شیفت فازی دوپلر قابل توجه، عمل‌کرد فیلتر منطبق به‌دلیل عدم انطباق ایجادشده دچار افت و حل مسأله پوشانندگی اهداف کوچک (نزدیک به سطح نوفه) سخت‌تر می‌شود. به همین جهت بایستی به دنبال الگوریتمی بود که بتواند سطح گلبرگ‌های جانبی را تا سطح نوفه کاهش دهد. فیلترهای نامنطبق که اغلب مبتنی بر تخمین LS[2] هستند در برخی مقالات پیشنهاد شده‌اند [3]. روش LS برای کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی با ناهمبسته فرض‌کردن سلول‌های برد مجاور تا حدودی توانسته مسأله پوشانندگی را حل کند. در مرجع [4] نشان داده‌شده است که روش LS با معیار MSE[3] در حضور نوفه جمع‌شونده سفید بهینه است؛ اما این روش برای تخمین دقیق اهداف نزدیک به لبه‌های بیرونی پنجره پردازشی مناسب نیست. به‌دلیل

[1] Signal to Noise Ratio

[2] Least Square

[3] Mean-Square Error

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]

[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

این‌که پراکنده‌سازهای نزدیک لبه‌های پنجره پردازشی در محاسبات LS منظور نمی‌شوند، تخمین دچار خطا شده و اثرات مخربی بر خروجی فیلتر می‌گذارد. به‌علاوه فیلترهای نامنطبق (همانند فیلترهای منطبق) یقینی هستند، پس در پروفایل برد نامعین نمی‌توانند سطح گلبرگ‌های جانبی برد را تا حد نوفه کاهش دهند. از آن‌جایی که فیلترهای نامنطبق LS نسبت به فیلترهای منطبق حساسیت بیشتری به اثرات دوپلر زیاد دارند، آنها را به‌عنوان الگوریتم‌های غیرمقاوم [4] نسبت به تغییرات مدل سیگنال فرض شده می‌شناسند؛ اما روش دیگری هم در [5] با بهره‌گیری از فیلترهای نامنطبق پیشنهاد شده که غیرتخمینی است. در این روش طول فیلتر K به شکلی تعریف می‌شود (برای مثال سه برابر طول کد $K=3N$) که بتواند وزنه‌های خاصی را با تلفات SNR قابل قبول برای کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی اعمال نماید.

در سال ۲۰۰۶ یک روش وفقی براساس پیاده‌سازی بازگشتی با تخمین‌گر MMSE[1] که به‌عنوان فشرده‌سازی پالس وفقی (APC[2]) شهرت‌یافته [3]، توانسته است به‌طورتقریبی کل گلبرگ‌های جانبی برد را با تخمین قوی از پروفایل برد تا سطح نوفه کاهش دهد. علت استفاده از الگوریتم RMMSE[3] این است که الگوریتم یادشده امکان تطبیق برد تنها با یک تک‌پالس از داده را هم دارد و می‌تواند به‌طور مؤثر گلبرگ‌های جانبی برد را تا سطح نوفه پایین بیاورد و طبیعت حقیقی[4] تابع پراکنده‌ساز را آشکار کند. الگوریتم RMMSE بدون پیش فرض شکل‌موج، با تشکیل ماتریس کوواریانس سیگنال و تحلیل داده به‌صورت برون‌خط و پردازش تکرارپذیر یک پاسخ گلبرگ اصلی باریک پیشنهاد می‌دهد [3]. این روش همانند سایر الگوریتم‌های پردازشی برای اهداف ساکن و ایستا بهتر از اهداف متحرک عمل می‌کند. کاهش گلبرگ‌های جانبی ناشی از اهداف با سرعت‌های بیشتر دشوارتر است، اما درکل عملکرد بهتری نسبت به سایر الگوریتم‌های پردازشی به‌منظور کاهش گلبرگ جانبی دارد؛ اما الگوریتم RMMSE پیشنهادشده در [3] با سه عامل محدودکننده حجم محاسباتی زیاد، حساسیت به عدم تطبیق دوپلر و کاهش عملکرد در وضعیت گرفتگی پالس[5] دریافتی مواجه است. در الگوریتم RMMSE مجموعه‌ای از وزن‌های وفقی برای هر سلول برد تحت آزمون تولید می‌شود که در فرآیند الگوریتم نیاز به محاسبه معکوس ماتریس کوواریانس سیگنال برای هر مجموعه از وزن‌ها است؛ پس حجم محاسبه معکوس ماتریس کوواریانس تمام‌بُعد در الگوریتم RMMSE بسیار زیاد شده و طبیعی است که با خطا همراه شود. در [6] با استفاده از فیلتر فشرده‌سازی وفقی منعطف حجم محاسبات معکوس ماتریس کوواریانس کاهش می‌یابد. مشکل دیگر الگوریتم RMMSE، حساسیت به عدم تطبیق‌های ایجادشده مانند عدم تطبیق دوپلر و یا برخی تخریب‌های دوپلر ناشی از حرکت هدف و یا حرکت سکوی جبران‌نشده در برخی کاربردهای عملی است. در نتیجه به روش‌های مقاوم در برابر دوپلر نیاز است تا بتواند حساسیت RMMSE نسبت به عدم تطبیق دوپلر و جابه‌جایی‌های فازی را جبران کند. محدودیت گرفتگی پالس از مواردی است که طی سال‌های گذشته کمتر به آن پرداخته شده است. این مسأله در مرجع [7] به‌تفصیل بحث شده و الگوریتم مرمت گرفتگی در فشرده‌سازی پالس وفقی به وسیله فیلترهایی با طول منعطف FFL-APCR[6] برای رفع آن پیشنهاد شده است. همچنین در [8] علاوه‌بر کاهش حجم محاسبات، مشکل گرفتگی پالس با الگوریتم MAPCR[7] حل شد. ایده نوآورانه مطروحه در این مقاله افزایش گستره پویایی رادار در نواحی گرفتگی پالس و درون پنجره پردازشی و درنتیجه آشکارسازی اهداف ضعیف ماسک‌شده در این ناحیه است که در بخش شبیه‌سازی به آن پرداخته می‌شود. از سال ۲۰۱۰ روش‌های مختلفی برای بهینه‌سازی و رفع محدودیت‌های یادشده در الگوریتم RMMSE پیشنهاد شد. با مرور مقالات به این نتیجه می‌رسیم که هیچ یک از مقالات به حل هم‌زمان مسأله کاهش حجم محاسبات، مقاومت در برابر دوپلر و گرفتگی پالس نپرداخته‌اند. به‌منظور مقایسه بهتر نتایج با سایر مقالات، در شبیه‌سازی‌های این مقاله، شکل‌موج کدشده فازی P_3 در فرستنده ارسال می‌شود. همچنین از الگوریتم FFL-APCR برای بیان افزایش گستره پویایی و آشکارسازی اهداف ضعیف ماسک‌شده ساکن و متحرک استفاده شده است. عملکرد الگوریتم پیشنهادی با معیارهای PSLR و MSE ارزیابی می‌شود. یکی از چالش‌های اصلی الگوریتم‌های پساپردازش وفقی حجم محاسباتی است که درنهایت حجم محاسباتی این الگوریتم با الگوریتم مشابه مقایسه می‌شود.

در ادامه موضوع گستره پویایی در فیلتر منطبق و الگوریتم‌های وفقی ارائه و سپس مدل سیگنال در پساپردازش وفقی و نحوه پیاده‌سازی الگوریتم FFL-APCR ارائه می‌شود. در بخش چهارم سناریوهای مختلفی

[1] Minimum Mean Square Error
[2] Adaptive Pulse Compression
[3] Reiterative Minimum Mean Square Error
[4] Ground Truth
[5] Pulse Eclipsing
[6] Flexible Filter Length-APC Repair
[7] Modified-adaptive pulse compression repair

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

برای نمایش عملکرد الگوریتم در افزایش گسترهٔ پویایی تعریف و شبیه‌سازی‌های مربوطه انجام و در بخش پایانی ضمن تحلیل و بررسی نتایج شبیه‌سازی‌ها، ارزیابی عملکرد با معیارهای مشخص و نتیجه‌گیری نهایی ارائه می‌شود.

۲- پردازش وفقی

با فرض اینکه پروفایل برد شامل اهداف نقطه‌ای گسسته و مستقل با مدل سورلینگ-۱ باشد، مشاهدات پروفایل بردی به‌طول L و در یک‌جهت خاص، از M پالس منتشرشده درون یک CPI از محیط به‌دست می‌آید. شکل موج ارسالی گسسته با نماد s و با طول کد N به سمت اهداف ارسال می‌شود، که در اینجا پالس ارسالی از نوع کدشده فازی در نظر گرفته می‌شود. فیلتر منطبق تعریف‌شده در مرجع [1] برای بیشینه‌کردن SNR دریافتی از یک پراکنده‌ساز نقطه‌ای در حضور نوفه سفید گوسی جمع‌شونده (AWGN[1])، سیگنال بازگشتی را در نسخه مزدوج زمانی شکل‌موج ارسالی هم‌پیچش[2] می‌کند. مدل سیگنال دریافتی گسسته در گیرنده رادار با شاخص تأخیر ℓ به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

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

که $\tilde{\mathbf{x}}(\ell) = [x(\ell) \quad x(\ell-1) \ldots \quad x(\ell-(N-1))]^T$ بخشی از (N نمونه پیوسته) از پاسخ ضربه پروفایل برد است که در شکل‌موج s با تأخیر ℓ همپیچش شده است. شکل‌موج ارسالی $\mathbf{s} = [s_0 \quad s_1 \ldots \quad s_{N-1}]^T$ به طول N و $v(\ell)$ نوفه سفید است.

مدل سیگنال دریافتی در فیلتر منطبق استاندارد می‌تواند در حوزه گسسته به‌صورت زیر بیان شود:

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

که $\hat{x}_{MF}(\ell)$ تخمین فیلتر منطبق از نمونه تأخیریافته ℓام مربوط به بخشی از پاسخ ضربه پروفایل برد در طول پنجره پردازشی L به‌ازای $\ell = 0, \ldots, L-1$، بردار نسخه نمونه‌برداری‌شده از شکل موج ارسالی $\mathbf{s} = [s_0 \quad s_1 \quad \mathrm{L} \quad s_{N-1}]^T$ به طول N و بردار $\tilde{\mathbf{y}}(\ell) = [y(\ell) \quad y(\ell+1) \ldots \quad y(\ell+(N-1))]^T$ به طول N نمونه پیوسته از سیگنال مختلط دریافتی است. برای محاسبه تخمین فیلتر منطبق نرمالیزه با استفاده از روابط (۱) و (۲) می‌توان نوشت:

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

که $\tilde{\mathbf{v}}(\ell) = [v(\ell) \quad v(\ell+1) \ldots \quad v(\ell+(N-1))]^T$ بردار نوفه سفید جمع‌شونده و $\mathbf{A}(\ell)$ هم مجموعه‌ای از N نمونه (با طول N) جابه‌جایی یافته از پاسخ ضربه‌های پروفایل برد است.

$$\mathbf{A}(\ell) = [\mathbf{x}(\ell) \quad \mathbf{x}(\ell-1) \quad \mathrm{L} \quad \mathbf{x}(\ell-N+1)] = \begin{bmatrix} x(\ell) & x(\ell+1) & \mathrm{L} & x(\ell+N-1) \\ x(\ell-1) & x(\ell) & \mathrm{L} & x(\ell+N-2) \\ \mathrm{M} & \mathrm{M} & \mathrm{O} & \mathrm{M} \\ x(\ell-N+1) & \mathrm{L} & x(\ell-1) & x(\ell) \end{bmatrix} \qquad (۴)$$

هرگاه هر یک از عناصر غیر اصلی قطر ماتریس $\mathbf{A}(\ell)$ بزرگ‌تر از $x(\ell)$ باشد، فیلتر منطبق مقدار واقعی $x(\ell)$ را صرف‌نظر از SNR، پنهان می‌سازد. فیلتر منطبق در رادارهای متعارف از یک سری وزن یکسان در فیلتر برای تمامی شاخص‌های تأخیر استفاده می‌کند؛ درحالی‌که الگوریتم RMMSE یک مجموعهٔ منحصربه‌فرد از وزن‌ها را برای هر یک از شاخص‌های تأخیر تولید کرده و به آنها اختصاص می‌دهد. الگوریتم RMMSE در مرجع [3] از مدل سیگنالی مشابه به فیلتر منطبق استاندارد استفاده می‌کند. مدل سیگنال در فیلتر APC برای مجموعه‌ای شامل N نمونه از سیگنال دریافتی، با استفاده از روابط (۲) و (۳) به‌صورت زیر بیان می‌شود:

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

این مدل سیگنال شبیه به مدل سیگنال دریافتی در فیلتر منطبق است. در نتیجه اگر $\mathbf{w}(\ell)$ را فیلتری با اندازهٔ $N \times 1$ در تخمین‌گر RMMSE تعریف کنیم، این فیلتر می‌تواند جایگزین فیلتر منطبق s در رابطه **Error! Reference source not found.** شود [3]. بنابراین شکل دقیق فیلتر MMSE به سلول برد خاص $x(\ell)$ که بایستی تخمین زده شود، وابسته است و به همین دلیل سلول $x(\ell)$ در زمان تأخیر ℓ منحصربه‌فرد است. تابع هزینه MMSE استاندارد به‌صورت زیر تعریف می‌شود که بایستی به‌ازای هر تأخیر منحصربه‌فرد در بازهٔ $\ell = 0, \ldots, L-1$، کمینه شود [4]:

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

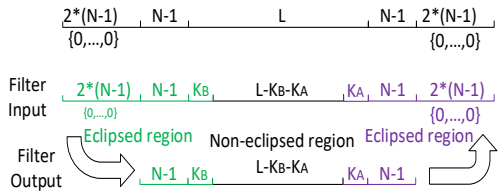
الگوریتم RMMSE با استفاده از روش لِما، معکوس یک ماتریس $N \times N$ را برای هر سلول برد محاسبه می‌کند؛ لذا متوسط هزینه محاسباتی آن برای هر سلول برد در هربار تکرار $6N^2 + 14N$ برآورده شده که حجم محاسباتی خیلی زیادی است و موجب عدم کارآیی الگوریتم RMMSE به صورت زمان واقعی می‌شود.

الگوریتم FFL-APCR مبتنی بر پساپردازش وفقی است. در این الگوریتم طول فیلتر K برخلاف سایر الگوریتم‌های مختلف فشرده‌سازی پالس می‌تواند در مقایسه با N (طول فیلتر منطبق) خیلی کوچک‌تر هم انتخاب شود. همان‌طور که در شکل (۱) مشاهده می‌شود، در این الگوریتم پروفایل برد با مرزبندی به نواحی مختلف

[1] Additive White Gaussian Noise
[2] Convolution

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

تقسیم می‌شود و نحوه پردازش قسمت‌های میانی پروفایل برد در پساپردازش متفاوت از ناحیه گرفتگی است [7].



(شکل-۱): مرزبندی نواحی مختلف پروفایل برد در الگوریتم FFL-APCR [7]
(Figure-1): Boundary of different range profile regions in FFL-APCR algorithm

الگوریتم FFL-APCR حجم محاسباتی بسیار کم و فرآیندی ترکیبی دارد که بدون تأثیر منفی بر دقت، به‌صورت موازی نواحی مختلف در آن پردازش می‌شوند. در این الگوریتم برای نواحی گرفتگی ابتدایی و انتهایی پروفایل برد از بانک فیلتر مبتنی بر RMMSE استفاده می‌شود. حجم محاسباتی در این ناحیه $6N^2+14N$ است و در ناحیه بدون گرفتگی (مرکز پنجره پردازشی) به‌صورت زیر است:

$$2KN - 0.5K(K+1) \qquad (۷)$$

در این الگوریتم برای شکل‌موج‌های ارسالی بلند (Nهای بزرگ) با انتخاب طول فیلتر کوتاه K، حجم محاسباتی نزدیک به N می‌شود، یعنی پیچیدگی محاسباتی نزدیک به فیلتر منطبق (حجم محاسباتی بهینه) می‌شود. در این الگوریتم برای کدهای بلند، طول فیلتر منعطف هم بلند انتخاب می‌شود. همچنین سرعت هم‌گرایی الگوریتم هم نسبت به طول شکل‌موج و طول فیلتر متفاوت خواهد بود. البته هزینه افزایش طول شکل‌موج و به‌تبع آن طول فیلتر، تأثیر دوپلر بر سیگنال دریافتی و افزایش مراحل تکرار است. به‌علاوه با افزایش طول فیلتر، ابعاد ماتریس کوواریانس سیگنال بزرگتر شده و حجم محاسبات معکوس ماتریس هم بیشتر می‌شود. در جدول (۱) الگوریتم‌های مختلف فشرده‌سازی پالس از نظر عملکرد و حجم محاسباتی مقایسه شدند.

(جدول-۱): مقایسه عملکرد الگوریتم‌های فشرده‌سازی پالس
(Table-1): Comparison of the performance of pulse compression algorithms

الگوریتم	حجم محاسباتی	عملکرد
MF	N	ماسک‌کننده هدف
APC	$6N^2+14N$	عملکرد ضعیف
FAPC	$N^2\left(\frac{3}{M}+\frac{3}{M^2}\right)+N\left(1+\frac{13}{M}\right)$	مقاوم در برابر دوپلر
MF-RMMSE	$(2K+1)N-\frac{K(K-1)}{2}$	مناسب یک سناریو خاص
FFL-APCR	$2KN - 0.5K(K+1)$	رفع گرفتگی با حجم کم

الگوریتم FFL-APCR برای کاهش حجم محاسباتی از خروجی فیلتر منطبق رابطه (۳) استفاده می‌کند. در رابطه (۴) مشاهده می‌شود که $2N-1$ پاسخ ضربه برد مجاور یک سلول، با استفاده از فیلتر منطبق در یک سلول فشرده می‌شود. با تخمین و تبدیل خطی امکان طراحی یک فیلتر MMSE کوتاه‌تر از $2N-1$ نمونه میسر می‌شود. بدین منظور از تابع هزینه (رابطه (۶)) فیلتر وزن‌دهنده $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ طراحی می‌شود. $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ بردار ضرایب فیلتر MMSE با ابعاد $K\times 1=[K_B+K_A+1]\times 1$ است که به‌طور مجزا برای هر نمونه از خروجی فیلتر منطبق محاسبه می‌شود. در تابع هزینه برای به‌دست‌آوردن فیلتر $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ از بردار $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ به‌عنوان سیگنال دریافتی $\tilde{\boldsymbol{y}}(\ell)$ استفاده می‌شود. بردار $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ با ابعاد $[K_B+K_A+1]\times 1$ شامل نمونه‌های زیر است:

$$\tilde{\boldsymbol{y}}(\ell)=[\hat{x}_{MF}(\ell-K_B),\ldots,\hat{x}_{MF}(\ell),\ldots,\hat{x}_{MF}(\ell+K_A)]^T \qquad (۸)$$

که K_B تعداد نمونه‌های خروجی فیلتر منطبق قبل از سلول تحت آزمایش $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ و K_A نیز تعداد نمونه‌های خروجی فیلتر منطبق بعد از $\tilde{\boldsymbol{x}}_{MF}(\ell)$ است. طول فیلتر $K=K_B+K_A+1$ حداقل ۳ و حداکثر $2N-1$ است. بنابراین مقادیر K_B و K_A را می‌توان از بازه $|K_B|\le N-1$ و $|K_A|\ge 1$ انتخاب کرد. برای مقادیر مساوی و متفاوت K_B و K_A دو حالت فیلتر با طول متوازن[1] و نامتوازن[2] تعریف می‌شود که در شکل (۲) نشان داده شده است. در این مقاله نقش طول و ساختار متوازن یا نامتوازن فیلترهای منعطف در الگوریتم FFL-APCR برای اهداف ساکن و متحرک بررسی می‌شود؛ درنهایت فیلتر $\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)$ در این الگوریتم به‌صورت زیر تعریف می‌شود [7]:

$$\tilde{\boldsymbol{w}}(\ell)=\rho(\ell)\mathbf{C}_f(\ell)^{-1}R_{SS} \qquad (۹)$$

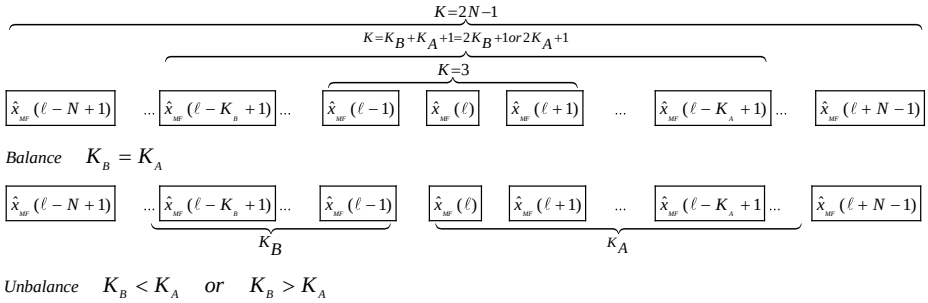
که $\hat{\rho}(\ell)=|\hat{x}(\ell)|^2$ توان متناسب با سلول برد است. اگر $\rho(\ell)<<\sigma_v^2$ (توان سیگنال خیلی کوچکتر از توان نوفه) باشد، الگوریتم وفقی به‌خاطر گستره تغییرات تخمین سلول‌های برد دچار شرایط نامساعد[3] می‌شود. به همین جهت با فشرده‌کردن گستره تغییرات تخمین توان سلول‌های برد و توان نوفه به اندازه کم، می‌توان از شرایط نامساعد جلوگیری کرد؛ لذا گستره تغییرات $0\le\alpha\le 2$ در پارامترهای مربوطه ($\hat{\rho}(\ell)=|\hat{x}(\ell)|^2$ به $\hat{\rho}(\ell)=|\hat{x}(\ell)|^\alpha$ و با فرض نوفه سفید σ_v^2 به σ_v^α) اعمال می‌شود. در شبیه‌سازی‌ها از یک مقدار مناسب α در هر مرحله تکرار الگوریتم استفاده می‌شود.

هرکدام از درایه‌های ماتریس $\mathbf{C}_f(\ell)$ (در رابطه (۹)) از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

[1] Balance
[2] Unbalance
[3] Ill-condition

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

$$c_i(j) = \sum_{n=-N+i+1}^{N-1} \rho(j+n)\boldsymbol{s}^H \boldsymbol{s}_n \boldsymbol{s}_{n-i}^H \boldsymbol{s} + u_i \qquad (۱۰)$$



(شکل-۲): ساختار طول فیلتر متوازن و نامتوازن در الگوریتم FFL-APCR

(Figure-2): Balanced and Unbalanced structure of filter length in FFL-APCR algorithm

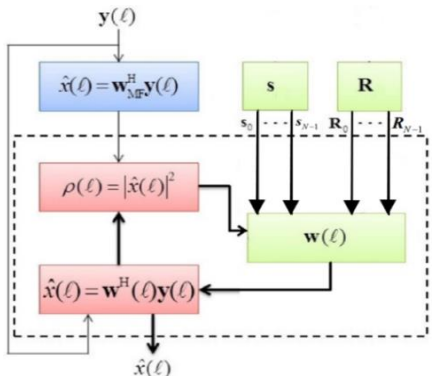
از آن‌جایی که ماتریس کوواریانس سیگنال $\mathbf{C}_f(\ell)$ با ابعاد $K \times K$ دارای عناصر قطر اصلی بزرگ‌تر از صفر ($c_i(i) > 0$) و $\mathbf{C}_f = \mathbf{C}_f^H$ است، پس $\mathbf{C}_f$ یک ماتریس هرمیشین بوده و وارون‌پذیر است [9]. همچنین u_i در رابطه (۱۰) برابر است با:

$$u_i = \begin{cases} \sum_{k=i}^{N-1} r s_k^* s_k & 0 \le i \le N-1 \\ 0 & i > N-1 \end{cases} \qquad (۱۱)$$

در الگوریتم‌های مبتنی بر RMMSE [3] ماتریس کوواریانس نوفه خالص ($\mathbf{R_n} = E[\tilde{v}(\ell)\tilde{v}^H(\ell)]$) یک ماتریس $N \times N$ است؛ اما در الگوریتم پیشنهادی FFL-APCR توان نوفه $r = E[vv^*]$ به‌صورت واقعی در سیگنال ارسالی هم‌پیچش شده و به شرایط عملیاتی نزدیک‌تر است.

بردار فرمان $\mathbf{R}_{\mathrm{SS}}$ در رابطه (۹) به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$R_{\mathrm{SS}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{s}^H \boldsymbol{s}_{K_B} \\ \vdots \\ \boldsymbol{s}^H \boldsymbol{s}_0 \\ \vdots \\ \boldsymbol{s}^H \boldsymbol{s}_{-K_A} \end{bmatrix} \qquad (۱۲)$$



(شکل-۳): نمودار گردشی الگوریتم FFL-APCR [7]

(Figure-3): Flowchart of FFL-APCR algorithm

نمودار گردشی شکل (۳) نحوه تخمین پروفایل برد $\hat{x}(\ell)$ از داده سیگنال بازگشتی $\mathbf{y}(\ell)$ در الگوریتم FFL-APCR را نشان می‌دهد. اصل کلی الگوریتم FFL-APCR برپایه فیلتر APC و الگوریتم RMMSE در [3] استوار است. از الگوریتم FFL-APCR برای مرمت گرفتگی پالس استفاده می‌شود، درحالی‌که RMMSE چنین قابلیتی ندارد. حجم محاسباتی این الگوریتم در مقایسه با الگوریتم APC-ER [10] کمتر است و به‌علاوه بردار فرمان و برخی پارامترهای دیگر در آن به‌صورت برون خط محاسبه می‌شود [7].

۳- گسترهٔ پویایی رادار

برای آشکارسازی یک هدف ضعیف ماسک شده با الگوریتم پیشنهادی، نیاز به تبیین منظور از افزایش گستره پویایی[1] (DR) در حوزه پردازش سیگنال راداری است. در رادارهای متعارف و برای تعریف سطح آستانه، سطح گلبرگ‌های جانبی برد خروجی MF به‌عنوان کمترین توان سیگنال دریافتی در نظر گرفته می‌شود. درنتیجه گستره پویایی گیرنده براین اساس تعریف می‌شود، که امکان حضور و عدم آشکارسازی اهدافی با SNR کمتر از این سطح وجود دارد. به‌عبارت دیگر سطح گلبرگ‌های جانبی سبب محدودیت گستره پویایی در پردازش رادار می‌شود. با استفاده از الگوریتم‌های پساپردازش وفقی (مانند FFL-APCR)، سطح گلبرگ‌های جانبی خروجی فیلتر منطبق کاهش یافته و اهداف ضعیف ماسک‌شده آشکار می‌شود. در نتیجه گستره پویایی نسبت به فیلتر منطبق استاندارد افزایش می‌یابد. طبق تعریف و رابطه (۱۳) گستره پویایی گیرنده سیستم راداری به RCS[2] و برد هدف وابسته است.

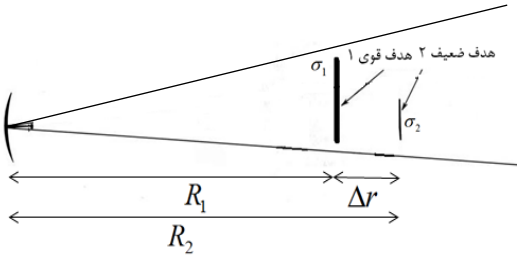
[1] Dynamic Range
[2] Radar Cross Section

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

(۱۳)

$$\left.\begin{aligned} DR &= \frac{P_{r_{mam}}}{P_{r_{\min}}} \\ P_r &= \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi^3) KTBF_n R^4} = q\frac{\sigma}{R^4} \end{aligned}\right\} \Rightarrow DR = \frac{q\frac{\sigma_{\max}}{R_{\max}^4}}{q\frac{\sigma_{\min}}{R_{\min}^4}} = \frac{\sigma_{\max} R_{\min}^4}{\sigma_{\min} R_{\max}^4}$$

در اینجا مسأله‌ای را با یک هدف ضعیف به فاصله یک سلول تفکیک‌پذیری برد در کنار یک هدف قوی مطابق شکل (۴) طرح می‌کنیم.



(شکل-۴): نمایش دو هدف به فاصله یک سلول تفکیک‌پذیری از هم در برد معلومی از رادار برای بیان مسأله گستره پویایی

(Figure-4): Display of two targets, separated by a resolution cell, in the determined range of the radar to express the dynamic range problem.

در شکل (۴) هدف قوی با RCS زیاد (σ_1) در برد R_1 نسبت به رادار قرار دارد. فرض می‌شود σ_1 به‌قدری است که مبدل آنالوگ به دیجیتال (ADC[1]) گیرنده در آستانه اشباع قرار می‌گیرد. هدف ضعیف هم با RCS کم (σ_2) به اندازه یک سلول تفکیک‌پذیری رادار ($\Delta r = c\tau/2$) دورتر و در زیر گلبرگ‌های جانبی هدف قوی ماسک می‌شود. رابطه گستره پویایی (۱۳) را می‌توان با توجه به شکل (۴) به‌صورت زیر بازنویسی کرد:

$$DR = \frac{P_{r_{\max}}}{P_{r_{\min}}} = \frac{\sigma_1 R_2^4}{\sigma_2 R_1^4} \qquad (۱۴)$$

می‌دانیم که $R_2 = R_1 + \Delta r$ است (شکل (۴)) و با جای‌گذاری در رابطه (۱۴) و گسترش آن داریم:

$$\begin{aligned} DR &= \frac{\sigma_1}{\sigma_2}\frac{(R_1+\Delta r)^4}{R_1^4} = \\ &= \frac{\sigma_1}{\sigma_2}\frac{R_1^4 + 4R_1^3\Delta r + 6R_1^2\Delta r^2 + 4R_1\Delta r^3 + \Delta r^4}{R_1^4} \\ &= \frac{\sigma_1}{\sigma_2}\frac{R_1^4\left(1 + \frac{4\Delta r}{R_1} + 6\frac{\Delta r^2}{R_1^2} + 4\frac{\Delta r^3}{R_1^3} + \frac{\Delta r^4}{R_1^4}\right)}{R_1^4} \\ &= \frac{\sigma_1}{\sigma_2}\left(1 + 4\left(\frac{\Delta r}{R_1}\right) + 6\left(\frac{\Delta r}{R_1}\right)^2 + 4\left(\frac{\Delta r}{R_1}\right)^3 + \left(\frac{\Delta r}{R_1}\right)^4\right) \end{aligned} \qquad (۱۵)$$

[1] Analog to Digital Convertor

که در کاربردهای راداری به‌طورمعمول Δr نسبت به برد R_1 بسیار کوچک است ($\Delta r << R_1$)، پس با تقریب مناسبی رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$DR = \frac{P_{r_{\max}}}{P_{r_{\min}}} = \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \qquad (۱۶)$$

یعنی گستره پویایی برای اهداف نزدیک به هم و در برد قابل آشکارسازی رادار تنها به سیگنال برگشتی از سطح مقطع راداری اهداف وابسته است.

همان‌طور که می‌دانیم هدف ضعیف، زیر گلبرگ‌های جانبی هدف قوی پنهان می‌شود؛ لذا پس از اعمال الگوریتم وفقی از سیستم راداری انتظار داریم با افزایش گستره پویایی، هدف ضعیف (با σ_2 و $P_{r_{\min}}$) واقع در فاصله یک سلول تفکیک‌پذیری نسبت به هدف بزرگ (با σ_1 و $P_{r_{\max}}$) را در گیرنده آشکارساز کند. گفتنی است دامنه اهداف در این مقاله با مدل سورلینگ-۱ فرض شده و با اعمال الگوریتم‌های مختلف تغییر نمی‌کند و ثابت است.

می‌دانیم الگوریتم‌های مبتنی بر RMMSE برای کار در گستره پویایی کم تا متوسط طراحی شده‌اند و در گستره پویایی زیاد (HDR) کارآیی مناسبی ندارد؛ زیرا براساس سازوکار عمل‌کرد الگوریتم RMMSE که در مرجع [3] بیان شده، در مراحل اولیه الگوریتم RMMSE با ایجاد صفر[2] در نزدیک‌ترین سلول برد مجاور هدف بزرگ، سطح بزرگ‌ترین گلبرگ‌های جانبی سلول‌های مجاور کاهش داده می‌شود؛ لذا در شرایط HDR این صفرهای بزرگ سبب به‌وجود آمدن شرایط نامساعد و کاهش احتمال آشکارسازی اهداف کوچک (نزدیک به سطح نوفه) می‌شوند. درضمن با ایجاد صفرهای بزرگ و حجم زیاد محاسبات، پایداری عددی از دست خواهد رفت و خطا در محاسبات افزایش می‌یابد.

در این مقاله فرض می‌کنیم طراح رادار با توجه به کارت‌های پردازشی موجود بتواند از مبدل آنالوگ به دیجیتال (ADC) ۱۴ بیتی استفاده کند. اگر در مبدل ADC یک بیت علامت و دو بیت LSB[3] هم برای پُرشدن با سطح نوفه در نظر گرفته شود، در گیرنده ۱۱ بیت به‌صورت مفید در دسترس خواهد بود؛ لذا بیشینه گستره پویایی گیرنده 66dB تعریف خواهد شد. در این مقاله می‌خواهیم نشان دهیم با استفاده از الگوریتم FFL-APCR می‌توان به بیشینه گستره پویایی نزدیک شد و در نتیجه امکان آشکارسازی یک هدف کوچک ماسک شده

[2] null
[3] Least Significant Bit

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

نسبت یک هدف بزرگ ($\sigma_{\max}/\sigma_{\min}=66dB$) در نواحی گرفتگی و مرکز پنجره پردازشی به‌وجود می‌آید.

۳-۱- گستره پویایی در فیلتر منطبق

برای آشکارسازی هدف در فیلتر منطبق (MF)، سطح آستانه بالاتر از نسبت پیک گلبرگ جانبی (PSLR[1]) قرار می‌گیرد؛ پس در تعریف گستره پویایی MF، محدوده آشکارسازی اهداف از حداقل SNR قابل آشکارسازی هدف ضعیف (بالاتر از سطح آستانه یا حداکثر PSLR) تا حداکثر RCS هدف بزرگ قابل آشکارسازی ($\sigma_{\max}$) است. به‌طورمعمول در خروجی هنجارشده مقدار $\sigma_{\max}$ برابر یک می‌شود. در نتیجه رابطه گستره پویایی MF را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$DR_{MF}(dB)=\sigma_{\max}-PSLR_{MF} \qquad (۱۷)$$

واضح است که اهدافی با RCS کمتر از $PSLR_{MF}$ به‌وسیلهٔ گلبرگ جانبی MF ماسک شده و آشکار نمی‌شوند. مقدار PSLR در خروجی MF از تابع خودهمبستگی (ACF) محاسبه می‌شود که برای کد ارسالی چندفازی P_3 مطابق رابطه تجربی و عددی زیر به‌دست می‌آید:

$$PSLR_{MF}(P_3)=20\log\sqrt{\frac{2}{(N\pi^2)}} \qquad (۱۸)$$

که برای طول کد $N=30$ ، $PSLR_{MF}=-21.7dB$ می‌شود؛ این در حالی است که برای شکل‌موج کد دودویی فازی بارکر سیزده بیتی $PSLR_{MF}=-22.3dB$ است. این محاسبه در شرایط طول کدهای طولانی خیلی دقیق نیست و به همین جهت به محاسبه دقیق‌تری نیاز است.

۳-۱-۱- محاسبه دقیق $PSLR_{MF}$

برای محاسبه دقیق نسبت پیک گلبرگ جانبی به اصلی در خروجی فیلتر منطبق ($PSLR_{MF}$) و تعیین موقعیت پیک‌های گلبرگ جانبی می‌توان از تابع خودهمبستگی نامتناوب شکل‌موج ارسالی استفاده کرد. تابع خودهمبستگی متناوب (PACF[2]) نشان می‌دهد که سیگنال‌های CW می‌توانند یک PACF عالی با گلبرگ‌های جانبی صفر داشته باشند. از تابع ابهام متناوب (PAF[3]) برای تحلیل پاسخ فیلتر منطبق استفاده می‌شود.

[1] Peak Sidelobe Level Ratio
[2] Periodic Autocorrelation Function
[3] Periodic Ambiguity Function

از آن‌جایی‌که دنباله Chu، کد P_3، کد P_4 و دنباله Golomb همگی تا حدودی تبدیل فازی خطی یکسانی دارند، درنتیجه تابع خودهمبستگی نامتناوب مطلق[4] آنها مشابه یکدیگر است [11]. کد P_3 تعمیم‌یافته به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$P_3(k)=\omega_N^{k^2/2} \qquad (۱۹)$$

که $k=0,1,\ldots,N-1$ است و ریشه nام اولیه ω_N به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\omega_N=\exp(-j2\pi r/n) \qquad (۲۰)$$

که r هر عدد صحیح اول نسبت به n می‌تواند باشد.

در [12] با جستجوی رایانه‌ای و بررسی عددی خصوصیات خودهمبستگی نامتناوب دنباله‌های فرانک و Zadoff-Chu مطالعه شده است. نسبت PSLR یک دنباله چندفازی $s=[s(0),s(1),\ldots,s(N-1)]$ به‌طول N با دامنه‌های مختلط $\exp(2\pi kj/N)$ برای $k\in\{0,1,\ldots,N-1\}$ به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$R_x=\frac{N}{\max\limits_{1\le t\le L-1}\left|C_s(t)\right|} \qquad (۲۱)$$

به‌عنوان یک نتیجه بیشینه $R_{\max}$ در نسبت بالا برای دنباله‌های Zadoff-Chu به‌طورتقریبی تناسب خطی با $\sqrt{N}$ دارد. با روش انطباق منحنی[5] برای $\sqrt{N}<45$ نسبت $R_{\max}$ برای دنباله‌های Zadoff-Chu به‌طورتقریبی برابر $2.085\sqrt{N}-0.0736$ است. مسأله اصلی این بخش تحلیل نسبت پیک گلبرگ جانبی و یا معادل آن پیک گلبرگ جانبی خودهمبستگی (مخرج رابطه (۲۱)) است.

تابع خودهمبستگی کد P_3 به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned}\left|C_{P_3}(t)\right|^2&=\left|\sum_{k=0}^{N-1-t}\omega_N^{k^2/2-(k+t)^2/2-at}\right|^2=\left|\sum_{k=0}^{N-1-t}\omega_N^{-(kt)^2}\right|^2\\&=\left|\frac{\omega_N^{(N-t)t/2}-\omega_N^{-(N-t)t/2}}{\omega_N^{t/2}-\omega_N^{-t/2}}\right|^2\\&=\left|\frac{\sin(\pi(N-t)t/N)}{\sin(\pi t/N)}\right|^2\\&=\left|\frac{\sin(\pi t^2/N)}{\sin(\pi t/N)}\right|^2\end{aligned} \qquad (۲۲)$$

[4] Absolute aperiodic autocorrelation function
[5] curve-fitting method

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

تابع خودهمبستگی مطلق کد P_3 به‌دست‌آمده وابسته به طول کد N است که دو قضیه زیر را می‌توان برای آن تعریف کرد:

قضیه ۱: اگر $t^2 \geq 1.1N$ باشد، آن‌گاه برای $0 < t \leq N/2$ داریم $2t/N \leq \sin(\pi t/N)$

$$\left|C_{P_3}(t)\right|^2 \leq \left(\frac{N}{2t}\right)^2 = \frac{N}{4}\left(\frac{N}{t^2}\right) \leq 0.2273N \qquad (۲۳)$$

قضیه ۲: اگر $t^2 < 1.1N$ باشد، آن‌گاه $N \to \infty, t/N \to 0$ و بنابراین:

$$N \lim_{N\to\infty} \frac{\left|C_{P_3}(t)\right|^2}{N} = N \lim_{N\to\infty} \frac{\sin^2(\pi t^2/N)}{N(\pi t/N)^2} = \frac{N}{\pi} \lim_{N\to\infty} S(\frac{\pi t^2}{N}) \qquad (۲۴)$$

که $S(\theta) = \sin^2(\theta)/\theta$ برای $0 < \theta < 1.1\pi$ تعریف شده است. اگر θ_0 نخستین ریشه مثبت معادله $\tan(\theta) = 2\theta$ باشد، بیشینه مقدار $S(\theta)$ در $\theta_0 = 1.1656$ با مشتق‌گیری $S(\theta_0) = 0.7246$ می‌شود؛ لذا برای قضیه ۲ و رابطه (۲۴) داریم:

$$N \lim_{N\to\infty} \max_{t^2<1.1N} \frac{\left|C_{P_3}(t)\right|^2}{N} = \frac{N}{\pi} S(\theta_0) \approx 0.2306N \qquad (۲۵)$$

با ترکیب نتایج قضیه ۱ و ۲ مشاهده می‌شود که خودهمبستگی مجانبی گلبرگ جانبی[1] زیر به‌دست می‌آید:

$$\sqrt{N} \lim_{N\to\infty} \max_{1\leq t\leq N-1} \frac{\left|C_{P_3}(t)\right|^2}{\sqrt{N}} = \sqrt{\frac{N}{\pi} S(\theta_0)} \approx 0.4802\sqrt{N} \qquad (۲۶)$$

پس نسبت پیک گلبرگ جانبی مجانبی کد P_3 هست:

$$\sqrt{N} \lim_{N\to\infty} \frac{R_{P_3}}{\sqrt{N}} = \sqrt{\frac{\pi N}{S(\theta_0)}} \approx 2.0824\sqrt{N} \qquad (۲۷)$$

که با نسبت $R_{\max}$ به‌دست‌آمده در مرجع [12] برای دنباله‌های Zadoff-Chu $(2.085\sqrt{N} - 0.0736)$ به‌طورتقریبی انطباق دارد.

موضوع مهم در بررسی پیک گلبرگ جانبی مجانبی، استفاده از کدهای طولانی و تأثیر متقابل آن بر میزان PSLR خروجی فیلتر منطبق می‌باشد.

۳-۱-۲- کران‌های پایین $PSLR_{MF}$

از نقطه نظر عملی، یک کران پایین خوب مفیدتر از مقدار مجانبی PSLR است. درواقع، به‌دست‌آوردن کران پایین از محاسبه بالا سخت‌تر نیست. کافی است به جای $N \to \infty$ در قضیه ۲، نامساوی زیر را برای بیان رابطه (۲۲) به‌کار ببریم:

$$\sin(\frac{\pi t}{N}) > \frac{\pi t}{N}\left(1 - \frac{1}{6}\left(\frac{\pi t}{N}\right)^2\right) > \frac{\pi t}{N}\left(1 - \frac{1.1\pi^2}{6N}\right) \qquad (۲۸)$$

وقتی $\sin(\pi t/N) < \pi t/N$ باشد، کران جدید به‌دست‌آمده در قضیه ۲ با استفاده از نامساوی‌های رابطه (۲۸) همیشه بر قضیه ۱ ارجحیت پیدا می‌کند، پس داریم:

$$\max_{1\leq t\leq N-1} \left|C_{P_3}(t)\right| < \frac{\sqrt{\frac{N}{\pi} S(\theta_0)}}{\left(1 - \frac{1.1\pi^2}{6N}\right)} \qquad (۲۹)$$

و

$$R_{P_3} > \left(1 - \frac{1.1\pi^2}{6N}\right)\sqrt{\frac{\pi N}{S(\theta_0)}} \qquad (۳۰)$$

درواقع از نامساوی‌های رابطه (۲۸) می‌توان به‌عنوان یک تقریب خوب استفاده کرد، زیرا دامنه خطا از مقدار عبارت $(\pi t/N)^5/120$ کمتر است؛ لذا با یک تقریب معقول می‌توان یک کران تنگ‌تر پیدا کرد. با اعمال نامساوی‌های رابطه (۲۸) در قضیه ۲ داریم:

$$\left|C_{P_3}(t)\right|^2 < \frac{\sin^2(\pi t^2/N)}{N(\pi t/N)^2} \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{6}\left(\frac{\pi t}{N}\right)^2\right)^2} = \frac{N}{\pi} T_N\left(\frac{\pi t}{N}\right)^2 \qquad (۳۱)$$

که $T_N(\theta) = \sin^2(\theta) \Big/ (\theta(1 - \frac{\pi}{6N}\theta)^2)$ برای $0 < \theta < 1.1\pi$ تعریف شده است. پس $T_N(\theta)$ به N (طول کد) وابسته است. بیشینه مقدار $T_N(\theta)$ در $\theta = \theta_1$ نخستین ریشه مثبت معادله $\tan(\theta) = 2\theta(1 - \frac{\pi}{6N}\theta) \Big/ (1 - \frac{\pi}{2N}\theta)$ رخ می‌دهد. وقتی N افزایش می‌یابد، θ_1 به سمت θ_0 میل می‌کند؛ لذا بایستی از تقریبی استفاده کرد که سبب تغییر ناگهانی مقدار $T_N(\theta)$ نشود، یعنی $T_N(\theta_1) \approx T_N(\theta_0)$ که برای مقادیر متوسط N هم مناسب است.

کران‌های تقریبی به‌دست‌آمده به‌صورت زیر خواهد شد [13]:

$$\max_{1\leq t\leq N-1} \left|C_{P_3}(t)\right| \leq \sqrt{\frac{N}{\pi} T_N(\theta_0)} \qquad (۳۲)$$

و

$$R_{P_3} \geq \sqrt{\frac{\pi N}{T_N(\theta_0)}} \qquad (۳۳)$$

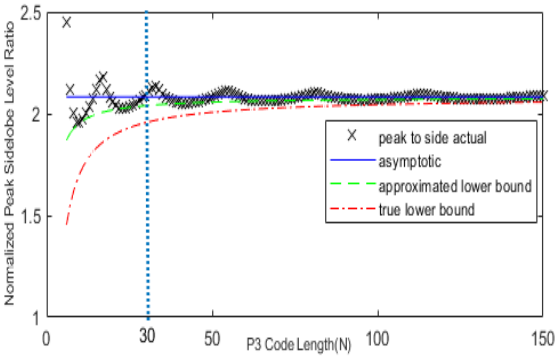
در شکل (۵) نمودار $R_{P_3}/\sqrt{N}$، مقدار مجانبی و کران‌های (۳۰) و (۳۳) به‌ازای Nهای مختلف را نشان

[1] Asymptotic peak-to-side-peak ratio

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

می‌دهد. وقتی مقادیر نوسان R_{P_3} در محدوده مقدار مجانبی‌اش باشد، آنها به‌وسیله کران تقریبی (۳۳) به‌خوبی کران‌دار می‌شوند.

همان‌طور که ملاحظه می‌شود، گستره پویایی در MF به میزان PSLR و PSLR هر شکل‌موج خاص هم به‌طول کد آن وابسته است؛ پس اگر بتوان PSLR را در کل گلبرگ‌های جانبی MF کاهش داد، می‌توان گفت که گستره پویایی MF بهبود می‌یابد. روش‌های مختلفی برای کاهش گلبرگ‌های جانبی وجود دارد که می‌توانند گستره پویایی را افزایش دهند، اما برخی از آنها مانند پنجره‌های وزن‌دهی سبب کاهش تفکیک‌پذیری می‌شوند. الگوریتم‌های مبتنی بر تخمین‌گر MMSE با حفظ تفکیک‌پذیری برد، سطح گلبرگ‌های جانبی را کاهش می‌دهند. بر همین اساس در شبیه‌سازی‌ها مقادیر PSLR با بیشینه فاصله یک سلول برد نسبت به گلبرگ اصلی اندازه‌گیری شده‌اند.



(شکل-۵): نسبت PSLR کد P3 نرمالیزه شده با ریشه طول کد N. در شکل علامت × بیان‌گر نسبت دقیق، - مقدار مجانبی، -- کران پایین تقریب زده شده و -.- کران پایین واقعی است.

(Figure-5): PSLR for P3 Normalized by the square root of the sequence code length N. In the plot, × indicates the exact ratio, - the asymptotic value,--the approximated lower bound and -.- true lower bound.

۳-۲- افزایش گسترهٔ پویایی با پردازش وفقی

با اعمال فیلتر فشرده‌سازی پالس وفقی مبتنی بر الگوریتم‌های RMMSE مشاهده می‌شود که با وزن‌دهی مناسب سطح گلبرگ‌های جانبی خروجی MF تا سطح نوفه کاهش می‌یابد. از آن‌جایی‌که توان سیگنال بازگشتی هدف بزرگ $\sigma_{\max}$ ثابت باقی می‌ماند، اگر بخواهیم تخمین توان سیگنال پروفایل برد را در محاسبه گسترهٔ پویایی لحاظ کنیم، بایستی همانند گستره پویایی فیلتر منطبق، PSLR در RMMSE را محاسبه کنیم. مقدار PSLR در الگوریتم RMMSE به‌عنوان سطح آستانه الگوریتم RMMSE در نظر گرفته می‌شود که می‌توان آن را به‌صورت زیر نوشت:

$$PSLR_{RMMSE} = 20\times\log_{10}\left(\max\frac{\left|\tilde{\mathbf{w}}^H(\ell)\tilde{\mathbf{x}}_{MF}(\ell)\right|}{\left|\tilde{\mathbf{w}}^H(\ell_{\max})\tilde{\mathbf{x}}_{MF}(\ell_{\max})\right|}\right) \quad (۳۴)$$

که $\ell_{\max}$ سلولی است که در آن بیشینه سیگنال پروفایل برد (هدف قوی) با الگوریتم RMMSE تخمین زده می‌شود. رابطه (۱۷) را می‌توان با استفاده از رابطه (۳۴) برای الگوریتم RMMSE به‌صورت زیر بازنویسی کرد:

$$DR_{RMMSE}(dB) = \sigma_{\max} - PSLR_{RMMSE} \quad (۳۵)$$

بنابراین RCS هر هدفی که بالاتر از $PSLR_{RMMSE}$ یا سطح آستانه سطح RMMSE باشد، قابل آشکارسازی است. با توجه به عملکرد خوب الگوریتم RMMSE در کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی برد تا سطح نوفه، می‌توان رابطه (۱۶) را با استفاده از رابطه (۹) به‌صورت نسبت توان سیگنال پروفایل برد به توان نوفه محاسبه کرد:

$$DR_{RMMSE} = \frac{\rho(\ell_{\max})}{\mathbf{R_n}} = \frac{\left|x(\ell_{\max})\right|^2}{\sigma_n^2} \quad (۳۶)$$
$$DR_{RMMSE}(dB) = \sigma_{x_{\max}} - \sigma_N$$

که $\mathbf{R_n} = E\{\mathbf{v}(\ell)\mathbf{v}^H(\ell)\}$ ماتریس کوواریانس نوفه است. با فرض نوفه سفید گوسی اضافه شونده (AWGN)، توان نوفه برابر $\mathbf{R_n} = \sigma_n^2\mathbf{I}_N$ می‌شود. در این مقاله با توجه به تعریف توان سطح نوفه ($\sigma_N = -70dB$) و دامنه هدف بزرگ که قابلیت به اشباع‌بردن ADC را دارد ($\sigma_{x_{\max}} = 0dB$)، با پساپردازش وفقی بیشینه گستره پویایی در رادار به 70dB می‌رسد. با اعمال الگوریتم FFL-APCR و افزایش گستره پویایی، سطح آستانه بالاتر از بزرگ‌ترین گلبرگ جانبی برد و سطح نوفه قرار می‌گیرد. درنتیجه علاوه‌بر افزایش احتمال آشکارسازی اهداف در گیرنده با نرخ هشدار غلط ثابت، موجب افزایش نسبت سیگنال به نوفه در گیرنده می‌شود.

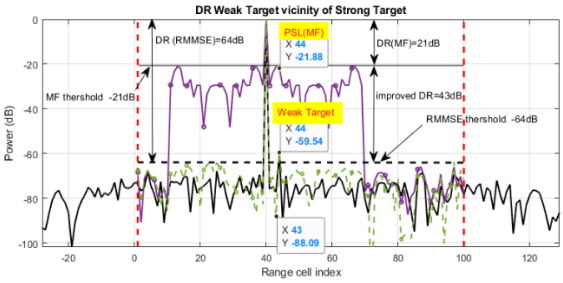
۴- شبیه‌سازی

در این بخش ابتدا افزایش گسترهٔ پویایی را با الگوریتم استاندارد RMMSE [3] برای شکل‌موج‌های فازی متنوع نشان می‌دهیم؛ سپس سناریوهای مختلفی برای شبیه‌سازی و بررسی عملکرد الگوریتم FFL-APCR در افزایش گستره پویایی و آشکارسازی اهداف ضعیف ماسک شده تعریف می‌شود. در این سناریوها اهداف مختلف و

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

محل قرارگیری آنها درون پروفایل برد (نواحی گرفتگی و مرکز پنجره پردازشی) طوری تعریف می‌شود تا بتوان ارزیابی مناسبی از عملکرد الگوریتم FFL-APCR در افزایش گستره پویایی داشت. همان‌طور که می‌دانیم برخی از الگوریتم‌ها مانند RMMSE استاندارد، تنها با داده‌های درون پنجره پردازشی قادر به آشکارسازی اهداف موجود در این ناحیه هستند و برخی الگوریتم‌ها هم به‌خاطر حجم پردازشی زیاد تنها برای ترمیم سیگنال دریافتی از اهداف درون ناحیه گرفتگی مناسب هستند. همچنین با فرض ارسال شکل‌موج‌های بلند از فرستنده، نقش طول و ساختار متوازن یا نامتوازن‌بودن فیلتر الگوریتم FFL-APCR در کاهش حجم محاسبات و خاصیت مقاوم بودن در برابر دوپلر بررسی می‌شود. از آن‌جایی که سطح گلبرگ‌های جانبی با اعمال الگوریتم پساپردازش وفقی به سطح پروفایل برد همگرا می‌شود، از معیار متوسط مجذور خطا (MSE) برای ارزیابی عملکرد الگوریتم استفاده می‌شود.

به‌صورت پیش‌فرض، توان نوفه سفید گوسی در تمام شبیه‌سازی‌ها ۷۰dB کم‌تر از بیشینه سیگنال برگشتی از هدف قوی (0dB) و طول پنجره پردازشی $L = 100$ و $L = 200$ است. اهداف به‌صورت نقطه‌ای و کلاتر با توزیع مستقل و یکسان در برد (اجزای حقیقی و موهومی آن دارای متغیرهای تصادفی گوسی با میانگین صفر و واریانس نصف توان کلاتر) فرض شده‌اند؛ پس کلاتر در شبیه‌سازی به‌صورت یکنواخت در طول پروفایل برد با نسبت متوسط توان کلاتر -30dB کمتر از بزرگترین هدف فرض می‌شود. در شبیه‌سازی از راداری با پارامترهای عرض پالس $\tau = 5\mu s$، پهنای باند $B.W. = 320KHz$ و فرکانس موج حامل $f_0 = 2GHz$ استفاده می‌شود.



(شکل-۶): مقایسه گستره پویایی الگوریتم RMMSE استاندارد و خروجی فیلتر منطبق

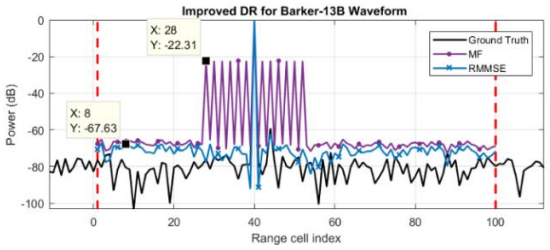
(Figure-6): Comparison of the standard RMMSE algorithm dynamic range with Matched filter output

۴-۱- تنوع شکل‌موج‌های فازی و الگوریتم استاندارد RMMSE

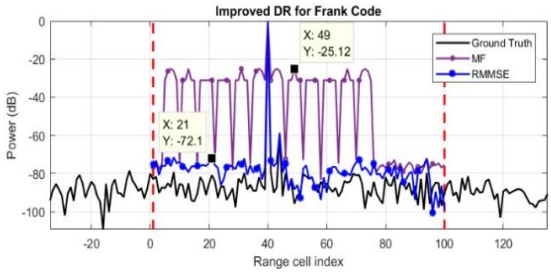
برای ارزیابی میزان افزایش گستره پویایی در پردازش، خروجی الگوریتم وفقی با خروجی فیلتر منطبق مقایسه می‌شود. به همین منظور ابتدا خروجی MF و الگوریتم وفقی RMMSE استاندارد برای شکل‌موج چندفازی P_3 شبیه‌سازی شده و رفتار آن در شکل (۶) نشان داده شده است.

در شکل (۶)، پیک گلبرگ جانبی خروجی MF در سلول $\ell = 43$ برابر $PSLR_{MF} = -21.19dB$ است که پس از اعمال فیلتر APC تا $-88.09dB$ (زیر سطح نوفه) کاهش می‌یابد. درنتیجه سطح آستانه MF از -21dB (براساس رابطه $PSLR_{RMMSE}$) به حدود $-64dB$ کاهش‌یافته و هدف ضعیف ($\sigma_{\min} = -59.54dB$) مجاور (سلول $\ell = 44$) آشکار می‌شود. به‌علاوه تفکیک‌پذیری مناسبی هم در برد به‌دست می‌آید که قادر است دو هدف را به فاصله یک سلول از هم آشکار کند؛ درنتیجه سطح آستانه 43dB کاهش یافته و به همین میزان گستره پویایی بهبود می‌یابد. درنتیجه با افزایش DR_{MF}، امکان آشکارسازی اهداف با RCS کمتر از $-21dB$ تا حدود $-60dB$ میسر می‌شود.

در سیستم‌های راداری با توجه به نوع کاربری، محدودیت‌هایی در شکل‌موج‌های به‌کارگیری شده وجود دارد، به همین جهت شکل‌موج‌های مختلف بررسی می‌شوند. در این مقاله برای مقایسه بهتر و بررسی افزایش گستره پویایی با شکل‌موج‌های مختلف، کدهای فازی دودویی بارکر سیزده بیتی و چندفازی فرانک در شکل (۷) با یکدیگر مقایسه شده‌اند. در شبیه‌سازی این بخش بیشینه طول کد بارکر سیزده و نزدیک‌ترین طول کد فرانک به کد P_3 (به‌خاطر مربع‌بودن)، ۳۶ انتخاب شده است.



(الف)



(ب)

(شکل-۷): مقایسه گستره پویایی شکل‌موج‌های (الف) کد باینری بارکر ۱۳ بیتی و (ب) کد چندفازی فرانک به طول ۳۶

(Figure-6): Comparison of the dynamic range of the waveforms (a) the 13-bit binary barker code and (b) the Frank multi-phase code 36

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

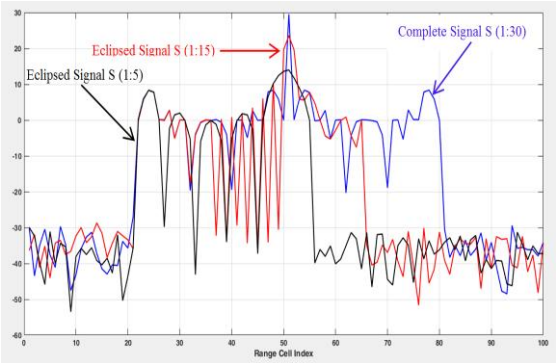
همان‌طور که در شکل (۷-الف) مشاهده می‌شود، گستره پویایی خروجی فیلتر منطبق برای شکل‌موج بارکر سیزده بیتی براساس PSLR و رابطه (۲۱) برابر -22.3dB است. با اعمال الگوریتم RMMSE سطح گلبرگ‌های جانبی کاهش و گستره پویایی گیرنده به‌اندازه 45.32dB بهبود می‌یابد. همچنین در شکل (۷-ب) مشاهده می‌شود که کد فرانک با طول کد به‌طورتقریبی سه برابری نسبت به کد بارکر، دارای PSLR در خروجی فیلتر منطبق -25.1dB است؛ لذا گستره پویایی با الگوریتم RMMSE به‌اندازه 47dB بهبود یافته است. در هر دو شبیه‌سازی پس از اعمال فیلتر وفقی و بهبود گستره پویایی، هدف ضعیف با $\sigma_{\min} = -59.54dB$ واقع در $\ell = 44$ آشکار می‌شود.

با مقایسه شکل‌موج‌های مختلف به این نتیجه می‌رسیم که $PSLR_{MF}$ به نوع شکل‌موج وابسته است. از نتایج شبیه‌سازی‌ها مشاهده می‌شود که مقدار PSLR برای شکل‌موج‌های P_3 به طول ۳۰، بارکر ۱۳ و فرانک ۳۶ به‌ترتیب -21.88dB، -22.3dB و -25.1dB است؛ اما با اعمال الگوریتم وفقی RMMSE استاندارد سطح گلبرگ‌های جانبی تا سطح نوفه کاهش یافته و در نتیجه گستره پویایی آن‌ها به‌ترتیب 43dB، 45dB و 47dB بهبود یافته است. الگوریتم RMMSE مستقل از نوع شکل‌موج با دو مرحله تکرار ($\alpha = [1.7, 1.5]$) توانسته سطح آستانه را تا حدی پایین بیاورد که هدف ضعیف نزدیک سطح نوفه را آشکار کند.

۴-۲- عملکرد الگوریتم پیشنهادی FFL-APCR در بهبود گستره پویایی برای اهداف ساکن

الگوریتم ترمیم فشرده‌سازی پالس وفقی بوسیله فیلتری با طول منعطف (FFL-APCR) از خروجی فیلتر منطبق استفاده می‌کند که این روش را پساپردازش وفقی می‌نامند. این الگوریتم با حجم محاسباتی کم و قابلیت مقاوم‌بودن در برابر دوپلر، گرفتگی به‌وجود آمده در سیگنال دریافتی را ترمیم می‌کند [7].

یکی از چالش‌های الگوریتم RMMSE در رادارهای پالسی، آشکارسازی اهداف در نواحی گرفتگی است. در رادارهای پالسی هر هدفی که تأخیر در برد آن به‌طوردقیق معادل با ضریبی از دوره تناوب بین پالسی[1] باشد، قابل آشکارسازی نیست؛ زیرا سیگنال بازگشتی از هدف در زمان فرستندگی به رادار می‌رسد. این وضعیت، گرفتگی نامیده می‌شود که با تغییر فاصله پالس قابل حل است [14] . در اثر گرفتگی تنها قسمتی از سیگنال به‌وسیلهٔ گیرنده دریافت شده که پس از پردازش در فیلتر منطبق، شکل آن متفاوت از خروجی فیلتر منطبق سیگنال دریافتی کامل است. این تفاوت باعث می‌شود تا الگوریتم RMMSE نتواند گلبرگ‌های جانبی حاصل از این‌گونه اهداف را به‌خوبی کاهش دهد. در شکل (۸) می‌توان خروجی فیلتر منطبق را برای حالت‌های مختلف سیگنال در ناحیه گرفتگی مشاهده کرد. در صورت دریافت کامل سیگنال، پاسخ خروجی فیلتر منطبق به‌طورتقریبی همان تابع خودهم‌بستگی شکل‌موج P_3 خواهد بود.



(شکل-۸): خروجی فیلتر منطبق برای سیگنال P_3 دریافتی کامل با ۳۰ نمونه، ۱۵ نمونه ابتدایی و ۵ نمونه ابتدایی آن [7]

(Figure-8): The Matched filter output for P3 received signal with full 30 samples, 15 initial samples and 5 initial samples

اما همان‌طور که در شکل (۸) مشاهده می‌شود، درصورتی که شکل‌موج به‌صورت ناقص دریافت شود، طول خروجی سیگنال حاصل کم‌تر از تابع خودهم‌بستگی خواهد بود و اندازه پیک اصلی این خروجی نیز نسبت به مقدار نمونه‌های ازدست‌رفته کاهش می‌یابد. هم‌چنین مشاهده می‌شود که نسبت به‌نمونه‌های ازدست‌رفته، گلبرگ اصلی سیگنال خروجی نیز پهن‌تر می‌شود؛ لذا براساس آنچه در مقالات مرتبط با موضوع گرفتگی پالس نشان داده شد، قابلیت الگوریتم RMMSE در کاهش گلبرگ‌های جانبی برد تنزل یافته و آشکارسازی هدف ضعیف ماسک‌شده در ناحیه گرفتگی به‌شدت سخت خواهد شد؛ درنتیجه به الگوریتم FFL-APCR برای ترمیم سیگنال دریافتی نیاز است. در این بخش سناریویی تعریف می‌کنیم که در آن اهداف ضعیف در هر دو ناحیه گرفتگی و بدون گرفتگی در مجاورت اهداف قوی پنهان مانده‌اند. برای بررسی عدم کارآیی دیگر الگوریتم‌های مبتنی بر RMMSE در ترمیم ناحیه گرفتگی و مقایسه آنها به مقاله [7] مراجعه شود.

[1] interpulse period

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

گفتنی است که برخی الگوریتم‌های بهبودیافته مبتنی بر RMMSE مانند MF-RMMSE [15] در مرکز پنجره پردازشی عملکرد مناسبی دارند، ولی هیچ کارآیی در لبه‌ها و خارج پنجره پردازشی ندارد؛ زیرا تنها از داده‌های درون پنجره پردازشی استفاده می‌کنند؛ اما الگوریتم‌های ترمیم گرفتگی مانند APC-ER [10] به‌دلیل حجم محاسباتی زیاد در درون پنجره پردازشی، کارآیی مناسبی ندارد. اگر آشکارسازی اهداف در ناحیه گرفتگی و نواحی نزدیک به آن و درون پنجره پردازشی مد نظر باشد، عملکرد الگوریتم FFL-APCR مناسب است.

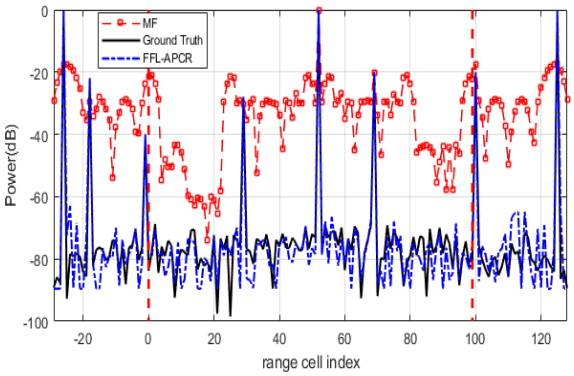
اهداف در این سناریو براساس جدول (۲) تعریف می‌شوند و نتیجه شبیه‌سازی در شکل (۹) نشان داده شده است. شرایط محیطی (توان و توزیع نوفه و کلاتر) و پارامترهای راداری شبیه‌سازی همان موارد قبلی یادشده هستند.

(جدول-۲): مشخصات اهداف ساکن در دید رادار

(Table-2): Stationary targets characteristics in radar view

	شماره	سلول (ℓ)	SNR_dB (σ)
ناحیه گرفتگی ابتدایی	۱	-۲۶	صفر
	۲	-۱۸	-۲۲
	۳	-۱	-۴۰
درون پنجره پردازشی	۴	۲۹	-۲۸
	۵	۵۲	صفر
	۶	۶۹	-۲۰
ناحیه گرفتگی انتهایی	۷	۱۰۰	-۲۰
	۸	۱۲۵	صفر

همان‌طور که در شکل (۸) مشاهده می‌شود، PSLR خروجی MF سبب ماسک‌شدن اهداف ضعیف (۲، ۳، ۴، ۶ و ۷) در مجاورت اهداف قوی شده و در نتیجه در رادارهای متعارف قابل آشکارسازی نیستند.



(شکل-۹): بهبود گستره پویایی برای اهداف ساکن واقع در ناحیه گرفتگی و درون پنجره پردازشی با الگوریتم FFL-APCR

(Figure-9): Extending the Dynamic range for stationary targets within eclipsed region and processing window by FFL-APCR algorithm

اما الگوریتم FFL-APCR با یک فیلتر متوازن به‌طول $(K_A = K_B = 5)$ $K = 11$ و $\alpha = [1.9,1.8,1.7,1.6,1.5,1.3]$ (۶ مرحله تکرار)، سطح گلبرگ‌های جانبی را کاهش می‌دهند و اهداف ماسک شده آشکار می‌شوند. $PSLR_{MF}$ در ناحیه گرفتگی 17.64dB- و درون پنجره 21dB- است که سطح آستانه براساس آن تعریف می‌شود؛ پس از اعمال الگوریتم وفقی گستره پویایی در ناحیه گرفتگی و درون پنجره پردازشی به‌ترتیب 45.3dB و 46.91dB بهبود می‌یابد. از معیار MSE برای ارزیابی خروجی MF استفاده می‌شود که در ناحیه گرفتگی و درون پنجره پردازشی به‌ترتیب 19.37dB- و 28.04dB- است؛ اما مقدار MSE الگوریتم FFL-APCR در مقایسه با دیگر الگوریتم‌های ترمیم گرفتگی در مراجع مختلف، در ناحیه گرفتگی و درون پنجره پردازشی به‌ترتیب 75.26dB- و 78.65dB- است که بهبود قابل ملاحظه‌ای را نشان می‌دهد.

۴-۲- بهبود گستره پویایی الگوریتم FFL-APCR در راداری با کد ارسالی بلند و اهداف متحرک

در برخی سیستم‌های راداری که محدودیت LPI ندارند، برای افزایش برد آشکارسازی اهداف از شکل‌موج‌های کدشده بلند استفاده می‌شود. هرچه طول کد در فرستنده بلندتر شود، در گیرنده بایستی فیلتری با طول بیشتر طراحی شود. با افزایش طول فیلتر گیرنده، مسأله تخریب فاز سیگنال دریافتی توسط دوپلر هدف مطرح می‌شود. جابه‌جایی دوپلر درواقع جابه‌جایی فاز پیوسته‌ای را روی سیگنال دریافتی اعمال می‌کند که باعث عدم تطبیق بین سیگنال ارسالی و دریافتی در فیلتر منطبق و درنتیجه افزایش سطح گلبرگ‌های جانبی در خروجی فیلتر می‌شود و تلف مضاعفی را به سیستم تحمیل می‌کند. در الگوریتم‌های وفقی سرعت همگرایی نسبت به طول شکل‌موج و طول فیلتر متفاوت خواهد بود. به‌طورمعمول یک فیلتر با طول پنجره کوتاه K برای اهداف گسسته کافی است؛ با این حال طول فیلتر وابسته به شکل‌موج و توزیع اهداف است.

در این بخش برای بررسی ارتباط بین طول‌های مختلف فیلتر $(K_A \text{ و } K_B)$ و تأثیر ساختار متوازن $(K_A = K_B)$ ویا نامتوازن $(K_A \neq K_B)$ به‌ازای طول‌های مختلف شکل‌موج کدشده P_3 $(N = 60,100)$ سناریویی

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]

[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

تعریف می‌شود. در این سناریو از اهداف درون پروفایل برد جدول (۳) با سرعت تصادفی بین ± 50m/s استفاده شده و طول پنجره پردازشی $L = 200$ در نظر گرفته شده است. همان شرایط محیطی برای شبیه‌سازی در این الگوریتم صادق است.

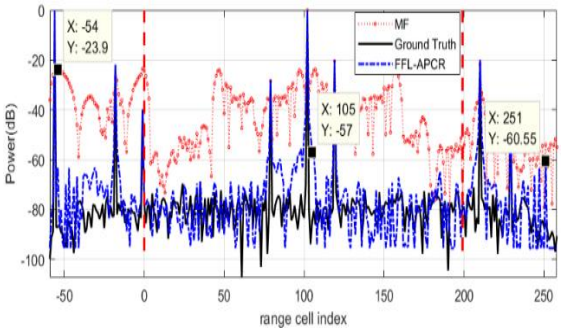
(جدول-۳): مشخصات اهداف متحرک در دید رادار

(Table-3): Moving targets characteristics in radar view

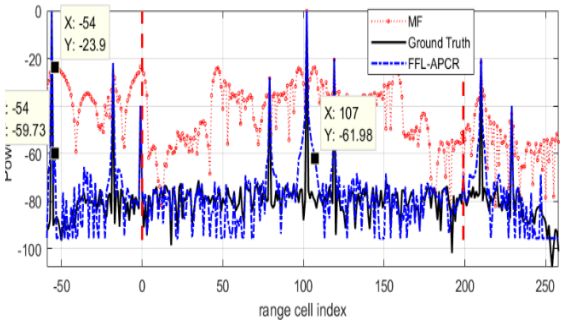
شماره	سلول (ℓ)	SNR_dB (σ)	سرعت (m/s)
۱	-۵۶	صفر	۲۰
۲	-۱۸	-۲۲	۳۰
۳	-۱	-۴۰	-۱۰
۴	۷۹	-۲۸	-۴۰
۵	۱۰۲	صفر	۱۰
۶	۱۱۹	-۲۰	-۱۰
۷	۲۱۰	-۲۰	۵۰
۸	۲۲۹	صفر	-۱۰

اهمیت انتخاب طول فیلتر منعطف و استفاده از ساختار متوازن یا نامتوازن در الگوریتم FFL-APCR وقتی نمایان می‌شود که نیاز به استفاده از طول کد بلندتری داشته باشیم. شکل (۱۰) تفاوت انتخاب فیلتر متوازن به طول ۱۱ و ۲۷ را نشان می‌دهد. تمام شرایط برای هر دو فیلتر یکسان است و الگوریتم با $\alpha = [1.9,1.8,1.7,1.6,1.5,1.3]$ در ۶ مرحله تکرار شده تا به همگرایی مناسب برسد. نتایج عددی شبیه‌سازی این سناریو در جدول (۴) ارائه شده است. این نتایج به طراح رادار امکان انتخاب طول فیلتر را با توجه به کاربری و امکانات رادار می‌دهد. در جدول‌های (۴ و ۵) مقادیر مربوط به درون پنجره پردازشی با (L) نشان داده شده و دیگر مقادیر مربوط به ناحیه گرفتگی است.

ابتدا شکل (۹) (اهداف ساکن) و شکل ۱۰-(الف) که هر دو دارای فیلتر متوازن به طول K=11 هستند را بایکدیگر مقایسه می‌کنیم.



(الف)



(ب)

(شکل-۱۰): بهبود گستره پویایی برای N=60 و اهداف متحرک با الگوریتم FFL-APCR و فیلتر متوازن (الف) K=11 و (ب) K=27

(Figure-10): Extending the Dynamic range for moving targets with N=60 by FFL-APCR algorithm that used balanced filter (a) K=11 and (b) K=27

مشاهده می‌شود گلبرگ‌های اصلی متناسب با سرعت اهداف پهن شده (سبب کاهش تفکیک‌پذیری در برد) و سطح گلبرگ‌های جانبی افزایش یافته است. با افزایش طول فیلتر متوازن (شکل ۱۰-(ب)) هم‌گرایی بهتر شده و گلبرگ‌های جانبی در هر دو ناحیه گرفتگی و بدون گرفتگی کاهش محسوسی داشته است؛ به‌علاوه گستره پویایی هم افزایش بیشتری یافته است. به‌عنوان مثال گستره پویایی فیلتر منطبق درون پنجره پردازشی از رابطه (۱۷) با $PSLR_{MF}$=-23.8dB (در سلول $\ell = 107$) محاسبه می‌شود، که مقدار آن در هر دو شکل (۱۰-الف و ب) ثابت است. با اعمال الگوریتم FFL-APCR و افزایش طول فیلتر، گستره پویایی 38.18dB بیشتر می‌شود که نسبت به طول فیلتر K=11 بیش از 2dB بهبود یافته است.

(جدول-۴): نتایج عددی شبیه‌سازی اهداف متحرک با طول کد N=60

(Table-4): Numerical simulation results of moving targets with code length N=60

معیار (dB)	Balanced		UnBalanced	
	K=11	K=27	K=11	K=27
mse_MF	-24.95	-24.95	-24.95	-24.95
mse_MF(L)	-33.46	-33.46	-33.46	-33.46
mse_APC	-46.41	-46.46	-46.45	-46.28
mse_APC(L)	-55.39	-55.62	-55.69	-55.64
PSLR_MF	-23.9	-23.9	-23.9	-23.9
PSLR_MF(L)	-23.8	-23.8	-23.8	-23.8
Improved DR	36.65	35.83	32.02	36.1
Improved DR(L)	33.2	38.18	34.88	35.87

این سناریو برای فیلتر نامتوازن هم‌تکرار ولی برای جلوگیری از اطاله موضوع فقط نتایج عددی آن در جدول (۴) ارائه می‌شود. طول فیلترها $K = 11$ ($K_B = 7$) و

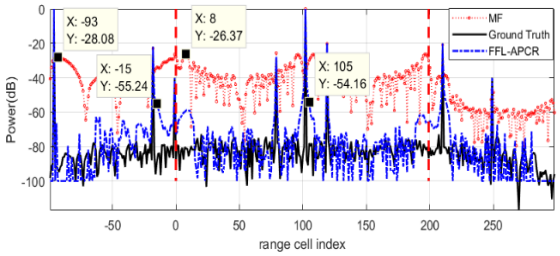
[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]

[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

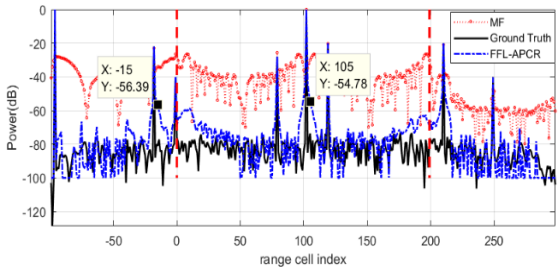
$(K_A=3)$ و $K=27$ $(K_A=11)$ و $(K_B=15)$ انتخاب می‌شود.

حال سناریو را برای طول کد N=100 و طول فیلتر متوازن و نامتوازن تکرار می‌کنیم. این‌بار تنها نتایج شبیه‌سازی فیلتر نامتوازن در شکل (۱۱) نشان داده می‌شود.

در شکل (۵) و روابط بخش ۳-۱ نشان دادیم که برای طول کد N=100 نسبت دقیق PSLR، مقدار مجانبی، کران پایین تقریب زده شده و کران پایین واقعی کد P_3 به‌طورتقریبی یکسان است و می‌توان به مقدار به‌دست‌آمده PSLR اعتماد کرد.



(الف)



(ب)

(شکل-۱۱): بهبود گستره پویایی برای اهداف متحرک با طول کد N=100 و فیلتر نامتوازن (الف) K=27 و (ب) K=81

(Figure-11): Extending the Dynamic range for moving targets with N=100 by FFL-APCR algorithm that used unbalanced filter (a) K=27 and (b) K=81

همان‌طور که در شکل (۱۱-(الف)) مشاهده می‌شود، گلبرگ‌های جانبی اطراف هدف سه واقع در $\ell=-1$ (مرز پنجره پردازشی و ناحیه گرفتگی) بدترین شرایط را به‌وجود آورده است. عملکرد فیلتر با ساختار متوازن و نامتوازن را در افزایش گستره پویایی رادار می‌توان براساس نتایج عددی شبیه‌سازی‌ها در جدول (۵) با یکدیگر مقایسه کرد.

(جدول-۵): نتایج عددی شبیه سازی اهداف متحرک با طول کد N=100

(Table-5): Numerical simulation results of moving targets with code length N=100

معیار (dB)	Balanced		UnBalanced	
	K=15	K=41	K=27	K=81
mse_MF	-25.89	-25.89	-25.89	-25.89
mse_MF(L)	-34.75	-34.75	-34.75	-34.75
mse_APC	-47.22	-47.23	-47.18	-47.18
mse_APC(L)	-55.28	-55.46	-55.44	-55.46
PSLR_MF	-28.09	-28.09	-28.09	-28.09
PSLR_MF(L)	-26.38	-26.38	-26.38	-26.38
Improved DR	24.34	28.98	27.15	28.68
Improved DR(L)	27.41	27.97	27.78	28.4

به‌عنوان مثال الگوریتم FFL-APCR با افزایش طول فیلتر متوازن در ناحیه گرفتگی توانسته بیش از 4dB گستره پویایی را بهبود بخشد.

۵- نتیجه

الگوریتم FFL-APCR برخلاف روش‌های قبلی کاهش گلبرگ‌های جانبی، می‌تواند اهداف کوچک نزدیک به سطح نوفه را با تفکیک‌پذیری به‌اندازه یک سلول آشکار سازد. همچنین از نتایج عددی و شبیه‌سازی‌های ارائه‌شده می‌توان دریافت که گستره پویایی رادار با اعمال الگوریتم FFL-APCR در هر دو ناحیه گرفتگی و بدون گرفتگی افزایش می‌یابد. گستره پویایی با پساپردازش وفقی در حضور اهداف ساکن، به بیشینه مقدار نامی نزدیک می‌شود و گستره پویایی فیلتر منطبق را تقریباً 45dB بهبود می‌دهد؛ اما در مواجهه با اهداف متحرک سریع به‌دلیل شیفت فازی دوپلر و مقاومت در برابر کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی، عملکرد الگوریتم‌های کاهش‌دهنده گلبرگ‌های جانبی دچار تنزل می‌شود. با این وجود الگوریتم FFL-APCR توانست سطح گلبرگ‌های جانبی برد خروجی فیلتر منطبق را در هر دو ناحیه گرفتگی و پنجره پردازشی تا سطح نوفه کاهش دهد. براساس سناریوهای تعریف‌شده و نتایج به‌دست‌آمده با افزایش طول فیلتر متوازن شاهد بهبود گستره پویایی بیشتری نسبت به فیلتر نامتوازن (حدود 4dB نسبت به 1.5dB) هستیم.

الگوریتم FFL-APCR از نظر عملکرد و حجم محاسبات، برتری محسوسی نسبت به الگوریتم مشابه APC-ER [10] دارد. برای مقایسه حجم محاسباتی فرض می‌کنیم شکل‌موج ارسالی P_3 به طول $N=60$ و پنجره پردازشی $L=200$ است. الگوریتم‌های مرمت‌کننده گرفتگی پالس از داده‌های راداری ناحیه گرفتگی به اندازه طول کد در ابتدا و انتهای پنجره پردازشی استفاده می‌کنند ($L_{Total}=320$). حجم محاسبات به تعداد ضرب مختلط مورد نیاز به‌ازای هر سلول و در هر مرحله تکرار اطلاق می‌شود. از آن‌جایی‌که الگوریتم APC-ER مبتنی بر RMMSE است، به $6N^2+14N$ ضرب مختلط

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]
[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

نیاز دارد. درنتیجه الگوریتم APC-ER در هر مرحله تکرار به 7.18×10^6 ضرب مختلط نیاز دارد؛ اما حجم محاسباتی الگوریتم FFL-APCR طبق رابطه (۷) محاسبه می‌شود. در الگوریتم FFL-APCR (شکل ۱۰-(ب)) طول فیلتر متوازن $K=27$ فرض شده و کل پروفایل برد طبق شکل (۱) به نواحی مختلف تقسیم شده که به‌صورت موازی پردازش می‌شوند؛ لذا هر سلول ناحیه مرکزی طبق رابطه (۷) و سلول‌های نواحی گرفتگی ابتدایی و انتهایی به $2N(6N^2+5N-21)+K(6N^2+14N)$ ضرب مختلط نیاز دارند. درنهایت الگوریتم FFL-APCR در هر مرحله تکرار به 3.23×10^6 ضرب مختلط نیاز دارد، یعنی به‌طورتقریبی ۵۵ درصد کاهش حجم محاسبات داریم.

6-References ۶- مراجع

[1] M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, (3rd ed.), New York: McGraw-Hill, 2001, pp. 339—369.

[2] R. Kayvan Shokooh and M. Okhovvat, "Design and implementation of parallel matched filter bank in pulse compression radars," JOURNAL OF PASSIVE DEFENCE SCIENCE AND TECHNOLOGY, vol. 1, no. 2, pp. 75-85, WINTER 2011.

[3] S.D. Blunt and K. Gerlach, "Adaptive pulse compression via MMSE estimation," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 42, no. 2, pp. 572—584, Apr. 2006.

[4] S. M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory., Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1993, pp. 219-286 and 344-350.

[5] N. Levanon, "Creating Sidelobe-Free Range Zone Around Detected Radar Target," in IEEE 28-th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, 2014.

[6] Kayvan shokooh, R., Okhovvat, M., "Efficient Masked Target Detection by Fast Adaptive Pulse Compression Algorithm with Flexible Filter Length," Tabriz Journal of Electrical Engineering (in persian), vol. 49, no. 2, pp. 819-831, 2019.

[7] R. Kayvan shokooh and M. Okhovvat, "An Integrated Algorithm for Optimal Detection of Radar Weak Targets Masked by the Sidelobes of a Strong Target," ECDJ Journal (In Persian), vol. 6, no. 4, 2018.

[8] Kayvan shokooh, R., Okhovvat, M., "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.

[9] T. K. Moon and W. C. Stirling, Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1999.

[10] S.D. Blunt, K. Gerlach, and E. Mokole, "Pulse compression eclipsing repair," in IEEE Radar Conf, Rome, Italy, 26-30 May 2008.

[11] Wai Ho Mow and S. R. Li, "Aperiodic autocorrelation and crosscorrelation of polyphase sequences," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 43, no. 3, pp. 1000-1007, 1997.

[12] M. Antweiler and L. Bomer, "Merit Factor of Chu and Frank sequences," Electron. Letter, vol. 26, pp. 2068-2070, 1990.

[13] W. H. Mow, A STUDY OF CORRELATION OF SEQUENCES, THE CHINESE UNIVERSITY OF HONG HONG, 1993.

[14] M. A. Richards, J. A. Scheer and W. A. Holm, Principles of Modern Radar: Basic principles, vol. 1, Sci Tech, 2010.

[15] 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.

رضا کیوان‌شکوه دارای دکترای تخصصی در رشته مهندسی برق گرایش مخابرات از دانشگاه جامع امام حسین (ع) است. ایشان مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد را در همان دانشگاه به پایان رسانده و در حال حاضر استادیار دانشگاه جامع امام حسین (ع) است. تخصص و زمینه‌های پژوهشی مورد علاقه ایشان پردازش سیگنال، تئوری تخمین و آشکارسازی، فیلترهای وفقی و سیستم‌های راداری است.

نشانی رایانامه ایشان عبارت است از:

rkayvanshokooh@ihu.ac.ir

مجید اخوت دارای دکترای تخصصی در رشته مهندسی برق گرایش مخابرات از دانشگاه تربیت مدرس است. ایشان مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد را در دانشگاه صنعتی امیرکبیر به پایان رسانده و در حال حاضر دانشیار دانشگاه جامع امام حسین (ع) است. شناسایی پترن، پردازش سیگنال، فیلترهای وفقی، ریزموج و سیستم‌های راداری از جمله علایق پژوهشی ایشان است.

نشانی رایانامه ایشان عبارت است از:

mokhovvat@ihu.ac.ir

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]

[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

میثم رئیس دانائی مدرک کارشناسی ارشد و دکتری خود را در رشته مهندسی برق با گرایش مخابرات سیستم از دانشگاه صنعتی شریف در سال‌های ۱۳۸۵ و ۱۳۹۱ اخذ نموده است. وی در حال حاضر استادیار دانشگاه جامع امام حسین (ع) می‌باشد. حوزه‌های تحقیقاتی ایشان عبارتند از: مخابرات بی سیم، فرایند های تصادفی و تئوری تخمین. نشانی رایانامه ایشان عبارت است از:

mrdanaee@ihu.ac.ir

[Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]

[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91]

[DOI: 10.52547/jsdp.18.3.91] [Downloaded from jsdp.rcisp.ac.ir on 2025-11-02]